EEMKON
2019
İSTANBUL

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ KONGRESİ

EEMKON 2019

14-16 KASIM 2019

HARBİYE ASKERİ MÜZE VE KÜLTÜR SİTESİ

- **Biyomedikal Mühendisliği**
  (İstanbul Tabip Odası İle Birlikte Düzenlenmektedir)
- **Elektrik ve Kontrol Mühendisliği**
- **Elektronik ve Yeni Teknolojiler**
- **Enerji Politikaları**
- **İletişim Teknolojileri**
- **Kent ve Elektrik**
  (İstanbul Tabip Odası İle Birlikte Düzenlenmektedir)
- **Mühendislik Eğitimi**

BİLDİRİLER KİTABI

www.eemkon.org.tr

/eemkon2019 /eemkon2019 /eemkon2019

ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

İSTANBUL TABİP ODASI

SUNUŞ

14-15-16 Kasım 2019 tarihlerinde İstanbul Harbiye Askeri Müze ve Kültür Sitesi'nde "Elektrik Elektronik Mühendisliği Kongresi 2019 (EEMKON2019)" yapıldı.

Yoğun katılımla gerçekleşen Kongre'de;

- Elektrik ve Kontrol Mühendisliği Sempozyumu
- Elektronik ve Yeni Teknolojiler Sempozyumu
- Enerji Politikaları Sempozyumu
- Kent ve Elektrik Sempozyumu
- İletişim Teknolojileri Sempozyumu
- Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu
- Mühendislik Eğitimi Sempozyumu

olmak üzere 7 sempozyum, sektör oturumları ve bilim kurulu değerlendirilmesi sonucu uygun bulunan bildiri oturumları gerçekleştirildi.

Kongre'de; Elektrik – Elektronik Mühendisliği (EEMKON2019) kapsamında, dünyada ve ülkemizde hızla gelişen elektrik, elektronik, kontrol ve biyomedikal mühendisliği alanlarındaki yenilikleri paylaşılmış, irdelenmiş ve geleceğe ilişkin politikalar tartışılmıştır.

Ülkemizden 61, Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti'nden 6 Üniversite olmak üzere toplam 67 Üniversite - 6 Teknokent-Teknopark-Araştırma Merkezi - 13 Dernek – 4 Medya Kuruluşu – 5 Belediye – 24 Sponsor kongremize destek vermiştir.

Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti Elektrik Mühendisleri Odası katkılar sunmuşlar ve bu kongrede önemli oturumlar hazırlamışlardır. Meslek alanlarımızın çok disiplinli olmasından dolayı özellikle sağlıkçı - mühendis ortak çalışmalarının yoğun olduğu Biyomedikal alan ve Kente dair çevre, insan sağlığı, iş güvenliği konularında işbirliği yapmak üzere Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, Kent ve Elektrik Sempozyumlarında İstanbul Tabip Odası destek sağlamıştır.

Kongre'de paralel oturumlarla yapılan 7 sempozyum yanı sıra; akademisyenler, yüksek lisans öğrencileri, kamu ve özel kuruluş temsilcilerinden oluşan bildiri yazarları tarafından değerlendirilmek üzere kongreye 130 bildiri gönderilmiştir. Bilim kurulu tarafından bildirilerin değerlendirmesi sonucu 94 bildiri uygun bulunmuş ve 24 bildiri oturumları ile sunulmuştur.

Bu yayında, Elektrik Elektronik Mühendisliği Kongresi (EEMKON 2019)'nde sunulan bildiriler yer almaktadır. Kongre bilim kurulu üyelerine ve kongreye bildirileri ile katılarak destek veren bildiri yazarlarına teşekkür ederiz.

Saygılarımızla.

EEMKON2019 Kongresi Düzenleme Kurulu

EMO Yayın No: SK/2019/714
ISBN: 978-605-01-1325-9

DÜZENLEME KURULU

A. Burak Polat
Abdullah T. Tola
Abdülsamed Demir
Adnan Kaypmaz
Ahmet Akçay
Ahmet Can Kutlu
Ahmet Dervişoğlu
Ahmet Turan Aydemir
Alaattin Ali Yolcu
Ali Işın
Ali Seçer
Ali Serdar Eriş
Alişan Çalcalı
Alkım Berk Narin
Arif Cevizci
Arif Dolma
Armanç Eşin
Asuman Yıldırım
Ata Akın
Atalay Tan
Atila Bir
Atilla Demirci
Aybent Gökgöz
Aydoğan Özdemir
Ayten Kuntman
B. Koray Tunçalp
Bahri Kavilcioğlu
Barbaros Şekerkıran
Barış Çoruh
Batın Bilten
Behçet Uğur Töreyin
Belgin Emre Türkay
Berk Şeker
Berkcan Gücer
Beyza Metin
Bilgin Akbal
Birol Arifoğlu
Birsen Saka
Buğra Gazioğlu
Buğrahan Bayram
Burak Özer
Bülent Sankur
Canan Atılgan
Canbolat Uçak
Caner Özdemir
Cansel Aslan
Cemil Kocatepe
Cemil Ünal
Cengiz Acar
Cihan Bereketoğlu
Çiğdem Işıkyürek
Dağıstan Bekiroğlu
Davut Solyalı
Deniz Demirkaplan
Dilek Tükel
Duran Leblebici
Ekrem Çeştepe
Elif Altun
Elif Çiçek
Emrullah Çevirme
Enes Yılmazer
Engin Ayçiçek
Engin Baysoy
Ercan Dursun
Erdal Panayırcı
Erdem Yazgan
Erdener Ildız
Ergül Akçakaya
Erhan Karaçay
Erol Celepsoy
Ersin Kaya
Ertuğrul Saatçi
Esra Saatçi
Ethem Erkoç
Evindar Aydın
F. Kemal Özoğuz
Fatih Doğan
Fatih Kaymakçıoğlu
Fazilet Vardar Sukan
Ferruh İskenderoğlu
Fethi Olcaytuğ
Fetih Çeliksöz
Fevzi Yıldırım
Figen Özen
Fikret Küçükdeveci
Fuat Gürleyen
Fulya Kunter
Galip Cansever
Gani Aksu
Gazi İpek
Giyasi Güngör
Gökhan Ertaş
Gökhan Hüzmeli
Gökhan Serdar Özcanlar
Göktan Cengiz
Görkem Çelik
Gülcihan Özdemir
Gülefer Mete
Gülşah Mutlu
Gürkan Serteller
H. Ergun Doğru
Hakan Hocaoğlu
Hakan Kuntman
Hakkı K. Ocakaçan
Haldun İşözen
Halil İbrahim Bakar
Hamit Serbest
Hasan Demirel
Hasan Dinçer
Hasan Fırat
Hasbi İsmailoğlu
Hatice Geyik
Hayrettin Özaydın
Huriye Alacakaptan
Hüseyin Halıcı
Hüseyin Öcal
Hüseyin Uğur Yıldız
İ. Cem Göknar
İbrahim Saral
İdris Benek
İhsan Yurt
İlhan Garip
İpek Şen
İsa Güngör
İslim Arıkan
İsmail Bul
Janset Daşdemir
Kayhan Çetin Atasoy
Kübülay Özbek
Levent Çelik
M. Celal Pınargözü
M. Demir Gürsoytrak
M. Galip Demircan
M. Işık Gürbulak
M. Kemal Leblebicioğlu
M. Timur Aydemir
Mahmut Sami
Mana Sezdi
Mazlum Kaplan
Mehmet Akif Şenol
Mehmet Ali Arıcı
Mehmet Bayrak
Mehmet Emin Tacer
Mehmet Karabacak
Mehmet Karadurak
Mehmet Mak
Mehmet Orak
Mehmet Özdağ
Mehmet Toycan
Mehmet Turan Söylemez
Mehmet Turgut
Mehmet Veysi Çevrim
Melike Koçak
Mert Bayraktar
Mert Umut Özkaynak
Mertkan Akay
Metin Sağdiçoğlu
Mithat İdemen
Muhittin Gökmen
Murat Çelik
Murat Gündüzay
Murat Kardaş
Mustafa Akçakaya
Mustafa Aydın
Mustafa Bağrıyanık
Mustafa Cem Kasapbaşı
Mustafa Cemaloğlu
Mustafa Murat Bilgiç
Mustafa Öztürk
Mustafa Seven
Mustafa Sülkü
Müştak Erhan Yalçın
N. Özlem Ünverdi
Naci Basmacı
Namık Demirağ
Namık Kemal Cibaroğlu
Neslihan Serap Şengör
Neşe Akkoç
Neval Şimşek
Nidal Aras
Nihal Türüt
Nihat Kaplan
Nur Bekiroğlu
Nurettin Umurkan
Onur Koçak
Onur Osman
Oruç Bilgiç
Osman Bahadır
Osman Çerezci
Osman Eroğul
Osman Palamutçuoğulları
Ömer Adışen
Ömer Usta
Ömür Yıldız
Ömürhan Soysal
Özcan Kalenderli
R. Behçet Akcan
R. Koray Çiftçi
R. Nejat Tuncay
Rafet Akdeniz
Ramazan Bayındır
Recep Cem Erkanlı
Reha Şen
Reşat Murat Görgü
Saadet Nuruilah Güleç
Sacit Karamürsel
Salih Barış Öztürk
Salman Kurtulan
Seda Deniz Acar
Selçuk Paker
Selim Şeker
Sema Bayhan
Semih Ertürk
Serap Kırbız
Serdar Çiftcan
Serdar Harmancıoğlu
Serdar Kargın
Serdar Özoğuz
Serhat Şeker
Serkan Uğur Bayraktar
Sermin Onaygil
Servet Biliş
Servet Kumsal
Seyfettin Atar
Sıddık Yarman
Sıddıka Ödel
Suat Kaş
Süleyman Daşdağ
Şahin Yılmaz
Şakir Bingöl
Şeyda Solukcu
Şükrü Özen
Tacha Serif
Tamer Demiralp
Tanay Sıdkı Uyar
Tankut Panayır
Tayfun Akgül
Tayfun İşbilen
Temel Pirli
Tuba Ayhan
Tufan Kumbasar
Tuğçe Çakırca
Tuncay Özkoç
Tunç Aldağlı
Tülay Yıldırım
Ufuk Ataç
Uğur Çeltekligil
Uğur Çini
Uğur Savaş Selamoğulları
Uğur Volkan Varlık
Umut Engin Ayten
Ümit Berkup
Üner Kutalmış
Vasfiye Öztalaşlı
Veyis Sarıoğuz
Yakup Şengül
Yaprak Yalçın
Yasemin Yavuz Kaya
Yavuz Şerbetçi
Yeşim Çelikkol
Yıldız Leblebici
Yılmaz Kocaoğlu
Yüksel Mengunoğul
Zafer Söz
Ziya Telatar

YÜRÜTME KURULU

Abdullah T. Tola
Adnan Kaypmaz
Ahmet Turan Aydemir
Ali Işın
Ali Seçer
Ali Serdar Eriş
Alkım Berk Narin
Ata Akın
Atila Bir
Barbaros Şekerkıran
Batın Bilten
Belgin Emre Türkay
Berk Şeker
Berkcan Gücer
Beyza Metin
Bilgin Akbal
Buğra Gazioğlu
Cemil Kocatepe
Cemil Ünal
Dağıstan Bekiroğlu
Davut Solyalı
Deniz Demirkaplan
Duran Leblebici
Ekrem Çeştepe
Elif Çiçek
Enes Yılmazer
Engin Ayçiçek
Erdal Panayırcı
Erdener Ildız
Erhan Karaçay
Erol Celepsoy
F. Kemal Özoğuz
Fazilet Vardar Sukan
Ferruh İskenderoğlu
Fevzi Yıldırım
Figen Özen
Fikret Küçükdeveci
Fuat Gürleyen
Galip Cansever
Gazi İpek
Giyasi Güngör
Görkem Çelik
Gülcihan Özdemir
Hakan Kuntman
Hakkı K. Ocakaçan
Haldun İşözen
Hasan Demirel
Hasan Dinçer
İpek Şen
İsa Güngör
Janset Daşdemir
Kayhan Çetin Atasoy
M. Celal Pınargözü
M. Demir Gürsoytrak
M. Işık Gürbulak
M. Timur Aydemir
Mazlum Kaplan
Mehmet Ali Arıcı
Mehmet Toycan
Mehmet Turgut
Mert Umut Özkaynak
Mustafa Akçakaya
Mustafa Aydın
Mustafa Bağrıyanık
Mustafa Seven
Mustafa Sülkü
Müştak Erhan Yalçın
N. Özlem Ünverdi
Namık Demirağ
Nidal Aras
Nihal Türüt
Nihat Kaplan
Onur Koçak
Osman Çerezci
Osman Eroğul
Özcan Kalenderli
Rafet Akdeniz
R. Behçet Akcan
Saadet Nuruilah Güleç
Sacit Karamürsel
Salman Kurtulan
Seda Deniz Acar
Selim Şeker
Serdar Harmancıoğlu
Serhat Şeker
Serkan Uğur Bayraktar
Servet Kumsal
Sıddık Yarman
Sıddıka Ödel
Süleyman Daşdağ
Tamer Demiralp
Tanay Sıdkı Uyar
Tayfun Akgül
Tayfun İşbilen
Tuba Ayhan
Tufan Kumbasar
Tülay Yıldırım
Uğur Çeltekligil
Üner Kutalmış
Vasfiye Öztalaşlı
Yakup Şengül
Yaprak Yalçın
Yavuz Şerbetçi
Yeşim Çelikkol
Ziya Telatar

BİLİM KURULU

A. Burak Polat - Yıldız Teknik Üniversitesi
Abdullah T. Tola - Pamukkale Üniversitesi
Adnan Kaypmaz - Beykent Üniversitesi
Ahmet Dervişoğlu - İstanbul Teknik Üniversitesi
Alaa Eleyan - Avrasya Üniversitesi
Ali Fuat Ergenç - İstanbul Teknik Üniversitesi
Ali Rıfat Boynueğri - Yıldız Teknik Üniversitesi
Altuğ Bozkurt - Yıldız Teknik Üniversitesi
Arif Dolma - Kocaeli Üniversitesi
Ata Akın - Acıbadem Üniversitesi
Atila Bir - İstanbul Teknik Üniversitesi
Aydoğan Özdemir - İstanbul Teknik Üniversitesi
Ayşe G. Canseven Kurşun - Gazi Üniversitesi
Ayten Kuntman - İstanbul Üniversitesi
Behçet Uğur Töreyin - İstanbul Teknik Üniversitesi
Belgin Emre Türkay - İstanbul Teknik Üniversitesi
Birol Arifoğlu - Kocaeli Üniversitesi
Birsen Saka - Hacettepe Üniversitesi
Burak Akın - Yıldız Teknik Üniversitesi
Bülent Sankur - Boğaziçi Üniversitesi
Canan Atılgan - Sabanci Üniversitesi
Canbolat Uçak - Yeditepe Üniversitesi
Cemil Sert - Harran Üniversitesi
Claudia Fernanda Yaşar - Yıldız Teknik Üniversitesi
Cevat Erdem İmrak - İstanbul Teknik Üniversitesi
Çiğdem Çetinkaya - Yaşar Üniversitesi
Cihan Bereketoğlu -Yıldız Teknik Üniversitesi
Dilek Tükel - Doğuş Üniversitesi
Duran Leblebici - İstanbul Teknik Üniversitesi
Elif Çiçek - Yıldız Teknik Üniversitesi
Engin Ayçiçek - Yıldız Teknik Üniversitesi
Erdal Panayırcı - Kadir Has Üniversitesi
Erdem Yazgan - TED Üniversitesi
Ergül Akçakaya - Işık Üniversitesi
Ertuğrul Saatçi - İstanbul Kültür Üniversitesi
Esra Saatçi - İstanbul Kültür Üniversitesi
Fazilet Vardar Sukan - Sabanci Üniversitesi
Fethi Olcaytuğ - Yeditepe Üniversitesi
Figen Özen -Haliç Üniversitesi
Fuat Gürleyen - İstanbul Teknik Üniversitesi
Fulya Kunter - Marmara Üniversitesi
Galip Cansever - Yıldız Teknik Üniversitesi
Gökhan Ertaş - Yeditepe Üniversitesi
Gülcihan Özdemir - İstanbul Teknik Üniversitesi
Gülden Eleyan - Avrasya Üniversitesi
Hakan Hocaoğlu - Gebze Teknik Üniversitesi
Hakan Kuntman - İstanbul Teknik Üniversitesi
Hakan Temeltaş - İstanbul Teknik Üniversitesi
Hamit Serbest - Çukurova Üniversitesi
Hasan Dinçer - EMO
Hasbi İsmailoğlu - Kocaeli Üniversitesi
Hüseyin Uğur Yıldız - Yıldız Teknik Üniversitesi
İ. Cem Göknar - Işık Üniversitesi
İbrahim Akduman - İstanbul Teknik Üniversitesi
İbrahim Eksin - İstanbul Teknik Üniversitesi
İlhan Garip - Nişantaşı Üniversitesi
İlker Üstoğlu - İstanbul Teknik Üniversitesi
İpek Şen - İstanbul Bilgi Üniversitesi
Janset Daşdemir - Yıldız Teknik Üniversitesi
Korkut Yeğin - Ege Üniversitesi
Levent Ucun - Yıldız Teknik Üniversitesi
Leyla Gören - İstanbul Teknik Üniversitesi
M. Kemal Leblebicioğlu - Orta Doğu Teknik Üniversitesi
M. Timur Aydemir - Gazi Üniversitesi
M. Zülküf Akdağ - Dicle Üniversitesi
Mana Sezdi - İstanbul Üniversitesi
Mehmet Akif Şenol - İstanbul Gelişim Üniversitesi
Mehmet Bayrak - Sakarya Üniversitesi
Mehmet Emin Tacer - İstanbul Aydın Üniversitesi
Mehmet Şener Küçükdoğu-İstanbul Kültür Üniversitesi
Mehmet Toycan - Kıbrıs EMO
Mehmet Turan Söylemez -İstanbul Teknik Üniversitesi
Mert Umut Özkaynak - Sabancı Üniversitesi
Mithat İdemen - İstanbul Teknik Üniversitesi
Muharrem Mercimek - Yıldız Teknik Üniversitesi
Muhittin Gökmen - MEF Üniversitesi
Murat Yılmaz - İstanbul Teknik Üniversitesi
Mustafa Bağrıyanık - İstanbul Teknik Üniversitesi
Mustafa Cem Kasapbaşı - İstanbul Ticaret Üniversitesi
Mustafa Sülkü - İstanbul Tabip Odası
Müjde Güzelkaya - İstanbul Teknik Üniversitesi
Müştak Erhan Yalçın - İstanbul Teknik Üniversitesi
N. Özlem Ünverdi - Yıldız Teknik Üniversitesi
Neslihan Serap Şengör - İstanbul Teknik Üniversitesi
Nur Bekiroğlu - Yıldız Teknik Üniversitesi
Nurettin Umurkan - Yıldız Teknik Üniversitesi
Nurten Erdal - Mersin Üniversitesi
Onur Akbatı - Yıldız Teknik Üniversitesi
Onur Osman - İstanbul Arel Üniversitesi
Oruç Bilgiç - İstanbul Kültür Üniversitesi
Osman Çerezci - Üsküdar Üniversitesi
Osman Eroğul - TOBB Üniversitesi
Osman Palamutçuoğulları - Beykent Üniversitesi
Ozan Erdinç - Yıldız Teknik Üniversitesi
Ömer Gül - İstanbul Teknik Üniversitesi
Ömer Usta - İstanbul Teknik Üniversitesi
Özcan Kalenderli - İstanbul Teknik Üniversitesi
Özgür Üstün - İstanbul Teknik Üniversitesi
R. Koray Çiftçi - Namık Kemal Üniversitesi
R. Nejat Tuncay - Okan Üniversitesi
Rafet Akdeniz - Namık Kemal Üniversitesi
Ramazan Bayındır - Gazi Üniversitesi
Rengin Ünver - Yıldız Teknik Üniversitesi
Sacit Karamürsel - İstinye Üniversitesi
Salih Barış Öztürk - Okan Üniversitesi
Salman Kurtulan - İstanbul Teknik Üniversitesi
Selçuk Paker - İstanbul Teknik Üniversitesi
Selim Şeker - Üsküdar Üniversitesi
Selin Özçıra Özkılıç - Yıldız Teknik Üniversitesi
Serap Kırbız - MEF Üniversitesi
Serdar Kargın - Beykent Üniversitesi
Serdar Özoğuz - İstanbul Teknik Üniversitesi
Serhat İkizoğlu - İstanbul Teknik Üniversitesi
Serhat Şeker - İstanbul Teknik Üniversitesi
Sermin Onaygil - İstanbul Teknik Üniversitesi
Sıddık Yarman - İstanbul Üniversitesi
Süleyman Daşdağ - İstanbul Medeniyet Üniversitesi
Şakir Bingöl - Marmara Üniversitesi
Şeref Naci Engin - Yıldız Teknik Üniversitesi
Şükrü Özen - Akdeniz Üniversitesi
Tacha Serif - Yeditepe Üniversitesi
Tamer Demiralp - İstanbul Üniversitesi
Tanay Sıdkı Uyar - Marmara Üniversitesi
Tayfun Akgül - İstanbul Teknik Üniversitesi
Tuba Ayhan - MEF Üniversitesi
Tufan Kumbasar - İstanbul Teknik Üniversitesi
Tülay Yıldırım - Yıldız Teknik Üniversitesi
Uğur Çeltekligil -Piri Reis Üniversitesi
Uğur Savaş Selamoğulları - Yıldız Teknik Üniversitesi
Umut Engin Ayten - Yıldız Teknik Üniversitesi
Volkan Sezer - İstanbulTeknik Üniversitesi
Yaprak Yalçın - İstanbul Teknik Üniversitesi
Yavuz Eren - Yıldız Teknik Üniversitesi
Yıldız Leblebici - İstanbul Teknik Üniversitesi
Ziya Telatar - Ankara Üniversitesi

İÇİNDEKİLER

ELEKTRİK VE KONTROL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 162
Dağınık Fiber Optik Sensör Türleri ve Sistemleri
(İsmail KARAMAN - Ayşenur HATİPOĞLU - Ahmet Can GÜNAYDIN - Kemal FİDANBOYLU).....16

Bildiri No: 252
Yüksek Darbe Akımların Ölçümü İçin Rogowski Bobini Tasarımı (Burak YILMAZ).....24

Bildiri No: 153
Kablo Demeti Ara Uzunluk Ayarı Mekanizmasının Geliştirilmesi ve Robotik Üretim Hücresi Uygulaması
(Barış ÖZ - Buse SEVİM - Gözde AKPAK - Sema IŞIK).....30

Bildiri No: 168
Ultrason Görüntü Gürültülerinin Azaltılmasında Derin Öğrenme İyileştirici Algoritma Performanslarının
Karşılaştırılması (Onur KARAOĞLU - Hasan Şakir BİLGE - Altan ŞAHİN - İhsan ULUER).....34

Bildiri No: 214
DA-DA Azaltıcı (Buck) Dönüştürücü için Doğrusal Olmayan Geri Adımlamalı Kontrolcü Tasarımı ve
Gerçek Zamanlı Uygulaması
(Tuğrulhan AKGÜL - Armin LOTFIEGHLIM - Hacı Mehmet GÜZEY).....40

Bildiri No: 198
Kaotik Memindüktör (Melike ŞEN - Reşat MUTLU).....47

Bildiri No: 171
Aspen Plus Programı Kullanılarak Katı Oksit Yakıt Hücresinin Çalışma Performansının İncelenmesi
(Senem SEZER - Uğur ÖZVEREN).....53

Bildiri No: 225
Elektrik Dağıtım Sistemlerinde Enerji Depolama Sistemlerinin Kullanımının Faz Dengesizliği Üzerindeki
Etkiler (Ali ÖZAN - Mustafa BAĞRIYANIK).....58

Bildiri No: 217
Doğrusal Denklemlerin Çözümü İçin Oydaşım Tabanlı Dağıtık Algoritma (Murat TAKSİM).....63

Bildiri No: 220
Dağıtık Üretim Tesislerinin Elektrik Dağıtım Şebekesi Entegrasyonunda Mikro Şebekeler
(Fatma AVLİ FIRIŞ - Mustafa ALTUK - Oğuzhan KALKAN - Sabri Murat KISAKÜREK).....67

Bildiri No: 219
Manyetik Geri Beslemeli İleri Yönlü Dönüştürücünün Tasarımı ve Simülasyonu
(Ahmet ÖZDAL - Ahmet Faruk BAKAN).....72

Bildiri No: 206
Dikdörtgen Tünel Benzeri Yapılarda Kullanılan Malzemelerin Sinyal Zayıflaması Üzerindeki Etkisi
(Yusuf KARACA - Özgür TAMER).....78

Bildiri No: 204
Bir Elektrik Fırının Gerçek Zamanlı Sayısal Kontrolü
(Ali GÜNEY - Sinan TEKİN - Meltem TEMİZKAN - Oğuzhan ÇAKIR).....84

İÇİNDEKİLER

ELEKTRİK VE KONTROL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 120
İki Bağımsız PV Kaynaklı 5kW'lık Güneş Enerjisi Çeviricisinin Kararlı ve Verimli Denetimi
(Osman S. ŞENTÜRK)..... 88

Bildiri No: 176
Hafif Ticari Elektrikli Araç Üzerinde Kablosuz Hızlı Şarj Sistemi Entegrasyonu
(Halil İbrahim ADAM - Mustafa ŞİMŞEK - Berk BİLGİN).....93

Bildiri No: 190
Enerji Analizörü Tasarımı Ve Enerji Ölçüm Sonucunun Zamana Göre Hatasının Makine Öğrenmesi Algoritmasıyla Modellenmesi
(Sıraç CEVİZCİ - Burak FULİN - Serhan YILMAZ - Bünyamin SÖĞÜT) 96

Bildiri No: 189
Uçak Elektrik Güç Üretim Sistemlerinin Modellenmesi ve Benzetimi
(Murat KESKİN - Oğuz Kağan KELEŞ - Mustafa BAĞRIYANIK) 103

Bildiri No: 187
Gri Kurt Optimizasyon Algoritması ile Eş Zamanlı Olarak Şebekenin Yeniden Yapılandırması ve DÜS Entegrasyonu (Ahmet DOĞAN)..... 111

Bildiri No: 154
Çok Çıkışlı Geri-Dönüşlü Dönüştürücü İçin Cross-Regülasyon Tekniğinden Faydalanan Kontrol Devresi Tasarımı (Fatih ZÜNGÖR - Faruk TAŞ - Metin ÖZTÜRK)..... 115

Bildiri No: 150
Kesirli Dereceli PI Denetleyici İçeren Doğru Akım Motor Hız Kontrol Sisteminin Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık Analizi (Recep BOLAT - Şahin SÖNMEZ - Saffet AYASUN)..... 122

Bildiri No: 139
6/4 Kutuplu Anahtarlamalı Relüktans Motorlarda Farklı Rotor Tasarımlarının Etkileri
(Ahmet FENERCİOĞLU - Merve Şen KURT - Altan ŞAHİN - Zafer KELEŞ)..... 128

Bildiri No: 125
Robot Çalışma Hücrelerinin Cryengine Kullanımıyla Sanal Gerçeklik Temelli Görselleştirilmesi
(Ekim Otan KARAOĞLU - Dilek TÜKEL).....134

Bildiri No: 126
Sürücü Taklitine Dayalı Otonom Sürüş (Ali DEMİR)..... 138

İÇİNDEKİLER

ELEKTRONİK VE YENİ TEKNOLOJİLER SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 238
Görüntü İşleme Temelli Dost - Düşman Algılama Sistemi
(Faruk Ahmet KARA - Kaan BAL - Furkan KIZILKOCA - Şuayb Çağrı YENER)..... 144

Bildiri No: 241
Hidrokarbon Grubu Gazların Kızılötesi Optik Gaz Algılama Sistemi Modellemesi Ve Frekans Cevabı Analizi
(Şeymanur TOPUK)..... 148

Bildiri No: 201
Sirkülasyon Pompası Uygulamalarında Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü ve EEI Optimizasyonu için Kontrol Metodu Geliştirilmesi (Mutullah EŞER - Coşku KASNAKOĞLU - Seçil İTİŞKEN)....152

Bildiri No: 226
Düşük Güçlü Kablosuz Sensör Ağının STEVAL-FKI868V2 ile Gerçeklenmesi ve Performans Analizi
(Alperen YAZAR - Koray GÜRKAN)..... 158

Bildiri No: 230
Inkjet Baskı Tekniği ile Giyilebilir Sıcaklık Sensörü Tasarımı
(Burcu ARMAN KUZUBAŞOĞLU - Senem KURŞUN BAHADIR).....161

Bildiri No: 223
Manyetik Bağlaşım Temelli Kablosuz Pasif Isı Sensörü (Yeliz DİKERLER - Seyit Ahmet SİS).....165

Bildiri No: 205
Uçtan Uca Sürücüsüz Araç Eğitimi (Koray AKİ - Ahmet Emir DİRİK)..... 168

Bildiri No: 25
Elektronik Tekstil Uygulamalarında Kullanıma Yönelik Yüksek İletkenlik ve Esnekliğe Sahip Bir SEBS-Ni Kompozit Geliştirilmesi (Hatice AÇIKGÖZ TUFAN - Umut Kıvanç ŞAHİN).....176

Bildiri No: 216
Memristör Uygulaması İçin TiO2 ve TiO2:Cu Film Büyütme Oranında HiPIMS Frekansının Etkisi
(Hasan EFEOĞLU - Banafsheh Alizadeh ARASHLOO).....179

Bildiri No: 249
Buck Dönüştürücü Tabanlı Mikro Evirici Tasarımı
(Gençali ÇİÇEK - Revna ACAR VURAL - Basri KUL).....182

Bildiri No: 218
Blok Tabanlı Sıkıştırılmış Algılama Metotlarının İncelenmesi ve Karşılaştırılması
(Murat Emre ERKOÇ - Nurhan KARABOĞA).....187

Bildiri No: 215
Yüksek Frekans RKA Simülatör ve Analiz Aracı Predics'te İyileştirme Çalışmaları
(Özkan KIRIK - Şevket DEMİRCİ - Caner ÖZDEMİR)..... 191

Bildiri No: 210
İki Özdeş Hindmarsh-Rose Nöronunun Sinaptik Bağlantı İle Senkronizasyonu
(Emine GÜNEŞ - Enis GÜNAY).....196

İÇİNDEKİLER

ELEKTRONİK VE YENİ TEKNOLOJİLER SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 209
Nakış Yöntemi ile Giyilebilir RFID Anten Tasarımı
(Meltem TEKÇİN - Raziye ATAKAN - Stelios MİTTİLİNEOS - Tan ERBEN - Senem Kurşun BAHADIR) 200

Bildiri No: 208
Beyin Dalgası Sensörü Kontrolü ile Akıllı Ev Otomasyon
(İsmet Arda ÖZEN - T. Çetin AKINCI - Deniz TÜRKPENÇE - Ramazan ÇAĞLAR - Serhat ŞEKER)..... 204

Bildiri No: 199
Otomotiv Sektöründe LED Aydınlatmalı Projektör Ünitesi Tasarımı (M. Türker GÜLTEPE)..... 209

Bildiri No: 197
Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Tork Kontrolünde Smith Kestirim Kontrolü ile Gecikme Kompanzasyonu
(Zafer ÇAKAR - Çağla UZUN - Meltem TETİK GİRGİN - Fırat PARLAK)..... 213

Bildiri No: 195
Büyük ve Karmaşık Hedeflerden Saçılma, Difraksiyon ve RKA Değerini Hızlı ve Doğru Hesaplayan Komple
Bir Benzetim ve Analiz Aracı: Predics (Caner ÖZDEMİR - Özkan KIRIK - Şevket DEMİRCİ) 218

Bildiri No: 196
Yer-tabanlı Sentetik Açıklıklı Radar ile L-bant Polarimetrik Gerisaçılımın İncelenmesi
(Şevket DEMİRCİ - Özkan KIRIK - Caner ÖZDEMİR)..... 223

Bildiri No: 173
Otomotiv Elektrik Elektronik Komponent Testlerinde HIL Sistemlerinin Kullanımı
(Muhammed Doruk ÇAPRAZ - Anıl Onur CANBAZ - Seyhan MUTLU - Nuri GÜNEY - Semih SEZGİN Burcu KILIÇ) 227

Bildiri No: 177
CAN-FD Protokolünde Performans
(Anıl Onur CANBAZ - Seyhan MUTLU - Muhammed Doruk ÇAPRAZ)..... 234

Bildiri No: 166
Vilnius Kaotik Osilatörünün İndüktans Elemansız Yeni Bir Eşdeğer Devresi ve Dinamik Analizleri
(Coşkun ARSLAN)..... 238

Bildiri No: 140
Lazer Mikrofonda Gürültünün İndirgenmesi İçin Farklı İşaret İşleme Algoritmaları Ve Ters Filtreleme
Tekniğinin Kullanılması (Soner MÜLAYİM - Emre TURAN - Zehra SARAÇ)..... 242

Bildiri No: 138
Faz Kaydırma İnterferometrisine Dayalı Lazer Mikrofon
(Emre TURAN - Soner MÜLAYİM - Duygu ÖNAL - Zehra SARAÇ)..... 250

İÇİNDEKİLER

ENERJİ POLİTİKALARI SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 158
Endüstriyel Tesislerde Enerji Verimliliği Şifreleri
(Levent KILIÇ - Bora TÜZER - Tunç GÖRÜNEY - Mustafa ÖZCAN).....259

Bildiri No: 129
Yenilenebilir Enerji İhalelerinin Tasarım Kriterlerinin Ülke Örnekleri İle İncelenmesi
(Mustafa ÖZCAN)..... 266

Bildiri No: 24
Kurumsal Yenilenebilir Enerji Tedarik Anlaşmaları ve Türkiye Elektrik Piyasasında Uygulanabilirliği
(Mustafa ÖZCAN)..... 274

Bildiri No: 211
Yüzer Güneş Enerjisi İle Arazi Tipi Güneş Enerjisi Santrali Uygulamalarının Enerji Üretimi ve Performansının Karşılaştırılması (Uğur DEMİREL - Oben DAĞ).....281

Bildiri No: 243
Senkron Kaynaklı Mikroşebekede Ada Çalışmaya Bağlı Harmoniklerin Farklı Çalışma Koşullarına Etkisi
(Asiye KAYMAZ ÖZCANLI - Mustafa BAYSAL)..... 287

Bildiri No: 240
Rüzgar Enerjisi Teknolojileri Üzerine Bir Veri Madenciliği Uygulaması
(Fatma ALTUNTAŞ - Mehmet Şahin GÖK)..... 293

Bildiri No: 229
Topraklama Türlerine Göre Radyal Dağıtım Sistemlerinde Tek Faz Toprak Arızası için Yönlü Koruma Gerekliliğinin İncelenmesi
(Mert Bekir ATSEVER - Mehmet Hakan HOCAOĞLU - Özgür KARACASU)..... 299

İÇİNDEKİLER

KENT VE ELEKTRİK SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 22
Led Ampuller İçin Performans Değerlendirilmesi
(Mesut ÇINAR - Utku ÖZTÜRK - Sahand ASHRAFIAN - Öznur SANATSEVER - İbrahim ÖKMEN - Pelda GEZER - İsmail YÖRDENİKLİ - Oğuz ALTUN - Özkan TURHAN) 304

Bildiri No: 157
Çoklu Enerji Sistemleri ve İlgili Yaklaşımların İrdelenmesi
(Mustafa ATA - Ayşe Kübra ERENOĞLU - Ozan ERDİNÇ).....309

Bildiri No: 20
İstanbul Deniz Otobüsleri (İDO) Feribotlarında Yakıt Tasarruflu ve Çevreye Daha Duyarlı Alternatif Enerji Teknolojilerinin Olası Kullanım Koşullarının Değerlendirilmesi
(Berfin ŞAHİN - Melis ATEŞ - Özdemir Alp TOPALAK - Füsun TUT HAKLIDIR - M. Emre ERDEM)
.....314

Bildiri No: 233
Dağıtım Şebekelerinde Yerel Elektrik Santrallerinin Arttırılması
(Tansu ÇETİN - Tuba GÖZEL).....320

Bildiri No: 175
MATLAB Yazılımı Kullanılarak Katı Oksit Yakıt Hücresi Performansının İncelenmesi
(Furkan KARTAL - Uğur ÖZVEREN)..... 325

Bildiri No: 250
Akıllı Binalarda Isıl ve Görsel Konfor Bazlı Gelişmiş Kontrol Sistemleri
(Evrim YILMAZ - Ataberk KEŞKİŞOĞLU - Cihan TURHAN - İbrahim Baran USLU).....330

Bildiri No: 26
50Hz / 1,5mT Manyetik Alan Maruziyetinin Serbest Radikal Oluşumu Üzerine Olası Etkileri
(Arın TOMRUK - E. Gülçeri GÜLEÇ PEKER - Şule Coşkun CEVHER - Ayşe G. CANSEVEN).....336

Bildiri No: 234
Elektrikli Araçların Kullanım Riskleri
(Kübra ÇELİK - Haluk EREN - Muhsin Tunay GENÇOĞLU).....340

İÇİNDEKİLER

İLETİŞİM TEKNOLOJİLERİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 128
UWB MB-OFDM Sistemlerinde Adaptif Modülasyon Kullanarak İletimi Geliştirme
(Murat ALBOĞA - Özgür ERTUĞ).....346

Bildiri No: 141
Baskı Devre Katlanmış İnce Şerit Anten ve Katlanmış Dar Yarık Antenin Analizi
(Volkan AKAN - Erdem YAZGAN)..... 350

Bildiri No: 178
Boole Fonksiyonlarının Sadeleştirilmesi - Matrix Yaklaşımı (Ferudun TOP)..... 355

Bildiri No: 133
LTE Uplink Kanalında Farklı Modülasyon Kodlama Şemaları İçin Bit Hata Oranı Performans Analizi
(Amadou TRAORE - Özgür ERTUĞ)..... 364

Bildiri No: 151
MIMO Haberleşme Sisteminin Asimetrik Alfa-Kararlı Dağılımlı Kanalda Analizi
(İbrahim DEMİR - Mehmet Emre ÇEK)..... 368

Bildiri No: 203
Kapalı Mekan Görünür Işık Haberleşmesi için CSK Modülasyonunun Çokyollu Kanal Şartlarında İncelenmesi (Mehmet Ali KÜÇÜK - Kadir TÜRK - Cenk ALBAYRAK)..... 373

Bildiri No: 239
İki Bantlı Frekans Transformasyonu ile İki Bantlı RF Devre Tasarımları
(Serkan YILDIZ - Ahmet AKSEN - Sedat KILINÇ - Sıddık B. YARMAN)..... 379

Bildiri No: 236
Kapalı Mekân Görünür Işık Haberleşmesinde Dikgen Olmayan Çoklu Erişim İçin Optimum Güç Tahsisi
(Serkan VELA - Kadir TÜRK)..... 385

Bildiri No: 235
Geniş Bant Genişliğine Sahip Çok Katmanlı Dielektrik Rezonatör Anten Tasarımı ve Analizi
(Mohamad Nour QAMARI - Abdullah Oğuz KIZILÇAY)..... 392

Bildiri No: 224
Ultra Geniş Bant Haberleşme için U-tipi Yarıklı Çift Bant Çentikli Dairesel Anten Tasarımı
(Nida GÜVEN - Ayhan YAZGAN)..... 396

Bildiri No: 146
Bilişsel Radyo Ağlarında Enerji Tespiti ile Spektrum Algılama (Anıl Merve AY).....401

Bildiri No: 149
C ve X-Bant Uygulamaları İçin Kompakt Ultra Geniş Bant Dirgen Şekilli Mikroşerit Anten Tasarımı
(İbrahim KUŞULAY - Abdurrahim TOKTAŞ)..... 405

Bildiri No: 147
Altıgen Kareleme Genlik Modülasyonu Kullanan MIMO TAS/MRC Sistemlerin Weibull Sönümlenmeli Kanallardaki Hata Analizi Değerlendirmesi (Mehmet BİLİM)..... 410

İÇİNDEKİLER

BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 137
Elektrik stimülasyonu ile parmak ucu dokunma duyarlığının incelenmesi
(Cem ÖZKAN - Yeter ŞİMŞEKLİ).....415

Bildiri No: 142
Hücre Dışı Sinirsel Kayıtlardan Verimli Bilgi Çıkarımında Kırpma Eşiklerinin Kullanılabilirliğinin Araştırılması
(Eda DAĞDEVİR - Mehmet KOCATÜRK - Murat OKATAN).....423

Bildiri No: 200
Yüksek Hızlı Ses Telleri Görüntülerinin Düzlemsel Aydınlatma Modeli ile Aktif Kontur Tabanlı Segmentasyonu
(Melih Yılmaz ÖĞÜTCEN - Turgay KOÇ).....427

Bildiri No: 165
Meme Kanseri İçin Gömülü Sistem Tabanlı Karar Destek Sistemi Tasarımı
(Muhammed Ali PALA - Ömer Faruk BOYRAZ - Mustafa Zahid YILDIZ).....432

Bildiri No: 244
Klinik Nörofizyoloji Araştırmalarında Biyomedikal Mühendisliği Uygulamaları
(İmran GÖKER - Mehmet Barış BASLO - Ali Emre ÖGE).....435

Bildiri No: 253
Elektrofizyolojik Sinyal Toplama ve Kablosuz Görüntüleme Cihazı Tasarımı, İmalatı
(Tuğçe YILMAZ - Arif KOÇOĞLU - Onur KOÇAK).....445

Bildiri No: 193
Mikrodizi Veri Kümelerinde İstikrarlı Gen Seçimi için Ağırlıklı Öznitelik Sıra Birleştirme Yöntemi
(Hüseyin GÜNEY - Hüseyin ÖZTOPRAK).....450

Bildiri No: 212
Smart Pill Box-Akıllı İlaç Kutusu (Tutku KÜÇÜKERBİR - Onur GÜMÜŞ - Sevil ÖZER).....454

Bildiri No: 251
İşitme ve Görme Engellilere Deri Üzerinden Isıl Uyartımlarla Bilgi Aktarımı İçin Sistem Tasarımı
(Selin VULGA - Emir Baki DENKBAŞ - Metin YILDIZ).....458

Bildiri No: 247
Ağrı Şiddetinin Ölçümü Nicel Olarak Gerçekleştirilebilir mi?
(Özge Yağmur ÇABIK - Yasemin TÜRKMEN).....462

Bildiri No: 245
Evde Bakım Kullanım Amaçlı Medikal Parametre İzleme Platformu Tasarımı
(İklim DEMİRKAYNAK - Orhan Erdem HABERAL - Onur KOÇAK - Yeter Cansın BALCI).....469

Bildiri No: 237
El-Üstü Damar Görüntüleri Kullanılarak Mikrobilgisayar Tabanlı Kimlik Tanıma Sistemi
(Ömer Faruk BOYRAZ - Muhammed Ali PALA - Mustafa Zahid YILDIZ).....474

Bildiri No: 179
EEG İşaretlerinden Anlamlı Bilgi Çıkarımında Kırpma Eşiklerinin Kullanılabilirliğinin Makine Öğrenmesi
Yöntemleriyle Gösterilmesi (Eda DAĞDEVİR - Mahmut TOKMAKÇI).....477

İÇİNDEKİLER

BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 156
Striatal Nöronlar Arasındaki Sinaptik Gecikmenin Thalamusta Elektroensefalogram (EEG) İşareti Üzerindeki Etkisi (Yüksel ÇAKIR)..... 481

Bildiri No: 155
Hücrelerarası Sinaptik Bağlantı Sıkılığının Basal Ganglia ve Thalamus Hücreleri Arasındaki Senkronizasyon Üzerinde Etkisi (Yüksel ÇAKIR)..... 487

Bildiri No: 132
Meme, Beyin ve Akciğer Tümörlerinin Tespiti İçin Geliştirilen Yeni Bir Yöntem Olan Mikrodalga Görüntülemenin İncelenmesi (Ali Recai ÇELİK)..... 492

MÜHENDİSLİK EĞİTİMİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

Bildiri No: 27
Türkiye'de Elektrik-Elektronik Mühendisliği Eğitimi için Köklü Değişim ve Gelişim Önerisi (Güven ÖNBİLGİN)..... 499

Bildiri No: 227
Uygulamaya Yönelik Bütünleşik Devreler ve Elektronik Eğitimi Yaklaşımı (Metin Burak ALTINOKLU)..... 503

Bildiri No: 192
Mühendislik Eğitiminde Cinsiyet Ayrımcılığı (Merve Bilgin KARAMANLI)..... 509

EEMKON 2019

ELEKTRİK VE KONTROL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

Dağınık Fiber Optik Sensör Türleri ve Sistemleri

İsmail KARAMAN*, Ayşenur HATİPOĞLU, Ahmet Can GÜNAYDIN, Kemal FİDANBOYLU

Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş., Uludağ Üniversitesi Ar-Ge Merkezi
Nilüfer, Bursa, Türkiye
**ismail.karaman@tai.com.tr*

ÖZET

Fiber optik kablolar temassız, minyatüre, dar alanlarda esnekliği sayesinde kübik sensörlerin kullanılması zor alanlarda uygulanabilmektedir. Bu avantajlarının yanı sıra, fiber optik teknolojisindeki son gelişmeler ve maliyet düşüşleri fiber optik algılamaya olan ilgiyi de artırmıştır. Fiber optik sensörler konum, titreşim, gerinim, sıcaklık, nem, viskozite, kimyasallar, basınç, akım, elektrik alanı ve diğer çevresel faktörler gibi çok çeşitli çevresel parametreleri izlemek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu bildiride fiber optik sensör türlerinden dağınık fiber optik sensör türlerini ve sistemlerini ele alacağız. Aynı zamanda günümüz teknolojisinde kullanılan dağınık fiber optik sensör gelişmelerini inceleyeceğiz.

1. GİRİŞ

Fiber optik teknolojisindeki son gelişmeler birçok araştırma ve geliştirme çalışmalarını önemli ölçüde etkilemiştir. Bilginin ışık ile yüksek hızda iletilebilme kabiliyeti, fiber optiklerdeki araştırma potansiyelini arttırmıştır. Opto-elektronik bileşenlerde eşzamanlı iyileştirmeler ve maliyetin düşürülmesi, yeni ürün alanlarının benzer şekilde ortaya çıkmasını sağlamıştır. Son gelişmeler ile, fiber optik telekomünikasyon ürünlerinde artış sağlanmış ve fiber optik sensörler oluşturmak için opto-elektronik cihazlarla birleştiren tasarımcılar ortaya çıkmıştır. Fiber optik içine uygulanan fiber ışığının dış kaynaklı bozulmalardan faz, yoğunluk ve dalga boyunda oluşan değişikliklerin analiz edilebileceği keşfedilmiştir. Böylelikle fiber optik algılamanın keşfi de gerçekleşmiştir [1].

Fiber optik sensörler, çevresel değişiklikleri izlemek için mükemmel adaylardır ve geleneksel elektriksel sensörlere göre aşağıda listelenen birçok avantajlar sunmaktadırlar:

- Çok çeşitli yapılarla kolay bütünleşme (küçük boyutları ve silindirik geometrileri sayesinde),
- Elektrik akımı iletememe,
- Elektromanyetik girişimden etkilenmeme,
- Hafif olma,
- Sağlam ve zorlu ortamlara daha dayanıklı olma,
- Yüksek hassasiyet sahibi olma,
- Algılama ağları oluşturmak için çoklanabilme özelliğine sahip olma,
- Uzaktan algılama özelliğine sahip olma,
- Gerinim, basınç, korozyon, sıcaklık ve akustik sinyaller gibi çok işlevli algılama

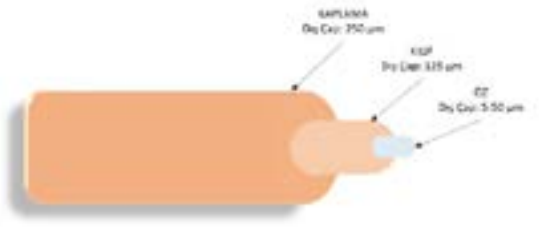
yeteneklerine sahiptirler [2-5].

Fiber optik algılama teknolojisi, yapıların günümüzde gerçek zamanlı olarak analiz edilebilme olanağını sağlamıştır. Yapıların gerçek zamanlı olarak analizlerinin yapılabilmesi, Yapısal Sağlık İzleme (SHM) yöntemini ortaya çıkarmıştır. SHM'den elde edilen bilgiler bakım faaliyetlerini planlamak ve tasarlamak, güvenliği artırmak, hipotezleri doğrulamak, belirsizliği azaltmak ve izlenen yapı ile ilgili bilgileri genişletmek için kullanılmaktadır. SHM, yapısal deformasyon durumunda ortaya çıkabilecek sosyal, ekonomik, ekolojik ve estetik gibi olumsuz etkilerin önlenmesine yardımcı olur. Böylelikle güvenilir, sağlam ve düşük maliyetli gerçek zamanlı izleme sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır [6, 7].

SHM uygulamaları, yapılarda yapısal davranışı temsil etmesi beklenen bölgelerin seçimine ve bunların farklı analizler (sıcaklık, gerinim, basınç vs.) için farklı tip sensörlere sahip olma durumuna dayanmaktadır. Ayrıca, farklı sensörlerden uzak konumlarda meydana gelen hasarın tespiti ve karakterizasyon güvenirliği zordur. Çünkü, farklı konumlardaki yüksek sıcaklık değişimleri gibi hasarı temsil edebilecek çeşitli etkiler ortaya çıkabilmektedir. Bu sebeple analizlerin doğru yapılabilmesi için çok sayıda sensör ağı ve sinyal analiz kabiliyeti yüksek algoritmalı yazılım ihtiyacı gerekmektedir [6-8]. Fiber optik sensörler listelenen avantajlarından dolayı, yukarıda belirtilen ihtiyaçları karşılamak için çok iyi bir çözümdür.

2. OPTİK FİBERLERE ve FİBER OPTİK SENSÖRLERE GENEL BAKIŞ

Tipik bir fiber optik kablo Şekil 1'de görüldüğü gibi temel olarak üç kısımdan oluşmaktadır; öz (core), kılıf (cladding) ve kaplama (coating). Fiber optik kablonun özü ve kılıfı farklı kırılma indislere sahip dielektrik malzemeden oluşmaktadır. Kılıf tabakası genellikle cam veya plastikden yapılmakta olup, öz malzemeden daha düşük kırılma indisine sahip dielektrik malzemeden yapılmaktadır. Kılıf, özden çevredeki havaya ışık kaybının azaltılması, öz yüzeyindeki saçılma kaybının azaltılması, fiberin yüzey kirletici maddelerinin emilmesinden korunması ve mekanik mukavemet ilave edilmesi gibi işlevleri yerine getirir. Kaplama ise, optik fiberi fiziksel hasardan korumak için kullanılan plastik malzemeden oluşmaktadır [1].

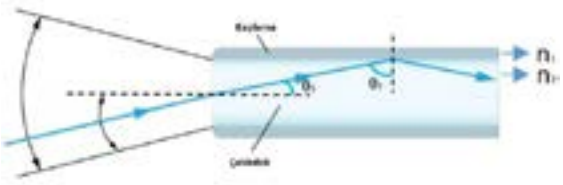


Şekil 1. Fiber optik temel iç yapısı

Optik fiber boyunca ışık iletimi "Toplam İç Yansıma" prensibine dayanmaktadır. Toplam iç yansımanın meydana geldiği açıya kritik geliş açısı denir. Kritik açıdan büyük her açıda ışık tamamen cam ortama geri yansımaktadır (Şekil 2). Kritik insidans açısı Snell Kanunu kullanılarak (1) eşitliği ile verilir [1, 9].

$$\frac{\sin\theta_1}{\sin\theta_2} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (1)$$

n_1 ışığın geldiği ortamın indisi, n_2 ışığın gittiği ortamın indisi, θ_1 ışığın geliş doğrultusunun normalle yaptığı açı ve θ_2 ışığın kırıldıktan sonraki gidiş doğrultusunun normalle yaptığı açı olarak ifade edilmektedir.



Şekil 2. Fiber optik toplam yansıma prensibi görseli

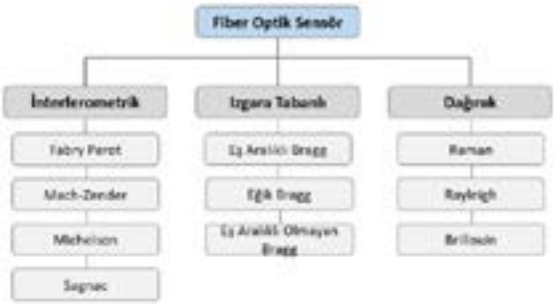
Fiber optik sensör sistemleri, geleneksel sensör sistemlerinden farklı olarak oldukça basit yapılardır. Fiber optik sensör sistemi Şekil 3'de görüldüğü gibi temel olarak 3 ana kısımdan oluşmaktadır: ışık kaynağı, fiber optik kablo ve dedektör. Bir ışık kaynağından iletilen ışık fiber optik kablo boyunca maruz kaldığı fiziksel etkilerden ötürü yansıyan veya fiber optik kablodan iletilen ışıkta bazı değişiklikler meydana gelmektedir. Işık dalgasındaki değişimler bir sorgulayıcı vasıtasıyla fiziksel büyüklüklere dönüştürülerek istenilen parametreler elde edilmiş olunur [1, 9].

Şekil 3. Fiber optik algılama temel yapısı

Fiber optik algılama sisteminde ışık kaynağı sirkülatörün 1 numaralı çıkış noktasına bağlanmaktadır. Kaynaktan gelen ışık dalgası daha sonra, sirkülatör vasıtasıyla fibere iletilmektedir. Fiber yolunu tamamlayan ışık, sonlandırılmadan yansıyarak sirkülatörün 2 numaralı girişten geçmektedir ve buraya bağlanacak bir fiber optik dedektör ile algılanmaktadır. Optik sirkülatör izolatör gibi çalışmakta ve yansıyan ışık dalgalarının ışık kaynağına geri dönmesini engellemektedir [10-11].

Optik fibere gönderilen ışık, fiberi oluşturan cam molekülleri ile etkileşmektedir. Işık dalgaları, atomlar ile elastik çarpışma yapar ve ışık dalgası saçılımına uğrar. Saçılmayı, gelen ışığın yabancı bir maddeye çarpmasıyla oluşan dağılma ve ışık kaybı olarak tanımlamak mümkündür. Fiber içerisinden saçılan ışığın dalgaboyu, genlik, frekans gibi büyüklüklerinin analizi ile fibere uygulanan fiziksel etkinin konumu ve büyüklüğü tespit edilebilmektedir.

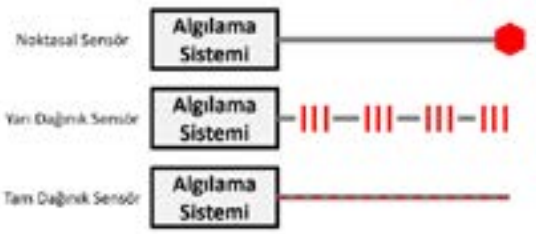
Fiber optik sensörlerin çeşitli sınıfları ve hatta bazı durumlarda bu sınıfların çok sayıda fiber optik sensörden oluşan alt sınıfları da mevcuttur. Hangi özelliğin dikkate alındığına göre modülasyon ve demodülasyon işlemi; uygulama ölçüm noktaları gibi durumlara bağlı olarak da sınıflandırması yapılabilmektedir. Bu bildiri dikkate alındığında fiber optik sensörler üç sınıfa ayrılabilir: interferometrik sensörler, ızgara tabanlı sensörler ve dağınık sensörler (Şekil 4) [12-14].



Şekil 4. Fiber optik sensör sınıflandırma biçimi

3. DAĞINIK FİBER OPTİK SENSÖRLER

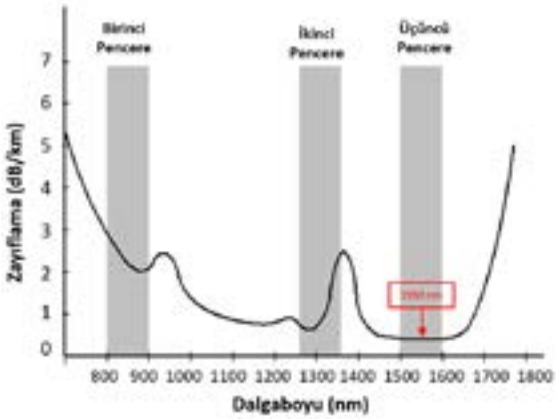
Dağınık algılama yöntemi, sensör hattının birçok bireysel ölçüm noktasına uzamsal olarak dağılmış olan verileri (sürekli / yarı sürekli tanımlama) toplayabildiği bir tekniktir (Şekil 5) [15]. Noktasal algılama, Şekil 5'de altıgen ile gösterilen kısımdaki gerinim, sıcaklık vb. ölçüm parametrelerinin izlenmesini sağlar. Yarı-dağınık algılama, sınırlı sayıdaki sensörün lineer dizi olarak konumlandırılması ve istenilen parametrelerin takip edilmesini gerçekleştirmektedir. Tam dağınık algılama ise ilgilenilen ölçüm parametrelerinin optik fiber boyunca sürekli olarak izlenmesini ve bu parametrelerin uzamsal bir şekilde eşleştirilmesini sağlamaktadır. Geleneksel algılama yöntemlerinde, sıcaklık ve gerinim ölçümleri için her bir seçili noktada termokupl ve strain gage gibi sensörlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum işlem kalabalığı, fazla işçilik ve yüksek maliyete neden olmaktadır. Halbuki, dağınık fiber optik algılama yöntemi uygun tasarım mimarisiyle tüm optik fiber hattın gerçek zamanlı izlenebilmesini sağlayabilmektedir [15-17].



Şekil 5. Dağınık algılama türleri

Dağınık fiber optik algılama yöntemlerinde, fiber içerisine gönderilen ve geri saçılan ışıkta meydana gelen değişim, sıcaklık ve gerinimin fonksiyonu olarak değerlendirilmektedir. Işığın saçılması, fiber içerisinde ilerleyen ışık fotonları ile geri saçılan ışık fotonlarının frekansları arasındaki ilişkiye göre, frekanslar aynı ise elastik saçılma, farklı ise elastik olmayan saçılma şeklinde sınıflandırılmaktadır. Rayleigh saçılması elastik saçılma, Raman ve Brillouin saçılmaları ise elastik olmayan saçılma türleri olarak tanımlanmaktadır. Bu tanımlama ile dağınık fiber optik sensörler 3 farklı saçılma metodu ile analizi yapılabilmektedir [18].

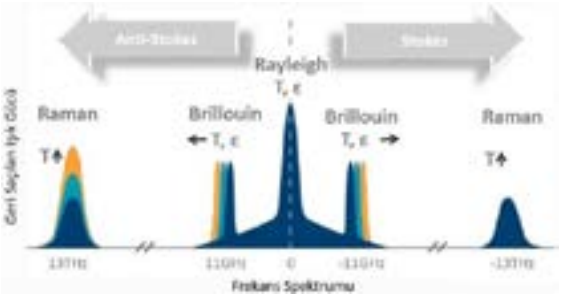
Dağınık fiber optik sensör sistemlerinde kullanılan fiber optik kablolar, uygulama alanlarına bağlı olarak kilometrelerce uzunlukta olabilmektedir. Dolayısıyla, ışık kaynağından gönderilen sinyalin iletim mesafesinin artmasıyla zayıflaması bu tür sensörlerde önemli bir sorun oluşturmaktadır. Zayıflama, sinyalin yeniden kuvvetlendirilmeden önce iletilebileceği maksimum seviyeyi belirleyen temel faktördür. Genellikle zayıflama, "birim uzunluk başına desibel" cinsinden ifade edilmektedir. Fiber optikte sinyalin zayıflamasına sebep olacak çok sayıda etken bulunmaktadır. Bunlar; malzeme kompozisyonu, hazırlama ve saflaştırma tekniği ve dalga kılavuzu yapısıdır. Dağınık fiber optik sensörde iletilen sinyalin dalga boyuna bağlı zayıflama eğrisi Şekil 6'da gösterilmektedir. Şekilde gösterildiği gibi fiber optik sensör sistemlerinde kullanılan tek modlu fiberin üç iletim penceresi bulunmaktadır. Fiber optik sinyalin dalgaboyuna bağlı bu zayıflama eğrisinden görüldüğü gibi en düşük fiber zayıflaması üçüncü iletim penceresinde yer alan 1550 nm dalgaboyunda (f ≈ 193 THz) gerçekleşmektedir. Bu sebeple ışık kaynağı bu bantta seçildiğinde daha düşük zayıflamalı algılama yapılabilecektir [10, 19].



Şekil 6. Fiber optik sinyalin dalga boyuna bağlı zayıflama grafiği [10]

Optik fiberden geri saçılan ışık sinyali zayıf bir sinyaldir ve büyük ölçüde üzerine binmiş gürültü içermektedir. Geri saçılan ışık sinyalinden sıcaklık veya gerinim bilgilerini elde etmek için sinyalin filtreleme, ortalama alma ve veri işleme süreçlerine ihtiyaç duyulmaktadır [10, 19].

Dağınık fiber optik sensör saçılmalarında, Rayleigh saçılma mekanizmasının aksine, Raman ve Brillouin saçılmalarında fiber içerisine gönderilen ışığın frekansı ile saçılan ışığın frekansı arasında fark bulunmaktadır. Bu fark Şekil 7'de görüldüğü gibi, Raman saçılmasında 13 THz, Brillouin saçılmasında ise 11 GHz seviyelerindedir. Saçılma prosesi içerisinde, fotonların enerji kazanarak üst enerji durumuna geçen ve daha yüksek frekansa sahip olan bileşenler anti-Stokes bileşenleri ve enerji kaybederek daha düşük frekansa sahip olan bileşenler ise Stokes bileşenleri olarak adlandırılmaktadır [10, 19-21].



Şekil 7. Dağınık fiber optik sensör analiz saçılma spektrumları [24]

Şekil 7'de görüldüğü üzere dağınık fiber optik ışık sinyalinin saçılma spektrumunda, dalga boyu 1550 nm'de Brillouin bileşenleri Rayleigh işaretinden yaklaşık olarak 15 dB daha düşüktür ve frekans spektrumunda 11 GHz'lik bir frekans farkı ile ayrılmaktadır. Raman bileşenleri, Brillouin bileşenlerinden daha düşük büyüklüğe sahiptir ve Rayleigh işaretinden yaklaşık olarak 13 THz'lik bir frekans farkı ile ayrılmaktadır [15, 22-24].

4. DAĞINIK FİBER OPTİK SENSÖRLERDE TEMEL SAÇILMALAR

4.1 Rayleigh Saçılması

Rayleigh saçılması fiberin içerisinde meydana gelen içten etkileşimli bir saçılmadır ve fiberin bütünü boyunca var olmaktadır. Fiberin üretimi esnasında optik fiber içerisinde dondurulmuş bileşim varyasyonları ve yoğunluktaki rasgele homojensizliklerden ve düzensizliklerden kaynaklanan saçılmalardır. Bu homojensizlikler kendilerini kırılma indisinde dalgalanmalar olarak gösterir ve soğurma esnasında optik fiber örgüye yerleşen yoğunluk ve bütünsel değişimlerinden kaynaklanmaktadır. Bütünsel değişimleri gelişmiş fabrikasyon teknikleriyle azaltılabilirken, yoğunluk homojensizlikleri yüzünden oluşan kırılma indis dalgalanmaları esastır ve kaçınılamazdır [25]. Yoğunluk dalgalanmaları yüzünden, hemen hemen bütün doğrultularda oluşan ardışık saçılma, Rayleigh saçılma formülü ile tanımlanan ve λ^{-4} ile orantılı olan bir zayıflama oluşturmaktadır. Tek modlu bir fiber için, Rayleigh saçılma katsayısı γ_R,

$$\gamma_R = \frac{8\pi^3}{3\lambda^4} n^8 p^2 \beta_c K T_F \qquad (2)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. Burada λ optik dalga boyu, n ortamın kırılma indisi, p ortalama fotoelastik katsayı, β_C bir T_F sıcaklığında izotermal sıkıştırılabilme, K Boltzman sabiti, T_F fiberin termal denge durumuna ulaşabildiği sıcaklık olarak tanımlanan ve tavlama sıcaklığı ile çok yakından ilgili olan denge sıcaklığıdır.

Rayleigh saçılma katsayısı, (3) eşitliğinde görüldüğü üzere fiberin iletim kayıp çarpan mesafesi ile ilişkilidir.

$$L = \exp(-\gamma_R L) \qquad (3)$$

Burada L, optik fiberin uzunluğudur. L=1 km olarak alınırsa, kilometre başına Rayleigh saçılma kaybı;

$$\alpha_R \left(\frac{dB}{km}\right) = 10 log_{10}\left(\frac{1}{L_{km}}\right) \qquad (4)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir [25-26].

Rayleigh saçılmalı dağınık algılama sistemleri, diğer fiber optik algılama sistemlerine göre daha basit yapılı olmalarının yanı sıra ekonomik sistemlerdir. Ancak Rayleigh saçılmasının sıcaklık bağımlılığı oldukça düşük olduğundan, sıcaklık oluşumlarının algılandığı optik fiberli dağınık algılamalı sistemlerdeki kullanımlarında algılama performansı açısından çok yeterli değildir. Optik fiberde geri yansıyan sinyalde Rayleigh saçılma gücünün sıcaklık katsayısı, Brillouin gücünün sıcaklık katsayısından oldukça küçük bir değere sahiptir. Bu sebeple sadece sıcaklık değişikliklerinin izlenmesi istenilen alanlarda Rayleigh saçılmalı dağınık algılamalı sistemlerin kullanılması uygun görülmemektedir [21, 26-27]. Rayleigh saçılma yöntemi kullanarak gerinim ve sıcaklık parametrelerini izlemede elde edilebilecek en iyi performans değerleri Tablo 1'de gösterilmektedir.

Rayleigh saçılma analizi uygulamaları hem gerinim hem de sıcaklık izlemelerinde kullanılmaktadır. Rayleigh saçılma modelindeki kaymalar gerinim ve sıcaklık etkenlerine bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle gerinim ölçümleri yapılacaksa, yansıyan sinyalin kaymasından sıcaklık etkisinin çıkarılması gerekmektedir. Rayleigh saçılma yöntemi ile analiz yapabilmenin temel avantajları etki değerlerinin yüksek çözünürlükle ölçülebilmesi ve dalga boyu frekansı merkezde bulunması sebebiyle ölçüm doğruluğunun yüksek olmasıdır. Ancak Rayleigh optik zaman alanlı saçılma yöntemi ile en fazla 70 metre uzunluk analizi yapılabilmektedir. Bu nedenle, bu sistem nispeten daha kısa mesafelerde gerinim ve / veya sıcaklık değişikliklerinin izlenmesi için uygundur [21, 27].

4.2 Raman Saçılması

Raman saçılması optik fiber içerisinde ilerleyen ışığın moleküler titreşimlerle saçılması esasına dayanmakta olup, elastik olmayan bir saçılma mekanizmasıdır. Optik fiber içerisinde saçılan ışığın optik frekansı, gelen ışığın optik frekansına göre daha düşükse Stokes bileşeni, saçılan ışığın optik frekansı, gelen ışığın optik frekansına göre daha yüksek ise anti-Stokes bileşeni olarak adlandırılmaktadır [28]. Raman saçılma etkisi optik fiberin sıcaklığı ile doğrudan etkilidir ve Raman saçılma analizleri sadece sıcaklık etkilerinin tespiti için kullanılmaktadır.

Raman sıcaklık sensörlerinin prensibi, anti-Stokes ve Stokes bileşenlerinin yoğunluğu arasındaki orana bağlı olup, optik fiber uzunluğu boyunca sıcaklık oluşumları hakkında bilgiye kolaylıkla ulaşılabilmektedir. Raman bileşenlerinin ayrık bir saçılma olması sebebiyle, Raman bileşenlerini Rayleigh bileşenlerinden algılayıcı sistemde yer alan bir optik filtre aracılığıyla süzmek kolaylıkla mümkündür [28-29].

Raman saçılma yöntemi ile sıcaklık ölçümünde, sıcaklık duyarlılığı daha yüksek olduğu için anti-Stokes işaretin güç değişimleri esas alınmaktadır. Çünkü, anti-Stokes bileşenini oluşturan fotonların titreşimsel hızlarındaki artış Stokes bileşenlerine oranla daha fazladır. Sıcaklık artışı sebebiyle saçılmanın olduğu noktada, fotonların dağılımında lineer olarak bir artış söz konusu olmaktadır. Saçılmanın olduğu noktadaki mutlak sıcaklığı ve anti-Stokes / Stokes oranını kullanarak, sıcaklık bağımlılığı veya sıcaklık katsayısını elde etmek mümkün olmaktadır [28-30].

Dağınık fiber optik sensör yerleştirilmiş ortamın sıcaklık değişimlerinin fonksiyonu olarak Raman sinyal gücü eşitliği,

$$R_T = \left(\frac{\lambda_{Stokes}}{\lambda_{anti-Stokes}}\right)^4 \exp(-\frac{h\Delta v}{kT}) \quad (5)$$

olarak ifade edilmektedir. λ_{Stokes} ve $\lambda_{anti\text{-}Stokes}$ Raman Stokes ve anti-Stokes dalga boylarını, h Planck sabitini (6,62607 x 10^{-34} J/s), Δv Raman anti-Stokes bileşeni ile lazer pompa sinyali arasındaki frekans farkını, k Boltzmann sabitini (1,38065 x 10^{-23} J/K), T Kelvin cinsinden ortam sıcaklığını tanımlamaktadır [31-32].

Raman saçılma analizli fiber optik sensörler ile 37 km uzunluğundaki sistemlerin anlık sıcaklık takipleri yaklaşık 0.1 °C çözünürlük ile yapılabilmesi mümkün olmaktadır [32]. Raman saçılma sistemlerine ait tüm analiz bilgileri Tablo 1'de gösterilmektedir.

4.3 Brillouin Saçılması

Brillouin saçılmalı fiber optik dağınık algılamalı sistemlerde, analiz yapılacak fiber içerisine uygulanan ışık fotonları, akustik fononlarla etkileşime girerek geri yönde saçılmaktadır. Diğer bir ifadeyle optik fiber içindeki termal moleküler titreşimler yoluyla ışığın modülasyonu olarak tanımlanabilir. Saçılan ışık, gelen ışıktan modülasyon frekansı ile ayrılan üst ve alt yan bantlar olarak gözükmektedir. Brillouin saçılma işleminde, gelen foton, saçılan bir foton ile beraber, akustik frekanslı bir fonon da üretmektedir [33-34].

Brillouin saçılmalı fiber optik dağınık algılamalı sistemler, Brillouin geri saçılan dalga yoğunluğunu ve sıcaklığın bir fonksiyonu olan frekans kaymasını ölçerek sıcaklık ve gerinim değişikliklerini tespit etmektedir. Brillouin saçılması kaynak ile uygulanan ışıktan yaklaşık olarak 10^5 ila 10^6 kat daha zayıf sinyaller olmasına rağmen, Uyarılmış Brillouin Saçılması olarak bilinen bir işlemle sinyaller güçlendirilmektedir. Bu, iki lazer kaynağından gelen ışığın fiber optik sensörün giriş ve çıkış uçlarına gönderilmesiyle yapılmaktadır. Darbeli bir lazer ışık kaynağından uygulanan ışık dalgası, sürekli lazer ışık kaynağı ile genlik modülasyonununa uğrayarak sinyalin kuvvetlendirilmesi sağlanmaktadır. Bu kuvvetlendirme işlemi, optik fiberdeki lineer olmayan güçlendirmeden kaynaklanan gelişmiş sinyal-gürültü oranlarından dolayı optik fiber uzunluğunun maksimum 200 km'ye kadar uzamasını sağlamaktadır. Brillouin saçılma sistemi, Rayleigh ve Raman saçılma sistemlerine kıyasla sıcaklık ve gerinim ölçümleri için daha uzun mesafelerde analiz yapabilmektedir [34-37]. Raman saçılması ile meydana gelen Stokes ve anti-Stokes bileşenlerinin frekans kayması 13 THz seviyelerinde iken, Brillouin saçılması sonucu meydana gelecek Stokes ve anti-Stokes bileşenleri frekans kayması 11 GHz mertebesindedir [28-29].

Işık bir Brillouin dağınık fiber optik sensör boyunca yayıldığında, giriş fotonları ve akustik fononları arasındaki Brillouin etkileşimi nedeniyle frekansı aşağı kaydırılmış (Stokes) veya yukarı kaydırılmış (anti-Stokes) fotonlar veren küçük bir fraksiyon geri saçılmaktadır. Bu ilgili frekans kayması Brillouin frekans kayması, ν_B olarak bilinir.

$$\nu_B = \frac{2nV_A}{\lambda} \quad (6)$$

n fiber çekirdeği kırılma indisi, v_A akustik hız ve λ gelen ışığın dalga boyu olarak ifade etmektedir. Brillouin saçılmasının frekans kayması, aşağıdaki bağıntıda görüldüğü gibi fiberin kırılma indisindeki değişikliklere ve sıcaklığa bağlıdır.

$$\nu_B(T) = \nu_{B0} + \frac{d\nu_B}{dT}(T - T_0) \quad (7)$$

ν_{B0} referans sıcaklığındaki Brillouin frekansıdır. Mevcut araştırmalar Brillouin frekans kaymasının sıcaklıkla doğrusal olarak arttığını ve (8) ifadesindeki denklem ile sağlandığını gösterir.

$$\nu_B(T) = \nu_{B0} + C_T(T - T_0) \quad (8)$$

C_T, frekans-sıcaklık katsayısıdır. C_T değeri fiber bağlantı yeri, lazer ışık dalga boyu ve fiber kılıfı ve kaplaması tarafından belirlenmektedir.

(8) denklemi, Brillouin frekans kaymasının sıcaklığa bağımlılığını doğruladığından Brillouin saçılma mekanizması ile sıcaklık ölçümü için temel eşitlik olarak kullanılmaktadır [34-39].

Brillouin saçılmalı dağınık fiber optik algılamalı sistemler, son yıllarda hızlı gelişme kaydetmektedirler. Brillouin saçılmasının Rayleigh saçılmasından kolaylıkla ayırt edilebilmesi ve gürültü sinyallerinden filtrelenebilmesi ile sıcaklık ve gerinim analizlerinin kolaylıkla yapılabilmesi sağlanmıştır. Brillouin saçılmalı sistemler ile 200 km ye kadar 1 m uzamsal çözünürlük hassasiyeti ile tespit edilebilmesi mümkündür [33]. Brillouin saçılmalı sistemlere ait tüm analiz bilgileri Tablo 1'de gösterilmektedir.

5. Dağınık Fiber Optik Sensör Sistemleri

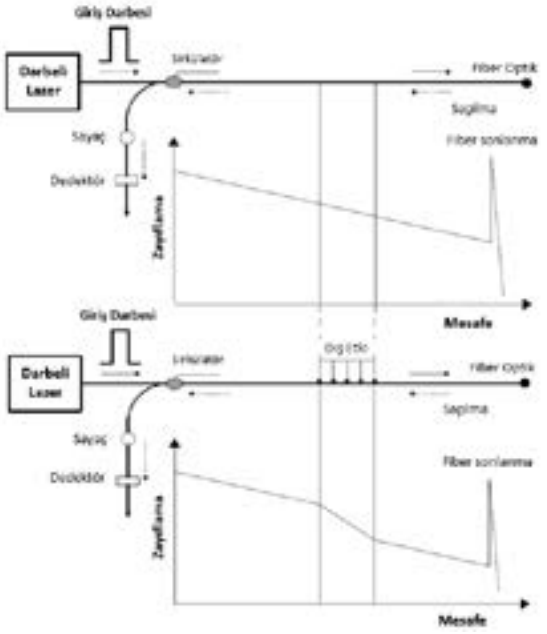
1980'lerin başında, telekomünikasyon endüstrisindeki fiber optik kabloları test etmek için Optik Zaman Alan Reflektometre (OTDR) adı verilen bir teknik yaratıldığında, gerçek dağınık algılama teknikleri ortaya çıkmıştır. OTDR tekniğinde, fiber içine bir optik darbe uygulanır ve ışın fiber boyunca yayılırken geriye saçılan ışığın miktarı foto detektör ile analiz edilir. Bu süreçte, daha önce belirtildiği gibi fiber öz kırılma indisi mikroskobik ve rasgele varyasyonlarının sonucu olan Rayleigh saçılması nedeniyle kayıplar meydana gelmektedir. Rayleigh geriye saçılmış sinyalinin yoğunluğundaki değişimler izlenerek, fiber saçılma katsayısındaki uzamsal değişimler algılanır veya daha yaygın olarak adlandırıldığı gibi zayıflama tespit edilir. Fiber optik yapı herhangi bir dış olgudan etkilenmiyorsa, bu zayıflama zamanla üssel olarak azalır. Diğer yandan, test edilen fiber optik sensör harici bir bozulmaya maruz kaldığında, zayıflama Şekil 8'de gösterildiği gibi zayıflama üzerine lokal olarak ani bir değişiklik gösterir [40].

Bir OTDR cihazının uzamsal çözünürlüğü, çözülebilen iki yayıcı arasındaki en küçük mesafedir. c ışık hızı, n fiberin kırılma indisi ve t darbe genişliği için uzamsal çözünürlük (9) ile ifade edilmektedir.

$$\Delta Z_{min} = \frac{ct}{2n} \quad (9)$$

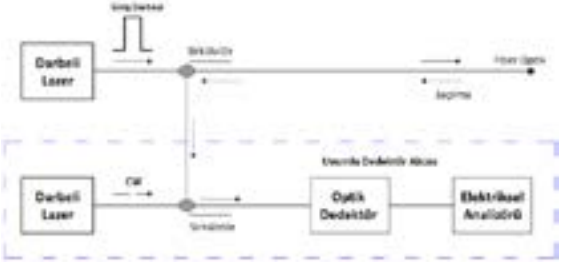
Darbe genişliği 10 ns olan bir OTDR sistemi için, n = 1.5 ve $c = 3 \times 10^8$ m/s değerleri (9)'daki eşitliğe işlenildiğinde maksimum 1 m değerinde bir uzamsal çözünürlük elde edilir. Bu da, OTDR'ın SHM'deki olası uygulamalarını sınırlandırmaktadır. Uzamsal çözünürlüğü arttırmak için OTDR darbe genişliğinin azaltılması gerekmektedir. OTDR sistemlerinde ölçüm mesafesi arttıkça uzamsal çözünürlüğün benzer oranda artacağı da tespit edilmiştir [40].

Daha önce belirtildiği gibi, Raman ve Brillouin saçılması dağıtık algılamalı sistemler için kullanılmıştır. Raman saçılımına dayanan OTDR, 1980'lerde ortam sıcaklığını algılamak için geliştirilmiştir [41].



Şekil 8. OTDR tabanlı Rayleigh saçılma sistemi Mesafe-Zayıflama grafiği [40]

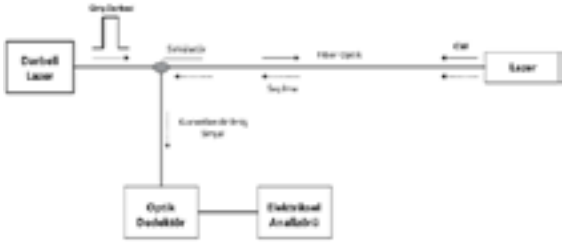
Kısım (4.3)'de bahsedildiği gibi, Brillouin saçılması fiber optikde uyarılan akustik titreşimlerden meydana gelmektedir. Bu titreşimler fiber içerisinde ilerleyen giriş darbesini zayıflatarak, Brillouin saçılma dalgası denilen bir karşı yansıma dalgası üretir. Geri yansıyan Brillouin saçılma dalgası ile uygulanan ışık dalga frekansı arasında bir frekans kayması bulunmaktadır. Bu frekans kayma değeri, farklı sıcaklık ve gerinim koşulları sebebiyle değişkenlik gösterir. Bu da, Brillouin saçılma etkisine dayanarak gerinim ve sıcaklık etkenlerini ölçmeyi mümkün kılmaktadır. Brillouin Optik Zaman Alan Reflektometre (BOTDR, Şekil 9), spontane Brillouin saçılımına dayanmakta olup, başlangıçta OTDR'ın ölçüm mesafesinin arttırılmasının yöntemi olarak geliştirilmiştir [40, 42-43].



Şekil 9. OTDR tabanlı Brillouin saçılma sistemi [13, 40]

Brillouin Optik Zaman Alan Analizi (BOTDA, Şekil 10), uyarılmış Brillouin saçılmasına dayanmaktadır. Bu teknikte fiberin iki ucundan karşılıklı lazer ışık kaynağı kullanılarak, Brillouin saçılmasının genlik modülasyonu yönteminden yararlanılmaktadır [13, 40].

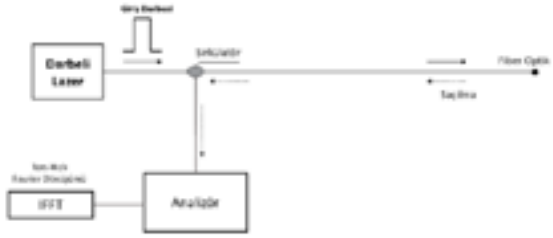
Genellikle çok zayıf biçimde ters yayılan Brillouin saçılma sinyalini tespit etmek için tutarlı bir algılama tekniği gerekmektedir. Bu sebeple, fiberin sonlanma ucundan Sürekli Dalga (CW) uygulanmaktadır. Brillouin saçılma işleminin uyarılması, CW ve giriş darbe sinyal frekans farkının Brillouin saçılma kaymasına eşit olduğunda meydana gelmektedir [45-46].



Şekil 10. OTDA tabanlı Brillouin saçılma sistemi [40]

BOTDR, büyük ölçekli yapısal sağlık izleme uygulamaları için uygun olan 5 με hassasiyetinde dağınık algılama yeteneğine sahiptir. Bununla birlikte, hem BOTDR hem de BOTDA yaklaşık 1 m'lik bir uzamsal çözünürlükle ölçüm yapabilme kabiliyetine sahip olduğundan, çeşitli SHM uygulamaları için de uygundur. SHM uygulamalarında kullanımak üzere uzamsal çözünürlüğün arttırılması için santimetre seviyelerinde tespit yapabilen Brillouin Optik Korelasyon Alan Analiz (BOCDA) sistemi geliştirilmiştir. BOCDA sistemlerinde, uzamsal çözünürlüğü daha iyi seviyelere indirgemek için çalışmalar devam etmektedir [40-44]. SHM çalışmalarında en çok kullanılmakta olunan ve bu alanda en fazla Ar-Ge çalışmaları yapılan sistem, Brillouin saçılmalı fiber optik dağınık algılama sistemidir [47-50].

Optik Frekans Alan Reflektrometre (OFDR) sisteminin düşük maliyeti ve milimetre seviyesinde uzamsal çözünürlüğe sahip olmaları dağınık fiber optik sensörlere olan ilgiyi arttırmıştır. OTDR sistemlerinde uzamsal çözünürlük değerinin iyileştirilmesi için lazer kaynağından çok dar ışık darbesi uygulanması gerekmektedir. Bu dar dalga boylu ışık darbesi yansıyan sinyal gücünün orantılı olarak düşmesine sebep olmaktadır. Sinyalin zayıflaması ve ortam gürültüsünün sinyale etkisi ile gerinim ve sıcaklık sebebiyle geri saçılan sinyalde küçük değişikliklerin tespit edilmesi neredeyse imkânsız hale gelir. Bu nedenle bütünleşik faktörler, yüksek uzamsal çözünürlüğe sahip OTDR'ları çok pahalı sistemler durumuna getirmektedir. Buna bağlı olarak milimetre ölçekli uzamsal çözünürlüğe sahip Rayleigh saçılım tabanlı OFDR sistemleri (Şekil 11) geliştirilmiştir. Bu sistemler Optik Saçılma Reflektrometre (OBR) olarak adlandırılmaktadır [40, 50].



Şekil 11. OFDR tabanlı Rayleigh saçılma sistemi (OBR)

OFDR, Rayleigh geri saçılan sinyalin yoğunluğunu ölçmek yerine, Rayleigh saçılan ışığın parazit dalgalarını, ayarlanabilir bir lazer kaynağından ve frekans alanındaki statik bir referans fiberden ölçer. Ters Fourier dönüşümü sayesinde, frekans alanındaki genlik ve faz, zaman / uzamsal alana dönüştürülür [51].

OBR tabanlı dağınık fiber optik sensörler kısa mesafe algılama için mükemmeldirler (<100 m). Bununla birlikte, uzamsal çözünürlük ve sıcaklık ve / veya gerinim çözünürlüğünün düşürülmesi durumunda daha uzun algılama sistemlerinin de geliştirilmesi mümkündür [52-54]. Son yapılan çalışmalar ile Koshikiya ve ark., [52] Rayleigh saçılmasından 23 dB daha düşük gürültü seviyesi ve yüksek hassasiyetli ölçümler ile 5 km fiber boyunca santimetre seviyesinde uzamsal çözünürlük ile çevresel parametrelerin tespit edildiğini bildirmişlerdir.

Tablo 1'de Raman ve Brillouin OTDR, Brillouin OTDA, Rayleigh OFDR ve yarı dağınık sensör olarak kullanılmakta olunan fiber Bragg ızgara (FBG) sensörlerin analiz performansları verilmiştir. Gelişen teknoloji ve son çalışmalar ile tam dağınık fiber optik sensör sistemlerinin uzun mesafe, yüksek uzamsal çözünürlük ve sıcaklık / gerinim ölçüm hassasiyetinin arttırılması sonucu SHM'de kullanımı yaygınlaşmıştır.

Sonuç olarak, daha önce de belirtildiği gibi günümüzde Brillouin saçılmalı dağınık fiber optik sensör sistemleri sivil yapıların yapısal durum izlenmelerinde en çok çalışılan ve uygulanan sistemlerdir. Bu sensör sistemlerinin genişletilmiş ölçüm mesafesi kabiliyetine sahip olmalarından dolayı barajlar, boru hatları, tüneller ve uzun köprüler gibi büyük yapılara uygulanmıştır. Bununla birlikte, Brillouin saçılmalı bazı uygulamalar daha iyi uzamsal çözünürlük sunmaktadır. BOTDA sisteminde, ileri ve karmaşık algoritmaların kullanılmasıyla daha iyi uzamsal çözünürlük elde edilmiştir. Ancak, bu da maliyeti artırmaktadır. Öte yandan, OBR tekniği (Rayleigh OFDR), yaklaşık 70 m ölçüm mesafesine kadar sınırlandırılmış yüksek uzamsal çözünürlük elde etmenin daha uygun maliyetli bir yolunu sunmaktadır.

6. Sonuç

Bu bildiri algılama ilkeleri, özellikleri ve performansları, sistem kısıtlamaları ve uygulamaları dahil olmak üzere birçok yönüyle ilgili olarak dağınık fiber optik sensör teknolojisine kapsamlı ve sistematik bir genel bakış sunmuştur. Pek çok yeni teknolojinin olgunluğu ve uygun maliyetli enstrümantasyon tekniklerinin mevcudiyeti sebebiyle, daha fazla sayıda dağınık algılama sisteminin ticarileştirilmesi ve yakın gelecekte yaygın şekilde uygulanması beklenmektedir. Dağınık fiber optik sensörlerin sivil yapı, havacılık ve enerji endüstrisindeki uygulamaları neticesinde topluma yararlı kılınacak teknoloji sunulmuş olunacaktır.

Tablo 1. Dağınık fiber optik sensör sistemleri performans değerleri [40, 55]

Ölçüm Sistemi	Sensör Tipi	Ölçüm Mesafesi	Uzamsal Çözünürlük	Sıcaklık Çözünürlüğü	Gerinim Çözünürlüğü	Ölçüm	Üretici Firma
Raman OTDR	Dağınık	1 km 37 km	1 cm 17 m	± 0,1 ºC	-	Sıcaklık	Smartec
BOTDR	Dağınık	20-50 km	1m	± 1-2 ºC	± 5 με	Sıcaklık Gerinim	Yokogawa, NTT, Sensomet
BOTDA	Dağınık	2 km 200 km	2 cm 2 m	± 1-2 ºC	± 10 με	Sıcaklık Gerinim	Oz Optics, Omnisens
Rayleigh OFDR (OBR)	Dağınık	70 m	1 mm	± 0,1 ºC	± 1 με	Sıcaklık Gerinim	LUNA
FBG	Yarı Dağınık	≈ 100 channels	2 mm	± 0,1 ºC	± 1 με	Sıcaklık Gerinim	MicronOptics, Fibersensing

KAYNAKLAR

1. Jones, D., Introduction to Fiber Optics, Naval Education and Training Professional Develeopment and Technology Center, 1998.
2. Udd, E., Fiber Optic Smart Structures, Proceedings of IEEE, vol. 84, no. 6, 884−894, 1996.
3. Tracey, P. M., Intrinsic Fiber-Optic Sensors, IEEE Transactions on Industry Applications, 27, 1, 1991.
4. Rajan, G. Optical Fiber Sensors: Advanced Techniques and Applications, 1st ed.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2015.
5. Hartog, A. An Introduction to Distributed Optical Fibre Sensors, 1st ed.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2017.
6. JM López-Higuera et al. " Fiber Optic Sensors in Structural Health Monitoring ", invited tutorial, to be published in JLT, 2011.
7. Inaudi, D., and Glisic B., Overview of Fibre Optic Sensing Applications to Structural Health Monitoring, Symposium on Deformation Measurement and Analysis, 1-10, 2008.
8. D. I. Branko Glisic, Fiber optic methods for structural health monitoring. Book, John Willey & Sons, 2007.
9. Lao, J.; Sun, P.; Liu, F.; Zhang, X.; Zhao, C.; Mai, W.; Guo, T.; Xiao, G.; Albert, J. In situ plasmonic optical fibre detection of the state of charge of supercapacitors for renewable energy storage. Light Sci. Appl. 2018, 7, 34.
10. Rajan, G. (2015). Optical Fiber Sensors: Advanced Techniques and Applications. Florida: CRC Press, 208–245.
11. Heininger, H. (2013). Interrogation of Optical Fiber Sensors for Civil Engineering Applications Using Widely Tunable Laser, Phd Thesis, Brno University of Technology, Brno.
12. Guo, H.; Xiao, G.; Mrad, N.; Yao, J. Fiber optic sensors for structural health monitoring of air platforms, sensors 2011, 11, 3687–3705.
13. Méndez, A., Overview of fiber optic sensors for NDT applications, IV NDT Panamerican Conference, 1-11, 2007
14. Di Sante, R., Fibre Optic Sensors for Structural Health Monitoring of Aircraft Composite Structures: Recent Advances and Applications, sensors 2015, 15, 18666–18713.
15. Culshaw B, Kersey A. Fiber-optic sensing: A historical perspective. Journal of Lightwave Technology. 2008;26:1064-1078.
16. Bolognini, G.; Hartog, A. Raman-based fibre sensors: Trends and applications. Opt. Fiber Technol. 2013, 19, 678–688.
17. Haneef, S.; Yang, Z.; Thévenaz, L.; Venkitesh, D.; Srinivasan, B. Performance analysis of frequency shift estimation techniques in Brillouin distributed fiber sensors. Opt. Express 2018, 26, 14661–14677.
18. Boyd, R. Nonlinear Optics, 3rd ed.; Academic Press: Rochester, NY, USA, 2008.
19. B.G. Potter, Module 3 - Attenuation in Optical Fibers, ERC under grant #EEC-0812072.
20. Froggatt, M. E., Gifford, D.K., Kreger, S.T., Wolfe, M.S., and Soller, B. J. (2006). Distributed strain and temperature discrimination in unaltered polarization maintaining fiber. Optical Fiber Sensors Conference, Cancun, Mexico.
21. Alahbabi M. N. (2005) Distributed Optical Fiber Sensors Based on the Coherent Detection of Spontaneous Brillouin Scattering, Doktora Tezi, University of Southampton, Southampton, U.K.
22. Guang-yong X, Jian-ping Y, KunjunZ, Wen M. Monitoring data processing of distributed optical fiber temperature sensor based on multiwavelet. In: Proceedings of the International Workshop on Education Technology and Training & International Workshop on Geoscience and Remote Sensing. 2008. pp. 203-206.
23. Saxena MK, Raju SDVSJ, Arya R, Pachori RB, Ravindranath SVG, Kher S, et al. Raman optical fiber distributed temperature sensor using wavelet transform based simplified signal processing of Raman backscattered signals. Optics & Laser Technology. 2015;65:14-24.
24. www.google.co.in/search?q=BACKSCATTERED+LASER+LIGHT&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=0ahUKEwiCvfiq9jcAhWKT30KHdJ4CjYQ_AUICigB&biw=1093&bih=530.
25. Özsoy, S., (2009). Fiber Optik. İstanbul: Birsen Yayınevi.
26. Bao X., Chen L., Recent Progress in Distributed Fiber Optic Sensors, sensors 2012, 12, 8601-8639.
27. Güemes, JA, Fernandez-Lopez, A, Soller B "Optical Fiber Distributed Sensing. Physical Principles and Applications" J. Structural Health Monitoring, Vol. 9, No. 3, 233-245 (2010).
28. Günday, A., Yılmaz, G. ve Karlık, S. E., "Optik fiberli dağınık algılama yöntemiyle enerji kablosunda sıcaklık ve gerginliğin algılanması", Uludağ Üniversitesi MühendislikMimarlık Fakültesi Dergisi, Cilt 12, Sayı 2, 43-52, 2007.

29. Abalde-Cela, S.; Aldeanueva-Potel, P.; Mateo-Mateo, C.; Rodríguez-Lorenzo, L.; Alvarez-Puebla, R.A.; Liz-Marzán, L.M. Surface-enhanced Raman scattering biomedical applications of plasmonic colloidal particles. J. R. Soc. Interface 2010, 7, S435–S450.
30. Oakley, L.H.; Dinehart, S.A.; Svoboda, S.A.;Wustholz, K.L. Identification of organic materials in historical oil paintings using correlated extractionless surface-enhanced Raman scattering and fluorescence microscopy. Anal. Chem. 2011, 83, 3986–3989.
31. Dong, Y.; Chen, L.; Bao, X. Truly distributed birefringence measurement of polarization-maintaining fibers based on transient Brillouin grating. Opt. Lett. 2010, 35, 193–195.
32. Shatarah S. M., Olbrycht R., Distributed temperature sensing in optical fibers based on Raman scattering: theory and applications, Measurement Automation Monitoring, Feb. 2017, no. 02, vol. 63, ISSN 2450-2855.
33. Sancho, J.; Chin, S.; Barrera, D.; Sales, S.; Thévenaz, L. Time-frequency analysis of long fiber Bragg gratings with low reflectivity. Opt. Express 2013, 21, 7171–7179.
34. Kurashima, T.; Horiguchi, T.; Tateda, M. Distributed-temperature sensing using stimulated Brillouin scattering in optical silica fibers. Opt. Lett. 1990, 15, 1038–1040.
35. Chen, Q.; Jin, C.; Bao, Y.; Li, Z.; Li, J.; Lu, C.; Yang, L.; Li, G. A distributed fiber vibration sensor utilizing dispersion induced walk-off effect in a unidirectional Mach-Zehnder interferometer. Opt. Express 2014, 22, 2167–2173.
36. Nakamura, A.; Okamoto, K.; Koshikiya, Y.; Watanabe, H.; Manabe, T. Highly sensitive detection of microbending in single-mode fibers and its applications. Opt. Express 2017, 25, 5742–5748.
37. Bastianini, F.; Matta, F.; Rizzo, A.; Galati, N.; Nanni, A. Overview of recent bridge monitoring applications using distributed Brillouin fiber optic sensors. J. Nondestruct. Test. 2007, 12, 269–276.
38. Ravet, F.; Briffod, F.; Glisˇc, B.; Nikles, M.; Inaudi, D. Submillimeter crack detection with Brillouin-based fiber-optic sensors. IEEE Sens. J. 2009, 9, 1391–1396.
39. Motil, A.; Bergman, A.; Tur, M. State of the art of Brillouin fiber-optic distributed sensing. Opt. Laser Technol. 2015, 78, 1–23.
40. Barrias, A.; Casas, j.; Villalba, R.; A Review of Distributed Optical Fiber Sensors for Civil Engineering Applications, Sensors 2016, 16, 748.
41. Francis, T.S.; Yin, S. Fiber Optic Sensors; Marcel Dekker Inc.: New York, NY, USA, 2002.
42. Mejia Quintero, S.M.; Guedes Valente, L.C.; de Paula Gomes, M.S.; Gomes da Silva, H.; Caroli de Souza, B.; Morikawa, S.R.K. All-fiber CO2 sensor using hollow core PCF operating in the 2 μm region. Sensors 2018, 18, 4393.
43. Schreier, A.; Wosniok, A.; Liehr, S.; Krebber, K. Humidity-induced Brillouin frequency shift in perfluorinated polymer optical fibers. Opt. Express 2018, 26, 22307–22314.
44. Liehr, S.; Breithaupt, M.; Krebber, K. Distributed humidity sensing in PMMA optical fibers at 500 nm and 650 nm wavelengths. Sensors 2017, 17, 738.
45. Galindez-Jamioy, C.A.; López-Higuera, J.M. Brillouin Distributed Fiber Sensors: An Overview and Applications. J. Sens. 2012, 2012.
46. Leung, C.K.Y.; Wan, K.T.; Inaudi, D.; Bao, X.; Habel, W.; Zhou, Z.; Ou, J.; Ghandehari, M.; Wu, H.C.; Imai, M. Review: Optical fiber sensors for civil engineering applications. Mater. Struct. 2013, 48, 871–906.
47. Uchida, S.; Levenberg, E.; Klar, A. On-specimen strain measurement with fiber optic distributed sensing. Measurement 2015, 60, 104–113.
48. Lu, X.; Soto, M.A.; Thévenaz, L. Impact of the Fiber Coating on the temperature response of distributed optical fiber sensors at cryogenic ranges. J. Lightw. Technol. 2018, 36, 961–967.
49. Hotate, K.; Tanaka, M. Distributed fiber Brillouin strain sensing with 1 cm spatial resolution by correlation-based continuous wave technique. Proc. SPIE Int. Soc. Opt. Eng. 2000, 4185, 647–650.
50. Imai, M.; Nakano, R.; Kono, T.; Ichinomiya, T.; Miura, S.; Mure, M. Crack detection application for fiber reinforced concrete using BOCDA-based optical fiber strain sensor. J. Struct. Eng. 2010, 136, 1001–1008.
51. Thomas, P.J.; Hellevang, J.O. A high response polyimide fiber optic sensor for distributed humidity measurements. Sens. Actuators B Chem. 2018, 270, 417–423.
52. Zhou, D.; Dong, Y.; Wang, B.; Pang, C.; Ba, D.; Zhang, H.; Lu, Z.; Li, H.; Bao, X. Single-shot BOTDA based on an optical chirp chain probe wave for distributed ultrafast measurement. Light Sci. Appl. 2018, 7, 32.
53. Garcia-Ruiz, A.; Pastor-Graells, J.; Martins, H.F.; Tow, K.H.; Thévenaz, L.; Martin-Lopez, S.; González-Herráez, M. Distributed photothermal spectroscopy in microstructured optical fibers: Towards high-resolution mapping of gas presence over long distances. Opt. Express 2017, 25, 1789–1805.
54. Lin, Y.; Liu, F.; He, X.; Jin, W.; Zhang, M.; Yang, F.; Ho, H.L.; Tan, Y.; Gu, L. Distributed gas sensing with optical fibre photothermal interferometry. Opt. Express 2017, 25, 31568–31585.
55. Güemes, A.; Fernandez, A.; Lozano A. Fiber Optic Distributed Sensing, STO-EN-AVT-220.

Yüksek Darbe Akımların Ölçümü İçin Rogowski Bobini Tasarımı

Burak Yılmaz

Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Umuttepe Yerleşkesi 41380, Kocaeli, Türkiye

brkylmz464@gmail.com

ÖZET

Akım ölçümlerinde yaygın olarak kullanılan manyetik nüveli akım transformatörleri, yüksek genlikli darbe akımlarının ölçülmesinde manyetik nüvelerinin doyuma ulaşması nedeniyle doğru ve hassas ölçüm gerçekleştiremezler. Yüksek darbe akımlarının ölçülmesinde, manyetik nüve içermeyen, doğrusal I-V karakteristiğine sahip, montajı kolay, tasarım maliyeti düşük rogowski bobini biçimindeki akım sensörleri kullanılabilmektedir. Bu çalışmada da bu özelliklere sahip tasarımı gerçekleştirilmiş olan rogowski bobinine ait tasarım parametreleri, dikkat edilmesi gereken hususlar ve laboratuvar ortamında şönt dirençle karşılaştırma testlerinin osiloskop çıktılarına yer verilmiştir. Bunun yanında boşalma akımı ölçülmek istenen metal oksit parafudr, boşalma darbe akımının laboratuvar ortamında üretilmesi, ölçülmesi konularından da bahsedilmiştir.

***Anahtar Kelimeler*--- Rogowski bobini, Yıldırım darbe akımı, Akım ölçüm sistemi, Metal oksit parafudr**

1.GİRİŞ

Yüksek ve orta gerilim güç sistemlerinde kullanılan ekipmanların yalıtımları; gerilim yükselmeleri, devre açma kapama, toprak ve faz kısa devreleri, rezonans olayları gibi etkenlerle oluşan iç aşırı ve atmosferik etkilerden oluşan dış aşırı gerilimlerle zorlanır. Bu aşırı gerilimler, enerji düzeyleri yüksek değerlere ulaşmamasına rağmen güç sistemlerinde kullanılan ekipmanların yalıtımlarını bozarak kısa devre arızalarına dolayısıyla enerji kesintilerine sebebiyet verebilmektedir. Günümüzde, vazgeçilmez olan elektrik enerjisinin kesintiye uğraması, ekonomik ve sosyal yaşamı aksatması gibi birçok problemlere yol açabilmektedir [1,2].

Enerji sistemlerinde arıza ve kesintilere yol açan etkenlerin başında, söz konusu aşırı gerilimler yer almaktadır. Günümüzde aşırı gerilime karşı koruma amacıyla yaygın ve güvenilir olarak kullanılan aygıtlar "Metal Oksit Parafudr"lardır. Öte yandan, bu amaçla koruma elektrotları ve atlama aralıklı değişken dirençli parafudr gibi aygıtların kullanıldığı da görülmektedir. Ancak, koruma elektrotlarının dik cepheli darbe gerilimlerinde gecikmeli çalışması ve elektrotlar arasında oluşan arkın sönmesinin, enerji kesilmesine bağlı olması nedeniyle kısa devre etkisi göstermelerinden dolayı güvenli bir koruma ekipmanı sayılmazlar. Benzer biçimde, atlama aralıklı değişken dirençli parafudrlarda yer alan atlama aralıklarının ve aralarında yer alan yalıtım malzemelerinin kirlenmeye duyarlı olmaları nedeniyle güvenilirlikleri düşüktür. [2].

Metal oksit parafudrlarda ana bileşeni çinko-oksit (ZnO) olan direnç blokları kullanılır. Yapılarında herhangi bir atlama aralığı bulunmadığından, "Atlama aralıksız parafudrlar" olarak da adlandırılırlar. Parafudrlar, çinko-oksit dirençlerin bir özelliği olarak belirli bir gerilim seviyesinin altında direnç değerlerinin çok yüksek olması nedeniyle yalıtkan özellik gösterirler. Beyan geriliminin üzerinde ise direnç değerinin düşmesiyle iletken hale geçerler. Gerilim seviyesi beyan gerilim değerinin altına düşünce tekrar yalıtkan hale geçen devre elemanıdır. Beyan gerilimi, geçici aşırı gerilim şartlarında parafudrun sağlıklı çalışabilmesi için yapımında öngörülen, bağlantı uçları arasına uygulanabilen en büyük izin verilebilir 10 s'lik şebeke frekanslı aşırı gerilimin etkin değeridir [2].

Metal oksit parafudrların tasarımı, üretimi ve performansına yönelik olarak terimler-tarifler, tip deneyleri, rutin deneyleri kabul deneyleri ilgili standartta tanımlanmıştır [3]. Tip deneyler standartta, parafudrun performansının tespiti ve ilgili standarda uygunluğunu gösteren deneyler olarak; rutin deneyler ise tip deneyleri ile belirlenmiş özellikleri sağlayacak yeterlilikte, parafudrun malzemeleri, bölümleri veya her bir parafudr üzerinde yapılan deneyler olarak tanımlanmıştır. Parafudrların tip deneyleri başlığı altında, deney numunesi parafudrun bir bölümüne ya da tüm parafudra şebeke frekanslı kısa devre akımı, 4/10 us yüksek akım darbesi, 8/20 us standart yıldırım akım darbesi, 30/80 us anahtarlama akım darbeleri uygulanır [4].

Darbe akımlarının genliklerinin yüksek olması ve tepe değer noktasına kadar hızlı bir şekilde eksponansiyel olarak yükselen ve ardından yavaşça sıfıra düşen karakteristiğinden dolayı darbe akımlarının ölçülmesi oldukça güçleşmektedir. Ölçüm işlemi için günümüzde şönt direnç, özel akım transformatörü, rogowski bobini, hall sensör gibi ekipmanlar kullanılmaktadır.

Laboratuvar ortamında parafudr tip testlerinde kullanılmak üzere özellikle 4/10 us 100 kA yüksek akım darbesi ölçümlerini yapabilmek için rogowski bobini tasarımı ve dönüştürme oranı hesaplaması çalışması yapılmıştır. Bildiride tasarımlanan rogowski bobininin ölçeceği akım darbelerine de kısaca yer verilmiştir. Devamında rogowski bobini çalışma ilkesi, yapılan tasarımların tanıtılması, laboratuvarda bulunan ve deneylerde kullanılan kalibrasyonlu şönt direnç ile tasarlanan bobinlerin karşılaştırılmasına yer verilmiştir.

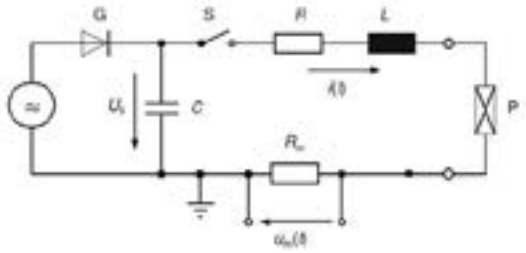
Tasarımı gerçekleşen ve kullanılmasına karar verilen rogowski akım sensörünün RC integratörü ile ölçüm sonuçlarının şönt direnç sonuçları ile karşılaştırılmış ve bu çalışmalara yer verilmiştir.

2. DARBE AKIMLARININ ÜRETİLMESİ

Elektrik iletim ve dağıtım sistemlerindeki cihazların yıldırım darbe ve kısa devreye maruz kalmaları durumunda oluşan etkiyi görebilmek için yüksek darbe akımları uygulanarak test edilirler. Testlerin amacına bağlı olarak darbe akım sinyallerinin dalga biçimleri farklılık gösterirler.

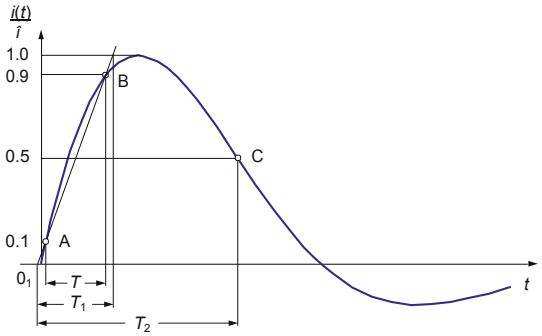
Yüksek akım deney teknikleri standardına göre akım darbeleri iki tipte sınıflandırılmıştır. Bu tiplerden ilki, yıldırım akımları ve anahtarlama akımları simülasyonu için kullanılan eksponansiyel akımlardır. Bu akımlar tepe değer noktasına kadar hızlı bir şekilde eksponansiyel olarak yükselen ve ardından yavaşça sıfıra düşen darbe akım tipidir. İkinci tip ise uzun iletim hatlarının deşarjından dolayı meydana gelen yaklaşık dikdörtgen şekilli (uzun süreli) akım darbesidir. [4]

Bu bildiride, tasarımı yapılan rogowski bobininin karşılaştırma testleri için eksponansiyel akımlar kullanılmıştır. Darbe akımının üretilmesi laboratuvar ortamında bir RLC devre atlama küresi üzerinden anahtarlanması ile gerçekleştirilmiştir (Şekil 1) [10].



Şekil 1. Darbe akım üreteci

Şekil 1'de şematik olarak verilen devrede akım ölçme işlemi R_m direnci üzerinden yapılabilir. Elde edilen darbe akımın dalga şekli, R, L ve C değerlerinin yanı sıra deney cisminin direncine de bağlıdır [10].



$T_1 = 1.25x(t_{90}-t_{10})$

$T_2 = t_{50}- t_{01}$

Şekil 2. Darbe akımı biçimi ve ölçüm parametreleri

İlgili standartta, üretilecek darbe akımının, tepe değeri için ±%10, her bir zaman parametresi için ±%20 gibi toleranslarda olabileceği belirtilmektedir. Genişletilmiş ölçüm belirsizliği için limit değerler tepe değer için %3 ve zaman parametreleri için %10 olarak belirlenmiştir. Bu değerler dalga şekline göre değişkenlik gösterebilmektedir. [4]

3. ROGOWSKİ BOBİNİ TASARIMI

Rogowski bobinleri yüksek alternatif akımların ve geçici yüksek akımların ölçülmesinde kullanılabilir. Akım taşıyan bir iletken, Amper yasası gereğince etrafında manyetik alan oluşturur. Akım taşıyan iletkenin etrafına, manyetik alanı dik kesecek şekilde tek bir sarımlı bobin parçası yerleştirilir ise sarım uçlarında Faraday yasasına göre gerilim üretilir [6]. Bu tek döngüden meydana gelen sargı N katına çıkartılırsa, üretilen gerilim de N katına çıkar. Ortak endüktans (M) prensibi ile çalışmalarından dolayı alternatif ve geçici yüksek akımların ölçümünde kolay bir şekilde kullanılabilirler. Faraday yasasına göre gerilim, Rogowski bobininin ortak endüktası (M) ve akımın zamana göre değişimi ile orantılı olarak üretilir. Bu eşitlikler aşağıdaki gibidir [5];

$$e_0(t) = M\frac{di(t)}{dt} \qquad (1)$$

$$i(t) = \frac{1}{M}\int e_0(t)dt \qquad (2)$$

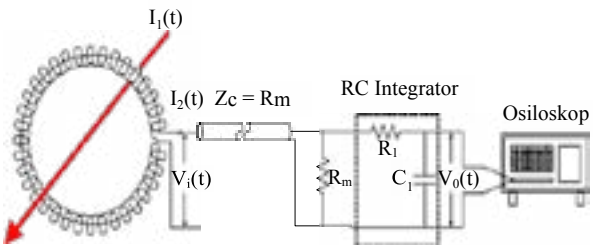
Rogowski bobininin ortak endüktansı yaklaşık olarak MKS birim sistemine uygun olarak aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır [5],

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} NW\ln\left(\frac{b}{a}\right) \qquad (3)$$

$$r_c = \frac{a+b}{2} \qquad (4)$$

M ortak endüktans (Henry),
μ_0 havanın manyetik geçirgenliği $4\pi \times 10^{-7}$ H/m,
N sarım sayısı,
W bobinin kalınlığı şekil 4'e göre (b-a)(Metre),
a bobin nüvesi içten içe yarıçapı şekil 4'e göre (metre),
b bobin nüvesi dıştan dışa yarıçapı şekil 4'e göre (metre).

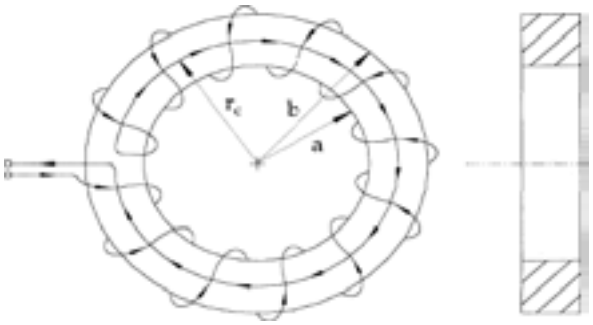
Elde edilen gerilim integral alan elektronik bir devre ile ya da devre çıkışına programsal bir müdahale yapılarak ölçeklenmelidir. Bu bildiriye konu olan çalışmada RC integrasyon elektrik devresi kullanılmıştır [7].



Şekil 3. Rogowski bobini ölçüm sistemi

Rogowski bobinleri, rijit (katı) halka nüve etrafına sarılarak veya esnek yapıdaki manyetik olmayan bir nüve etrafına sarılarak oluşturulur. Rogowski bobinin her iki tipte de açılır-kapanır formda olması, kullanım alanının genişlemesini ve kullanımda kolaylık sağlar. Açılır kapanır özellikte olmayan bobinlerin ölçüm doğruluğu daha yüksektir [5].

Rogowski bobinlerinin yapısında ferromanyetik nüve yer almadığından yüksek akımların ölçümünde doyum problemi yoktur [5]. Bu durum bobinin geniş bir frekans ve genlik aralığında doğrusal olmasını sağlar. Birkaç kiloamper değerinde kalibrasyonu yapıldığında, yüzlerce kiloamper değerinde bu kalibrasyon geçerlidir. Bu şekilde, kalibrasyon ölçümleri diğer ölçü cihazlarına göre kolaydır. Rogowski bobinlerini, günümüzde yoğun olarak kullanılan manyetik akım transformatörlerinden ayıran başlıca özellikleri doyuma gitmemesi, boyutlarının küçük olması ve geniş bir akım aralığında tek yapıda kullanılmasıdır. Örneğin; 100-1600A nominal akım aralığında çok çeşitli akım transformatörleri kullanılırken aynı aralıkta tek tip Rogowski akım sensörü belirtilen aralığın tamamında kullanılır.



Şekil 4. Rogowski bobini yapısı

Rogowski bobinleri tek ya da çok katmanlı olarak halka şeklinde sarılırlar. Tek katmanlı bobinlerin ortak endüktansı, seri direnci ve şönt kapasitans değeri daha düşüktür. Bu değerlerin düşük olması, yüksek frekanslı ölçümde ve faz farkının düşük olması istendiği durumda daha doğru ölçüm yapmasını sağlar [5]. Tek katmanlı bobin örneği şekil 4'teki gibidir [5]. Tek katlı sarım, hava nüveli esnek materyalin etrafına, istenen ortak endüktans da göz önüne alınarak spiral şeklinde sarılır. Tek kat sarım için sarım sayıları birkaç yüz sarımdır ve ortak endüktansları (M) 0,1-1 µH arasındadır [5]. Sarılan bobin dış ortamdaki herhangi bir manyetik akıya maruz kalır ise çıkış sinyali bu akıdan etkilenir. Bozucu manyetik akı kaynakları, bobin çevresinde bulunan geri dönüş iletkenleri, transformatör ferromanyetik nüvesi ya da ortamdaki diğer akım taşıyan iletkenler olarak sıralanabilir. Bu istenmeyen etkinin önlenmesi için sarım ilerleme yönünün tersine, sarım içinden, mevcut sarıma elektriksel olarak seri biçimde sarım iletkeni dolaştırılmaktadır (Şekil 4). Bu geri dönüş iletkeni kompanzasyon iletkeni olarak tanımlanır [5]. Halka kesitinin merkezinden dolaştırılan iletken için r_c, (4) numaralı eşitlikte belirtildiği gibi bulunur. Pratik uygulamada kompanzasyon işlemi, istenmeyen bozucu etkiyi tamamen sönümlemez [5]. Bunun yanında sarım yüzde yüz üniform bir yapıda sarılamayacağı için bu durumdan kaynaklı bozulmalar da olacaktır.

Çok katmanlı bobin sarılırken bir tam sargı yapıldığında diğer sargılar önceki sargının üzerinden devam edecek şekilde sarılır. Ortak endüktans değerleri artırılmış (1-10 µH) olur [5]. Düşük genlikli akımların ölçümü için çok katmanlı bobin kullanılır. Çok katmanlı bobinin yüksek frekanslarda performansı düşmektedir. Sarım sayısıyla orantılı artan şönt kapasite değeri, sarım sayısının karesiyle orantılı artan seri endüktans değeri nedeniyle yüksek frekansta daha geç tepki vermesine neden olmaktadır [5].

Yüksek darbe akımlarının ölçülmesinde Rogowski bobininin avantajı lineer bir I-V davranışı gösterip, doymaya girmemesi, geniş bir bant aralığında çalışması olarak sıralanabilir. Düşük genlik (I<100A) ve düşük frekansta ölçüm hassasiyeti azalır, kesin olarak ölçüm yapmak zorlaşır. Darbe akımının ölçümünde kesin ve hassas bir ölçüm amaçlanıyor ise frekans spektrumu hesaba katılmalıdır [7].

Bu çalışmada nüve açılır-kapanır özellikte, esnek PVC (Poli Vinil Clorür) boru olarak seçilmiştir. Sarımlar nüve etrafına tek katmanlı olarak geri dönüş iletkeni de kullanılarak sarılmıştır. Tek katmanlı sarılmasının nedeni yüksek frekanslarda iyi performans sağlaması ve faz farkının düşük olmasıdır. Hafif ve farklı ölçüm alanlarında kolay kullanım sağlamak için açılır-kapanır yapıda olacak şekilde tasarlanmıştır.

Yüksek gerilim laboratuvarı ortamında Metal Oksit Parafudr Standardında yer alan tip testleri kapsamındaki 8/20 Yıldırım akım darbesi artık gerilim deneyi yapılabilmektedir [3]. Yıldırım akım darbesi ölçümü için kullanılan kalibrasyonlu şönt direnç ile farklı sarım sayılarında tasarlanan rogowski bobini numuneleri karşılaştırılmıştır. Bobinlerin üzerinde RC integratör denemeleri yapılmış, skala faktörü hesaplanmaya çalışılmıştır. Bobinin tasarım amacı olan 100 kA değerindeki (4/10 us) yüksek akım darbesi, güvenilir bir şekilde ölçümü gerçekleştirilmiştir.

4. DENEYSEL SONUÇLAR

Orta gerilim Metal Oksit Parafudr testlerini gerçekleştimek amacıyla bir yüksek gerilim laboratuvarı ortamında Metal Oksit Parafudr standardının (madde 8.7) Çalışma Çevrimi Deneyi başlığı altında yer alan yüksek akım darbesini için yüksek akım darbe üreteci gerçekleştirilmiştir [3]. Bu set ile tam parafudr üzerine 100 kA (4/10 us) darbe akımı uygulanmıştır.

Laboratuvarda mevcut durumda yıldırım akım darbesi artık gerilim deneyi 20 kA'e kadar 8/20 us dalga formunda yapılmaktadır. Darbe akım ölçümleri 10 miliohm şönt direnç üzerinden yapılmaktadır. Şönt direncin en yüksek ölçüm değeri 20 kA ile sınırlıdır. Üretilen 100 kA darbe akımı için şönt direnç ile ölçüm yapılamamaktadır. Bunun üzerine yüksek akımları güvenilir bir şekilde, doyuma gitmeden ölçebilecek bir ölçüm sistemi gereksinimi duyulmuştur. İhtiyaca yönelik olarak darbe akım sensörü olan Rogowski bobininin karakteristiği istenen şartları sağladığı görülmüştür. Bunun için Rogowski akım sensörü tasarımı çalışması yapılmıştır. Doyuma gitmemesi, doğrusal olması, düşük akım değerlerinde belirlenen dönüştürme oranının yüksek akımlarda da geçerli olması sebebiyle 100 kA'lik darbe akımının Rogowski akım sensörüyle ölçülmesi hedeflenmiştir. Tasarımdan önce literatür taranmış elde edilen bilgiler ışığında ilk etapta 5 farklı bobin sarılmış,

testleri yapılmıştır. Test sonuçlarına göre 3 farklı bobin daha sarılarak prototipler üzerinden deneyler yapılmıştır. Her bir akım sensöründe sarım sayısı, iletken çapı, nüve çapı parametreleri farklı değerlerde seçilmiştir. Bu şekilde tasarım aşamasında her bir parametrenin ölçüm sonucuna etkisi araştırılmıştır.

Şekil 5. Rogowski akım sensölerinin akım taşıyan bara etrafına konumlandırılması

Sarılan bobinlerin direnç, kapasite ve endüktans değerleri LCR metre ile ölçülmüştür. Ölçülen değerler ve sarım parametreleri Tablo 1'de verilmiştir. Sarım sayıları değer yerine sarım oranı olarak tablo 1'de yer verilmiştir.

Tablo 1. Prototiplerin sarım parametreleri

Bobin No	Sarım oranları	İletken Çapı (mm)	Bir sarımın çapı (mm)	Endüktans değeri (uH)	Kapasite değeri (uF)	Bobin iç direnci (ohm)
R.B 1	3N	0,8	14	32	790	0,55
R.B 2	4N	0,8	14	47	530	0,72
R.B 3	6N	0,7	16	130	190	1,41
R.B 4	3N	0,8	12	25	1010	0,45
R.B 5	3N	0,8	12	21	1180	0,47
R.B 6	6N	0,65	16	115	220	1,63
R.B 7	6N	0,4	16	116	220	4,30
R.B 8	6N	0,8	16	119	210	1,10

Her bir prototipin performansı, 8/20 us'lik darbe akımı 36 kV 10 kA etiket değerli tam parafudr üzerine uygulanarak test edilmiştir. Uygulanan akım 10 miliohm'luk şönt direnç üzerinden osiloskoptan ölçülmüştür. Parafudrun toprak bağlantısı üzerine prototip rogowski bobinleri (Şekil 5) konumlandırılmıştır. Bu sayede osiloskop üzerinden hem şönt direnç hem de rogowski bobinleri üzerinden ölçümler ve karşılaştırmalar yapılmıştır.

Prototiplere ait ölçüm sonuçları yorumlanmıştır. İlk ölçümlerde şönt dirence en yakın performans gösteren 3 bobin seçilerek test işlemlerine devam edilmiştir. R.B.3, R.B.7 ve R.B.8 bobinlerinin gerilim çıktıları şönt değerine daha yakın çıktılar olduğu gözlenmiştir. Bu prototipler için bobin uçlarına farklı değerlerde direnç ve kondansatörler eklenerek RC integratör etkisiyle şönt direnç değerine daha yakın sonuçlar elde edilmiştir.

Tablo 2'de yer alan gerilim değerleri bobin uçlarındaki 1,2 ohm'luk direnç üzerinden ölçülen değerlerdir. Bunun yanında şekil 1'de gösterilen darbe üretecinin, transformatör çıkış değeri (U_{ac}), kondansatör seti besleme gerilimi (U_{dc}), Parafudr üzerinden ölçülen artık gerilim ($U_{artık}$), içinden akan boşalma akımı ($I_{şönt}$) ve Rogowski bobinine ait değerler yer almaktadır. Bu değerlerin ölçüldüğü osiloskop çıktısı örneği şekil 6'te verilmiştir.

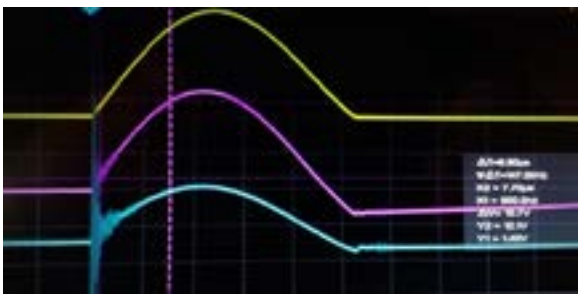
Tablo 2 . Prototiplere ait şönt direnç- Rogowski karşılaştırması (1,2 ohm direnç üzerinden)

U_{ac} (kV)	U_{dc} (kV)	$U_{artık}$ (kV)	$I_{şönt}$ (kA)	$U_{R.B.3}$ (V)	$U_{R.B.7}$ (V)	$U_{R.B.8}$ (V)
90	121	51	4,48	4,0	3,4	3,5
100	136	61,6	6,56	5,9	4,7	5
120	165	75	11,2	10	8,4	8,9

U_{ac}: Yüksek gerilim trafosu gerilimi.
U_{dc}: Kondansatör seti besleme gerilimi.
$U_{artık}$: 36kV/10kA Parafudr artık gerilimi.
$I_{şönt}$: Şönt direnç akım ölçümü
R.B.3: 3 Numaralı rogowski bobini gerilimi
R.B.7: 7 Numaralı rogowski bobini gerilimi
R.B.8: 8 Numaralı rogowski bobini gerilimi

Şekil 6. R.B.3, R.B.7 ve R.B.8 e ait 11,2 kA değerindeki dalga formları
(Yeşil prob R.B.3, pembe prob R.B.7 ve mavi prob R.B.8)

3 farklı bobinin 1,2 ohm direnç üzerinden okunan 11,2 kA lik akım ölçümü şekil 6'teki gibidir. Sadece ohmik direnç üzerinden ölçülen değerlerde, cephe başlangıçlarında osilasyonlar gözlenmiştir. Bu üç bobinden R.B.8 numaralı bobin için 8/20 dalga formuna daha yakın ve osilasyon miktarının daha düşük olduğu (Şekil 7) görülmüştür. Şönt direnç ile karşılaştırma deneylerine R.B.8 akım sensörüyle devam edilmiştir.



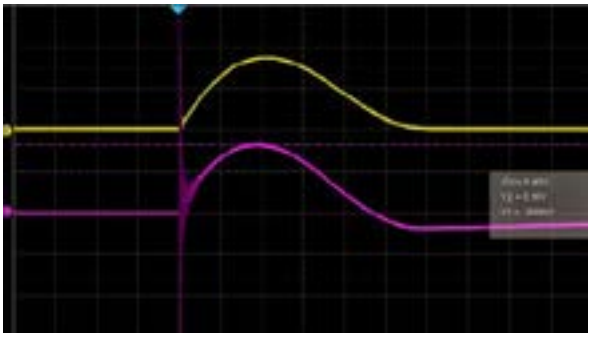
Şekil 7. Rogowski akım sensörlerinin Şönt direnç ile karşılaştırılması
(Sarı prob şönt direnç, pembe prob R.B.8 ve mavi prob R.B.7)

Şekil 8. Tasarımı tamamlanan R.B.8

8 numaralı Rogowski akım sensörüne kondansatör eklenmiş, cephe başlangıcında oluşan osilasyonların azaldığı görülmüştür (Şekil 9). Eklenen kondansatör ile RC integratör sağlanmıştır (Şekil 3). Bobin sargılarının pozisyonunun değişmemesi için sargılar makaron ile sarılarak (Şekil 8) darbelere karşı önlem alınmıştır. Yıldırım akım darbesi üreteci aynı gerilim değeriyle beslenerek R.B.8 ile 6 değerde ölçüm alınmış, bu ölçümlerle kA/V biriminde bir dönüştürme oranı (tablo 3) hesaplanmıştır. Dönüştürme oranı (F) daha sonraki ölçümlerde (5) kullanılarak akım değeri hesaplaması yapılmıştır.

Tablo 3. R.B. 8 Dönüştürme oranı hesaplama çalışması

U_{ac} (kV)	U_{dc} (kV)	$U_{artık}$ (kV)	$I_{şönt}$ (kA)	U_{RB8} (V)	F (kA/V)
95	134	94	8,2	8,9	0,921
94	132	96	7,3	8	0,913
94	132	96	7	7,6	0,921
94	132	94	7,1	7,7	0,922
94	132	96	7,4	8,1	0,914
94	132	96	7,9	8,4	0,940
Ortalama					0,922
Standart Sapma					0,010



Şekil 9. Sarı prob şönt direnç, pembe prob R.B.8

Şekil 9'da, tasarımı tamamlanan rogowski bobini-şönt direnç karşılaştırılması osiloskop çıktısına yer verilmiştir. Dönüştürme oranı (F) ortalama olarak 0,922 kA/V olarak (Tablo3) hesaplanmıştır. Bobinin standart sapması 0,010 olarak bulunmuştur.

Belirlenen dönüştürme oranı (F) ile Rogowski akım sensörü tasarım hedefi olan yüksek darbe akımının ölçümünde kullanılabilir hale gelmiştir. Yüksek darbe akım üretecinden akım değeri üretilmiş ve metal oksit parafudra uygulanmıştır. Uygulanan yüksek akım darbesi sadece dönüştürme oranı bilinen 8 numaralı Rogowski bobini prototipi ile ölçülmüştür. Ölçülen akım grafiği şekil 10'da verilmiştir. Tepe değeri 122V olarak (6) ölçülmüştür.

Şekil 10. Yüksek akım darbesinin R.B. 8 ile ölçümü

Dönüştürme oranı ile gerçek akım hesabı aşağıdaki gibidir;

$$I = U_{RB8} \times F \quad (5)$$

$$I = 122 \times 0{,}922 = 112{,}48 \text{ kA} \quad (6)$$

Uygulanan 4/10 yüksek akım değeri 112,48 kA olarak hesaplanmıştır. Yüksek akım ölçmek için tasarlanan rogowski bobini, ölçümü gerçekleştirerek tasarım hedefine ulaşmıştır.

5.SONUÇLAR

Bu çalışmada yüksek akımların ölçülmesi için tasarlanan rogowski akım sensörünün tasarımına ve kalibrasyonlu şönt direnç ile karşılaştırılmasına yer verilmiştir. Hedeflendiği gibi 100 kA mertebesindeki yüksek akımlar ölçülmüş ve yapılan tasarım amacına ulaşmıştır.

Rogowski akım sensörü sadece yüksek darbe akımların ölçümünde değil, yüksek akım içeren tüm güç sistemlerinde koruma, ölçme ve izleme alanlarında aktif olarak kullanılmaktadır. Montajının kolay, maliyetinin düşük olması ve benzeri diğer akım ölçüm aygıtlarına göre daha geniş genlik ve frekansta ölçüm yapması Rogowski akım sensörü için tercih sebebi olacağı öngörülmektedir.

Rogowski bobini tasarımının, ölçüm hassasiyeti ve güvenilirliğinin artırılmasına yönelik olarak ilerleyen dönemlerde integratör bölümü üzerinde çalışmalar yürütülebilir. RC integratör yerine kompanzasyon integratörü ya da aktif integratör üzerine çalışmalar yapılıp elde edilen ölçüm değerleri karşılaştırılabilir. Aktif integratör ile çıkış sinyalinin genliği ayarlanarak, osilasyonlar filtrelenerek daha daha düşük akım değerlerinde ölçüm yapılabilir. Bu sayede daha düşük seviyedeki alternatif akım ölçümlerinde tasarımı gerçekleşen rogowski akım sensörü kullanılabilir.

6.TEŞEKKÜR

Bu çalışmaya konu olan Rogowski Bobini Akım Sensörü, "7180089" proje numaralı "100 kA Darbe Akımı Üretecinin Tasarımı ve Gerçeklenmesi" proje isimli TÜBİTAK projesi kapsamında tasarımı gerçeklenmiştir. TÜBİTAK projesine fikir öncülüğü yapan, laboratuvar çalışmalarında tüm tasarım aşamalarını planlayan, tasarım çalışmalarını yürüten, değerli bilgilerini proje ekibinden esirgemeyen saygıdeğer danışman hocam; Dr. Öğr. Üyesi Hasbi İSMAİLOĞLU'na, proje boyunca emeği geçen tüm proje ekibine, proje için gerekli ortamı ve desteği sağlayan ELOPAR A.Ş Yüksek Gerilim Laboratuvarı yönetimine sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

7.KAYNAKLAR

[1] ÖZKAYA, M., "Yüksek Gerilim Tekniği,Cilt 2", Birsen Yayınevi, İstanbul, 1996.

[2] Ismailoğlu, H. , "Aşırı Gerilimler, Oluşumları , Etkileri ve Aşırı Gerilimlere Karşı Koruma", TMMOB-EMO, Ulusal Elektrik Tesisat Kongresi-Yüksek Gerilim Çalıştayı, İzmir, 7-10 Mayıs 2009.

[3] TS 60099-4/Aralık 2014, "Parafudrlar-Bölüm 4: A.A. Sistemleri için–Atlama Aralıksız Metal Oksit Parafudrlar".

[4] TS 62475/Mart 2009, "Yüksek Akımlar için Test Teknikleri-Test akımları ve Ölçümler İçin Tanımlar ve Gereklilikler".

[5] J. D. Ramboz, "Machinable Rogowski coil, design, and calibration," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 2, pp. 511–515, Apr. 1996.

[6] I. A. Metwally, "Self-integrating Rogowski coil for high-impulse current measurement," IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. 59, no. 2, pp. 353-360, 2010.

[7] Limchaoren, W., "Rogowski Coil with an Active Integrator for Measurement of Switching Impulse Current" IEEE , Thailand,2013.

[8] C. Qing, L. Hong-bin, Z. Ming-ming, and L. Yan-bin, "Design and characteristics of two Rogowski coils based on printed circuit board," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 55, no. 3, pp. 939–943, Jun. 2006.

[9] L. A. Kojovic, "Application of Rogowski coils used for protective relaying purposes," in Proc. IEEE PES PSCE, 2006, pp. 538–543.

[10] K. Schon, "High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques", Springer International Publishing Switzerland, 2013.

Kablo Demeti Ara Uzunluk Ayarı Mekanizmasının Geliştirilmesi ve Robotik Üretim Hücresi Uygulaması

Barış ÖZ[1,2], Buse SEVİM[1], Gözde AKPAK[1], Sema IŞIK[1]

[1]*AR-GE Merkezi, Mamur Teknoloji Sistemleri Sanayi A.Ş. Silivri, İSTANBUL*

[2]*Yıldız Teknik Üniversitesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği, İSTANBUL*

baris.oz@mamurtech.com, buse.sevim@mamurtech.com,

gozde.akpak@mamurtech.com, sema.isik@mamurtech.com

ÖZET

Bu çalışmada, ateşleme kablo grubunun imalatı için farklı ürünlere uyarlanabilir ve uzun süreli tekrarlanabilirlik sağlayacak bir esnek montaj hattına yönelik faaliyete alınan robotik sistem anlatılmaktadır. Ateşleme anahtarları arasındaki kablo boyunu ayarlayan T mekanizması ve matematiksel çözümü ifade edilmiştir. Robotik sistemin tekrarlama hassasiyeti ve hata oranı için değerlendirme yapılmış ve sistemin istenen aralıklarda çalıştığı görülmüştür. Bu çalışma sonuçlarına göre, elde edilen verilerden yararlanarak, geliştirilen mekanizmanın kablo boyunu istenen tolerans aralığında ayarlayabildiği ve esnek sistemin yüksek hassasiyette çalıştığı görülmüştür.

Anahtar kelimeler: esnek üretim, robotik, ateşleme anahtarı, kablo demeti

ABSTRACT

In this study, a robotic system for ignition cable harness production is expressed for a flexible assembly line which can be adapted to different products and provide long-term repeatability. The T mechanism, that is for adjusting the cable length between the ignition switches, is stated and the mathematical solution is derived. This solution is evaluated for repeatability sensitivity of robotic system and error rates. It is seen that the robotic system operates between desired performance ranges. According to results, developed mechanism can adjust the cable length between ignition switches in acceptable tolerances and the flexible system operates with high sensitivity.

Keywords: flexible manufacturing, robotics, ignition switch, wiring harness

1. GİRİŞ

Yirminci yüzyılın başlarında Henry Ford gibi isimlerin katkılarıyla yaygınlaşan "seri üretim" kavramı, amacını işletme karının maksimize edilmesi olarak belirleyip imalat sahasına giriş yapmıştır. Ancak, 1980'li yıllardan başlayarak üretim sektöründe gelişen müşteri odaklı yaklaşım, seri üretim modeli ile aşılamamıştır. Neoliberal politikaların dünya genelinde yaygınlaşması ile birlikte globalleşen pazar, müşteri talebindeki hızlı değişimlere cevap verebilmek ve pazarda rekabetçi kalabilmek için işletmeleri üretim anlayışlarında revizyon yapmaya mecbur bırakmıştır.

Üretimde esneklik, ürün değişimi sonucu üretimde herhangi bir kesinti olmadan veya kısmen ürün döngüsünde belirli bir değişim olsa dahi işleyişin aksaklığa uğramadan devam edebilmesidir [1]. Esnek imalat sistemleri, müşterilere hızlıca sağlanabilecek yüksek kaliteli özelleşmiş ürünlerin doğru bütçe ile üretilmesini hedeflemektedir [2]. Bu sayede, daha hızlı ve ucuz çözümler ile sürekli değişen ve çeşitlenen taleplere cevap verilebilir. Esnek üretim sistemleri makro operasyonların planlama ve kontrolünü bilgisayara dayalı bütünleşmiş kontrol sistemleri ile sağlamaktadır. Çok çeşitli ve hızlı ürün ya da hizmet üreten, kavramsal olarak otomatik fabrika düzenine en yakın olan sistemlerdir. Performansın etkin olduğu yerlerde, sistemin kullanım durumuna bağlı olarak farklı çözümler yaygın olarak kullanılmaktadır [3].

Bu projede ürün esnekliği temel alınarak farklı ürün çeşitlerinde reçetesine uygun üretim sağlanmaktadır. Son yıllarda esnek üretim ile verimlilik artışı otomasyon ve robotik hücreler ile ivme kazanmıştır [4]. Kablonun taşınmasını ve fikstürde hareketini sağlayan robot için gerekli donanım ve yazılım çalışmaları yapılıp doğru ve hatalı ürün ayırt edilebilmelidir [5]. Besleme ve taşıma işlemleri robot tarafından gerçekleştirilir. Robotik işlemlerin ve teknolojik işlemlerin dizileri periyodik olarak tekrarlanır. Amaç, döngüsel programı maksimum verim, yani minimum çevrim süresi ile çalıştırabilmektir [6].

Son dönemlerde yaşanan teknolojik, ekonomik, sosyal değişimler sanayi alanında da etkisini göstermektedir. Müşteriden gelen siparişin zamanında üretilmesini sağlamak ve fabrika üretiminin düzenli olarak takip edilebilmesi oldukça önemlidir. Bu takiplerin sonucu oluşan geri bildirimler ile malzemenin iç akışı koordine edilir. İmalat içerisindeki istasyonlara otomasyon yazılımları sayesinde görevler atanır ve ardından alt kategorideki işlevler uygulanmaya başlanır [7]. Otomasyonun önemi gün geçtikçe artarken robotikleşen üretim sistemleri sayesinde insan gücünü ve zamanı verimli bir şekilde kullanan bir üretim anlayışı belirlenmiştir. Klasik üretim sistemlerinin yerini alıp yüksek düzey esneklik sağlayan robotik üretim, karmaşıklığı ve bazı zorlukları da beraberinde getirmektedir [8]. Bu sorunlar doğru robot seçimi, deneyim ve yazılımın geliştirilmesi ile aşılabilecek düzeydedir.

Ülkemizde kablo montajı genelde emek-yoğun bir işlemdir. Pek çok üretici firma, montaj istasyonlarında tamamen işçi kabiliyeti ve hızı ile bu montajı gerçekleştirmektedir. Kablo montaj işlemi, genelde standart iş sırası ve tekrarlı yapısı sebebi ile zor bir süreçtir. Robotik imalat sistemleri ile tekrarlamalı işlemlerde kalite artmakla beraber imalat dışı bırakılan hatalı ürün sayısını azaltmak mümkündür.

Makine çıktısı kablo grupları, gazlı ocakların içerisinde kullanılmaktadır. Gazlı ocaklar yanıcı sayısına ve boyutlarına göre değiştiği için, üzerine kablo montajı yapılan ateşleme anahtarlarının arasındaki mesafelerin ve anahtar üzerindeki buton yüksekliğinin de değişken olması gerekmektedir. Anahtarlar arası uzunluğu ayarlayabilmek için birçok yöntem bulunmaktadır. Bu yöntemlerden biri de makara kullanımıdır. İkisi yanlarda olmak üzere üç adet makaranın kullanıldığı bu sistemde kablonun iki ucu da hareketlidir. Gerginliğin önemli olduğu yerlerde ana makaraya kuvvet sensörünün de eklenebileceği bu yapıya uygun geometrik modelleme yapılmıştır.

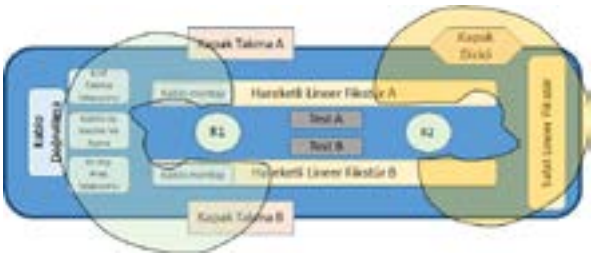
Anahtarlar arası uzunluğu ayarlayabilmek için yapılan araştırmalarda gerginliğin önemli olduğu yerlerde hareketli üç makara sisteminin sıkça kullanıldığı görülmüştür. Ana makaraya kuvvet sensörünün de eklenebildiği bu sistem için uygun matematiksel modelleme çalışmaları bulunmaktadır. Bu çalışmalarda makaralardan geçen telin geometrik yapısı üçgene benzetilerek çalışılmıştır [9]. Bu sistemden yola çıkılarak kablo uçlarından birinin sabit diğerinin ise hareketli olduğu bir düzenek oluşturulmuştur.

Elektrikli cihazlar için standartlar incelendiğinde (TS EN IEC 61058-1), ateşleme anahtarı, nominal akım ve gerilimi aşmayacak şekilde kontrol edilmek üzere tasarlanmak zorundadır[10]. Bu nedenle montajı yapılan butonun yüksekliği oldukça kritiktir. Belirlenen yüksekliğin üstünde olması çakmağın çakmamasına, altında olması ise çakmağın sürekli çakmasına neden olmaktadır. Montaj sonrası yapılan ölçümler, çalışmanın ilerleyen bölümünde verilmektedir.

Bu çalışmada, önceden el ile yapılan kablo üzerine ateşleme anahtarı ve uç takma işlemleri, otomasyon ve robotun yer aldığı bir üretim hücresi içerisinde ürün bazında standartlaştırılmıştır. İstasyonlar arası iletişim robot ile yapılmış, en uygun yol tayin edilerek çevrim süresinden kazanç sağlanmıştır. Ürün bazlı esnek üretim sağlayan bu üretim hücresi, beyaz eşya/pişirici grubuna hitap etmekte olup farklı sektörlere uygulanabilecek bir montaj hattıdır. Geliştirilen yazılıma entegre edilen veri toplama ve işleme sayesinde, imalat parametreleri farklı algoritmalar ile geliştirilmeye açıktır.

2. MATERYAL VE YÖNTEM

Sistemin genel çalışma prensibi, iki montaj robotunun kablo boy ayarlama mekanizması ile farklı ateşleme anahtar mesafelerine sahip ürünlerin imalatını gerçekleştirmektir. Şekil 1'de montaj hattının şematik gösterimi, hatta kullanılan iki adet LR Mate 200iD/7L endüstriyel robotun çalışma aralıkları referans alınarak gösterilmiştir [11].



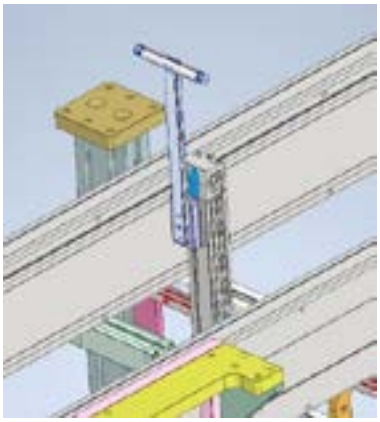
Şekil 1: Robotik kablo gruplama montaj hattının şematik gösterimi

Operatör tarafından sabit lineer fikstür üzerine yerleştirilen alt anahtar kutuları ile vibratör kutusundan gelen üst anahtar kutuları, ilgili hareketli lineer fikstüre R2 robotu tarafından yerleştirilmektedir. Sonrasında fikstür kablonun ateşleme anahtarı üzerine yerleştirileceği kısma gelmektedir. Aynı zamanda R1 robotu tarafından sürülen doğrultulmuş kablonun ucu, kablo uç açma istasyonunda kesilmekte, krimp pres istasyonunda standartlara uygun olarak krimplenmektedir. Kılıf takma sonrası işlemi biten ateşleme kabloları, fikstür üzerindeki bölümlere yerleştirilirken T mekanizması ile anahtarlar arası boy ayarlaması yapılmaktadır. Kablo boyu ayarlaması yapılan anahtarların üzerine kapaklar preslenip test noktalarına gelerek ateşleme anahtarının yükseklik ölçümü gerçekleştirilmektedir. Test ölçümlerinin sonucuna göre kabul ya da rede ayrılan ateşleme anahtarları, ilgili ürün toplama birimlerine bırakılmaktadır.

Oluşturulan ateşleme anahtarı kablo grubu, gazlı ocaklar içerisinde yer alan gaz musluklarının üzerine takılmaktadır. Farklı ocak modellerinde, gaz muslukları arasındaki kablo mesafeleri ve gaz musluğu sayıları değişmektedir. Bu varyasyon nedeniyle geliştirilen makinenin farklı boyda, sayıda, tipte ve gaz muslukları arasında farklı ara mesafelere sahip kablo grubu üretmesi beklenmektedir. Robot tarafından lineer fikstüre kabloyu yerleştirdikten sonra ateşleme anahtarları arasındaki mesafeyi ve kablo boyunu ayarlaması için T mekanizması geliştirilmiş ve 2019/13718 başvuru numaralı patent başvurusu ile koruma altına alınmıştır.

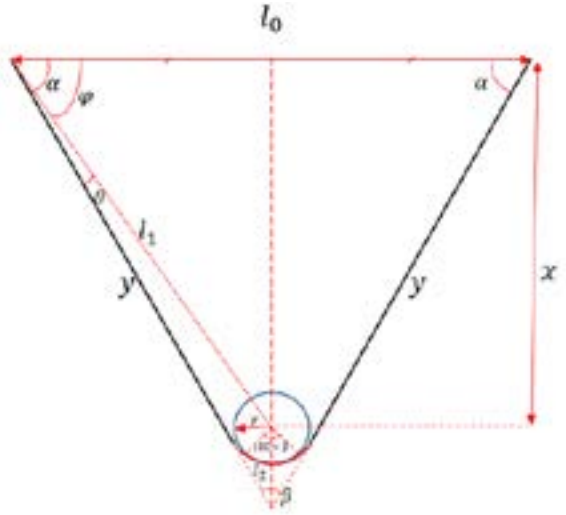
Şekil 2: T mekanizması

Geliştirilen T mekanizması, aşağı ve yukarı hareket ederek ürün grubuna göre alt kutular arası mesafeyi ayarlamaktadır. T mekanizmasında kayışlı bir modül bulunmakta ve servo motor tarafından hareketi sağlanmaktadır.



Şekil 3: Montaj hattındaki T mekanizmasının yerleşimi

Şekil 4'de, robot tarafından sürülen kablonun T mekanizması ile kablo boyunun ayarlanması için geliştirilen geometrik model gösterilmektedir.



Şekil 4: Kablo boyu kontrolü için tasarlanan geometrik model

R1 robotunun tuttuğu kablonun serbest ucunun, T mekanizması ile aşağıya çekilme işlemi sonrasında kablonun uzama farkı,

$$\delta = 2y + l_2 - l_0 \quad (1)$$

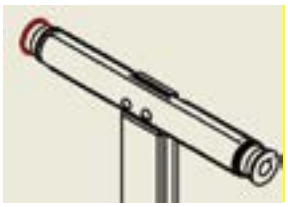
olarak belirlenmiştir. İlk hali l_0 uzunluğunda olan kablonun, T mekanizması tarafından aşağıya çekilmesi sonucu oluşan y uzunluğu ise,

$$l_1 = \sqrt{x^2 + {l_0^2}/{4}} \quad (2)$$

$$l_1^2 = r^2 + y^2 = x^2 + {l_0^2}/{4} \quad (3)$$

$$y = \sqrt{x^2 + {l_0^2}/{4} - r^2} \quad (4)$$

denklemleri ile elde edilmiştir. l_1, T mekanizmasının sarım uçlarının merkezi ile sabit uç arasındaki uzunluğu; φ ise, l_1 ve l_0 uzunlukları arasındaki açıyı göstermektedir. l_1 ve y uzunlukları arasında oluşan açı θ olarak belirlenmiştir.



Şekil 5: T mekanizmasının kablo çekme uçları

Ateşleme anahtar kablosu Şekil 5'te gösterilen T mekanizmasının uçlarına sarıldığında, l_0 ve çekme sonrasında oluşan y uzunluğu arasındaki α açısı,

$$\alpha = \varphi + \theta \quad (5)$$

$$\tan\varphi = \frac{x}{{l_0}/{2}} \quad (6)$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left({2x}/{l_0}\right) \quad (7)$$

$$\tan\theta = {r}/{y} \quad (8)$$

$$\theta = \tan^{-1}({r}/{y}) \quad (9)$$

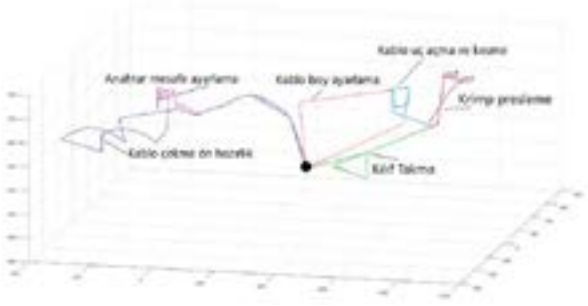
$$\alpha = \tan^{-1}\left({2x}/{l_0}\right) + \tan^{-1}({r}/{y}) \quad (10)$$

denklemleri ile ifade edilmiştir. T mekanizmasının uçlarına sarılma uzunluğu l_2 ise,

$$\beta = 180 - 2\alpha \quad (11)$$

$$l_2 = \frac{2\pi r}{360} \cdot (180 - \beta) \quad (12)$$

olarak elde edilmiştir. R1 robotu üzerinden hız ve hassasiyet ayarları gerçekleştirildikten sonra robottan alınan veriler toplanarak, görselleştirilmiş ve Şekil 6'da sunulmuştur. Robotun çevrim süresi içerisinde istasyonlarda bulunma hızı belirlenmiş ve istasyon işlem süresi optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6: R1 robotunun istasyonlar arası hareketi

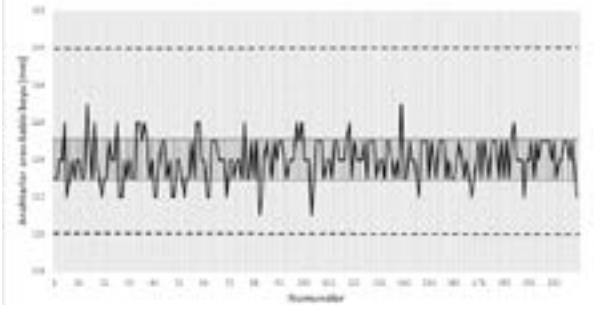
3. TARTIŞMA VE SONUÇ

Gazlı ocak üretimindeki ürün yelpazesi için ateşleme anahtarı, ateşleme trafosu ve ateşleme bujisinden oluşan ateşleme sistemi en önemli bileşenlerden biridir. Gaz musluklarının üzerine takılan ateşleme anahtarları, her gazlı ocak modeli için farklı kablo grubuna sahiptir. Farklı modellerdeki ocaklarda gaz muslukları arasındaki mesafeler ve gaz musluğu sayıları değişken olması nedeniyle her ürün için reçete oluşturulmuştur. Bu reçetelerde terminal ile son anahtarın arası mesafe, anahtarların kendi aralarındaki mesafe, anahtar kablo grubundaki kablo uzunluğu, kablo grubunda yer alacak anahtar sayısı ve ateşleme kablo grubu tipi mevcuttur. Sistemde, fikstürler üzerindeki yerleştirici mesafeleri aynı olmasına rağmen farklı ara mesafeler için HMI üzerinden reçeteler oluşturulmakta ve kullanılmaktadır.

EN IEC 61058-1 standardında elektrikli ev aletlerinin anahtarına yönelik genel şartlar belirtilmektedir. Bu standart dikkate alınarak, sistemde ateşleme anahtarlarının iletime girdiği buton yükseklikleri test edilmektedir [10]. R1 robotu kullanılarak çekilen kabloların kontak yükseklik kalite kontrolünü gerçekleştirilecek kalite kontrol ünitesinin birinci ve ikinci robotlar ile doğrudan entegrasyonu söz konusudur. Terminal uçlarına uygulanan gerilim anındaki buton yüksekliği, servo motorun pozisyon ölçümü ile belirlenmektedir. Ayrıca PLC ile kritik değer olan anahtarın iletime geçtiği ve iletimi bıraktığı yükseklik değerleri toplanmıştır. Bu toplanan değerler, R1 robotunun kablo montajı ve kapak çakma işlemlerinde uyguladığı kuvvetlerin; robotun uç pozisyonlarının dinamik olarak ayarlanması, aynı zamanda optimize edilmesi amacıyla kullanılmıştır.

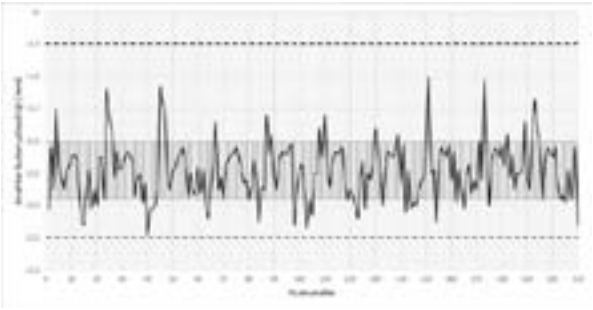
Geliştirilen makine, üç aydır aktif durumda çalışmaktadır. Bir ürün grubundan alınan 210 adet numunenin iletime geçtiği andaki buton yüksekliği ve anahtarlar arası kablo boylarının ölçümleri üzerine incelemeler yapılmıştır. Ürün grubu, 125 ± 5 mm anahtarlar arası kablo boyu ve iletim halindeki buton yüksekliği $13{,}6 \pm 0{,}3$ mm olarak seçilmiştir. Şekil 7'de anahtarlar arası kablo boylarının tolerans aralığında kaldığı görülmektedir. Kullanılan ateşleme kablosunun yapısı gereği sahip olduğu esneklik sebebiyle basit geometrik modelde l_0 uzunluğu değişkenlik göstermektedir. Bu nedenle işlem sonrası kablo boyları değişkenlik göstermektedir. Eşitlik 13'deki standart sapma formülü yardımıyla elde edilen anahtarlar arası kablo boyu verilerinin, standart sapması 1,1159 olarak elde edilmiştir.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(x_i - \bar{x})^2} \quad (13)$$



Şekil 7: Kablo boyu ölçümleri

Bu numunelerin, iletime girme yükseklikleri Şekil 8'de gösterildiği gibi tolerans aralığında kalmaktadır. Numunelerin iletime girdiği buton yükseklikleri ölçülmüş ve standart sapma miktarı 0,0875 olarak bulunmuştur.



Şekil 8: Anahtar buton yüksekliği ölçümleri

Bu ölçümlere göre geliştirilen mekanizma ve kablo montajının istenilen performansta çalıştığı gözlemlenmiştir.

4. DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada, üretimde ürün esnekliği sağlamak amacıyla ateşleme anahtarı kablo grubu üretimine yönelik esnek montaj hattı geliştirilmiştir. Farklı ürün gruplarında, kablo boyunun ayarlanması için geliştirilen T mekanizmasının matematiksel çözümü elde edilmiştir. Yapılan çalışmalar sonucunda numuneler üzerinde ölçümler gerçekleştirilerek, kontak yüksekliklerinin istenen aralıkta ve hatasız olduğu sonucuna varılmıştır. Bunun yanı sıra kablo boyu ölçümleri sonucunda T mekanizmasının, ateşleme anahtarları arasındaki kablo boylarını istenen hassasiyette ayarlayabildiği görülmektedir.

Sistem farklı tipte, boyutta ve sayıdaki ateşleme anahtarı kablo grubunu da imal edebilecek kapasiteye sahiptir. Ayrıca, esnek yapısı ile ateşleme anahtarı dışında farklı endüstri alanlarına da cevap verebilecek yapıdadır.

5. TEŞEKKÜR

Bu proje, Mamur Teknoloji Sistemleri AR-GE Merkezi ve Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK), 7180208 proje numarasına sahip Esnek ve Akıllı Kablo Montaj Hattı Geliştirilmesi adlı TEYDEB 1507 projesi kapsamında desteklenmiştir.

6. KAYNAKLAR

[1] Arvind Kaushal, Ajay Vardhan, ve R.S. Rajput, "Flexible Manufacturing System A Modern Approach To Manufacturing Technology", *International Refereed Journal of Engineering and Science*, c. 5, sy 4, ss. 16-23.

[2] K. Mahmood, T. Karaulova, T. Otto, ve E. Shevtshenko, "Performance Analysis of a Flexible Manufacturing System (FMS)", *Procedia CIRP*, c. 63, ss. 424-429, 2017.

[3] C. S. V. Gutiérrez, L. U. S. Juan, I. Z. Ugarte, I. M. Goenaga, L. A. Kirschgens, ve V. M. Vilches, "Time Synchronization in modular collaborative robots", *arXiv:1809.07295 [cs]*, Eyl. 2018.

[4] Juraj Kováč ve Mikuláš Hajduk, "TYPES OF FLEXIBLE MANUFACTURING CELL", *Transfer inovácií*, 2015.

[5] Tauseef Aized, "Flexible manufacturing system: hardware components", *www.intechopen.com*, Ağu-2010.

[6] E. Levner, V. Kats, ve D. A. L. D. Pablo, "Cyclic Scheduling in Robotic Cells: An Extension of Basic Models in Machine Scheduling Theory", 2007.

[7] E.Freund ve H.J. Buxbaum, "UNIVERSAL WORK CELL CONTROLLER FOR FLEXIBLE AUTOMATION WITH ROBOTS". IFAC Intelligent Components and Instruments for Control Applications, 1992.

[8] A. Sękala, A. Gwiazda, G. Kost, ve W. Banaś, "Modelling and simulation of a robotic work cell", *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, c. 227, s. 012116, Ağu. 2017.

[9] X. Jin, J. Jung, S. Ko, E. Choi, J.-O. Park, ve C.-S. Kim, "Geometric Parameter Calibration for a Cable-Driven Parallel Robot Based on a Single One-Dimensional Laser Distance Sensor Measurement and Experimental Modeling", *Sensors*, c. 18, sy 7, s. 2392, Tem. 2018.

[10] "TS EN IEC 61058-1 Switches for appliances - Part 1: General requirements". 19-Kas-2018.

[11] "FANUC LR Mate 200 iD/7L", *LR Mate 200 iD/7L*. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: https://www.fanuc.eu/tr/tr/robotlar/robot-filtre-sayfas%C4%B1/lrmate-serisi/lrmate-200id-7l.

Ultrason Görüntü Gürültülerinin Azaltılmasında Derin Öğrenme İyileştirici Algoritma Performanslarının Karşılaştırılması

Onur Karaoglu[1], Hasan Şakir Bilge[2], İhsan Uluer[1]
[1]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Karabuk Üniversitesi, Karabük, Türkiye*
onurkaraoglu88@gmail.com; ihsanuluer@gmail.com
[2]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniverstesi, Ankara, Türkiye*
hsbilge@gmail.com

ÖZET

Ultrason görüntüleme yöntemi geçmişten günümüze diğer alternatif yöntemlere göre ekonomik ve taşınabilir olması, iyonize radyasyon içermemesi gibi nedenlerle medikal görüntüleme alanında en çok tercih edilen görüntüleme yöntemlerinden biridir. Ultrason görüntüleme yönteminin en önemli dezavantajlarından biri elde edilen görüntülerin gürültü içermesidir. Ultrason görüntülerinin içerdiği gürültü türü ise benek gürültüsüdür. Yapılan deneysel çalışmada fetüs baş çevresi ultrason görüntülerinin içerdiği benek gürültüsünün azaltılmasında günümüzde pek çok alanda kullanılan derin öğrenme yöntemi kullanılarak, bir otokodlavıcı (autoencoder) derin öğrenme ağı ile ağın en önemli hiperparametrelerinden olan iyileştirici (optimizer) algoritmalarının performansları sinyal-gürültü-oranı-tepe-değeri PSNR ve yapısal-benzerlik-indeksi SSIM değerlendirme kriterlerine göre kıyaslanmıştır.

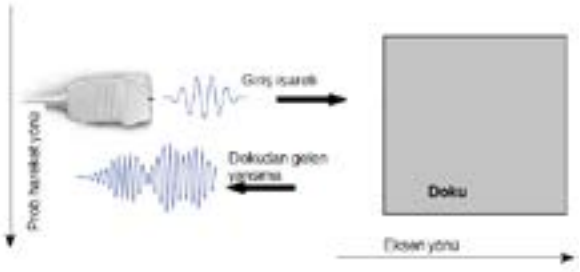
Anahtar Kelimeler: Ultrason görüntüleme, derin öğrenme, optimizer, autoencoder, benek gürültüsü.

1. GİRİŞ

Ultrason yaygın olarak kullanılan bir tıbbi görüntüleme yöntemidir. Kardiyoloji, üroloji, jinekoloji ve özellikle gebelik döneminde bebek sağlığının takip edilmesi alanlarında kılavuz olarak kullanılmaktadır. Ultrason görüntüleme tarayıcıları eko görüntüleme prensibiyle çalışmaktadır. 1 ile 20 Mhz arasında frekansa sahip akustik dalga darbeleri el tipi bir dönüştürücü vasıtası ile vücuda gönderilir, doku ve organlara ulaşan ses dalgaları karşılıklı etkileşime girdikten sonra dönüştürücüye enerjinin bir kısmı geri iletilir. İletilen bu enerji bir cihaz vasıtasıyla alınır ve alınan bu enerji dönüştürücüler vasıtasıyla ultrason görüntüsüne dönüştürülür. Ultrason pek çok avantaja sahip olduğundan görüntüleme yöntemleri içinde en çok tercih edilenlerdendir. Aşağıda bu yöntemin avantajları sıralanmıştır [1]:

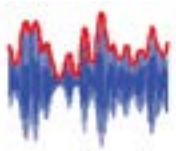
-Bilgisayarlı Tomografi (CT) ve manyetik rezonans görüntüleme (MRI) yöntemleriyle kıyaslandığında daha ekonomik bir yöntemdir.
-Kompakt ve taşınabilir özelliğe sahiptir.
-Gerçek zamanlı çalışabilmektedir.
-Dönüştürücü küçük ve kolay kullanılabilir özelliktedir.
-Vücudun içine enjekte gerektirmeden uygulanmaktadır.
-İyonize radyasyon içermez.

Ultrason görüntüleme yönteminin çalışması hakkında kısaca bilgi verilmek gerekirse; görüntülerin elde edilmesi için ultrason cihazı probundan doku içerisine bir ses darbesi gönderilir, doku boyunca ilerleyen ses işareti, dokunun özelliklerine göre saçılma, yansıma gibi etkilere maruz kaldıktan sonra aynı prob tarafından geri alınır [2].



Şekil 1. İki boyutlu ultrasonda görüntü elde edilmesi

Geri gelen bu sinyallerden her biri Şekil 2'de gösterilen mavi sinyal gibi doku özelliklerine göre modüle edilmiş bir boyutlu bilgi olarak kabul edilir. Pratikte bu sinyalin kendisini almak yerine, şekilde kırmızı renkle gösterilen, zarf işareti alınmaktadır.



Şekil 2. Doku ya da organdan yansıyan işaret

Prob yanal doğrultuda hareket ettikçe sinyaller elde edilir. Elde edilen bu işaretlerin zarfları logaritmik olarak dönüştürülüp tutulur. Tutulan bu işaretler şiddetine göre derecelendirilir ve en yüksek yansıma beyaz, en düşük yansıma siyah olmak üzere her dereceye 0-255 arasında parlaklık tonu atanarak görüntü oluşturulmuş olur.

2. LİTERATÜR TARAMASI

Yapılan literatür taramalarında derin öğrenme yöntemlerinden konvolusyonel otokodlayıcı metodunun önemli hiper parametrelerinden biri olan iyileştiricilerin karşılaştırılması hakkında bire bir deneysel çalışmamıza benzeyen bir çalışmaya rastlanmamıştır. Yapılan araştırmalardan bazıları yeni bir iyileştirici algoritması önererek bunu geleneksel iyileştiricilerle kıyaslanması şeklindedir.

Zeiler M.D. tarafından yapılan çalışmada ADADELTA adında yeni bir gradyen azalışı metodu tanıtılarak bu yeni metodun diğer iyileştirici algoritmalarıyla MNIST rakam tanımlama veri seti ve içinde kayıtlı seslerin olduğu veri seti kullanıarak karşılaştırılmıştır [3]. Yapılan çalışmada önerilen metodun hata oranının azaltılmasında daha hızlı olduğu ve sınıflandırma doğruluğunun da daha iyi olduğu gösterilerek metodun kararlı bir iyileştirici algoritması olarak farklı uygulamalarda da tercih edilebileceği belirtilmiştir.

Loshchilov I. ve Hutter F. tarafından yapılan çalışmada Kovaryans Matrisi Adaptasyon Gelişim Stratejisi (CMA-ES) adlı yöntem tanıtılmıştır [4]. Yapılan çalışmada MNIST veri kümesi için 30 GPU'da paralel olarak bir konvolusyonel sinir ağının hiper parametrelerini ayarlamak için CMA-ES ve son teknoloji Bayesian iyileştirici algoritmalarını karşılaştıran bir oyuncak örneği sunulmuş ve yapılan çalışma Adam ve AdaDelta iyileştirici algoritmaları ile denenerek Adam algoritmasının bu çalışmada daha iyi sonuç verdiği gösterilmiştir.

Andrychowicz M., Denil M., Gómez S., tarafından yapılan çalışmada derin öğrenme ağ yapısını otomatik olarak öğrenen bir iyileştirici algoritması önerilmiştir [5]. Önerilen algoritmanın MNIST veri seti ağında diğer iyileştirici algoritmalarına göre hata/adım kriterine göre daha performanslı olduğu gösterilmiştir.

Rolínek M. ve Martius G. tarafından yapılan çalışmada stokastik gradyan iniş (SGD) için kademesiz adaptasyon şeması yöntemi önerilmektedir [6]. Önerilen bu yöntem doğrudan kayıp fonksiyonu ile çalışarak hata üzerinde sabit bir tahmin işlemi yaparak gradyeni yeniden ölçeklendirmektedir.

Kaifeng Lv, Jiang S., Li J., tarafından yapılan çalışmada bir öğrenmeyi öğrenme metodu önerilerek ve bu metodun bazı pratik püf noktaları belirtilmiştir [7]. Önerilen iyileştirici algoritmasının SGD, Adam, Adagrad, Adadelta, RMSprop iyileştiriciları ile derin uzun-kısa süreli hafıza (LSTM), çok katmanlı algılayıcı (MLP), konvolusyonel sinir ağlarında, hata/zaman grafiğine göre performansı karşılaştırılarak hatanın daha hızlı azaldığı gösterilmiştir.

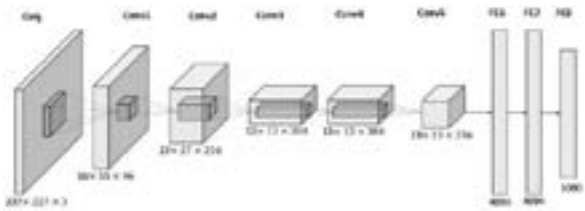
3. DERİN ÖĞRENME

Öğrenme çalışarak ve bilgilerin tekrar edilmesiyle kazanılabilen bir yetenek çeşididir. Canlılardan örnek vermek gerekirse her canlı deneyimleme yoluyla veya bilgi edinerek öğrenir. Günümüz teknolojisinde her ne kadar makineler günlük hayatta pek çok konuya çözüm getirmekte ise de insan gibi düşünüp karar verme yetisine sahip değildirler. Makinelerin insan gibi düşünüp yorum yapmasını sağlamak adına yapay sinir ağları gibi insanın biyolojik yapısını örnek alan algoritmalar türetilmiştir. Derin öğrenme de makinelerin farklı durumlara yorum yapabilmesini sağlamak amacıyla geliştirilen bir algoritmadır.

Derin öğrenme makinenin insanlar gibi deneyimleyerek verilen örnekler üzerinden çıkarım yaparak en iyi sonucu üretmesini sağlamayı amaçlar. Derin öğrenme; resmin veya sesin içeriğini tanımlayarak içerik hakkında doğru verilere ulaşabilmektedir [8].

Aşağıda en sık kullanılan derin öğrenme algoritmaları hakkında kısa bilgiler verilmiştir.

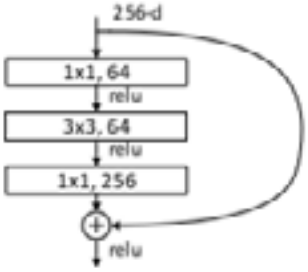
AlexNet: Alex Krizhevsky, Ilya Sutskever ve Geoffrey Hinton tarafından ortaya çıkarılan derin öğrenme algoritmasıdır. Bu derin konvolüsyonel sinir ağında 5 adet konvolüsyon katmanı, 3 adet maxpool katmanı,2 adet dropout katmanı, 3 adet tam bağlı katman, 7 adet relu katmanı, 2 adet normalizasyon katmanı, softmax katmanı, giriş ve sınıflandırma(çıkış) katmanı olamk üzere 25 adet katman bulunmaktadır [9].



Şekil 3. AlexNet ağı algoritmasının görünümü [9].

GoogleNet: Christian Szegedy tarafından önerilen bu algoritma geleneksel CNN (Konvolusyonel Sinir Ağı)'e göre hesaplama karmaşıklığını azaltmak için geliştirilmiştir. Bu yöntemde farklı çekirdek boyutlarında oluşturulan değişken alıcı alanlar başlangıç katmanlarına dahil edilmiştir. 22 katmandan oluşmakta ve Alexnet'e göre daha yavaş çalışmaktadır [10].

ResNet: Kaiming He tarafından diğer mimarilerin yaşadığı maliyet fonksiyonunun azaltılması işleminden daha az zarar gören ultra derin ağlar tasarlama niyetiyle geliştirilmiştir [10]. Daha çok kullanılan ResNet50 mimarisi 49 konvolsuyonel katman ve 1 adet tam bağlantı katmanından oluşmaktadır.

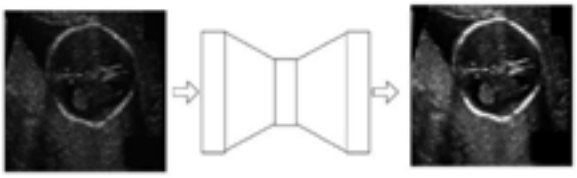


Şekil 4. ResNet ağı bağlantı örneği [9]

4. KONVOLUSYONEL OTOKODLAYICI

Makine öğrenmesinde otokodlayıcı bir denetimsiz öğrenme yöntemidir. Bu derin öğrenme ağ çeşidi genellikle depolama alanının kullanımının azaltılması amaçlı veri sıkıştırılmasında, veriden gereksiz değişkenleri ortadan kaldırarak sistem performansının arttırılmasında, yüksek boyutlu verinin görselleştirilmesinde ve gürültülü veriden gürültünün giderilerek gerçeğe en yakın verinin elde edilmesi işlemlerinde kullanılmaktadır [11].

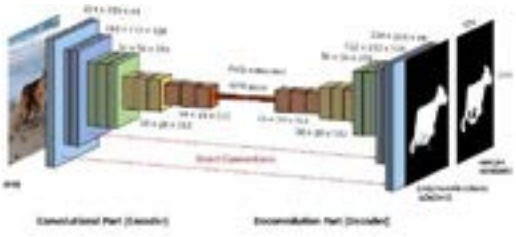
Yapılan deneysel çalışmada otokodlayıcının gürültü azaltma işlevi kullanılmıştır. Otokodlayıcı öncelikle girişteki ultrason görüntü verisinin gürültüsünü azaltmak amacıyla görüntünün ayırt edici özelliklerini bularak ağı eğitir ve böylece orijinal görüntüye en yakın görüntü yeniden elde edilmiş olur.



Şekil 5. Gürültü giderici otokodlayıcıya ait bir gösterim

CAE (Koncolusyonel otokodlayıcı) girişteki görüntünün çıkışta tekrar elde edilmesi işlemlerinde konvolusyon ile otokodlayıcıyı birleştirir. Özellik haritalarından girdi çıkışına konvolusyonlu dönüşüm uygulanan bölüm konvolusyonel kodlayıcı olarak adlandırılır. Konvolusyonel kod çözücü bölümünde ise ters konvolüsyon işlemi yapılarak çıkış değerleri yeniden oluşturulur [12].

Otokodlayıcının ultrason görüntüsündeki gürültünün giderilmesi uygulaması kısaca özetlenirse, öncelikle gürültü eklenmiş ultrason görüntüsü ağa giriş olarak verilir. Giriş görüntüsü ağın kodlayıcı kısmında sıkıştırılarak görüntü üzerinde özellik çıkarma işlemi gerçekleştirilir. (Özellik çıkarma işlemi bir kedi resmi örnek verilirse herhangi bir kedi resminde bu resmin diğer resimlerden ayırt edici özelliğini ön plana çıkarma amaçlı yapılan bir işlemdir. Örneğin bu bölümde, kedinin gözü, kuyruğu veya kulakları gibi kediler için eşsiz özellikler ortaya çıkarılır.) Daha sonra ise kod çözme kısmında sıkıştırılan görüntü tekrar eski boyutuna getirilerek görüntünün yeniden inşa edilmesi sağlanmış olur.



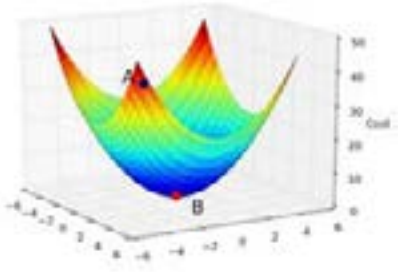
Şekil 6. Konvolusyonel otokodlayıcı ağı [13].

Yukarıdaki şekilde bir konvolusyonel otokodlayıcı ağı gösterilmektedir. Ağa bakıldığında giriş kısmına verilen görüntünün konvolusyon bölümünde kodlayıcı yardımıyla sıkıştırılarak özellik çıkarma işleminin yapıldığı, ters konvolusyon bölümünde ise görüntünün kod çözücü yardımıyla tekrar eski haline getirildiği görülmektedir. Çıkış bölümünde ise bir hata fonksiyonu yardımıyla tahmin edilen çıkış görüntüsü ile gerçek görüntü arasındaki fark bulunarak ağdaki ağırlıkların yeniden güncellemesi işlemi yapılır ve sürecin hata en düşük seviyeye düşürülünceye kadar devam etmesi sağlanır.

5. İYİLEŞTİRİCİ (OPTIMIZER)

Derin öğrenmenin gerçek hayata uyarlanmış araştırma ve uygulamalarında derin öğrenme modellerinin iyileştirilme çalışmaları hala pek çok araştırmacı için en zor iş olarak görülmektedir [14]. Bu bağlamda derin öğrenme modellerinin pek çoğu hala geri besleme algoritmalarına dayanmaktadır. Geri besleme algoritmasında ise hata çıkış katmanından alınarak güncellenir ve gradyan iniş tabanlı algoritma ile hatanın azaltılması sağlanır.

Bütün iyileştiricilerin temel amacı maliyet fonksiyonunu gerçek minimumuna ulaştırmaktır. Bunun için kullandıkları eşitliğe göre çeşitli çıkarımlar yaparak en uygun değerleri elde ederler. 3 boyutlu bir maliyet fonksiyonu grafiği aşağıda verilmektedir.



Şekil 7. 3 boyutlu maliyet fonksiyonuna ait konveks grafik [15]

Şekildeki fonksiyon incelendiğinde B noktasının bu fonksiyonun yerel minimumu olduğu görülmektedir. Amaç maliyet fonksiyonunu en az düzeye indirmek olduğundan A noktasındaki bir maliyet fonksiyonunu B noktasındaki yerel minimuma getirmek için fonksiyonun türevi alınır. Bilindiği üzere bir fonksiyonun türevi fonksiyonun o noktadaki eğimini verir. Bu eğim sıfıra ulaştığında o noktadaki minimuma ulaşılmış olur.

İyileştirici bir derin öğrenme ağında tahmin edilen ile gerçek değer arasındaki fark olan kayıp fonksiyonunun şekil 7'deki grafikte belirtildiği gibi en düşük seviyeye inmesini sağlamaya çalışır. Bunun için de çeşitli fonksiyonlar kullanılır.

Aşağıda derin öğrenme uygulamalarında en çok tercih edilen iyileştirme algoritmaları verilerek bu algoritmaların güncelleme kuralı verilmiştir [16],[17].

SGD : $\theta = \theta - \eta.\tilde{N}_{\theta}, J(\theta; x^{(i)}; y^{(i)})$ (1)

Adam : $\theta_{t+1} = \theta_t - \frac{\eta}{\sqrt{v^t} + \varepsilon} m_t$ (2)

Adagrad: $\theta_{t+1} = \theta_t - \frac{\eta}{\sqrt{G_t} + \varepsilon} e\, g_t$ [16] (3)

Adadelta:
$$\Delta\theta_t = -\frac{RMS[\Delta\theta]_{t-1}}{RMS[g]_t} \quad [16]$$
$$\theta_{t+1} = \theta_t + \Delta\theta_t \quad (4)$$

Nadam : $\theta_{t+1} = \theta_t - \frac{\eta}{\sqrt{\hat{v}_t} + \varepsilon}(\beta_1 \hat{m}_t + \frac{(1-\beta_1)g_t}{(1-\beta_1^t)})$ (5)

RMSprop: $\theta_{t+1} = \theta_t - \frac{\eta}{\sqrt{E[g^2]_t} + \varepsilon} g_t$ [18] (6)

AdaMax : $\theta_{t+1} = \theta_t - \frac{\eta}{u_t} m_t$ [16] (7)

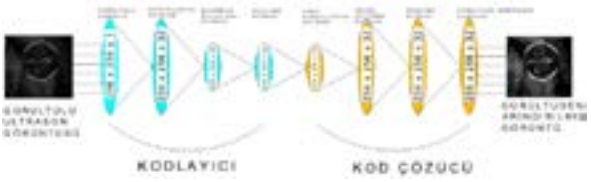
6. YAPILAN ÇALIŞMA

Yapılan deneysel çalışma kapsamında anne karnında bulunan fetüsün baş çevresi ölçümü için kullanılan ultrason görüntülerinin iyileştirilmesi yapılmıştır. Ultrason görüntülerine öncelikle standart sapması $\sigma = 0,3$ olan benek gürültüsü eklenerek görüntülerin bozulması sağlanmıştır. Daha sonra ise derin öğrenme ağına bozulan görüntüler ile görüntülerin bozulmamış halleri verilerek ağın karşılaştırma yaparak öğrenmesi sağlanmış ve daha sonra ağ tarafından daha önce hiç görülmeyen bir bozulmuş görüntü ağın girişine verilerek ağ tarafından bu görüntü gerçek haline en yakın şekilde tekrar oluşturulmaya çalışılmıştır. Tekrar oluşturulan bu görüntü ise PSNR, MSE ve SSIM parametrelerine göre karşılaştırılmıştır.

Çalışmada kullanılan otokodlayıcı derin öğrenme ağında;

- 803 adet deneme verisi
- 100 Adet test verisi
- Görüntü boyutları 256x256
- Öğrenme oranı(learning rate = 0,001)
- Parti boyutu (batch size = 16)
- Kayıp fonksiyonu olarak ortalama karesel hata (mse)

parametre değerleri kullanılmıştır.

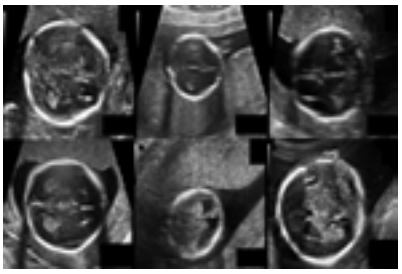


Şekil 8. Çalışmada kullanılan konvolusyonel otokodlayıcı ağı

6.1. VERİ SETİ VE ÖZELLİKLERİ

Hamilelik süresince ultrason görüntüleme fetüsün çeşitli ölçümlerini yaparak gelişiminin takip edilmesi amacıyla kullanılmaktadır. Bu ölçümlerden biri de fetüs baş çevresi (head circumference HC) ölçümüdür. HC hamileliğin hangi haftada olduğunun anlaşılması ve fetüsün gelişiminin takibi için kullanılmaktadır.

Yapılan çalışmada "Automated Measurement of Fetal Head Circumference" adlı yarışmada deneme ve test verisi olarak paylaşılan veri seti kullanılmıştır [19]. Bu veri seti 999 deneme ve 335 test görüntüsü olmak üzere 1334 adet 2 boyutlu ultrason görüntülerinden oluşmuş olup 800x540 piksel boyutlarındadır. Yarışma hakkında kısa bir bilgi vermek gerekirse; yarışmada verilen 2 boyutlu ultrason görüntülerinde bulunan fetüs baş çevresi görüntülerinin bir algoritma yardımıyla otomatik olarak ölçümünün yapılması istenmektedir. Geliştirilen algoritma daha sonra 335 adet test görüntüsüne uygulanarak gerçeğe en yakın sonuçların elde edilmesinin sağlanması amaçlanmaktadır.



Şekil 9. Veri setine ait ultrason görüntüleri

Ultrason görüntüleme sistemi sıklıkla çarpımsal benek gürültüsünden etkilenir. Saçılma zamanı farkları dokulardan yansıyan ultrason dalgalarının yapıcı ve yıkıcı girişimlerine yol açar. Benek desenleri mekansal dağılıma göre sınıflandırılabilir. Benek gürültüsü hedefin belirlenebilirliğine etki eder ve görüntünün kontrast ve çözünürlüğünü azaltır. Yani doktorlar tarafından teşhisin konulmasını zorlaştırır [20].

Benek gürültüsü ultrason görüntülerinde sıklıkla karşılaşılan bir gürültü çeşididir. Yapılan çalışmada ultrason görüntülerine benek gürültüsü eklenmiştir. Benek gürültülü görüntünün elde edilebilmesi için öncelikle bir gauss gürültüsü oluşturulmuştur. Gauss gürültüsü;

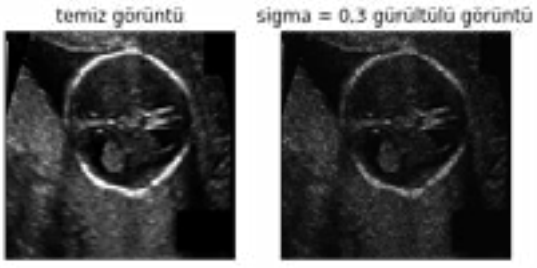
$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot e^{\frac{-(x-\mu)^2}{2\cdot\sigma^2}} \qquad (8)$$

denklemi ile ifade edilir. Burada σ standart sapma, μ ortalama değer, σ^2 varyans olarak ifade edilmektedir [21]. Deneysel çalışmada standart sapma 0,3, ortalama değer ise 0 olarak seçilmiştir.

Benek gürültülü görüntü ise aşağıda bulunan eşitlik ile bulunmaktadır.

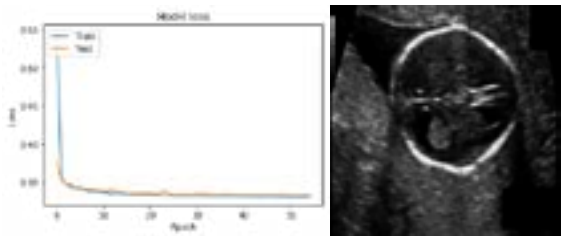
$$g(x, y) = f(x, y) \cdot u(n, m) + \zeta(x, y) \qquad (9)$$

eşitliğiyle elde edilir [22]. Burada g(x,y) benek gürültüsü eklenmiş görüntü, f(x,y) orijinal görüntü, u(n,m) eklenen gürültüdür.

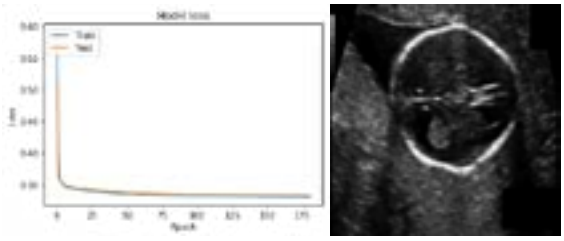


Şekil 10. Orijinal görüntü ile benek gürültüsü eklenmiş görüntünün karşılaştırılması

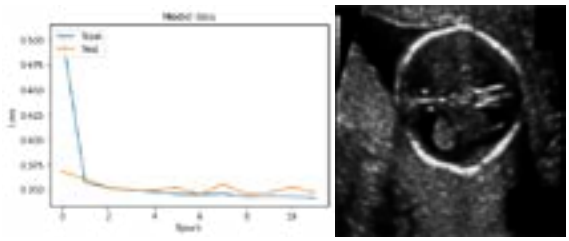
Aşağıdaki şekillerde çalışma sonucunda farklı iyileştirici algoritmalarına göre elde edilen hata/zaman grafiği ve temizlenmiş ultrason görüntüleri gösterilmektedir.



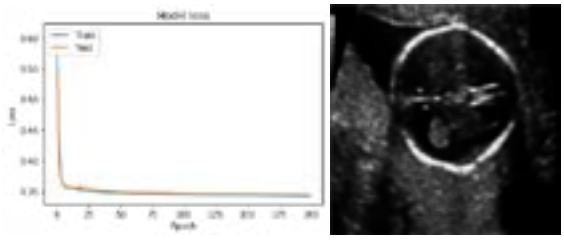
Şekil 11. Adam iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü



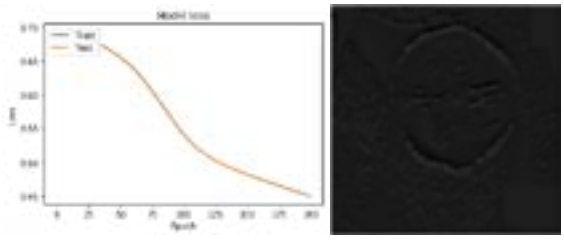
Şekil 12. AdaMax iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü



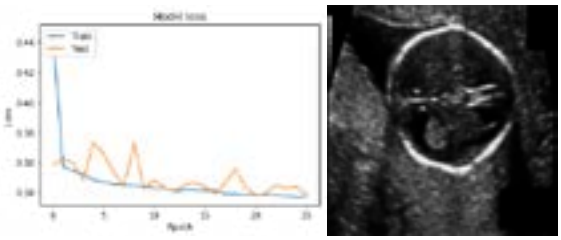
Şekil 13. Nadam iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü



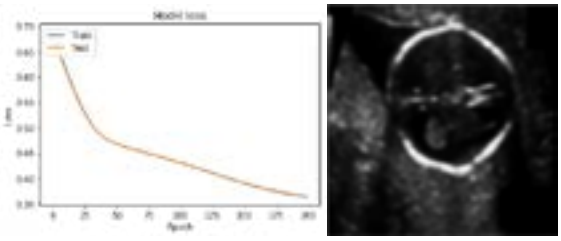
Şekil 14. AdaGrad iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü



Şekil 15. AdaDelta iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü



Şekil 16. RMSprop iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü



Şekil 17. SGD iyileştiricisi ile elde edilen hata/zaman grafiği ve gürültüsü azaltılan görüntü

7. SONUÇLARIN KARŞILAŞTIRILMASI VE DEĞERLENDİRME

Yapılan deneysel çalışmada veri seti görüntülerinin net ve yeterli sayıda olmasından anne karnındaki fetüsün baş çevresinin ölçümü için kullanılan görüntüler tercih edilmiştir.

Yapılan deneysel çalışmada gürültülü görüntülerin gürültüden arındırılması uygulamalarında etkili bir yöntem olan otokodlayıcı derin öğrenme ağı kullanılmıştır. Derin öğrenme algoritmaları özellikle tahmin gerektiren ve sonuç kestirim uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir.

Elde edilen sonuçlar; MSE, PSNR ve SSIM kriterlerine göre değerlendirilmiştir.
Aşağıda Ortalama Karesel Hata (Mean Square Error-MSE) denklemi verilmiştir [23].

$$MSE(f, g) = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} (f_{ij} - g_{ij})^2 \qquad (10)$$

Burada M ve N görüntü boyutları, f referans görüntü, g ise elde edilen görüntüdür.

Sinyal Gürültü Oranı Tepe Değeri (PSNR) denklemi aşağıda verilmiştir.

$$PSNR(f, g) = 10\log_{10}(255^2 / MSE(f, g)) \qquad (11)$$

Aşağıda Yapısal benzerlik indeksi (SSIM) eşitliği verilmiştir.

$$SSIM(f, g) = l(f, g)c(f, g)s(f, g) \qquad (12)$$

$$l(f,g) = \frac{2\mu_f\mu_g + C_1}{\mu_f^{\,2} + \mu_g^{\,2} + C_1} \quad (13)$$

$$c(f,g) = \frac{2\sigma_f\sigma_g + C_2}{\sigma_f^{\,2} + \sigma_g^{\,2} + C_2} \quad (14)$$

$$s(f,g) = \frac{\sigma_{fg} + C_3}{\sigma_f\sigma_g + C_3} \quad (15)$$

Tablo 1. Kullanılan iyileştirici çeşitlerine göre elde edilen sonuçlar

İyileştirici (Optimizer)	**PSNR(dB)**	**MSE**	**SSIM**
Gürültülü Görüntü	14.81	759.38	0.64
Adam	29.38	74.94	0.88
Nadam	27,82	107,49	0,80
Adamax	**30.27**	**61.1**	**0.89**
Adagrad	24,04	256,36	0,67
RMSprop	29,68	69,85	0,87
SGD	22,36	377,45	0,60
Adadelta	14,36	2380,63	0,26

Çıkan sonuçlar incelendiğinde, öğrenme oranı 0,001 olarak belirlenen ağın PSNR değerinin en yüksek MSE değerinin ise en düşük çıktığı iyileştirici yönteminin Adamax olduğu belirlenmiştir. SGD ve Adagrad iyileştiricilerinin ise doğru sonuçlar vermediği bu yüzden algoritmamız için uygun olmadıkları görülmüştür. Yapılan deneysel çalışmada elde edilen değerlerden daha yüksek değerlere ulaşmak mümkün olmakla birlikte bunun için algoritmada çeşitli düzenlemelere gidilmesi gerektiği düşünülmektedir.

Çalışmada öncelikle otokodlayıcının performansına önemli derecede etkisi olan iyileştiricilerin arasındaki farklar ortaya konulmaya çalışılmıştır. İyileştiriciler, oluşturulan ağın yapısına göre maliyet fonksiyonunun en küçük değere en hızlı ve doğru şekilde ulaşması konusunda ağın performansına etki ederler. Yapılan deneysel çalışmada derin öğrenme ağlarında en çok kullanılan iyileştiriciler karşılaştırılarak ağın daha performanslı hale getirilmesi amaçlanmıştır.

Deneysel çalışmada ağ oluşturulurken Keras kütüphanesinden yararlanılmıştır. Keras kütüphanesi kullanıcılar tarafından sürekli olarak geliştirilen ve derin öğrenme uygulamalarında sıklıkla tercih edilen bir kütüphanedir. Keras kütüphanesinde Python dili kullanılmaktadır.

KAYNAKÇA

[1] Ortiz S.H.C., Chiu T, Fox M.D., 2012, "Ultrasound image enhancement: A review", Biomedical Signal Processing and Control,7,419-428.

[2] KONYAR M.Z., 2014, "Ultrason Görüntülerinin Sözde Renklendirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 4-7.

[3] Zeiler, Matthew D. ADADELTA: an adaptive learning rate method. arXiv preprint arXiv:1212.5701, 2012.

[4] Loshchilov, I., and F. Hutter. "CMA-ES for hyperparameter optimization of deep neural networks. arXiv 2016." arXiv preprint arXiv:1604.07269 (2016).

[5] Andrychowicz, M., Denil, M., Gomez, S., Hoffman, M. W., Pfau, D., Schaul, T., ... & De Freitas, N. (2016). Learning to learn by gradient descent by gradient descent. In Advances in neural information processing systems (pp. 3981-3989).

[6] Rolinek, M., & Martius, G. (2018). L4: Practical loss-based stepsize adaptation for deep learning. In Advances in Neural Information Processing Systems (pp. 6433-6443).

[7] Lv, K., Jiang, S., & Li, J. (2017, August). Learning gradient descent: Better generalization and longer horizons. In Proceedings of the 34th International Conference on Machine Learning-Volume 70 (pp. 2247-2255). JMLR. org.

[8] Tienın B.W., 2018, "Cloud Coverage Prediction With Deep Learning Methods ",MSc Thesis, Çukurova Unıversıty Instıtute Of Natural And Applıed Scıences, 16.

[9] Doğan, F.; Türkoğlu, İ. Derin Öğrenme Algoritmalarının Yaprak Sınıflandırma Başarımlarının Karşılaştırılması. *Sakarya University Journal of Computer and Information Sciences*, 2018, 1.1: 10-21.

[10] Alom, Md Zahangir, et al. "The history began from alexnet: A comprehensive survey on deep learning approaches." *arXiv preprint arXiv:1803.01164* (2018).

[11] Zhang, Yifei. "A Better Autoencoder for Image: Convolutional Autoencoder."

[12] Chen, M., Shi, X., Zhang, Y., Wu, D., & Guizani, M. (2017). Deep features learning for medical image analysis with convolutional autoencoder neural network. IEEE Transactions on Big Data.

[13] https://github.com/arthurmeyer/Saliency_Detection_Convolutional_Autoencoder

[14] Zhang, J. (2019). Gradient Descent based Optimization Algorithms for Deep Learning Models Training. arXiv preprint arXiv:1903.03614.

[15] https://towardsdatascience.com/a-look-at-gradient-descent-and-rmsprop-optimizers-f77d483ef08b

[16] Ruder, S. (2016). An overview of gradient descent optimization algorithms. arXiv preprint arXiv:1609.04747.

[17] Kingma, D. P., & Ba, J. (2014). Adam: A method for stochastic optimization. arXiv preprint arXiv:1412.6980.

[18] T. Tieleman and G. Hinton. Lecture 6.5 - rmsprop: Divide the gradient by a running average of its recent magnitude, 2012.

[19] Thomas L. A. van den Heuvel, Dagmar de Bruijn, Chris L. de Korte and Bram van Ginneken. Automated measurement of fetal head circumference using 2D ultrasound images [Data set]. Zenodo. http://doi.org/10.5281/zenodo.1322001.

[20] Jabarulla, M., & Lee, H. N. (2018). Speckle Reduction on Ultrasound Liver Images Based on a Sparse Representation over a Learned Dictionary. Applied Sciences, 8(6), 903.

[21] Boyat, Ajay Kumar; JOSHI, Brijendra Kumar. A review paper: noise models in digital image processing. *arXiv preprint arXiv:1505.03489*, 2015.

[22] Sarode, Milindkumar V.; Deshmukh, Prashant R. Reduction of speckle noise and image enhancement of images using filtering technique. *International Journal of Advancements in Technology*, 2011, 2.1: 30-38.

[23] Hore, A., & Ziou, D. (2010, August). Image quality metrics: PSNR vs. SSIM. In 2010 20th International Conference on Pattern Recognition (pp. 2366-2369). IEEE.

DA-DA Azaltıcı (Buck) Dönüştürücü için Doğrusal Olmayan Geri Adımlamalı Kontrolcü Tasarımı ve Gerçek Zamanlı Uygulaması

Nonlinear Back-Stepping Controller Design of DC-DC Buck Converter and Real Time Applications

Tuğrulhan AKGÜL[1], Armin LOTFIEGHLIM[1], Hacı Mehmet GÜZEY[1]

[1]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü*
Erzurum Teknik Üniversitesi, Yakutiye/Erzurum
tugrulhan.akgul69@erzurum.edu.tr, armin.lotfieghlim64@erzurum.edu.tr,
mehmet.guzey@erzurum.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada, DA-DA azaltıcı (Buck) dönüştürücü için geri adımlamalı doğrusal olmayan kontrolcü tasarlanmıştır ve gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Tasarlanan sisteme bazı bozucu etkiler uygulanmış ve etkileri MATLAB/Simulink araç kutusu kullanılarak gözlemlenmiştir. Parazitik elemanlar göz önünde bulundurularak tasarlanan kontrolcü, geniş bir aralıkta değişebilen çıkış gerilimi regülasyonunu stabilize edebilmiştir. Tasarlanan kontrolcünün doğruluk sonuçlarını değerlendirmek için hem MATLAB/Simulink araç kutusu kullanılmıştır hem de gerçek zamanlı deney düzeneği üzerinde(Arduino-UNO kartı kullanılarak) gözlem yapılmıştır. Sunulan simülasyon sonuçları ve gerçek zamanlı sonuç, geliştirilen kontrolcünün, standart bir PID kontrolcü ile kıyaslandığında daha iyi sonuçlar (dinamik ve sabit durum sonuçları) ürettiğini kanıtlamıştır.

Anahtar kelimeler: Lyapunov metodu, DA-DA Güç Çeviricileri, Doğrusal Olmayan Kontrol, Parazitik Elemanlar, Bozucu Etki

ABSTRACT

In this paper, a novel back-stepping controller was designed for the DC-DC buck converter validated through real time test bet. Some disturbing effects were applied to the designed system and their effects were observed by using MATLAB / Simulink toolbox. The proposed controller was able to stabilize a wide range of outputs in the presence of parasitic elements. The MATLAB / Simulink toolbox was used to demonstrate the accuracy results of the controller as well as the real time test bet (using the Arduino-UNO card). Simulations and real time applications validated our theoratical claims so that the developed controller produced better results (transient and steady state results) compared to a standart PID controller.

Key words: Lyapunov Method, DC-DC Power Converters, Nonlinear Control, Parasitic Elements, Disturbance

1. GİRİŞ

DA-DA azaltıcı dönüştürücü, çeşitli elektronik cihazların maksimum güç noktası takibi (MPPT),DC motor hız kontrolü ve güç kaynağı gibi farklı amaçlarla yaygın olarak kullanılır. Çalışma diyotu ve anahtarlama elemanı olarak kullanılan transistor nedeniyle, dönüştürücü doğrusal olmayan ve zamanla değişkendir [1]. Doğrusallaştırma modeli göz önünde bulundurularak, bu devre için doğrusal kontrol kullanmak mümkündür [2]. Doğrusal kontrolörün uygulanması basittir ve sistemde kararsızlığa neden olabilir. Dönüştürücünün çıkış gerilimini düzenlemek için doğrusal olmayan kontrol tekniğini kullanmak daha uygundur.

Literatürde, geri adımlamalı kontrolcüler [3], geri besleme doğrusallaştırma kontrolcüleri [4], uyarlanabilir geri adımlamalı kontrolcüler [5], kayan kipli kontrolcüler [6], pasifliğe dayalı kontrolcüler ve benzeri gibi çeşitli doğrusal olmayan kontrolcü tasarımları mevcuttur. Kayan kipli kontrolcü sistem dinamiğindeki belirsizlikler için gürbüz (robust) olmakla birlikte, anahtarlama sıklığı, çatırtı (chattering) ve sürekli durum hatasının değişimi bu kontrolcünün dezavantajları olarak verilebilir [7]. Geri besleme doğrusallaştırma tekniğinde, giriş gerilimi ve referans gerilimindeki değişikliklerle, sistemde dinamik olarak aşırı salınım (oversoot-undershoot) olacaktır.

Diğer doğrusal olmayan kontrolör çeşidi uyarlamalı geri adımlama kontrolüdür. Lyapunov metodu kullanılarak, belirsiz parametrelerdeki tahminlerin dinamiği ve kontrol sinyali hesaplanır [8].

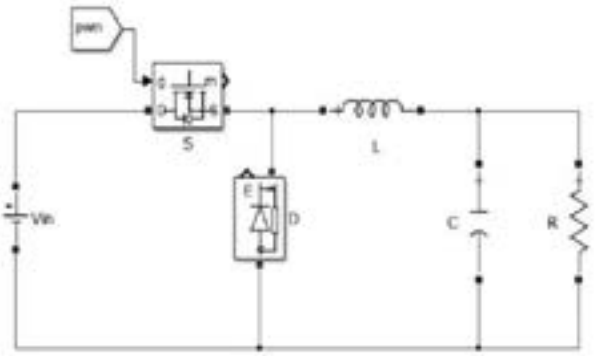
Pasiflik esaslı kontrolde (PBC), uygun sistem modelini kullanıp en iyi katsayılı denetleyiciyi bulma araştırmasıyla DA-DA dönüştürücüsünün verimli bir şekilde geliştirilmesi öngörülmüştür. Giriş gerilimi, referans gerilimi ve yük dirençlerindeki çeşitli değişiklikler için uygun dinamik tepkiye sahiptir [9].

Bu çalışmada ise, DA-DA azaltıcı dönüştürücünün kontrolü için, geri adımlama kontrolü yaklaşımına dayanan bir yöntem önerilmiştir. Doğrusal olmayan kontrolcü, dönüştürücünün gerçek modeli kullanılarak tasarlanmıştır ve kararlılığı Lyapunov teoremi dikkate alınarak garanti edilmiştir. Parazitik elemanın etkisi (indüktörün ESR'si, güç anahtarının ESR'si vb. gibi) dönüştürücünün model geliştirmesinde göz önünde bulundurulmuştur. Literatürdeki geri adımlamalı denetleyicinin [3] aksine, simülasyon sonuçlarının yanı sıra gerçek zamanlı sonuçta sunulmuştur. Önerilen kontrol yönteminin kabul edilebilir sıfır kararlı durum hatası ile etkili geçici tepkiye sahip olduğu ve bu dönüştürücü türlerinde çok çeşitli işlemlerde kullanılabileceğini görülmüştür.

Bu çalışmanın organizasyonu şu şekildedir: ikinci kısımda DA-DA azaltan dönüştürücünün parazitik elemanları ile ortalama durum-uzay modeli gösterimi, üçüncü kısımda DA-DA azaltan dönüştürücü için geri adımlamalı kontrolcü tasarımı, dördüncü kısımda dönüştürücünün uygulama ve simülasyon sonuçları, beşinci kısımda sonuçlar, altıncı kısımda teşekkür bölümü ve yedinci kısımda kaynaklar bulunmaktadır.

2. DA-DA AZALTAN (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN PARAZİTİK ELEMANLARI İLE ORTALAMA DURUM-UZAY MODELİ

Güç elektroniğinde önemli bir devre olan azaltan dönüştürücünün devresinde barındırdığı elemanlar ve bağlantıları Şekil 1 ‘de gösterildiği gibidir.



Şekil 1:Azaltan Dönüştürücünün Temel Devresi

Devre, darbe genişliği modülasyonu tekniği (PWM) kullanılarak çalıştırılmaktadır. Bu tekniğe göre, anahtarın μ (kontrolcü sinyali) ($0 \le \mu < 1$) olduğu herhangi bir süre içerisinde anahtarlama süresi olarak T ($T=\frac{1}{f}$; f anahtarlama frekansı olmak üzere) kullanılır. Böylece akım, giriş güç kaynağı vasıtasıyla indüktör tarafından çıkışa aktarılmaktadır. İndüktördeki akım, lineer olarak artar ve diyot üzerinden akarken indüktör üzerinde manyetik alan oluşturup depolanmasını sağlar. Geriye kalan tetiklenme süresi boyunca (1-μ zamanı kadar); Şekil 2 ‘ de gösterildiği üzere anahtar kapalı, diyot açık ve indüktördeki akım diyot üzerinden devreye aktarılmaktadır.

2.1. Azaltan Dönüştürücünün Ortalama Durum-Uzay Modeli

Endüstriyel uygulamalarda birçok amaçla kullanılan azaltan dönüştürücünün, iki durum değişkeni vardır:

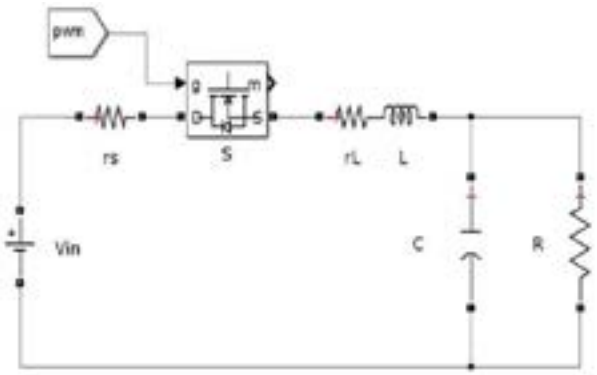
$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{1}$$

Durum değişkenleri; x_1 indüktör akımını, x_2 kapasitör gerilimini (dönüştürücü çıkış gerilimini) ifade etmektedir. Azaltan dönüştürücü, ortalama alma tekniği kullanılarak Sürekli İletim Modu (CCM) ile modellenebilir.

Yüksek güç-düşük voltaj uygulamalarında, parazitik elemanların etkisi eşdeğer bir seri direnç (ESR) olarak modellenebilir. Yapılan modellemede r_L, r_S, r_D sırasıyla bobin, anahtarlama elemanı ve diyodun eşdeğer dirençleri olarak tanımlanmıştır. Ayrıca yüksek güç uygulamalarında azaltan dönüştürücünün özelliklerini etkileyen başka bir parazitik eleman daha vardır. Diyodun ileri gerilimi olarak modellenen bu parazitik eleman v_D tanımlanmıştır.

Anahtarlama elemanın açık olduğu, diyotun ise kapalı olduğu durum sırasında; dönüştürücünün eşdeğer devresi Şekil 2 ‘de gösterilmiştir, bu tip bir dönüştürücünün durum-uzay modeli aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir:

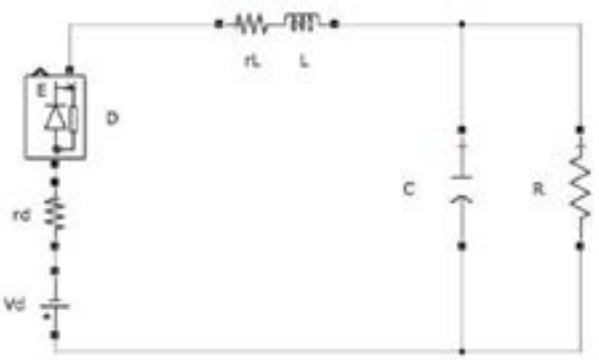
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L}(r_L + r_S)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \tag{2}$$



Şekil 2: Azaltan Dönüştürücünün Anahtarlama Elemanın Açık Olduğu, Diyodun ise Kapalı Olduğu Durum

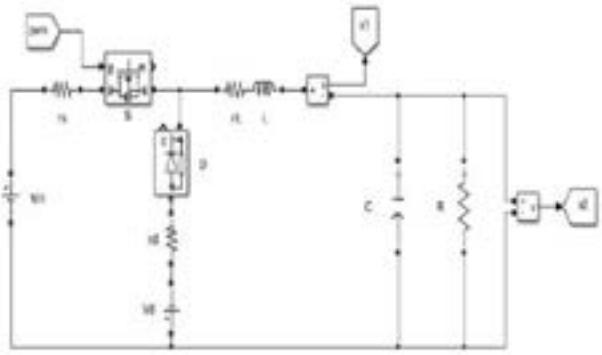
Benzer şekilde, T_s anahtarlama periyodunu ifade edecek şekilde, $(\mu T_s \le t \le T_s)$ durumu dışında, anahtar kapalı ve diyot açıktır (Şekil 3). Dönüştürücü durum-uzay modeli aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L}(r_L + r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}v_D \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \tag{3}$$



Şekil 3: Azaltan Dönüştürücünün Anahtarlama Elemanın Kapalı Olduğu, Diyodun ise Açık Olduğu Durum

Durum uzayı modellemesindeki ortalama tekniğine göre [3] , DA-DA azaltan dönüştürücü için parazit unsurlar göz önüne alındığında (Şekil 4), model aşağıda olduğu gibi yazılabilir:



Şekil 4: Azaltan Dönüştürücünün Parazitik Elemanlarla Birlikte Temel Devresi

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dfrac{1}{L}(r_L + \mu r_S + \bar{\mu} r_D)x_1 - \dfrac{1}{L}x_2 + \dfrac{1}{L}(\mu V_{in} - \bar{\mu} v_D) \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{C}x_1 - \dfrac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (4)$$

Bir sonraki bölümde, ortalama matematiksel modeli (4) 'te verilen DA-DA dönüştürücü için doğrusal olmayan geri adımlamalı denetleyici tasarımı verilmiştir.

3. AZALTAN (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİN GERİ ADIMLAMALI KONTROL YAKLAŞIMI

Geri adımlama kontrol yaklaşımı, geribildirim kontrol yasası ve Lyapunov fonksiyonunun sistematik yapılarını içerir. DA-DA azaltan dönüştürücünün devresinde bulunan anahtarlama elemanları doğrusal olmayan özellik gösterirler. Bu nedenle sistem doğrusal olmayan modelleme yaklaşımına uygundur. Tercih edilen kontrolcü yapısı, doğrusal olmayan sistemler için kullanılabilmektedir. Geri adımlamalı kontrolcü; sistemin hata dinamikleri üzerine kurulmuş olup, hatanın tanımını sıfırlama isteği üzerine tasarlanmıştır. Bu yöntemde kontrolcü tasarım derecesi sistemin derecesinden yüksek değildir.

3.1. Çıkış Gerilimi Düzenleme

Devrenin amacı, çıkış gerilimini (kapasitör gerilimini) izlemektir. Azaltan dönüştürücünün kontrolü için tasarlanan bu metotta iki adım tanımlanmıştır.

3.1.1.İlk Adım: Çıkış Gerilimi Hatasını Tanıtmak

Kapasitör üzerindeki gerilim ile x_2 , istenen çıkış geriliminin x_2^d farkı olarak aşağıdaki hata değişkeni tanımlanmıştır

$$e_2 = x_2 - x_2^d \ . \quad (5)$$

Çıkış gerilimi hatası (5)'in türevi aşağıda verilmiştir

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_2^d \quad (6)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 - \dot{x}_2^d \ . \quad (7)$$

Geri adımlamalı kontrolün ilk adımı olarak, (7) numaralı denklemideki bobin akımı, x_1 , hayali denetleyici olarak tasarlanacaktır. Bu bağlamda e_2 için Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$L_2 = \frac{1}{2}e_2^2 \ . \quad (8)$$

Buradan, (8) in türevi alınarak,

$$\dot{L}_2 = e_2\dot{e}_2 \quad (9)$$

$$\dot{L}_2 = e_2\left[\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 - \dot{x}_2^d\right] \quad (10)$$

elde edilmektedir. Bu denklemde x_1 sanal kontrolcü girişi gibi davranır ve beklenen bobin akımı

$$x_1^d = C\left[\frac{1}{RC}x_2 + \dot{x}_2^d - k_2e_2\right] \quad (11)$$

olarak seçilir. Eşitlik (10) da x_1 yerine (11) yazılırsa, (10) aşağıdaki şekli alarak

$$\dot{L}_2 = -k_2e_2^2 \quad (12)$$

olur. k_2 pozitif sabit olarak seçildiğinde ve zaman sonsuza gittiğinde $e_2 \to 0$ olur. Azaltan dönüştürücünün çıkış gerilimi ise istenen değere ulaşır $x_2 \to x_2^d$.

3.1.2.İkinci Adım: Kontrolcü Sinyali Tanımlama

Devredeki bobin akımı x_1 ile yukarda hesaplanan bobin akımının beklenen değeri (11) arasındaki fark e_1 hatası olarak aşağıdaki gibi tanımlanmıştır

$$e_1 = x_1 - x_1^d \ . \quad (13)$$

Bobin akımını kontrol etmek için, aşağıdaki Lyapunov fonksiyonunu tanımlanmıştır.

$$L_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{14}$$

Lyapunov fonksiyonunun zamana bağlı türevi:

$$\dot{L}_1 = e_1 \dot{e}_1 \tag{15}$$

olarak elde edilir. (15) deki e_1 , (13) ün türevi alınarak aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$\dot{L}_1 = e_1 \left[\dot{x}_1 - \dot{x}_1^d \right] \tag{16}$$

(16) numaralı eşitlikteki $\dot{x}_1$, (4) numaralı eşitlikten elde edilerek, $\dot{x}_1^d$ ifadesi ise (11) numaralı eşitlik kullanılarak hesaplandığında , (16) aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\dot{L}_1 = e_1 \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L + \mu r_S + \bar{\mu} r_D) x_1 - \frac{1}{L} x_2 + \\ \frac{1}{L}(\mu V_{in} - \bar{\mu} v_D) - C\left(\frac{1}{RC} \dot{x}_2 + \dot{x}_2^d - k_2 e_2 \right) \end{bmatrix} . \tag{17}$$

(17) de μ kontrolcü sinyali:

$$\mu = \frac{1}{-\frac{1}{L}(r_S - r_D) x_1 + \frac{1}{L}(V_{in} - v_D)} \times \left[\frac{1}{L}(r_L + r_D) x_1 + \frac{1}{L} x_2 + \frac{1}{L} v_D + \frac{1}{R} \dot{x}_2 + C \ddot{x}_2^d - C k_2 \dot{e}_2 - k_1 e_1 \right] \tag{18}$$

olarak tanımlanırsa, Lyapunov fonksiyonunun zamana bağlı türev ifadesi (17):

$$\dot{L}_1 = -k_1 e_1^2 \tag{19}$$

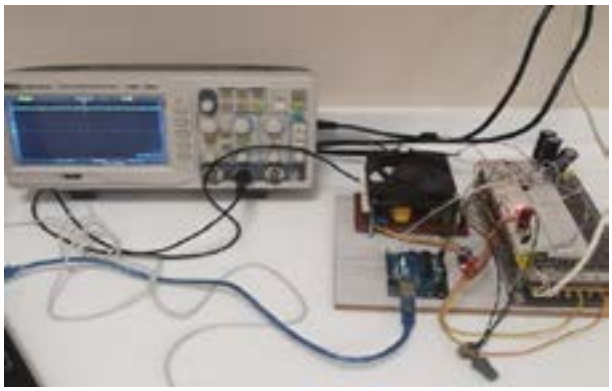
olur. k_1 pozitif sabit olarak seçildiğinde ve zaman sonsuza gittiğinde $e_1 \to 0$ olur. Azaltan dönüştürücünün bobin akımı x_1 istenen değere ulaşır $x_1 \to x_1^d$. Dolayısıyla, çıkış gerilimi x_2 de istenen çıkış gerilimine x_2^d ulaşır.

4. UYGULAMA VE SİMULASYON SONUÇLARI

Tasarlanan kontrolör, Tablo 1 ‘de verilen kontrolcü ve güç devresi elemanlarının nominal değerleri dikkate alındığında, Matlab/Simulink araç kutusunda simüle edilmiş ve ayrıca tasarlanan pratik devre üzerinde gözlemlenmiştir.

Tablo 1: DA-DA Azaltan Dönüştürücünün Özellikleri

1	Giriş Güç Kaynağı	12 V
2	Endüktans Değeri	150 µH
3	Çıkış Kapasitans Değeri	330 µF
4	Anahtarlama Frekansı	7.8 KHz
5	Bobinin ESR Değeri	0.1 Ω
6	Anahtarın Statik Direnci	0.1 Ω
7	Diyotun Dinamik Direnci	0.001 Ω
8	Diyotun İleri Gerilimi	0.7 V
9	k_1	19.1
10	k_2	3.9
11	k_p	0.513
12	k_i	60
13	k_d	0.000092

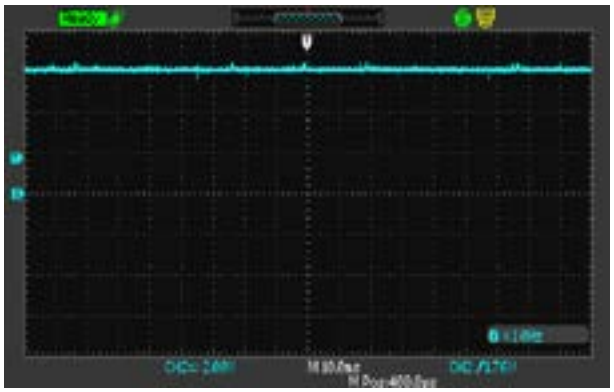


Şekil 5: Azaltan Dönüştürücünün Uygulama Devresi

Uygulama devresinde (Şekil 5); DA-DA azaltan dönüştürücünün devresi, Arduino-UNO (tasarlanan kontrolcünün programlandığı platform), anahtarlama elemanının izolasyon-sürme devresi ve güç kaynağı kullanılmıştır.

DA-DA azaltan dönüştürücü devresinde kullanılan elemanlardan; güç anahtarı olarak MOSFET-IRF 460, güç diyodu olarak 6A10ATC kullanılmıştır. Anahtar sürme devresinde optokuplör entegresi olarak FL817 ve 12V-1W DA güç kaynağı kullanılmıştır. Bobinin akımını ölçmek için ise Acs712-30A akım sensörü tercih edilmiştir. Azaltan dönüştürücünün giriş güç kaynağı olarak 12V-10A DA güç kaynağı kullanılmıştır. Tasarlanan kontrolcünün programlandığı kart olan Arduino-UNO ‘nun analog dijital dönüştürücüsünün en yüksek ölçüm gerilimi 5V ‘tur. Bu nedenle azaltan dönüştürücünün giriş ve çıkış geriliminin ölçümü için (0-12V) gerilim bölücü devre kullanılarak gerilim (0-5V) aralığında ölçeklendirilmiştir.

4.1. İlk Deney



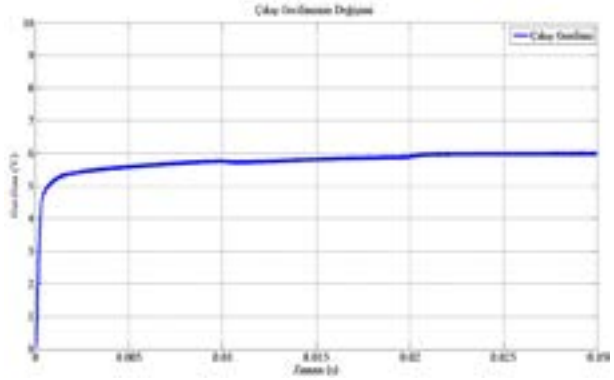
Şekil 6: Azaltan Dönüştürücünün Osiloskop ile Çıkış Geriliminin Gözlemlenmesi

Nominal değerler dikkate alınarak pratik devre (Şekil 5) çalıştırılmıştır. $V_{ref} = 6V$ seçilmiştir. DA-DA azaltan dönüştürücü için parazit unsurlar göz önüne alınarak tasarlanan geri adımlama kontrolcüsünün pratik deneyi sonucunda elde edilen sonuç Şekil 6 'da gösterilmiştir. Şekil 6'da görüldüğü gibi kontrolcü, DA-DA azaltan dönüştürücü çıkışında uygun bir kontrolcü sinyali , μ , üreterek hatayı sıfıra götürmüş ve referans gerilimi takip etmiştir. Durum hata değerli sıfıra yaklaşmıştır.

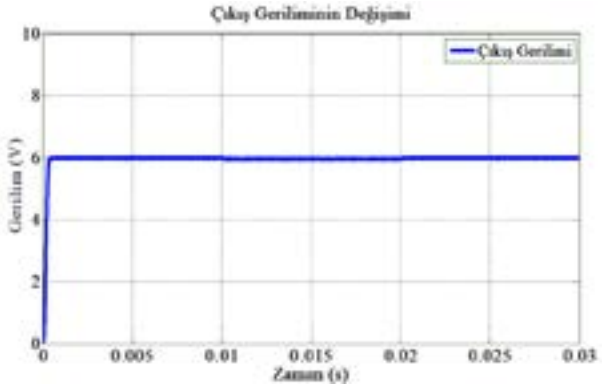
4.2. İkinci Deney

MATLAB / Simulink'te kullanılan değerler Tablo 1 ile aynıdır. Yapılan deneyde sisteme bozucu etki olarak; yük direncinin ani bir şekilde değiştirilmesi senaryosu uygulanmıştır. Çıkış gerilimi değişim grafiği MATLAB / Simulink ortamında simülasyon sonucu olarak elde edilmiştir.

Şekil 7'de, MATLAB / Simulink ortamında tasarlanan standart PID kontrolcüsünün benzer şartlardaki tepkisi gösterilmektedir. Önerilen geri adımlamanın PID kontrolcüsüyle karşılaştırıldığında daha istikrarlı bir tepki gösterdiği açıktır.



Şekil 7:Azaltan Dönüştürücünün Yük Direnci Değişiminde PID Kontrolcü Kullanarak Elde Edilen Çıkış Gerilimi Değişimi

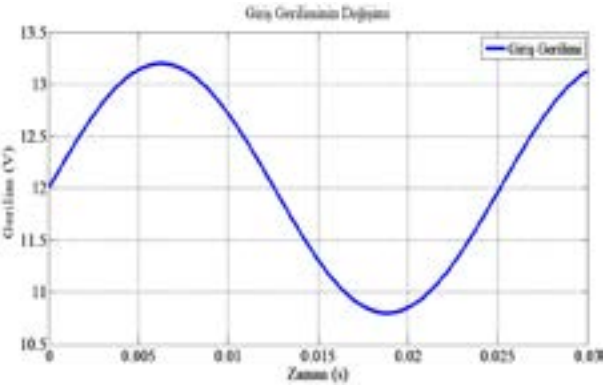


Şekil 8: Azaltan Dönüştürücünün Yük Direnci Eklenerek Oluşturulan Bozucu Etkiye Karşı Oluşturduğu Çıkış Gerilimi Değişimi

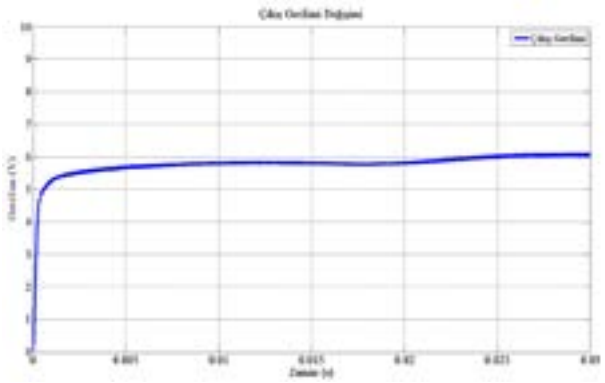
Yük direnci $20\,\Omega$ 'dur ve $10.\,ms$ 'de DA-DA azaltan dönüştürücü çıkışına $80\,\Omega$ paralel direnç eklenerek yük direncinin azalması sağlanmıştır. $20.\,ms$ 'de $80\,\Omega$ paralel direnç çıkıştan ayırılarak başlangıç değerine geri döndürülmüştür. Sonuçlar Şekil 8'de gösterilmiştir.

4.3. Üçüncü Deney

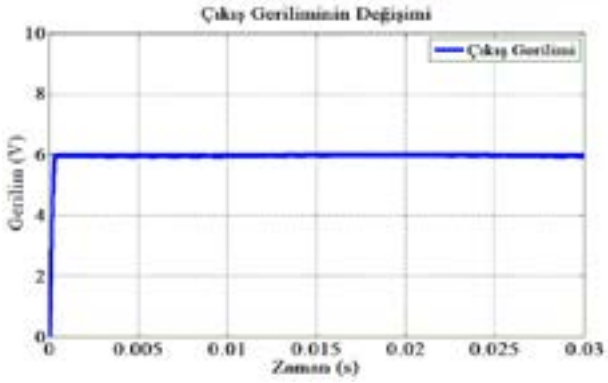
Bu denemede, giriş gerilimi V_{in}=12 V 'tur ve sisteme bozucu etki olarak sinüzoidal bir gerilim (Şekil 9) , $1.2\sin(40\pi t)$ V , giriş gerilimine eklenmiştir. Bu etki sonucundaki çıkış gerilimi değişim grafiği MATLAB / Simulink ortamında simülasyon sonucu olarak elde edilmiştir. MATLAB / Simulink ortamında tasarlanan standart PID kontrolcüsünün simülasyon sonucu, Şekil 10'da gösterilmektedir. Geri adımlamalı kontrolcünün simülasyon sonucu ise Şekil 11'de gösterilmektedir.



Şekil 9: Azaltan Dönüştürücünün Giriş Gerilimine Eklenen $1.2\sin(40\pi t)$ V Sinüzoidal Gerilim



Şekil 10:Azaltan Dönüştürücünün Giriş Gerilimi Değişimiyle Oluşturulan Bozucu Etkiye Karşı PID Kontrolcü Kullanılarak Elde Edilen Çıkış Gerilimi Değişimi

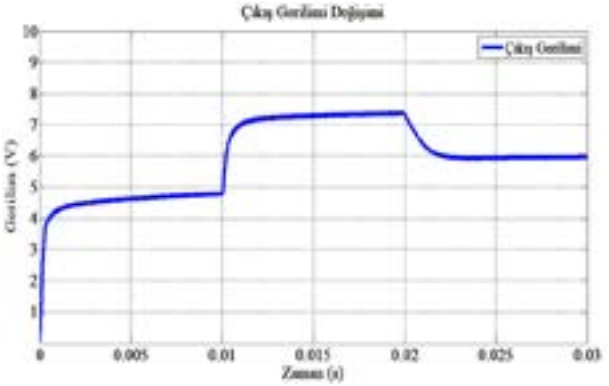


Şekil 11: Azaltan Dönüştürücünün Giriş Gerilimi Değişimiyle Oluşturulan Bozucu Etkiye Karşı Oluşturduğu Çıkış Gerilimi Değişimi

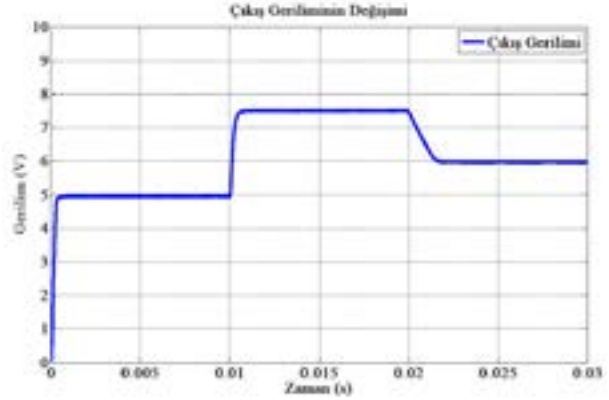
4.4. Dördüncü Deney

Güç devresindeki nominal değerler göz önünde bulundurulduğunda yapılan deneyde sistemin kontrolcüsüne bozucu etki olarak; referans gerilimi 10. ms 'de $V_{ref} = 7.5$ V seviyesine, ardından referans gerilimi 20. ms 'de 7.5 V 'den 6 V seviyesine düşürülmüştür. Referans gerilimi $V_{ref} = 5$V olarak kabul edilmiştir.

Çıkış gerilimi değişim grafikleri MATLAB / Simulink ortamında simülasyon sonuçları olarak elde edilmiştir. PID kontrolcü sonucu Şekil 12'de, geri adımlamalı kontrolcü sonucu Şekil 13'de gösterilmektedir.

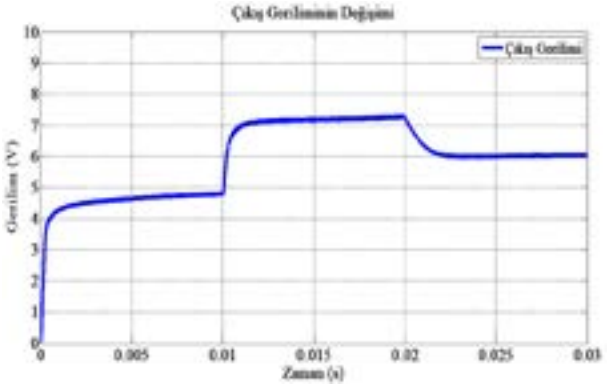


Şekil 12:Azaltan Dönüştürücünün Referans Gerilimi Değişimiyle Oluşturulan Bozucu Etkiye Karşı PID Kontrolcü Kullanılarak Elde Edilen Çıkış Gerilimi Değişimi



Şekil 13: Azaltan Dönüştürücünün Referans Gerilimi Değişimiyle Oluşturulan Bozucu Etkiye Karşı Oluşturduğu Çıkış Gerilimi Değişimi

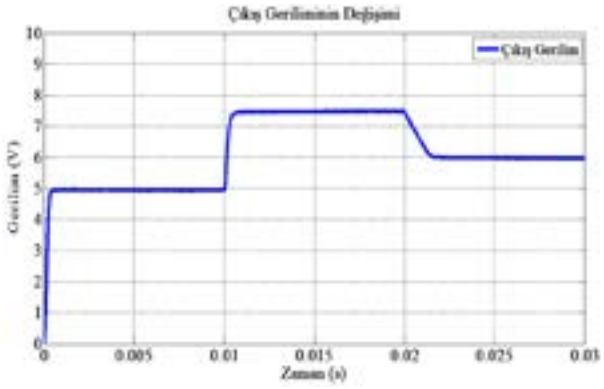
4.5. Beşinci Deney



Şekil 14:Azaltan Dönüştürücünün Tüm Bozucu Etkilere Karşı PID Kontrolcü Kullanılarak Oluşturduğu Çıkış Gerilimi Değişimi

Nominal değerler dikkate alındığında, Deneme 2,3 ve 4'teki tüm değişiklikler aynı anda uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, Şekil 14'de PID kontrolcünün simülasyon sonucu ve

Şekil 15'de geri adımlamalı kontrolcünün simülasyon sonucu olarak gösterilmektedir.



Şekil 15: Azaltan Dönüştürücünün Tüm Bozucu Etkilere Karşı Oluşturduğu Çıkış Gerilimi Değişimi

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada, DA-DA azaltıcı (Buck) dönüştürücünün modelindeki parazitik unsurlar göz önünde bulundurularak dönüştürücü için geri adımlama kontrolcüsü önerilmiştir. Geri adımlamanın doğrusal olmayan doğasını göz önünde bulundurularak, ortalama durum-uzay modellemesi ve parazitik elemanlarla birlikte azaltan dönüştürücü, tasarlanan kontrolcü ile yüksek güçte ve hatta düşük gerilimlerde stabilize edilmiştir. Uygulama sonucu ve simülasyon sonuçları; tasarlanan kontrolcünün yük direnci, referans gerilimi ve giriş gerilimindeki değişikliklere verdiği tepkilerin doğruluğunu kanıtlamaktadır. Elde edilen sonuçlar, geliştirilen kontrolcünün doğruluğunu kanıtlar ve standart PID denetleyiciyle karşılaştırıldığında önerilen yöntem daha iyi dinamik ve kararlı durum tepkilerine sahiptir.

6. TEŞEKKÜR

Bu çalışma TÜBİTAK 217E138 numaralı projenin sağladığı ana destekle tamamlanmıştır. Yazarlar desteklerinden dolayı TÜBİTAK'a teşekkürü bir borç bilirler.

7. KAYNAKLAR

[1] Salimi, M.; Soltani, J.; Mrkadeh, G.A.; Abjadi, N.R., "Indirect output voltage regulation of DC-DC buck/boost converter operating in continuous and discontinuous conduction modes using adaptive backstepping approach," Power Electronics, IET , vol.6, no.4, pp.732,741, April 2013

[2] Kumar, K.R.; Jeevananthan, S., "Design of Sliding Mode Control for Negative Output Elementary Super Lift Luo Converter operated in Continuous Conduction Mode," Communication Control and Computing Technologies (ICCCCT), 2010 IEEE International Conference on , vol., no., pp.138,148, 7-9 Oct. 2010

[3] Salimi, M.; Soltani, J.; Markadeh, G.A., "A novel method on adaptive backstepping control of buck choppers," Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd , vol., no., pp.562,567, 16-17 Feb. 2011

[4] Hwu, K. I.; Tau, Y. T., "A Forward Converter Having an FPGA-based PID Controller with Parameters On-ine Tuned," Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on , vol.2, no., pp.1239,1243, 28-01 Nov. 2005

[5] M.L. McIntyre, M. Schoen, J. Latham, "Simplified adaptive backstepping control of buck DC:DC converter with unknown load" ,14th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp. 1–7, 2013

[6] Zengshi Chen, "PI and Sliding Mode Control of a Cuk Converter," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.8, pp.3695,3703, Aug. 2012

[7] Salimi, M.; Soltani, J.; Zakipour, A.; Hajbani, V., "Sliding mode control of the DC-DC flyback converter with zero steady-state error," Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th , vol., no., pp.158,163, 13-14 Feb. 2013

[8] Salimi, M.; Soltani, J.; Zakipour, A., "Adaptive nonlinear control of DC-DC buck/boost converters with parasitic elements consideration," Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), 2011 2nd International Conference on , vol., no., pp.304,309, 27-29 Dec. 2011

[9] M. Salimi,A.L.Eghlim,"Passivity-based control of the DC-DC buck converters in high-power applications", TENCON 2014-2014 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-6 , 2014.

Kaotik Memindüktör Devresi

Melike Şen[1]* ve Reşat Mutlu[1]

Çorlu Mühendislik Fakültesi, Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi, Tekirdağ, Türkiye[1]*
Çorlu Mühendislik Fakültesi, Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi, Tekirdağ, Türkiye[1]
[*]senmelike15@gmail.com
rmutlu@nku.edu.tr

ÖZET

Memristörler doğrusal olmayan devre elemanlarıdır. Kondansatör ve endüktör elemanları kullanmadan, memristör elemanı ile kaotik davranan bir devre tasarlamak mümkündür. Chua devresinde nonlineer direnç olarak uygun karakteristikli bir memristör kullanıldığında, kaotik sinyaller üretebilmektedir. Literatürde, sırf kendi kaotik olarak davranan bir memristör (taklitçi) devresi mevcuttur. Literatürde memkapasitörlü ve memindüktörlü kaos devreleri de mevcuttur. Bu çalışmada bir jiratör devresinde bu kaotik memristörü kullanarak kaotik davranan bir memindüktör (taklitçi) devresi yapılabileceği gösterilmiştir. Gerekli tüm benzetimler Simulink programı kullanılarak yapılmıştır. Burada önerilen devre kaos araştırmalarında ve mühendislik eğitiminde rahatlıkla kullanılabilir.

***Anahtar Kelimeler**: Memristör, Memindüktör, Kaotik Devreler, Memristör'ün Analog Uygulamaları*

ABSTRACT

Memristors, are nonlinear circuit elements. It is possible to make chaotic circuits with memristors without using capacitors and inductors. When a memristor is used as the nonlinear resitor in Chua's circuit, it can produce chaotic signals. In literature, a memristor (emulator) circuit which behaves chaotically by itself does exist. In this study, using a gyrator circuit, it is shown that the chaotic memristor can be used to make a chaotic meminductor (emulator) circuit. The simulations needed are done in Simulink. The circuit suggested here can easily be used in chaos studies and engineering education.

***Keywords**: Memristor, Meminductor, Chaotic Circuits, Analog Appications of Memristor*

1.GİRİŞ

Memristör, Dr. Leon Chua tarafından 1971 yılında teorik olarak varlığı tahmin edilen nonlineer bir devre elemanıdır [1]. Memristörlere benzer özellik taşıyan sistemlerin yani memristif sistemlerin varlığı [2]'de tanımlanmıştır. 2008 yılında TiO_x ince-filmlerin memristif davranış gösterdikleri ve çalışma bölgesinin bir kısmında memristör gibi davrandıkları bildirilmiştir [3]. Ardından memristörler popüler bir araştırma konusu olmuştur [4-7]. Literatürde Ventra ve arkadaşları tarafından memristöre ilaveten memindüktör ve memkapasitör elemanları da tanımlanmıştır [8]. Bu elemanların olası uygulama alanları [9] ve [10]'da verilmiştir. Literatürde rapor edilen memkapasitif etkiler bulunmaktadır [11]. Literatürde henüz bulunan ideal bir memindüktör devresi yoktur. Buna rağmen modellenmeleri üzerine çalışmalar mevcuttur [12-14]. Memindüktör gibi davranan sistemler elektronik devreler kullanılarak (emülatörler, taklitçi devreleri) yapılabilmektedirler [15-19]. Memristör kullanan bir jiratör devresinin, memindüktör (emülatörü) olarak davranacağı bilinmektedir [16]. Bu devrenin entegre devrelerde ayarlanabilir endüktör yapımında kullanılabileceği [18]'de iddia edilmiştir. Memristör kullanarak kaos devreleri yapılabilmektedir [19-24]. Memkapasitörlerin ve memindüktörlerin genelde uygulamaları osilatör devreleri ya da kaos üreteçleri üzerinedir [25-27]. [28]'da sırf kendisi kaotik olarak çalışan bir memristör devresi verilmiş ve bu devrenin, eşik gerilimi altında periyodik ve eşik gerilimi üstünde üstünde ise kaotik çalışacağı gösterilmiştir.

Bu çalışmada ise [28]'de verilen ikinci dereceden sürüklenme denklemine ve çift-kuyu potansiyeline sahip, deneysel olarak kaotik olarak davrandığı gösterilen kaotik memristör (taklitçisi) elemanını [16]'da verilen memindüktör emülatör (taklitçi) devresi içinde kullanılarak kaotik bir memindüktör devresi yapılabileceği önerilmiştir. Devrenin kaotik davranışı benzetimler kullanılarak gösterilmiştir. Memristör tabanlı kaotik devre modelinin [23]'deki gibi FPGA ortamında tasarımı yerine bu çalışmada daha ucuz bir çözüm olan jiratör kullanılması yoluna gidilmiştir.

Bu makale şu şekilde düzenlenmiştir; ikinci bölümde [28]'de verilen Kaotik memristör modeli verilmiştir, üçüncü bölümde Memindüktör modeli açıklanmış ve ayrıca [16]'da verilen jiratör kullanılarak yapılan memristör tabanlı memindüktör devresi verilmiştir, dördüncü bölümde söz konusu memindüktör devresinin, devrede kullanılan kaotik memristörün eşik gerilimi altında ve üstündeki davranışları benzetimler kullanarak incelenmiştir, makale beşinci ve son bölüm olan tartışma ve sonuç bölümüyle tamamlanmıştır.

2.KAOTİK MEMİNDÜKTÖR DEVRESİ

Bu kısımda [28]'de verilen kaotik memristör modeli özetlenecektir. *n.* dereceden, gerilim kontrollü bir memristif sistem aşağıdaki denklemlerle verilir [2,8];

$$\mathrm{I_m(t)} = \mathrm{R_M^{-1}(x(t), V_m(t), t).V_m(t)} \qquad (1)$$

$$\frac{\mathrm{dx}}{\mathrm{dt}} = \mathrm{f(x(t), V_m(t), t)} \qquad (2)$$

Burada;

$I_m(t)$ memristif sistemin akımıdır. $V_m(t)$ memristif sistemin gerilimidir. $x(t)$ n tane bileşenli durum uzay değişkenini temsil eden vektördür. R_m memristif sistemin memristansıdır (İngilizce hafıza ve resistans (direnç) kelimelerinin birleştirilmelerinden oluşturulmuştur) yani sistemin durum uzay değişkenlerine bağlı direncidir.

Gerçek bir memristörün memristansı sadece akıya (geriliminin integraline) ya da yüke (akımının integraline) bağlı olmasına rağmen şimdilerde memristif sistemler genelde memristör diye isimlendirilmektedir. Bu yüzden bu makaledeki memristif sistem de memristör diye isimlendirilecektir. [28]'de verilen memristörün durum değişkenleri

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ -\frac{1}{m}\frac{\partial U(x)}{\partial x} - \gamma\dot{x} + \frac{F(V_m))}{m} \end{bmatrix} \quad (3)$$

olarak verilmiştir. Çift-kuyu potansiyeli kullanıldığında, Denklem (1)-(3) birleştirilerek, aşağıda verilen 2. dereceden bir diferansiyel denklem olarak da yazılabilmektedir [28];

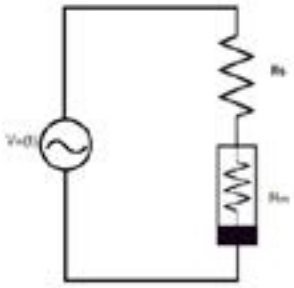
$$\ddot{x} = -c_1\dot{x} - c_2x(x^2 - 1) + c_3V_m(t) \quad (4)$$

$V_m(t)$ =0 iken x'in denge noktası x = ± 1 olmaktadır. [28]'deki denklemde c_1=2 s^{-1}, c_2=100 s^{-2} ve c_3= 30 $V^{-1}s^{-2}$ olarak alınmıştır. Memristörün memristansı (direnci) ise

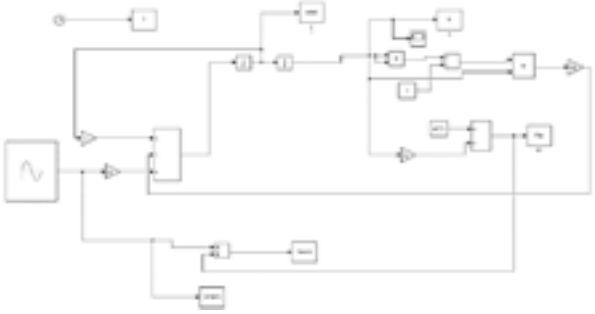
$$R(x) = 4875+1675x \quad (5)$$

olarak alınmıştır [28]. Bu makalede de bu değerler ve bu memristans fonksiyonu kullanılacaktır.

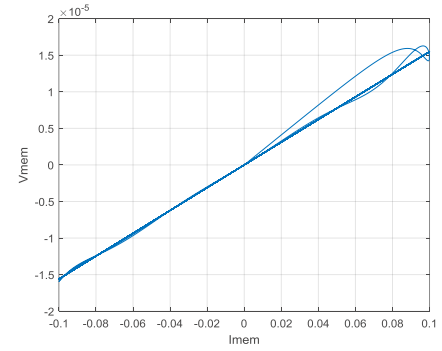
Bu memristörün kaotik davrandığı, bir direnç (**Rs**) ile seri bağlanarak, Şekil 1'de verilen devre ile gösterilmiştir. Bu memristör sisteminin Simulink Blok Diyagramı Şekil 2'de verilmiştir. Bu kaotik memristörün benzetiminden elde edilen eşik gerilimi altında kaotik olmayan ve eşik gerilimi üstünde kaotik davranışı Şekil 2'te görülebilir. Bu devrenin 60 saniyelik bir süre için, 2 Hz frekansta memristör eşik geriliminin altında ve üstünde sinüsoidal gerilim uygulayarak benzetimi yapılmıştır ve her iki durum için elde edilen memristörün Gerilim-Akım Grafikleri Şekil 3'te ve x(t)-x'(t) sistem yörüngeleri Şekil 4'te gösterilmiştir.



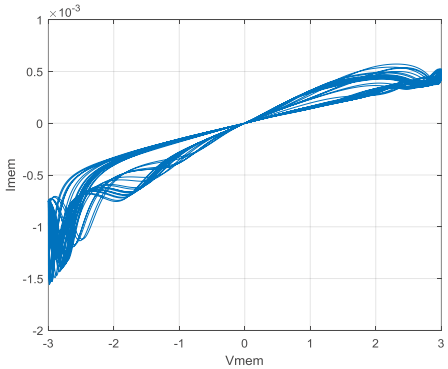
Şekil 1: [28]'de kullanılan kaotik memristör ölçme devresi



Şekil 2. [28]'de verilen kaotik memristör devresinin Simulink Diyagramı

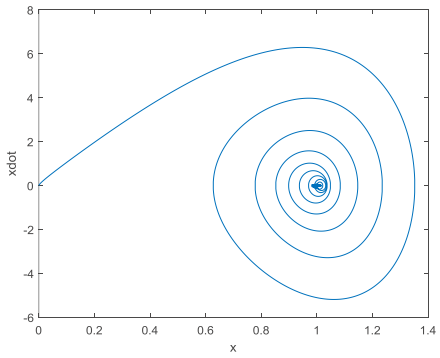


(a)

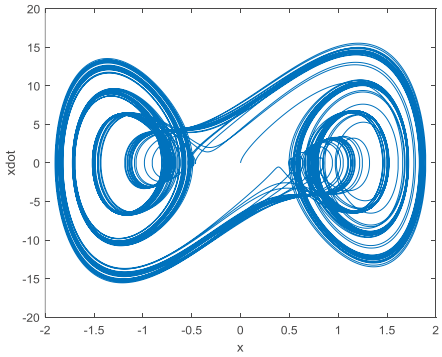


(b)

Şekil 3: a) Eşik gerilimi altında (0.1V genlikli sinüsoidal gerilim için) b) Eşik gerilimi üstünde (3V genlikli sinüsoidal gerilim için) gerilim uygulandığında memristörün gerilim-Akım Grafikleri



(a)



(b)

Şekil 4. a) Eşik gerilimi altında (0.1V Genlikli sinüsoidal gerilim için) b) Eşik gerilimi üstünde (3V genlikli sinüsoidal gerilim için) gerilim uygulandığında x(t) ve x'(t) için sistem yörüngeleri.

3. MEMİNDÜKTÖR MODELİ VE JİRATORLÜ MEMİNDÜKTÖR DEVRESİ

Ventra ve arkadaşları *n.* dereceden akım kontrollü bir memindüktif sistemi

$$\varphi(t) = L_m(x(t), i(t), t).i(t) \quad (6)$$

$$\frac{dx}{dt} = f(x(t), i(t), t) \quad (7)$$

olarak modellediler [8]. Burada;
$\varphi(t)$ memindüktif sistemin akısıdır; yani geriliminin zamana göre integralidir. *i(t)* memindüktif sistemin akımıdır. *x(t)* n tane durum uzay değişkenini temsil eden vektördür. L_m memindüktif sistemin memindüktansıdır (İngilizce hafıza ve endüktans kelimelerinin birleştirilmelerinden oluşturulmuştur) yani sistemin durum uzay değişkenlerine bağlı endüktansıdır.
Memindüktör akısı

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{t} V(\tau)d\tau. \quad (8)$$

ya da

$$\varphi(t) = \int_{0}^{t} V(\tau)d\tau + \varphi_0 \quad (9)$$

olarak yazılabilir. Burada φ_0 t=0 anındaki akı değeridir.
Endüktör elde etmek için yaygınca kullanılan bir jiratör devresi Şekil 5.a'da ve R direnci yerine bir memristör koyarak elde edilen memindüktör devresi [16] Şekil 5.b'de gösterilmiştir. Şekil 5.b'de verilen memristör kullanan jiratör devresinin durum uzay denklemleri

$$I_m = \frac{V_m}{R(x)} = \frac{V_s - V_c}{R(x)} \quad (10)$$

$$\frac{dVc}{dt} = \frac{i_c}{C} = \frac{V_s - V_c}{R(x)C} \quad (11)$$

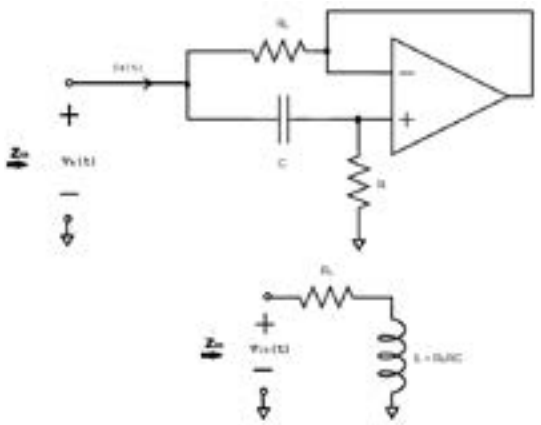
olarak verilebilir. Burada $V_c(t)$ C kondansatörünün gerilimi ve $V_s(t)$ sisteme uygulanan gerilimdir. Jiratör giriş akımı

$$i_s(t) = i_c + i_{R_L} = \frac{V_s - V_c}{R(x)} + \frac{V_c}{R_L} \quad (12)$$

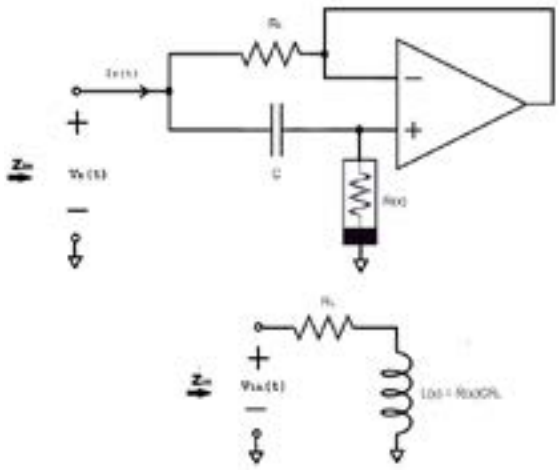
bulunur. Daha önceki bölümde verilen kaotik memristör denklemleri ile birleştirilerek jiratörün benzetimi yapılabilir. Memindüktör akısı, R_L direcinin etkisi ihmal edildiğinde, yaklaşık olarak;

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{t} V_s(\tau)d\tau \quad (13)$$

şeklinde hesaplanabilir.



(a)

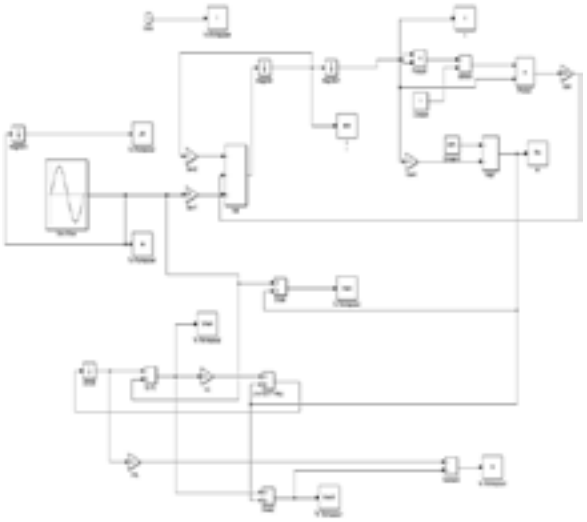


(b)

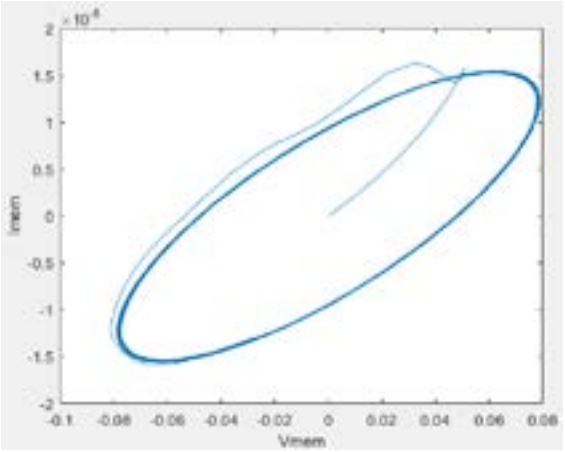
Şekil 5. a) Endüktör olarak davranan jiratör devresi
b) [16]'da önerilen memindüktör olarak davranan jiratör devresi

4. KAOTİK MEMİNDÜKTÖR EMÜLATÖRÜ SİMULİNK MODELİ VE BENZETİMİ

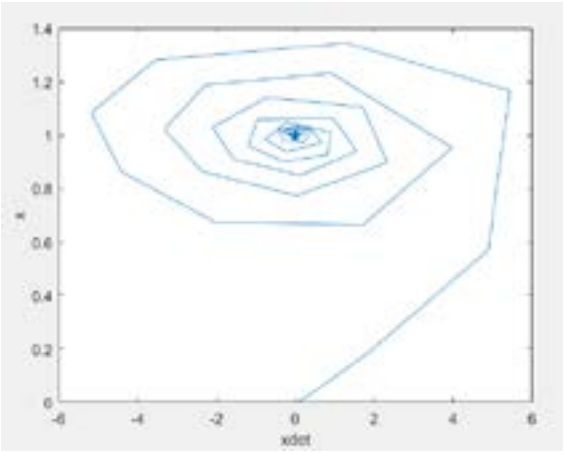
Bu kısımda Simulink kullanılarak Kaotik memindüktör emülatörünün benzetimi yapılmıştır. Simulink hafızalı devre elemanlarının benzetiminde yaygınca kullanılır [29-30]. Sistemin Simulink modeli Şekil 6'da görülmektedir. Memindüktör sistemi eşik gerilimi altında bir gerilimle beslenildiğinde, gerilim-akım, x(t)-x'(t), sistemin akı ve akım, sistemin gerilim-akım grafikleri de sırasıyla Şekil 7-10'da verilmiştir. Sistemin bir limit çevrimine sahip olduğu yani periyodik olarak çalıştığı bu şekillerden görülebilir. [18]'de yapılan açıklamalar göz önünde bulundurulursa, Şekil 9 ve 10 sistemin bir memindüktör olarak davrandığını göstermektedir. Memindüktör sistemi eşik gerilimi üstünde bir gerilimle beslenildiğinde, memristör gerilimi- memristör akımı, x(t)-x'(t), sistemin akı ve akım, sistemin gerilim-akım grafikleri de sırasıyla Şekil 11-14'de verilmiştir. Bu şekillerden eşik gerilimi üstünde sistemin kaotik olarak davranıldığı görülmektedir. Sistemin tuhaf çekerleri Şekil 12'de görülebilir. Bu kaotik grafiklerin açıklanması [30]'da verilen yük bağımlı memindüktör histeresis eğrisinin açıklanması kadar kolay değildir.



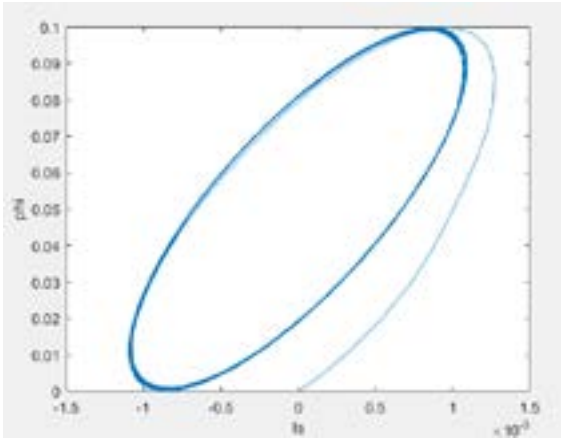
Şekil 6. Memindüktör devresinin Simulink diyagramı



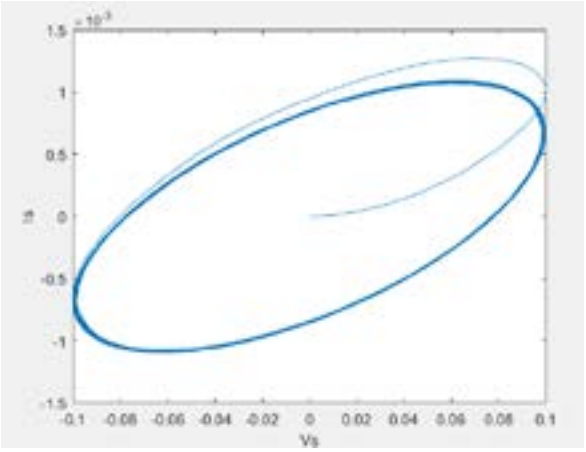
Şekil 7. Memindüktör devresine tepe değeri 0.1V olan sinüsoidal gerilim uygulandığında devrede bulunan memristörün eşik gerilimi altında akım ve gerilim Lissajous eğrisi ($V_s(t)=0.1\sin(2t)$ için).



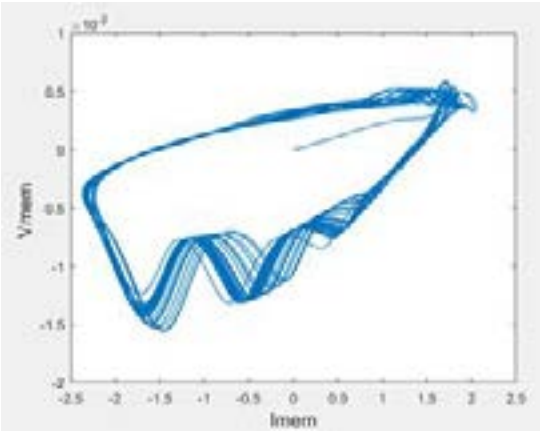
Şekil 8. Memindüktör devresinin eşik gerilimi altında gerilim uygulandığında x'(t)-x(t) Lissajous eğrisi ($V_s(t)=0.1\sin(2t)$ için).



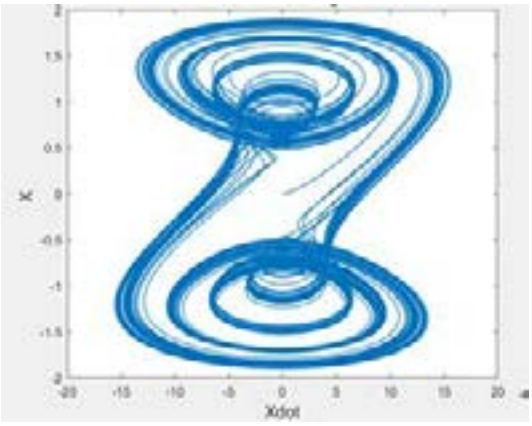
Şekil 9. Memindüktör devresine eşik gerilimi altında gerilim uygulandığında ($V_s(t)=0.1\sin(2t)$ için) akı-akım Lissajous (histeresis) eğrisi (R_L direncinden dolayı sıfırdan geçiş görülememektedir).



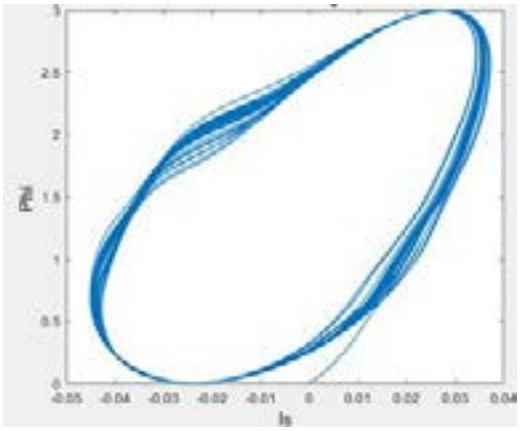
Şekil 10. Memindüktör devresine eşik gerilimi altında gerilim uygulandığında Vs-Is grafiği



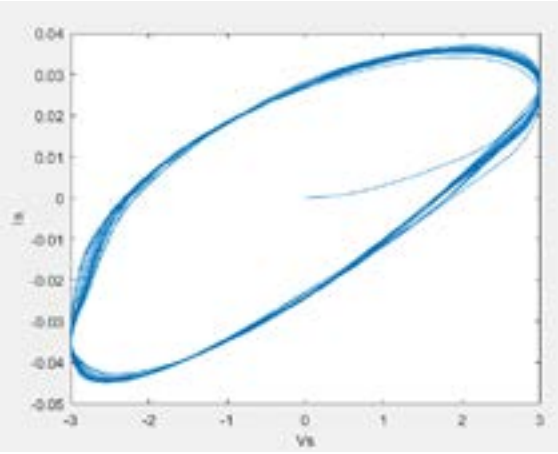
Şekil 11. Memindüktör devresine tepe değeri 3V olan sinüsoidal gerilim uygulandığında devrede bulunan memristörün eşik gerilimi üzerinde akım ve gerilim Lissajous eğrisi ($V_s(t)=3\sin(2t)$ için).



Şekil 12. Memindüktör devresine eşik gerilimi üzerinde gerilim uygulandığında x'(t)-x(t) Lissajous eğrisi



Şekil 13. Memindüktör devresinin eşik gerilimi üzerinde gerilim uygulandığında akı-akım Lissajous (histeresis) eğrisi (R_L direncinden dolayı sıfırdan geçiş görülememektedir).



Şekil 14. Memindüktör devresine eşik gerilimi üzerinde gerilim uygulandığında Vs-Is grafiği

5.TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada kaotik davranan bir memindüktör devresi önerilmiştir. Bu devre [28]'de önerilen kaotik memristör ile bir jiratör devresi birleştirilerek yapılmıştır. Devrenin kaotik davranışı benzetimler kullanılarak gösterilmiştir. Devre eşik altında sınır çevrimine sahip olurken eşik gerilimi üzerinde kaotik davranmaktadır. Böyle bir devre kaos çalışmalarında ve kaos eğitiminde rahatlıkla kullanılabilir. Önerilen devrenin Proteous ya da Spice benzetimleri ile kurulması devre derslerinde ödev olarak verilebilir. Gelecekte, memindüktör olarak davranan bir memindüktif sistem bulunursa, sahip olduğu karakteristiğe bakılarak elektronik olarak ayarlanabilir. Endüktör gerektiren yerlerde ya da kaos devreleri yapımında kullanılabilir. Henüz memindüktör olarak davranan bir sistem bulunmadığından, ihtiyaç halinde bu çalışmada verilen devre veya benzerleri kaos üreteci olarak kullanılabilir.

KAYNAKLAR

[1] Chua, L.O., "Memristor - the missing circuit element", IEEE Trans Circuit Theory, 18, pp. 507-519, 1971.

[2] Chua, L. O., & Kang, S. M. (1976). Memristive devices and systems. Proceedings of the IEEE, 64(2), 209-223.

[3] Strukov, D.B. Snider, G.S., Stewart, D.R., Williams, R.S., "The missing memristor found", Nature, 453, pp. 80-83, 2008.

[4] T. Prodromakis, C. Toumazou "A Review on Memristive Devices and Applications "Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 17th IEEE International Conference on, pp. 934 – 937, 2010.

[5] Y. Pershin, M. Di Ventra, "Practical Approach to Programmable Analog Circuits With Memristors", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 57, p.p. 1857 – 1864, 2010.

[6] O. Kavehei, A. Iqbal, Y. Kim, K. Eshraghian, S. Al-Sarawi, and D. Abbott, "The fourth element: characteristics, modelling and electromagnetic theory of the memristor," Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Science, vol. 466, pp. 2175-2202, 2010.

[7] S. Shin, K. Kim, and S.-M. Kang, "Memristor applications for programmable analog ICs," Nanotechnology, IEEE Transactions on, vol. 10, pp. 266-274, 2011.

[8] M. Di Ventra ,Yu. V. Pershin ve L. O. Chua, "Circuit Elements With Memory: Memristors, memcapacitors and meminductors," Proc. IEEE, vol. 97, pp. 1717–1724, 2009.

[9] Y. V. Pershin, J. Martinez-Rincon, and M. Di Ventra, "Memory circuit elements: from systems to applications," Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, vol. 8, pp. 441-448, 2011.

[10] Yuriy V. Pershin and Massimiliano Di Ventra, "Memory effects in complex materials and nanoscale systems", Advances in Physics, v. 60, pages 145-227, 2011.

[11] Massimiliano Di Ventra, "Ionic Memcapacitive Effects in Nanopores" Nano letters, ACS Publications, 2010.

[12] D.Biolek, Z. Biolek ve V. Biolkova "SPICE Modeling of Memristive, Memcapacitative and Meminductive Systems," European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD 2009, page(s):249–252, 23-27 Aug. 2009.

[13] Z. Biolek, D. Biolek ve V. Biolková, "PSPICE modeling of meminductor," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, pp. 129-137, 2011.

[14] Biolek, D., Biolková, V., Kolka, Z., "SPICE Modeling of Meminductor Based on its Constitutive Relation", Instrumentation, Measurement, Circuits and Systems (IMCAS '11), 2011 WSEAS International Conference on, vol., no., pp.76-79, 8-10 March 2011.

[15] Biolek, Dalibor, Viera Biolková, and Zdeněk Kolka, "Mutators simulating memcapacitors and meminductors." Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)'', IEEE, 2010.

[16] Yu. V. Pershin, M. Di Ventra, "Memristive circuits simulate memcapacitors and meminductors," Electronicsletters, vol. 46, pp. 517– 518, 2010.

[17] Y. V. Pershin, and M. Di Ventra, "Emulation of floating memcapacitors and meminductors using current conveyors," Electronics Letters, vol. 47, no. 4, pp. 243 – 244, 2011. 491

[18] Karakulak E., Mutlu R., Adjustable inductor using a memristor for integrated circuits, Materials, Methods & Technologies, vol. 10, pp. 283-293, 2016.

[19] Babacan Y., "An Operational Transconductance Amplifier-based Memcapacitor and Meminductor", ISTANBUL UNIVERSITY-JOURNAL OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING, pp.36-38, 2018.

[20] Makoto Itoh and L. O. Chua, "Memristor Oscillators", International Journal of Bifurcation and Chaos, Vol. 18, No. 11, pp. 3183-3206, 2008.

[21] Yener, S. C., & Kuntman, H. H., "Fully CMOS memristor based chaotic circuit", Radioengineering, vol. 23(4), pp. 1140-1149, 2014.

[22] YENER Ş. Ç., CİHAN B., MUTLU R., KARAKULAK E., Implementation of Microcontroller-Based Memristive Chaotic Circuit, Acta Physica Polonica A, vol. 132, pp. 1058-1061, 2017.

[23] Karakaya, B., Şahin, M. E., Güler, H., & Gülten, A. (2017). Memristör Tabanlı Kaotik Devre Modelinin FPGA Ortamında Tasarımı ve Gerçeklenmesi. Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, 29(2), 39-44.

[24] Z. Hu, Y. Li, L. Jia, ve J. Yu, "Chaos in a charge-controlled memcapacitor circuit," International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), Chengdu, pp. 828–831, 2010.

[25] Yuan, F., Wang, G., Jin, P., Wang, X., & Ma, G. (2016). Chaos in a meminductor-based circuit. International Journal of Bifurcation and Chaos, 26(08), 1650130.

[26] Yuan, F., Li, Y., Wang, G., Dou, G., & Chen, G. (2019). Complex dynamics in a memcapacitor-based circuit. Entropy, 21(2), 188.

[27] YENER Ş. Ç., MUTLU R., Small signal model of memcapacitor-inductor oscillation circuit, Electric Electronics,

Computer Science, Biomedical Engineerings'xx Meeting (EBBT), 2017 (20.04.2017-21.04.2017).
[28] Driscoll, T., Pershin, Y. V., Basov, D. N., & Di Ventra, M. (2011). Chaotic memristor. Applied physics A, 102(4), 885-889.
[29] Zaplatilek, K. (2011, April). Memristor modeling in MATLAB & SIMULINK. In Proceedings of the European computing conference (pp. 62-67).
[30] Süleyman A. Aytekin, Reşat Mutlu, Taylor Serisi ve Parametrik Fonksiyonlar Kullanarak Yük bağımlı Memindüktör Histeresiz Eğrisinin Açıklanması, Tok 2013, Malatya, Turkey, 26 Eylül 2013.

Aspen Plus Programı Kullanılarak Katı Oksit Yakıt Hücresinin Çalışma Performansının İncelenmesi

Senem Sezer, Uğur Özveren

Kimya Mühendisliği Bölümü, Marmara Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

senemsezer@marun.edu.tr, ugur.ozveren@marmara.edu.tr

ÖZET

Katı oksit yakıt hücreleri, temiz bir enerji üretim teknoloji olması sebebiyle son yıllarda oldukça dikkat çekmektedir. Katı oksit yakıt hücreleri diğer yakıt hücreleri ile karşılaştırıldığında; yüksek verimlilikte enerji üretimi, yakıt esnekliği ve elektrik üretim kapasitesi yüksekliği avantajlarıyla tercih edilmektedir.

Aspen Plus benzeşim programının sahip olduğu esneklik nedeni ile araştırmacılar tarafından yakıt hücrelerinin tasarımı ve optimizasyonu için tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, Aspen Plus benzeşim programı kullanılarak katı oksit yakıt hücresine beslenen yakıt içeriğindeki hidrojen kompozisyonunun ve yakıt hücresi sıcaklığının yakıt hücresinin verimi üzerindeki etkisi incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Aspen Plus**,** katı oksit yakıt hücresi, yenilenebilir enerji, elektrik üretimi, modelleme

1. GİRİŞ

Artan çevre kirliliği ve enerji talebine çözüm olabilmek için fosil kaynakların yerine yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanılması için çalışmalar yapılmaktadır [1]. Kömür, petrol ve doğal gazdan sonra biyokütle;dördüncü büyük enerji kaynağı olarak bilinmektedir. Biyokütle genellikle "karbon-nötr" bir yakıt olarak kabul edilir ve düşük miktarda kükürt, azot içermesi sebebiyle çevre üzerinde çok az olumsuz etkiye sahiptir [2].

Biyokütleyi sentez gazı, etanol gibi biyoyakıtlara dönüştürmek için çeşitli termokimyasal (piroliz, gazlaştırma, sıvılaştırma, yakma) ve biyokimyasal (enzimatik hidroliz ve fermentasyon) teknolojileri mevcuttur [3]. Bunlar arasından gazlaştırma yüksek verimlilikte güç ve ısı elde edilmesi ve açığa çıkan gaz bileşiminden dolayı çevreye olan zararlı etkilerinin daha az olması sebebiyle diğer yöntemlere göre daha fazla tercih edilmektedir [4]. Biyokütle, prosese oksijen sağlayan bir yanıcı ajanla (hava, oksijen, buhar) reaksiyona girer ve hidrojen (H_2), karbon monoksit (CO), metan (CH_4) ve karbon dioksitten (CO_2) oluşan bir sentez gaz karışımına dönüşür[5]. Gazlaştırıcıların çoğu, güç üretmek için gaz motoru, buhar türbini ve gaz türbini ile kombine çevrimler oluşturmuştur. Gazlaştırma teknolojisinin yakıt hücreleriyle, özellikle de yüksek sıcaklıktaki yakıt hücreleriyle birlikte kullanılması enerji verimliliğini arttırmaktadır [6, 7].

Yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan yakıt hücreleri, temiz elektrik enerjisi ve yakıt üretiminden dolayı günümüzde umut vaat eden enerji üretim seçeneklerinden biri olarak kabul edilebilir[8]. Yakıt hücreleri yüksek verimlilik, yüksek kapasite, düşük emisyon, gürültüsüz işletim ve dayanıklılık gibi birçok avantaja sahiptirler [9].

Yakıt hücrelerinin malzeme yapısı ve çalışma koşullarına göre, Proton Değişim Membran Yakıt Hücresi (PEMFC), Fosforik Asit Yakıt Hücresi (PAFC), Alkalin Yakıt Hücresi (AFC), Katı Oksit Yakıt Hücresi (SOFC) gibi birçok çeşidi bulunmaktadır [10]. Bunlar arasından katı oksit yakıt hücresi oldukça dikkat çekmektedir. Katı oksit yakıt hücreleri, hidrojen gibi bir yakıtın kimyasal enerjisini doğrudan elektrik enerjisi ve ısıya dönüştüren, yüksek güç üretkenliği, düşük kirletici emisyonu ve yakıt esnekliği sağlayan elektrokimyasal sistemlerdir[11]. Yüksek çalışma sıcaklığından dolayı katı oksit yakıt hücresinin verimliliği diğer yakıt hücrelerinden daha yüksektir ve %67'nin üzerine ulaşabilir [12].

Katı oksit yakıt hücrelerini modellemek ve çalışma performansını inceleyebilmek için farklı matematiksel yöntemler kullanılmaktadır [13, 14]. Aspen Plus fiziksel ve kimyasal süreçlerin modellenmesinde sıklıkla kullanılan bir paket programdır. Aspen Plus benzeşim programının sahip olduğu esneklik nedeni ile araştırmacılar tarafından yakıt hücrelerinin tasarımı ve optimizasyonu için tercih edilmektedir [15]. Biyokütle gazlaştırma işleminin modellenmesinde Aspen Plus benzeşim programı kullanılması maliyet ve zaman açısından avantaj sağlamaktadır. Gazlaştırıcı ve yakıt hücresinin birlikte kullanıldığı modeller geliştirilmekte ve çevrimin performansını arttırmak için farklı araştırmacılar tarafından çalışmalar yapılmaktadır [16, 17].

Bu çalışmada biyokütle gazlaştırıcıda elde edilen sentez gazı katı oksit yakıt hücresinde elektrik enerjisi elde etmek için kullanıldı. Çevrim modeli Aspen Plus benzeşim programı kullanılarak geliştirildi. Oluşturulan katı oksit yakıt hücresi modelinin farklı çalışma sıcaklığı ve yakıt kompozisyonunda performansı incelendi.

2- YÖNTEM

2.1. Gazlaştırıcı Modeli

Katı oksit yakıt hücresinde yakıt olarak kullanılacak sentez gazı Aspen Plus benzeşim programında geliştirilen kabarcıklı akışkan yatak modelinden elde edildi. Gazlaştırıcıda biyokütle olarak buğday samanı tercih edildi. Biyokütle özellikleri; gazlaştırıcıdan elde edilen sentez gazı kompozisyonunu,

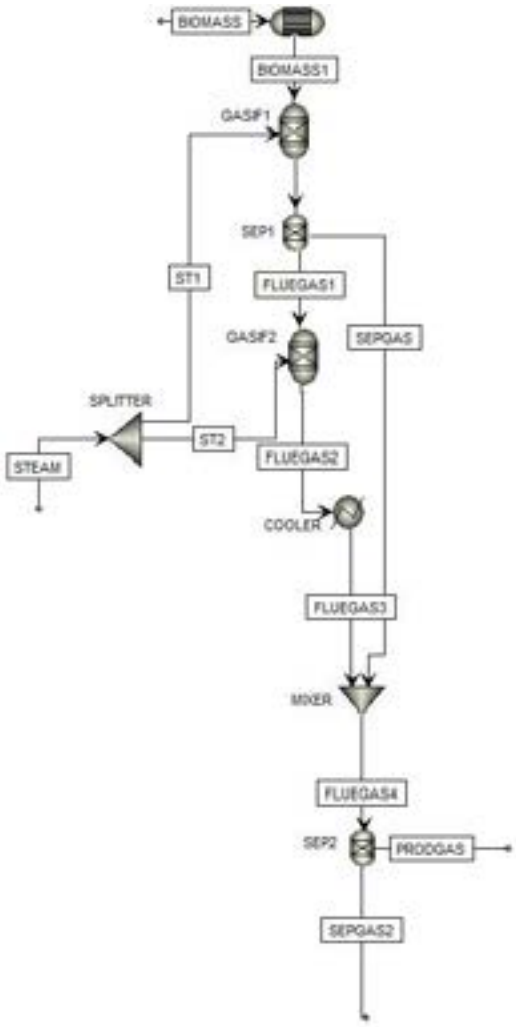
ekserji değerini ve üst ısıl değeri etkileyen önemli bir faktördür. Kullanılan biyokütlenin kısa ve elementel analiz sonuçları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Buğday samanı[18] kısa ve elementel analiz sonuçları

Kısa Analiz (ağ%)	Uçucu Madde	78.8
	Kül	3.41
	Nem Miktarı	10.5
	Sabit Karbon	17.79
Elementel Analiz (ağ%)	Sülfür	0.12
	Oksijen	44.17
	Azot	0.55
	Hidrojen	5.78
	Karbon	45.97

Geliştirilen kabarcıklı akışkan yatak gazlaştırıcı modeli Şekil 1'de gösterilmektedir.

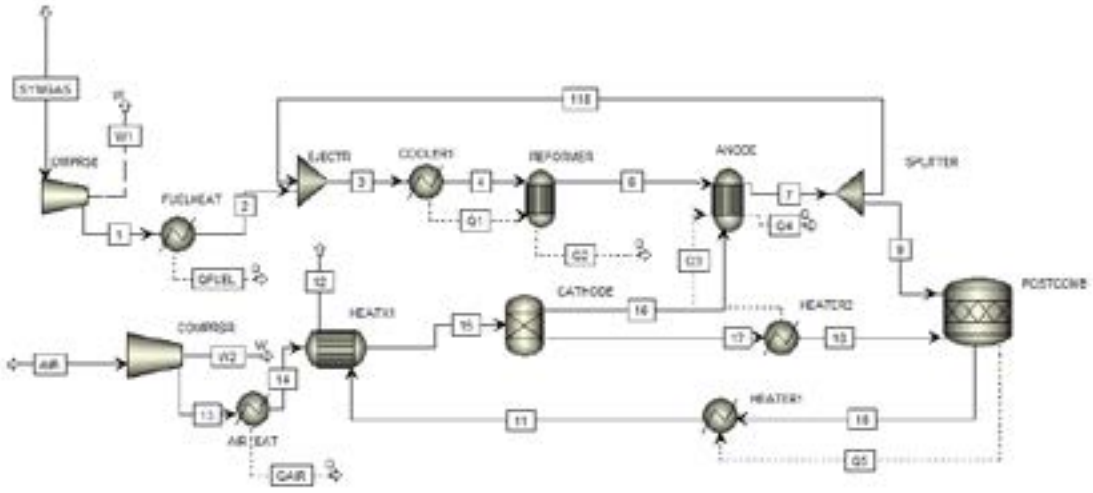
Kabarcıklı akışkan yatak gazlaştırıcı modeli kimyasal denge prensibine göre oluşturuldu. Sırasıyla; düşük sıcaklık pirolizi, yüksek sıcaklık pirolizi, gazlaştırma ve yanma aşamalarından oluşacak şekilde kabarcıklı akışkan yatak gazlaştırıcının benzeşimi yapıldı. Elde edilecek sentez gazı içerisindeki hidrojen miktarını arttırmak amacıyla gazlaştırıcı ajanı olarak su buharı kullanıldı. Düşük sıcaklıkta gerçekleşen piroliz, biyokütleyi kısa ve elementel analiz değerlerine göre konvensiyonel bir yapıya dönüştürür. Yüksek sıcaklıktaki piroliz ise buğday samanını sentez gazına dönüştürülmesinin ilk adımıdır. Piroliz adımlarından sonra, gazlaştırma olayı meydana gelir. Gazlaştırıcı, Şekil 1'de gösterildiği gibi Decomp, Gasif1, Gasif2 olarak üç bölüme ayrılmıştır. SEP2 bloğuyla sentez gazından su, kül ve H_2S ayrılırak içeriğinde H_2, CH_4, CO ve CO_2 bulunan sentez gazı katı oksit yakıt hücresinnde kullanılmak üzere elde edildi.



Şekil 1. Kabarcıklı Akışkan Yatak Gazlaştırıcı Aspen Plus Akış Diyagramı

2.2. Katı Oksit Yakıt Hücresi Modeli

Katı oksit yakıt hücresi için geliştirilen model Şekil 2'de gösterildi. Kabarcıklı akışkan yatakk gazlaştırıcıdan gelen SYNGAS akımı direkt olarak katı oksit yakıt hücresine beslendi. Rgibbs bloğu REFORMER ve ANODE reaktörlerinde gerçekleşen reaksiyonlarını Gibbs serbest enerjisini minimize edecek şekilde simüle etti. Sisteme alınan hava kompresör ve ısıtıcıdan geçtikten sonra CATHODE reaktöründe O_2 ayrılarak ANODE'a iletildi. RSTOIC reaktörü reaksiyona girmeyen yakıt ve oksijeni yakarak ısı elde etmek ve sistem verimini arttırmak için kullanıldı.



Şekil 2. Katı Oksit Yakıt Hücresi Aspen Plus Akış Diyagramı

Katı oksit yakıt hücresi performansı içerisinde meydana gelen elektrokimyasal reaksiyonlara bağlıdır. Biri negatif (anot) ve diğeri pozitif (katot) olmak üzere iki elektrottan meydana gelmektedir. Gerçekleşen reaksiyonlar aşağıda belirtilmiştir[19];

Anot reaksiyonu: $H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$ (1)

Katot reaksiyonu: $1/2\ O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$ (2)

Net reaksiyon: $H_2 + 1/2\ O_2 \rightarrow H_2O$ (3)

Aspen Plus benzeşim programında gazlaştırıcıyı ya da katı oksit yakıt hücresini tanımlayacak hazır bir reaktör veya blok yoktur. Modellerin aşamalarının benzeşimi için farklı reaktör ve blokların kombinasyonları kullanılmıştır. Her iki model aşağıda belirtilen varsayımlar yapılarak geliştirildi:

- Modeller yatışkın hal koşullarında çalışır,
- Gazlar ideal davranır,
- Kül inerttir ve gazlaştırma işleminde meydana gelen reaksiyonlara dâhil değildir,
- Boru hatlarıdaki ısı yayılımı ve basınç düşümü ihmal edilmiştir,
- Katı oksit yakıt hücresinde anot ve katot sıcaklıkları eşittir.

Gazlaştırıcıdan farklı kompozisyonlarda gelen sentez gazının ve farklı çalışma sıcaklıklarının katı oksit yakıt hücresinin verim ve voltaj değeri üzerindeki etkisi incelendi. 5 farklı sentez gazı kompozisyonı ve çalışma sıcaklığı için sonuçlar değerlendirildi.

3. SONUÇLAR

3.1. Modelin Doğrulanması

Katı oksit yakıt hücresinin doğru çalışıp çalışmadığını kontrol etmek için literatürden alınan veriler modelden elde edilen verilerle karşılaştırılarak geliştirilen modelin doğrulanması için kullanıldı. Doğrulama sonuçları Tablo 2'de görülmektedir.

Tablo 2. Literatür ve model verilerinin karşılaştırılması

	Literatür [20]	**Model**
Voltaj (V)	0.7	0.8
Akım yoğunluğu (A/m^2)	1780	1494
Anot çıkışı gaz kompozisyonu (vol %)	H_2: 11.6 CO: 7.4 H_2O: 50.9 CO_2: 24.9 N_2: 5.1	H_2: 10.6 CO: 6.6 H_2O: 53.6 CO_2: 25.9 N_2: 3.1
Katot çıkışı gaz kompozisyonu (vol %)	O_2: 17.7 N_2: 82.3	O_2: 16.1 N_2: 83.9
Yanma Ürünleri Sıcaklığı (°C)	1012.35	910.00
Hücre çıkışı gaz kompozisyonu (vol %)	H_2O: 4.5 CO_2: 2.3 O_2: 15.9 N_2: 77.3	H_2O: 6.4 CO_2: 3.2 O_2: 13.8 N_2: 76.5

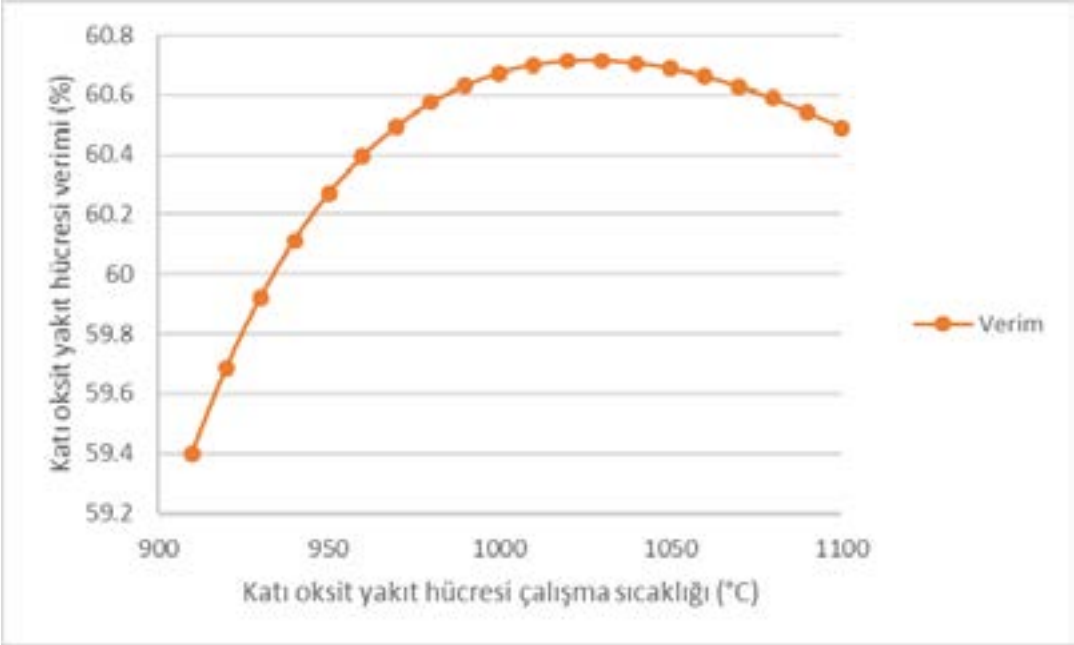
Sonuçları karşılaştırıldığında anot, katot ve hücre çıkışında gaz kompozisyonlarının birbirine çok yakın olduğu görüldü. Sonuçlar modelin uygun koşullarda çalıştığını göstermektedir.

3.2. Sıcaklığın Katı Oksit Yakıt Hücresi Çalışma Performansına Etkisi

Katı oksit yakıt hücresi verim ve voltaj değeri Aspen Plus design spec modülünde yazılan FORTRAN kodu ile

hesaplandı. Sıcaklık yakıt hücresi çalışma performanısını etkileyen önemli parametrelerden biridir. Yüksek sıcaklıklarda çalışan katı oksit yakıt hücresinde sıcaklığın hücre verimi ve çıkış voltajı üzerindeki etkisini inceleyebilmek için anot sıcaklığı 910-1100 °C aralığında değiştirildi.

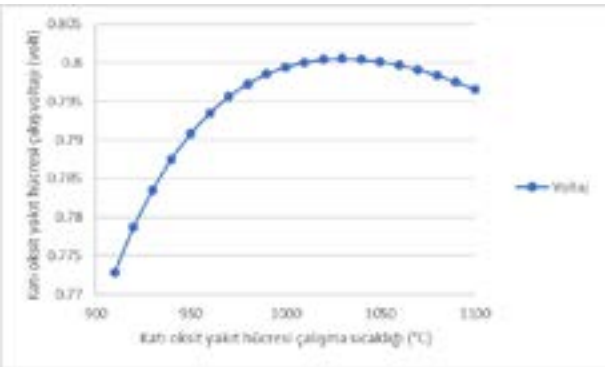
Şekil 3'te sıcaklık artışıyla katı oksit yakıt hücresi veriminin değişimini gösteren grafik verildi.



Şekil 3. Sıcaklığın katı oksit yakıt hücresi verimine etkisi

Sıcaklığın arttırılmasıyla verimin 910-980 °C aralığında hızla yükseldiği bu noktadan sonra daha yavaş bir artışla 1030 °C'de maksimuma ulaştığı görüldü. Hücre içerisinde gerçekleşen ekzotermik reaksiyonlar sıcaklık artışıyla hücre veriminin artmasını sağladı.

Voltaj değeri katı oksit yakıt hücresi performansını değerlendirebilmek için incelenen bir diğer parametredir. Sıcaklığın voltaj değeri üzerindeki etkisi Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4. Sıcaklığın katı oksit yakıt hücresi voltaj değerine etkisi

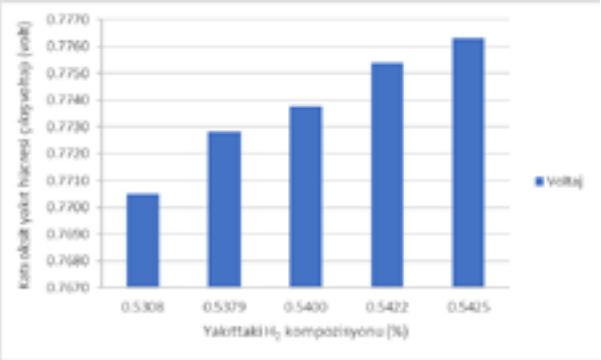
Sıcaklığın arttırılmasıyla voltaj değerinin 0,77'den 0,80 değerine kadar yükseldiği ve 1030°C'de 0,801 değerine ulaştığı soncu elde edildi. Voltaj ve verim değerinin benzer davranış gösterdiği aynı noktada maksimuma ulaştığı görüldü.

3.2. Yakıttaki H_2 Kompozisyonunun Katı Oksit Yakıt Hücresi Çalışma Performansına Etkisi

Yakıt hücreleri kimyasal enerjiyi doğrudan elektrik enerjisine çeviren sistemler olduğu için yakıtın kimyasal içerği oldukça önemlidir. Katı oksit yakıt hücreleri yakıt esnekliği açısından avantajlıdır. Yakıt içeriğindeki H_2 kompozisyonunun hücre verimini ve voltaj değerini nasıl etkilediği sırasıyla Şekil 5 ve 6'da gösterilmiştir.

Şekil 5. Yakıttaki H_2 Kompozisyonunun katı oksit yakıt hücresi verimine etkisi

Yakıt içeriğindeki H_2 kompozisyonunun artmasıyla hücre veriminin artış gösterdiği görülmektedir. H_2 miktarının artışı hücrede gerçekleşen reaksiyonların Le Cheatelier prensibine göre ürünler yönüne kaymasına ve hücreden elde edilen elektrik akımını arttırarak verim ve voltaj değerinin artmasını sağlamıştır.



Şekil 6. Yakıttaki H_2 Kompozisyonunun katı oksit yakıt hücresi voltaj değerine etkisi

Yakıttaki H_2 kompozisyonunun %53'ten %54.25 değerine yükselmesi voltaj değerinin 0.770'den 0.777'ye artmasını sağlamıştır.

4. YORUMLAR

- Yeni bir kabarcıklı akışkan yatak gazlaştırıcı – katı oksit yakıt hücresi modeli elde edildi, model literatürden alınan verilerle doğrulandı.
- Sıcaklık ve yakıt kompozisyonunun katı oksit yakıt hücresi çalışmasını etkileyen en önemli parametrelerden biri olduğu görüldü.
- Sıcaklığın 910-1030 °C arasında artmasıyla hücre verimi % 59.4'ten % 60.7'ye ve voltaj değeri 0.77 V'tan 0.80 V değerine ulaştı. Verim ve voltaj değerinin maksimuma ulaştığı nokta olan 1030 °C'den sonra sıcaklık artışı verim ve voltaj değerinin azalmasına sebep oldu.
- Yakıtın H_2 kompozisyonundaki ufak değişimin bile hücre verimini olumlu yönde etkilediği görüldü. Yakıttaki H_2 kompozisyonunun %53'ten %54.25'e arttırılması hücre verimini %59.38'den %59.63'e yükseltti.
- H_2 kompozisyonunun %53'ten %54.25'e artışı voltaj değerini 0.770'den 0.777'ye arttırdı.
- Hücrenin voltaj ve verim değeri sıcaklık ve H_2 kompozisyonu değişimiyle benzer davranış gösterdi.

4. KAYNAKÇALAR

1. De Cian, E. and I.S. Wing, *Global energy consumption in a warming climate.* Environmental and resource economics, 2019. **72**(2): p. 365-410.
2. Wan, W., *An innovative system by integrating the gasification unit with the supercritical water unit to produce clean syngas for solid oxide fuel cell (SOFC): System performance assessment.* International Journal of Hydrogen Energy, 2016. **41**(48): p. 22698-22710.
3. Galvagno, A., et al., *Analysis of an integrated agro-waste gasification and 120 kw SOFC CHP system: modeling and experimental investigation.* Energy Procedia, 2016. **101**: p. 528-535.
4. Gagliano, A., et al., *Development of an equilibrium-based model of gasification of biomass by Aspen Plus.* Energy Procedia, 2017. **111**: p. 1010-1019.
5. Patra, T.K., K. Nimisha, and P.N. Sheth, *A comprehensive dynamic model for downdraft gasifier using heat and mass transport coupled with reaction kinetics.* Energy, 2016. **116**: p. 1230-1242.
6. Colpan, C.O., F. Hamdullahpur, and I. Dincer. *Solid oxide fuel cell and biomass gasification systems for better efficiency and environmental impact*. in *Eighteenth World Hydrogen Energy Conference WHEC*. 2010.
7. Subotić, V., et al., *Optimization of an integrated biomass gasifier-fuel cell system: An experimental study on the cell response to process variations.* Energy Procedia, 2019. **158**: p. 2052-2057.
8. Bertei, A., et al., *Validation of a physically-based solid oxide fuel cell anode model combining 3D tomography and impedance spectroscopy.* international journal of hydrogen energy, 2016. **41**(47): p. 22381-22393.
9. Le, M.-V., T.-A. Nguyen, and T. Nguyen, *Modeling and Optimization of the BSCF-Based Single-Chamber Solid Oxide Fuel Cell by Artificial Neural Network and Genetic Algorithm.* Journal of Chemistry, 2019. **2019**.
10. Zhang, D., et al., *Optimization Control of SOFC Based on Bond Graph Model.* Energy Procedia, 2018. **152**: p. 174-179.
11. Damo, U., et al., *Solid oxide fuel cell hybrid system: A detailed review of an environmentally clean and efficient source of energy.* Energy, 2019. **168**(C): p. 235-246.
12. Wang, J., et al., *Thermodynamic analysis of an integrated power generation system driven by solid oxide fuel cell.* International Journal of Hydrogen Energy, 2012. **37**(3): p. 2535-2545.
13. Chavan, S.L. and D.B. Talange, *Modeling and performance evaluation of PEM fuel cell by controlling its input parameters.* Energy, 2017. **138**: p. 437-445.
14. Baldinelli, A., et al., *Regarding Solid Oxide Fuel Cells Simulation through Artificial Intelligence: A Neural Networks Application.* Applied Sciences, 2019. **9**(1): p. 51.
15. Anderson, T., P. Vijay, and M.O. Tade, *An adaptable steady state Aspen Hysys model for the methane fuelled solid oxide fuel cell.* Chemical Engineering Research and Design, 2014. **92**(2): p. 295-307.
16. Fernandez-Lopez, M., et al., *Simulation of the gasification of animal wastes in a dual gasifier using Aspen Plus®.* Energy conversion and management, 2017. **140**: p. 211-217.
17. Palomba, V., M. Prestipino, and A. Galvagno, *Tri-generation for industrial applications: development of a simulation model for a gasification-SOFC based system.* International Journal of Hydrogen Energy, 2017. **42**(46): p. 27866-27883.
18. Ghaly, A., A. Ergüdenler, and E. Laufer, *Agglomeration characteristics of alumina sand-straw ash mixtures at elevated temperatures.* Biomass and bioenergy, 1993. **5**(6): p. 467-480.
19. Ehyaei, M. and M.A. Rosen, *Optimization of a triple cycle based on a solid oxide fuel cell and gas and steam cycles with a multiobjective genetic algorithm and energy, exergy and economic analyses.* Energy conversion and management, 2019. **180**: p. 689-708.
20. Zhang, W., et al., *Simulation of a tubular solid oxide fuel cell stack using AspenPlusTM unit operation models.* Energy Conversion and Management, 2005. **46**(2): p. 181-196.

Elektrik Dağıtım Sistemlerinde Enerji Depolama Sistemlerinin Kullanımının Faz Dengesizliği Üzerindeki Etkileri

Ali Özan[1], Mustafa Bağrıyanık[1]

İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü[1]

ozana@itu.edu.tr, bagriy@itu.edu.tr

ÖZET

Dağıtık üretimin artması ve bir fazdan bağlantıların da olmasıyla birlikte elektrik dağıtım sisteminde faz dengesizliği artmaktadır. Faz dengesizliği sistem kayıplarında artışa, asenkron makinelerin ve transformatörlerinin aşırı ısınmasına, güç elektroniği devrelerinin harmonikli akım üretmesine ve koruma devrelerinin yanlış çalışmasına neden olmaktadır. Faz dengesizliğini belirlenen sınırlar içerisine getirmek için batarya enerji depolama sistemleri (BEDS) kullanılabilir. Çalışmada BEDS'lerin faz dengesizliğine etkisi incelenmiştir. Faz dengesizliğinin farklı tanımları verilerek, çeşitli işletme koşulları için durum incelemeleri yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Enerji Dağıtım Sistemleri, Enerji Depolama Sistemleri, Faz Dengesizliği

1. BÖLÜM

Gittikçe artan küresel enerji talebi 2017 yılında %2 oranına kadar yükselmiştir. Bu artış ekonomik büyümeye ve tüketici davranışlarında değişikliğe neden olmuştur [1]. Elektrik tüketiminin artmasına bağlı olarak fosil yakıtların fazla kullanılmasıyla çevreye verilen zararlar da artmıştır. Çevreye verilen zararı azaltmak için Avrupa Komisyonu 2030 yılına kadar elektrik üretiminin %32'sini yenilenebilir enerji kaynaklarından sağlamayı hedeflemektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının artması sistemde olumsuzluklara neden olmaktadır. Enerji depolama sistemleri (EDS) bu olumsuzlukları engelleyerek yenilenebilir enerji kaynaklarının sisteme entegrasyonunu kolaylaştırmaktadır.

Giderek artan yenilenebilir enerji sistemleri EDS'lerle ilgili çalışmaları da arttırmıştır [2-5]. EDS'ler yenilenebilir enerji kaynaklarının getirdiği olumsuzlukları gidermenin yanında birçok yarara sahiptir. Bu yararlar arasında güç kalitesinin iyileştirilmesi, yük dengeleme ve puant talebi azaltma, yük öteleme, yük dengeleme, zaman kaydırma, frekans ve gerilim regülasyonu, gerilim sapmasının azaltılması, yedek üretim kapasitesinde iyileşme, hızlı sistem toparlanması, sera gazı salınımını azaltma vardır [2,3]. Günümüzde birçok farklı EDS teknolojisi bu yararlarından dolayı kullanılmaktadır. Düşünüldüğünde hidroelektrik santralleri de suyun potansiyel enerjisini depoladıkları için EDS'lere örnek oluştururlar ve ilk EDS 1870'de dünyanın ilk hidroelektrik santralinin yapılmasıyla kullanılmaya başlanmıştır [2]. EDS'ler enerji depolama türlerine göre mekaniksel, elektrokimyasal, termokimyasal, kimyasal ve ısıl olarak ayrılabilirler. Son dönemde elektrokimyasal olarak enerji depolayan batarya sistemlerinin gelişmesi ile batarya enerji depolama sistemleri (BEDS) daha sık kullanılmaya başlanmıştır. BEDS'ler talep yükün karşılanması, yük takibi, şebeke kararlılığının ve güç kalitesinin arttırılması, frekans kontrolü, yük dengeleme gibi işler için kullanılmaktadır [4,5].

BEDS'ler sistemdeki faz dengesizliğini azaltmak için de kullanılabilir [6,7]. [6] numaralı kaynakta IEEE 123 bara test sistemine faz dengesizliği yaratmak için tek fazlı güneş panelleri eklenmiştir. BEDS'ler 3 fazlı olarak sisteme eklenmiş olup, faz dengesizliği standartlarla belirlenmiş sınırlar içerisine indirilirken işletme maliyetleri de azaltılmaya çalışılmıştır. [7] numaralı çalışmada ilk önce EDS'ler ideal olarak kabul edilip hem merkezi hem de dağıtılmış gerçek zamanlı algoritmalar önerilmiştir. Daha sonra algoritma ilerletilip ideal olmayan EDS'ler ile yapılmış ve açgözlü algoritma ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak önerilen algoritmanın açgözlü algoritmaya göre daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

EDS'lerden maksimum yararlanabilmek için yerlerinin belirlenmesi ve boyutlandırılmasının çok iyi yapılması gerekmektedir. İyi belirlenmezler ise EDS'ler güç kalitesini, güvenilirliği, gerilim ve frekans regülasyonunu, faz dengesizliğini olumsuz yönde etkileyebilirler. Bunun için farklı amaçlar doğrultusunda EDS'lerin yerlerinin belirlenmesiyle ilgili birçok çalışma bulunmaktadır [8-10]. IEEE 30 baralık test sistemine rüzgâr enerjisi ekleyerek oluşturulan sistemde, EDS'lerin yerleri ve boyutları gerilim profilinin iyileştirilmesi ve maliyetin minimize edilmesi amacıyla parçacık optimizasyonu yardımıyla bulunmuştur [8]. Yenilenebilir enerji kaynağı olarak rüzgâr enerjisinin yerine güneş enerjisinin kullanıldığı çalışmalarda vardır [9,10]. EDS'lerin şebeke içerisindeki yerleri belirlenirken yatırım maliyetleri ve gerilimin iyileştirilmesine ek olarak şebeke kayıplarına, fider tıkanıklıklarına verdikleri etkiler de göz önüne alınmıştır [9].

EDS'lerin yerlerinin belirlenmesi kadar boyutlarının da belirlenmesi gerekmektedir [11,12]. [12] numaralı çalışmada güneş enerjisinin getirdiği sorunları ortadan kaldırmak, gerilimi regüle etmek ve puant talebi azaltmak için batarya sistemlerinin boyutları belirlenmiştir. Önerilen yöntemde herhangi bir batarya boyutunda herhangi bir güneş enerjisi yoğunluğunda, bataryaların maliyet ve fayda analizi yapılmıştır [12].

Bu çalışmada, ikinci bölümde elektrik dağıtım sistemlerinde dengesizlik üzerinde durularak farklı standartlar açısından dengesizlik göstergeleri açıklanmıştır. Sonraki bölümde ise örnek sistem açıklanarak, test sisteminde dengesizlik durumu ve BEDS'lerin kullanımının etkilerini göstermek için farklı çalışma durumlarına ilişkin analizlere yer verilmiştir. Yük temelli dengesizlik oluşturularak, BEDS'lerin oluşturulan gerilim dengesizliğine etkisi incelenmiştir.

2. ELEKTRİK DAĞITIM SİSTEMLERİNDE FAZ DENGESİZLİĞİ

Dağıtım sistemlerinde faz dengesizliği, fazların genliklerinin veya fazlar arasındaki açının 120º'den farklı olmasıdır. Faz dengesizliğinin en önemli nedeni 3 fazlı alçak gerilim sisteminde kullanılan yüklerin tek fazlı olması ve yüklerin eşit olarak dağıtılamamasıdır. Köylere giden uzun dağıtım hatları, şehirlerdeki tek fazlı aydınlatma yükleri, iyi tasarlanmamış demiryolu sistemleri, dağıtık üretimin artması gibi birçok neden dağıtım sisteminde faz dengesizliği yaratmaktadır [13]. Faz dengesizliği sistem kayıplarında artışa, asenkron makinelerin ve dağıtım transformatörlerinin aşırı ısınmasına, güç elektroniği devrelerinin harmonikli akım üretmesine ve koruma devrelerinin yanlış çalışmasına neden olmaktadır [6,14].

Faz dengesizliği gerilim, akım ve güç dengesizliği olarak üçe ayrılabilir. 1. denklemde verilen akım dengesizliği, akımın negatif bileşeninin (I_2) pozitif bileşenine (I_1) oranıdır [15]. Sistemde faz iletkenlerinin ve bağlantı elemanlarının farklı empedanslarda olması durumunda, akım dengesizliği ile gerilim dengesizliği arasında aynı oranda bir ilişki olmayabilir. Bu yüzden akım dengesizliğinin olması gerilim dengesizliğinin de olduğu anlamına gelmez.

$$\%I = \frac{I2}{I1} \times 100 \quad (1)$$

Gerilim dengesizliğinin literatürde farklı tanımları vardır. NEMA gerilim dengesizliğini (Ulusal Ekipman Üreticileri Birliği) faz-faz gerilimleri oranı olarak vermektedir [16].

$$\%NEMA = \frac{Max(|VLL - Vort|)}{Vort} \times 100 \quad (2)$$

Bu ifadede V_{LL} üç faza ait faz-arası gerilimleri ve Vort faz-arası gerilimlerinin ortalama değerini göstermektedir.

IEEE faz dengesizliğini, faz gerilimleri dengesizliği oranı (PVUR) olarak vermektedir. IEEE, NEMA ile aynı gerilim dengesizliği tanımını kullanır. Aralarındaki fark ise NEMA'nın tanımında faz arası gerilimler kullanılırken IEEE'nın tanımında faz gerilimleri kullanılmaktadır [17].

Uluslararası Elektroteknik Komisyonunun (IEC) literatürde gerçek tanım ya da yüzde gerilim dengesizliği faktörü (%VUF) olarak bilinen faz dengesizliği tanımı ise

$$\%VUF = \frac{V2}{V1} \times 100 \quad (3)$$

denklemi ile bulunmaktadır [18]. Burada V_2 gerilimin negatif bileşeni ve V_1 gerilimin pozitif bileşenini ifade eder. Bu bileşenler faz gerilimleri kullanılarak simetrik bileşen dönüşümü ile elde edilir. Avrupa standartlarına göre denklem 3 ile hesaplanan gerilim dengesizliğinin 10 dakikalık ölçümlerinde orta ve alçak gerilim için limiti %2 ve yüksek gerilim için %1 olarak verilmiştir. Anlık olarak ise %4 oranında gerilim dengesizliğine izin verilmektedir [19].

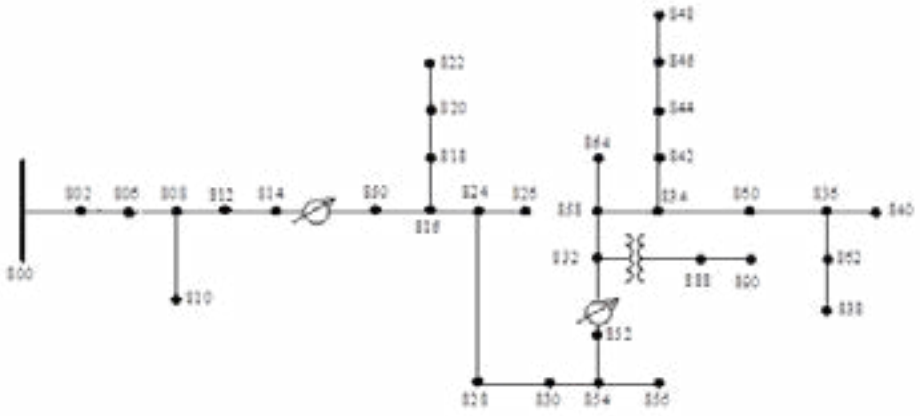
Güç dengesizliği akım ve gerilim dengesizliği gibi hem ortalama güç hem de gücün negatif ve pozitif bileşenleriyle hesaplanabilir [15].

3. ÖRNEK SİSTEM İNCELEMELERİ

Çalışmada IEEE 34 baralı test sistemi kullanılmış olup devre şeması şekil 1'de gösterildiği gibidir. Göz önüne alınan test sistemi orta gerilim şebekesidir ve sistemde 24.9 ve 4.16 kV hatlar bulunmaktadır. Örnek sistem incelemeleri için OpenDSS programı kullanılmıştır [20]. OpenDSS kullanılarak 4 farklı durum incelenmiştir.

- Durum 1: IEEE 34 baralık test sisteminin temel durumu
- Durum 2: Faz dengesizliğini arttırıcı yönde yüklenme değişikli yapılan durum
- Durum 3: BEDS'lerin uygun modda çalışmadığı ve gerilim dengesizliğini arttırdığı durum
- Durum 4: BEDS'lerin gerilim dengesizliğini azaltmak için kullanıldığı durum

Faz dengesizliği genel olarak gerilim dengesizliği olarak verildiğinden ve standartlarda gerilim dengesizliği ile ilgili limitler olduğundan örnek sistem incelemeleri gerilim dengesizliğine göre yapılmıştır. Gerilim dengesizliğinin farklı tanımları için değişik sonuçlar çıktığından yapılan incelemelerde gerilim dengesizliğinin birçok tanımına bakılmıştır.



Şekil 1. IEEE 34 bara test sistemi tek hat şeması [21]

Her bir durum için yukarıda verilen gerilim dengesizliği ifadeleri için hesaplamalar yapılmıştır. IEEE 34 baralı test sisteminden dengesizlik açısından öne çıkan baralardaki gerilim dengesizlikleri Tablo 1'de verilmiştir. Yükler fazlara eşit olarak dağıtılmadığından test sisteminin temel durumunda da gerilim dengesizlikleri vardır. Bu gerilim dengesizliklerini arttırmak için yapılan değişiklikler Tablo 2'de gösterilmiştir. Tablo 2'de gösterilen 830 ve 890 numaralı baralardaki yükler noktasal yük, diğer yükler yayılı yüktür. Değiştirilen yükler Durum 1'deki yükler baz alınarak iki katına çıkartılmıştır. Tablo 2'den, aynı zamanda Durum 3 ve Durum 4 incelemelerinde sisteme yerleştirilen BEDS'lerin konumları ve güçleri de görülebilir.

Durum 3 ve 4'de üç farklı baraya (840, 848, 890) 50 kW gücünde BEDS'ler yerleştirilmiştir. BEDS'ler, 890 numaralı barada C fazına, 840 numaralı barada A fazına ve 848 numaralı barada B fazına bağlanmıştır. BEDS'lerin etkilerini görmek için bağlantı baralarının seçiminde baraların ana besleme istasyonuna olan uzaklıkları dikkate alınmıştır.

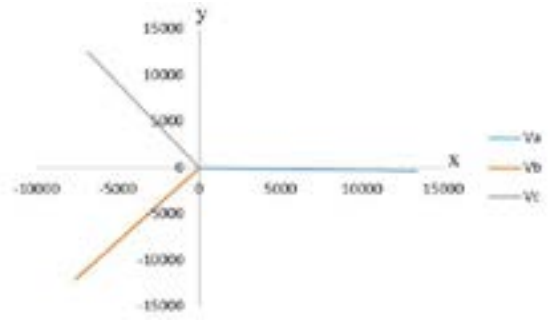
Tablo 1. Durum incelemeleri için Gerilim Dengesizlikleri

	1.DURUM			2. DURUM			3. DURUM			4. DURUM		
Bara	%PVUR	NEMA	%VUF	%PVUR	NEMA	%VUF	%PVUR	NEMA	%VUF	%PVUR	NEMA	%VUF
812	2,131	0,803	0,819	4,023	1,555	1,620	4,092	1,654	1,729	3,958	1,457	1,512
814	3,066	1,163	1,186	5,848	2,269	2,362	5,943	2,413	2,520	5,758	2,127	2,206
828	0,417	0,314	0,315	3,263	1,138	1,249	3,378	1,284	1,427	3,155	0,991	1,073
830	0,468	0,396	0,409	3,471	1,444	1,531	3,618	1,629	1,750	3,331	1,257	1,315
854	0,468	0,398	0,411	3,475	1,451	1,538	3,623	1,637	1,758	3,335	1,263	1,320
832	0,070	0,534	0,536	3,243	1,684	1,718	3,452	1,944	2,011	3,044	1,423	1,433
858	0,066	0,547	0,548	3,267	1,738	1,771	3,493	2,004	2,071	3,053	1,471	1,479
834	0,070	0,560	0,561	3,296	1,801	1,833	3,541	2,075	2,142	3,062	1,527	1,533
860	0,071	0,562	0,563	3,304	1,812	1,844	3,553	2,086	2,154	3,065	1,537	1,543
842	0,071	0,560	0,561	3,296	1,801	1,833	3,540	2,075	2,142	3,062	1,526	1,532
840	0,085	0,559	0,560	3,299	1,803	1,836	3,558	2,078	2,148	3,051	1,528	1,534
844	0,077	0,560	0,561	3,293	1,799	1,831	3,537	2,075	2,143	3,057	1,523	1,529
846	0,096	0,556	0,557	3,285	1,793	1,825	3,532	2,072	2,141	3,048	1,513	1,519
848	0,097	0,555	0,556	3,285	1,792	1,825	3,532	2,072	2,141	3,049	1,512	1,518
852	0,525	0,536	0,615	3,810	1,973	2,035	4,020	2,236	2,334	3,612	1,710	1,740
890	0,506	0,910	0,942	4,278	2,310	2,298	4,551	2,965	2,946	4,969	1,639	1,633

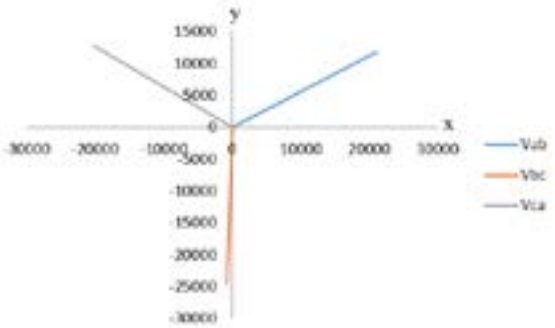
Tablo 2: Göz önüne alınan farklı çalışma durumu verileri

Yükler (kW)												
	D1			D2			D3			D4		
Bara No	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
830	10	10	25	20	20	50	20	20	50	20	20	50
890	150	150	150	300	300	300	300	300	300	300	300	300
820-822	135	0	0	270	0	0	270	0	0	270	0	0
834-860	16	20	110	32	40	220	32	40	220	32	40	220
860-836	30	10	42	60	20	84	60	20	84	60	20	84
862-838	0	28	0	0	56	0	0	56	0	0	56	0
BEDS (kW)												
BEDS 890	0	0	0	0	0	0	0	0	50	0	0	50
BEDS 840	0	0	0	0	0	0	50	0	0	50	0	0
BEDS 848	0	0	0	0	0	0	0	50	0	0	50	0
Yükler (kVAr)												
	D1			D2			D3			D4		
Bara No	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
830	5	5	10	10	10	20	10	10	20	10	10	20
890	75	75	75	150	150	150	150	150	150	150	150	150
820-822	70	0	0	140	0	0	140	0	0	140	0	0
834-860	16	20	110	32	40	220	32	40	220	32	40	220
860-836	15	6	22	30	12	44	30	12	44	30	12	44
862-838	0	14	0	0	28	0	0	28	0	0	28	0

812 nolu bara için Durum 1'deki faz-arası ve faz gerilimlerine ilişkin fazör diyagramlar Şekil 2 ve 3'de verilmiştir.



Şekil 2. 812 numaralı baranın Durum-1 için faz gerilimleri fazör diyagramı



Şekil 3. 812 numaralı baranın Durum-1 için faz-arası gerilimleri fazör diyagramı

Enerji depolama cihazlarının gerilim dengesizliğini iyileştirici yönde kullanıldığı Durum 4 ile Durum 2 kıyaslandığında %NEMA ve %VUF göstergeleri dikkate alındığında bara gerilimlerinde %10-15 oranında dengesizliğin iyileştiği görülmektedir. Eğer enerji depolama cihazları uygun modda (şarj veya deşarj modu) işletilmez ise, dengesizliğin arttığı görülmektedir. Durum 3 ile Durum 2 kıyaslandığında gerilim dengesizliğindeki bozulma %15 üzerinde olmaktadır.

4. SONUÇLAR

Enerji dağıtım sisteminde dağıtık üretimin artmasıyla faz dengesini sağlamak önemli bir konu haline gelmiştir. Bu çalışmada faz dengesizliğinin farklı tanımları verilmiştir.

Göz önüne alınan IEEE 34 baralı test sistemi üzerinde gerilim dengesizliği ve enerji depolama cihazlarının etkilerini görmek amacıyla farklı çalışma durumu senaryoları için analizler yapılmıştır.

BEDS'lerin uygun modda çalıştığında faz gerilim dengesizliğini azaltacağı, aksi halde faz dengesizliğini arttırdığı gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, market koşulları ve talep tarafı yönetim çalışmaları da dikkate alınırsa, Dağıtım Enerji Yönetim Merkezi ile koordinasyon sağlanmadığında dengesizlik sorunun büyüyebileceğini göstermiştir.

5. TEŞEKKÜR

Bu çalışma, 41658 numaralı proje kapsamında İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından desteklenmiştir.

6. KAYNAKÇA

[1] IEA, Energy Efficiency 2018 and World Energy Outlook 2018, Brussels.

[2] Wade, N. S., Taylor, P. C., Lang, P. D., & Jones, P. R. (2010). Evaluating the benefits of an electrical energy storage system in a future smart grid. *Energy policy, 38*(11), 7180-7188.

[3] Das, C. K., Bass, O., Kothapalli, G., Mahmoud, T. S., & Habibi, D. (2018). Overview of energy storage systems in distribution networks: Placement, sizing, operation, and power quality. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 91*, 1205-1230.

[4] Lawder, M. T., Suthar, B., Northrop, P. W., De, S., Hoff, C. M., Leitermann, O., ... & Subramanian, V. R. (2014). Battery energy storage system (BESS) and battery management system (BMS) for grid-scale applications. *Proceedings of the IEEE, 102*(6), 1014-1030.

[5] Anderson, M. D., & Carr, D. S. (1993). Battery energy storage technologies. *Proceedings of the IEEE, 81*(3), 475-479.

[6] Helal, S. A., Ahmed, M. H., Salama, M. M., & Shaaban, M. F. (2018, May). Optimal Scheduling of Battery Energy Storage Systems in Unbalanced Distribution Networks. In *2018 IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering (CCECE)* (pp. 1-4). IEEE.

[7] Sun, S., Liang, B., Dong, M., & Taylor, J. A. (2015). Phase balancing using energy storage in power grids under uncertainty. *IEEE Transactions on Power Systems, 31*(5), 3891-3903.

[8] Wen, S., Lan, H., Fu, Q., David, C. Y., & Zhang, L. (2014). Economic allocation for energy storage system considering wind power distribution. *IEEE Transactions on power Systems, 30*(2), 644-652.

[9] Nick, M., Cherkaoui, R., & Paolone, M. (2017). Optimal planning of distributed energy storage systems in active distribution networks embedding grid reconfiguration. *IEEE Transactions on Power Systems, 33*(2), 1577-1590.

[10] Zeraati, M., Golshan, M. E. H., & Guerrero, J. M. (2016). Distributed control of battery energy storage systems for voltage regulation in distribution networks with high PV penetration. *IEEE Transactions on Smart Grid, 9*(4), 3582-3593.

[11] Brekken, T. K., Yokochi, A., Von Jouanne, A., Yen, Z. Z., Hapke, H. M., & Halamay, D. A. (2010). Optimal energy storage sizing and control for wind power applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2*(1), 69-77.

[12] Yang, Y., Li, H., Aichhorn, A., Zheng, J., & Greenleaf, M. (2013). Sizing strategy of distributed battery storage system with high penetration of photovoltaic for voltage regulation and peak load shaving. *IEEE Transactions on Smart Grid, 5*(2), 982-991.

[13] Von Jouanne, A., & Banerjee, B. (2001). Assessment of voltage unbalance. *IEEE transactions on power delivery, 16*(4), 782-790.

[14] Kim, J. G., Lee, E. W., Lee, D. J., & Lee, J. H. (2005, September). Comparison of voltage unbalance factor by line and phase voltage. In *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems* (Vol. 3, pp. 1998-2001). IEEE.

[15] Arghavani, H., & Peyravi, M. (2017). Unbalanced current-based tariff. *CIRED-Open Access Proceedings Journal, 2017*(1), 883-887.

[16] National Electrical Manufacturers Association (NEMA): 'Motors and generators, MG1', 1998

[17] IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators, IEEE Standard 112, 1991.

[18] Pillay, P., & Manyage, M. (2001). Definitions of voltage unbalance. *IEEE Power Engineering Review, 21*(5), 50-51.

[19] Markiewicz, H., & Klajn, A. (2004). Voltage disturbances standard en 50160-voltage characteristics in public distribution systems. *Wroclaw University of Technology, 21*, 215-224.

[20] Dugan, R. C. (2012). Reference guide: The open distribution system simulator (opendss). Electric Power Research Institute, Inc, 7, 29.

[21] Distribution System Analysis Subcommittee IEEE 34 Node Test Feeder

Doğrusal Denklemlerin Çözümü İçin Oydaşım Tabanlı Dağıtık Algoritma

Murat TAKSİM

[1]*Elektrik – Elektronik Mühendisliği (İngilizce)*
Marmara Üniversitesi
murattaksim@marmara.edu.tr

ÖZET

Doğrusal denklem problemleri mühendislikteki geniş uygulama alanlarında uygulanabilir olması sebebiyle son yıllarda önemli ve ayrı bir konu olarak incelenmektedir. Doğrusal denklemlerle ilgili olarak, merkezi algoritmalar büyük ölçekli problemler için hesaplama yükü bakımından genellikle uygulanabilir değildir. Bu nedenle mühendislik ve bilimdeki geniş uygulama alanlarından ve etkili sonuç sağladığından son yıllarda dağıtık algoritma kavramı araştırma konusu olarak dikkat çekmektedir. Dağıtık algoritmalar sistem problemini birden çok alt problemlere dağıtarak ayrı ayrı her bir yerel temsilci tarafından işbirliği içerisinde çözümlenmesini sağlamaktadır. Bu çalışmada ağ üzerindeki Ax=b şeklindeki doğrusal denklemlerin çözümü için sürekli zamanlı dağıtık algoritmalar ile çalışılacaktır.

1. GİRİŞ

Doğrusal sistemlerin kararlılık analizi ve cebirsel denklemlerin çözümleri gibi uygulamalı matematik ve teknolojideki temel problemlerle olan ilişkisinden dolayı doğrusal denklemlerin çözümü önemli bir problem olarak teşkil etmektedir.

Algoritma, m temsilcili bir ağın her bir temsilcinin kendi komşuluğu tarafından üretilen ve [A b] matris satırlarının yalnız bir altkümesini bilmesine karşılık gelen çözümlerini hesaplamaları varsayımıyla denklemin çözümünü sağlamaktadır. Çizgenin köşeleri temsilcileri, çizgenin kenarları da temsilciler arasındaki komşuluk ilişkilerini tanımlamaktadır. Algoritma, en az bir çözüme sahip herhangi bir (A, b) matrisi için bütün temsilcilerin Ax=b çözümü için asimptotik olarak yakınsamasını sağlamaktadır.

Temsilcilerin bilgiyi sadece kendi komşularından alan m>1 adet otonom temsilciden oluşan ağ kabul edilmektedir. Köşe sayısı m olan ve eğer j temsilcisi i temsilcisinin komşusu ise j köşesinden i köşesine kenar olacak şekilde kenarlara sahip olan toplamda m adet temsilcinin komşuluk ilişkileri G(t) çizgesi ile nitelendirilmiştir. Kenarların yönü bilgi akışının yönünü temsil etmektedir. Her i temsilcisi Rn de tanımlı xi(t) durum vektörü üzerinde kontrole sahiptir ve i temsilcisi j komşuluğundan bilgi almaktadır. Ayrıca i temsilcisinin sadece gerçek değerli ($A_i^{n_i \times n}, b_i^{n_i \times 1}$) matris-vektör çiftini bildiğini kabul etmekteyiz. Esas amaç, tüm temsilcilerin asimptotik olarak Ax=b doğrusal denkleminin sonucunu hesaplamaları için yerel algoritmalar geliştirmektir.

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_m \end{bmatrix}_{\bar{n} \times n}, \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix}_{\bar{n} \times 1} \quad \bar{n} = \sum_{i=1}^{m} n_i [1].$$

2. AMAÇ VE ÖNEM

Doğrusal denklemler pratikte birçok mühendislik probleminin ve hesaba dayalı problemlerin temelini oluşturmaktadır. Tasarım ve analiz için etkili bir yöntem sağladığından dağıtık sürekli zamanlı algoritmalar dikkatleri üzerine çekmektedir.

Şu anki literatürde doğrusal denklemlerin çözümü için oldukça az sayıda sürekli zamanlı dağıtık algoritma seçeneklerini görmekteyiz. Örnek olarak, [2] ve [3] sadece yönsüz, statik ve birleşik komşuluk çizgesine sahip algoritmaları kullanmaktadır.

Çalışmanın kapsamı içerisinde Ax=b herhangi bir çözüme sahip olmadığında algoritmanın sınırlayıcı davranışı üzerinde çalışılacaktır. Bunun yanında, Ax=b en az bir çözüme sahip olduğunda sürekli zamanlı dağıtık algoritmanın bütün temsilcileri asimptotik olarak aynı çözümde oydaşıma ulaştırması gösterilecektir.

3. YÖNTEM VE ALGORİTMALAR

Öneri içerisinde Çizge Teorisi, Doğrusal Cebir ve Doğrusal Sistem Teorisi hakkında önemli kavramlar kullanılacaktır. Dolayısıyla, aşağıda yardımcı olabilecek bazı önemli tanımlamalar yer almaktadır.

3.1. Tanım 1: Çizge Teorisi

Yönsüz çizge, V={1,…,n} düğüm kümesi, E ⊂V x V kenar kümesi, eğer {j, i} ∈ $\mathcal{E}$ $a_{i,j}$= $a_{j,i}$>0 diğer durumlarda $a_{i,j}$ = 0 olan A = [$a_{i,j}$] ∈ R^{nxn} ağırlıklı komşuluk matrisi olan G or G(V, E, A) ile tanımlanır. Ağırlıklı Laplace matrisi D ∈ R^{nxn} $D_{i,i}$= $\sum_{j=1}^{n} a_{i,j}$, i∈{1, …, n} ile diyagonal olan, A ise of G'nin komşuluk matrisi olan, L_n=D-A şeklinde tanımlanır.

Yönlü çizge ise kenarların yön bilgisine de sahip olma durumudur. Yön bilgisi olan çizgelerde düğümler arasındaki bağlantının yönü vardır ve bu bağlantı yönü ile bağlantının nereden başlayıp nerede bittiği belirtilir.

3.2. Tanım 2: Kapsayan Ağaç

Bir ağın kapsayan ağacı aslında aşağıdaki özelliklere sahip bir altçizgedir:

1. Tüm köşeleri birbirine bağlar.
2. Çevrim içermez.

Çizge teorisi açısından, bir kapsayan ağaç hem connected hem çevrimsiz bir altçizgedir. N köşeli bir ağda, her kapsayan ağaç N – 1 kenara sahiptir.

3.3. Tanım 3: Komşuluk Matrisi

Komşuluk matrisi, düğüm sayısı n olmakla birlikte nxn boyutlu bir matris olup düğümler arasındaki ilişkileri içerir. Komşuluk matrisindeki 1 rakamı satır ve sütun numaraları ile

belirlenmiş olan düğümler arasında bir kenar olduğunu belirtir.

3.4. Tanım 4: İzdüşüm Operatörü

İzdüşüm operatörü $P_\Omega(.)$ şeklinde ifade edilmektedir. $\Omega \subset R^n$ kapalı ve konveks olmak üzere
$P_\Omega(u)= \arg\min_{v\in\Omega} \|u-v\|$ şeklinde tanımlanmaktadır. $P_\Omega(.)$ izdüşüm operatörünün kapalı konveks takımı $\Omega \subset R^n$ üzerindeki temel özelliği şu şekildedir:

$$(u-P_\Omega(u))^T(v-P_\Omega(u)) \leq 0, \quad \forall u\in R^n, \ \forall v \in \Omega.$$

Bu eşitliği kullanarak, aşağıdaki sonuçlar elde edilebilir:

1. Eğer $\Omega \subset R^n$ kapalı ve konveks ise, tüm x, y$\in R^n$ değerleri için
$$(P_\Omega(x)-P_\Omega(y))^T(x-y) \geq \|P_\Omega(x)-P_\Omega(y)\|^2$$
2. $\Omega \subset R^n$ kapalı ve konveks ise, tanım $V : R^n \rightarrow R^n$ as $V(x)= \frac{1}{2}(\|x- P_\Omega(y)\|^2- \|x- P_\Omega(x)\|^2)$, y $\in R^n$. Ardından $V(x) \geq \frac{1}{2}(\|P_\Omega(x)- P_\Omega(y)\|^2$, V(x) x'e göre türevlenebilir ve konvekstir, ve $\nabla V(x)=P_\Omega(x)-P_\Omega(y)$.

Sonuç olarak, A_i çekirdeği üzerindeki dikey izdüşüm matrisini P_i ile ifade edersek:

$$P_i=I- A_i^T(A_iA_i^T)^{-1}A_i$$

Her bir i temsilcisinin [A b] bölüntülenmiş matris satırlarının altkümesi olan A_i and b_i yi bildiği kabul edilmektedir. Herbir A_i nin tam satır dereceli olduğunu kabul ederek

$$P_i=I- A_i^T(A_iA_i^T)^{-1}A_i \quad (1)$$

P_i, A_i çekirdeği üzerindeki dikey izdüşüm matrisidir. Her bir temsilcinin $A_ix_i(0)=b_i$ eşitiğindeki $x_i(0)$ başlangıç hesaplamasını yapabileceği kabul edilmektedir.
Hem zamanla değişen hem de zamanla değişmez sistemlerde Ax=b denklemini çözmek için yerel değişkenler üzerindeki oydaşım ve izdüşümler ile beraber bu çalışmada kullandığımız kendi dağıtık algoritmamız aşağıdaki gibidir:

$$\dot{x}_i(t)=-(1-\gamma_i)P_i\sum_{j\in N_i}(x_i- x_j) \quad -\gamma_i\left(\frac{A_i^T}{A_iA_i^T}(A_ix_i- b_i)\right) \quad (2)$$

γ_i değeri $0\leq\gamma_i<1$ değerleri arasında olan bir sabittir. $\sum_{j\in N_i}(x_i- x_j)$ kısmı oydaşım bileşeni ve $\left(\frac{A_i^T}{A_iA_i^T}(A_ix_i- b_i)\right)$ kısmı ise izdüşüm bileşeni olarak tanımlanmaktadır.
[8]'de önerilen zamanla değişmez, yönsüz ve bağlı çizge ile dağıtık algoritma başlangıç koşulu şartı aranmaksızın sürekli zamanlı sistemlerde doğrusal olarak yakınsamaktadır:

$$\dot{x}_i(t)=-P_i\sum_{j\in N_i(t)}\left(x_i(t)- x_j(t)\right) \quad (3)$$

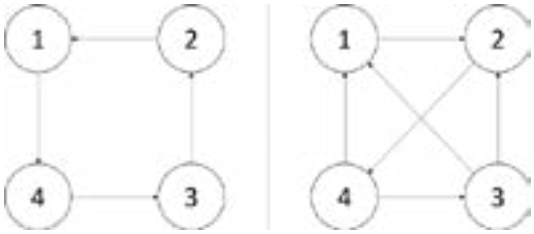
İzdüşüm matrisi olarak ifade edilen P_i ve oydaşım kısmı olarak ifade edilen $\sum_{j\in N_i(t)}\left(x_i(t)- x_j(t)\right)$ algoritmayı oluşturmaktadır. Yerel temsilcilerin eldesinde bulunan bilgiler de algoritmaya eklendiğinde algoritma aşağıdaki hale gelmektedir.

$$\dot{x}_i(t)=-P_i\sum_{j\in N_i}(x_i- x_j) - \frac{A_i^T}{A_iA_i^T}(A_ix_i- b_i) \quad (4)$$

Bu algoritma aynı zamanda [9]'da ifade edilen ayrık zamanlı dağıtık algoritmanın sürekli zamandaki karşılığı olarak düşünülebilir.
[9]'da önerilen algoritma ise β_{ij} ve a_i sabitleriyle zamanla değişmez ve bağlı çizgeye sahip olup oydaşım algoritması ile yerel eşitliklerin bilgilerini birleştirmekte ve ilgili çözüme yakınsamaktadır.

$$\dot{x}_i=-\sum_{j\in N_i}\beta_{ij}(x_i- x_j)- a_iA_i^T(A_ix_i- b_i) \quad (5)$$

4. SONUÇLAR



Şekil 1:Temsilcilerin 1 ve 2 numaralı komşuluk ilişkileri

Yukarıdaki şekilde belirtilen ağ ilişkilerinin komşuluk matrisleri (Adjacency Matrix) aşağıda verilmiştir:

$$\text{Adj1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{Adj2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ax = b eşitliğindeki denklem sistemi:

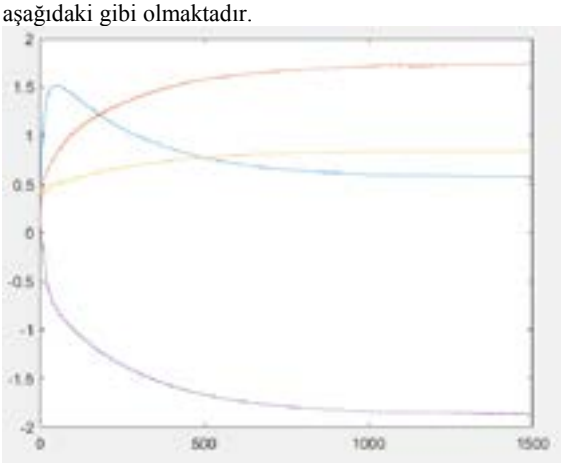
$$x_1 + 2x_2 + 10x_3 + 4x_4 = 5$$
$$2x_1 + 10x_2 + x_3 + 5x_4 = 10$$
$$3x_1 + x_2 + 2x_3 - x_4 = 7$$
$$5x_1 + 7x_2 + 8x_3 + 10x_4 = 3$$

$$\text{A} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 10 & 4 \\ 2 & 10 & 1 & 5 \\ 3 & 1 & 2 & -1 \\ 5 & 7 & 8 & 10 \end{bmatrix} \qquad \text{b} = \begin{bmatrix} 5 \\ 10 \\ 7 \\ 3 \end{bmatrix}$$

$$\text{Tspan} = [0\ 1500] \qquad \text{Tdelay} = [0\ 2]$$

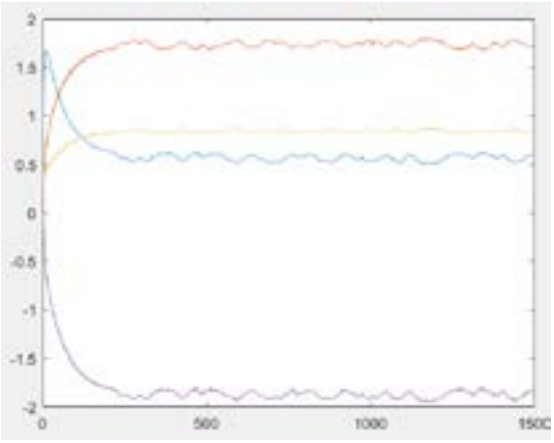
Adj1 ve Adj2 komşuluk matrislerini, Tspan simülasyon süresini ve Tdelay ise temsilciler arasında oluşabilecek gecikme miktarının aralığını belirtmektedir.

Yukarıda belirtilen A, b, Tspan ve Tdelay değerleri yine yukarıda belirtilen Adj1 ve Adj2 olmak üzere zamanla değişen iki farklı komşuluk ilişkiliğinde (2) numaralı kendi dağıtık algoritmamız ile uygulandığında simülasyon sonucu aşağıdaki gibi olmaktadır.



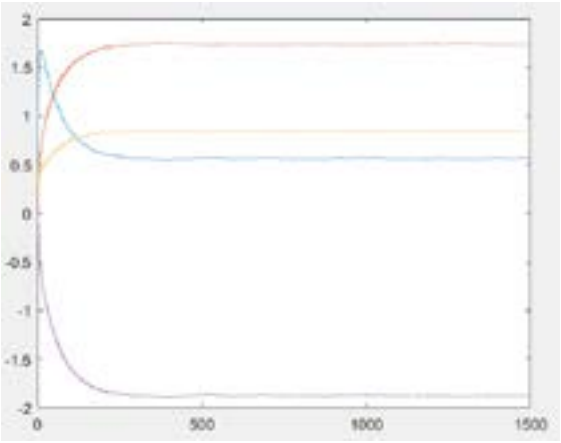
Şekil 2: Algoritma (2)'nin değişken komşuluk ilişkisi içerisinde ve gecikmeli bir sistemdeki sonucu

Yukarıda belirtilen A, b, Tspan ve Tdelay değerleri ile Adj1 ve Adj2 olmak üzere zamanla değişen iki farklı komşuluk ilişkiliğinde (3) numaralı dağıtık algoritma ile uygulandığında simülasyon sonucu aşağıdaki gibi olmaktadır.



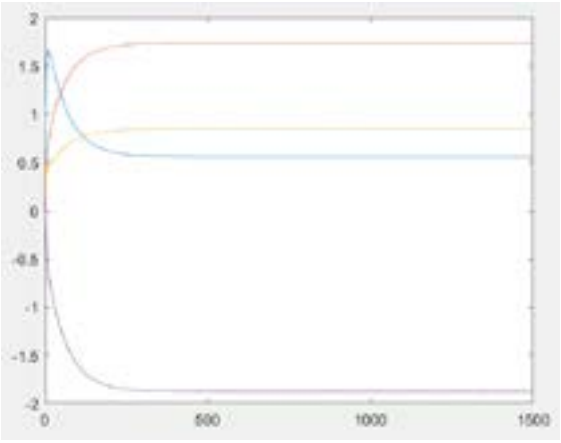
Şekil 3: Algoritma (3)'nin değişken komşuluk ilişkisi içerisinde ve gecikmeli bir sistemdeki sonucu

Yukarıda belirtilen A, b, Tspan ve Tdelay değerleri ve Adj1 ve Adj2 olmak üzere zamanla değişen iki farklı komşuluk ilişkiliğinde (4) numaralı dağıtık algoritma ile uygulandığında simülasyon sonucu aşağıdaki gibi olmaktadır.



Şekil 4: Algoritma (4)'nin değişken komşuluk ilişkisi içerisinde ve gecikmeli bir sistemdeki sonucu

Yukarıda belirtilen A, b, Tspan ve Tdelay değerleri ile Adj1 ve Adj2 olmak üzere zamanla değişen iki farklı komşuluk ilişkiliğinde (5) numaralı dağıtık algoritma ile uygulandığında simülasyon sonucu aşağıdaki gibi olmaktadır.



Şekil 5: Algoritma (5)'nin değişken komşuluk ilişkisi içerisinde ve gecikmeli bir sistemdeki sonucu

Doğrusal denklemlerin çözümü için sürekli zamanlı (3), (4) ve (5) olmak üzere üç ayrı dağıtık algoritma, oydaşım, yerel temsilci bilgileri ve ağ ve komşuluk koşulları incelenerek belirtildi. Çalışmada kendi geliştirmiş olduğumuz dağıtık algoritma ile (2) doğrusal denklemlerin çözümü için sürekli zamanlı sistemlerde çözüm için farklı bir bakış açısı sunularak farklı bir yöntem uygulamış bulunulmaktadır. İlgili algoritma ile sadece zamanla değişen ve zamanla değişmez bağlı çizgelere sahip uyumlu bir çözüm değil aynı zamanda her t zaman anında değişen komşuluk ve ağ ilişkileri ve bu komşuluk ilişkileri çerçevesinde her bir yerel değişkenin birbirleriyle olan haberleşmelerindeki gecikmeler de algoritmaya eklenmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. İlerleyen aşamalarda hız ve yakınsama konularında iyileştirmeler yapılıp performansının daha da artırılması mümkündür.

5. KAYNAKLAR

[1] Ji Liu, Xudong Chen, Tamer Başar and Angelia Nedić. A Continuous-Time Distributed Algorithm for Solving Linear Equations. 2016 American Control Conference, Boston Marriott Copley Place, 2016.

[2] M. Yang and C. Y. Tang. A distributed algorithm for solving general linear equations over networks. In Proc. 54th IEEE Conf. Decision Control, pages 3580 – 3585, 2015.

[3] B. D. O. Anderson, S. Mour, A. S. Morse, and U. Helmke. Decentralized gradient algorithm for solution of a linear equation, 2015.

[4] S. Mou, J. Liu, and A. S. Morse. A distributed algorithm for solving a linear algebraic equation. IEEE Trans. Autom. Control, 60(11):2863-2878, 2015.

[5] W. Ren and R. W. Beard. Consensus seeking in multiagent systems under dynamically changing interaction topologies. IEEE Trans. Autom. Control, 50(5):655-661, 2005.

[6] J. Liu, A. S. Morse, A. Nedić, and T. Başar. Internal stability of linear consensus processes. In Proc. 53rd IEEE Conf. Decision Control, pages 922-927, 2014.

[7] C. Godsil and G. F. Royle, Algebraic Graph Theory, New York: Springer – Verlag, 2001.

[8] Anderson, B. D. O., Mou, S., Morse, A. S., & Helmke, U. Decentralized gradient algorithm for solution of a linear equation. Numerical Algebra, Control & Optimization, 6, 319, 2016

[9] Distributed subgradient-based multiagent optimization with more general step sizes. IEEE Transactions on Automatic Control, 63(7), 2295-2302

[10] Yang, M., & Tang, C. Y. A distributed algorithm for solving general linear equations over networks. In 2015 54th IEEE conference on decision and control(pp. 3580–3585), 2015

DAĞITIK ÜRETİM TESİSLERİNİN ELEKTRİK DAĞITIM ŞEBEKESİ ENTEGRASYONUNDA MİKRO ŞEBEKELER

Fatma AVLİ FIRIŞ
AKEDAŞ Elektrik Dağıtım A.Ş.
fatma.avlifiris@akedasdagitim.com.tr

Mustafa ALTUK
AKEDAŞ Elektrik Dağıtım A.Ş.
mustafa.altuk@akedasdagitim.com.tr

Oğuzhan KALKAN
AKEDAŞ Elektrik Dağıtım A.Ş.
oguzhan.kalkan@akedasdagitim.com.tr

Sabri Murat KISAKÜREK
AKEDAŞ Elektrik Dağıtım A.Ş.
murat.kisakurek@akedasdagitim.com.tr

ÖZET

Yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı dağıtık üretim tesislerinden elektrik enerjisi üretimi dünyada ve ülkemizde baş döndürücü bir hızla gelişim göstermektedir. Bununla birlikte dağıtık üretim tesislerinin elektrik dağıtım şebekesine olan entegrasyonunun beraberinde getirdiği güç kalitesi problemleri mevcut şebekemiz açısından birtakım sorunlara yol açmaktadır. Bu sorunların aşılabilmesi ve yenilenebilir enerji kaynaklarından yararlanma oranının daha da artırılabilmesi için güvenilir güç sistemlerinin oluşturulmasının önemi artmış, klasik yöntemlere ek olarak bilgi ve telekomünikasyon yöntemlerinin de kullanılacağı yeni şebeke mimarileri tasarlanmaya başlanmıştır. Tasarlanan bu yeni şebeke yapısına akıllı şebekeler ismi verilmekte, akıllı şebeke mimarisinin en önemli özelliği olarak dağıtık üretim ve mikro şebeke yapısı ön plana çıkmaktadır. Dağıtık üretim tesislerinin şebeke entegrasyonu üzerinde düşünülmüş bir yapı olan mikro şebekeler, hem kendi ürettikleri elektrikle kendi ihtiyaçlarını karşılayabilme hem de gerektiğinde mevcut şebeke yapısından çıkıp kendi başlarına çalışabilme durumlarına olanak sağlayabilmektedirler. Ayrıca bu yapılar, elektrik dağıtım şebekelerinde oluşacak arızalarda ya da doğal afetler sırasında şebekelere büyük esneklik sağlayarak bu tür kriz anlarında semtlerin kendi ürettikleri elektrik enerjisi ile bir süre daha ayakta kalmasına olanak sağlayacaktır.

Anahtar Kelimeler: Yenilenebilir Enerji, Dağıtık Üretim, Akıllı Şebekeler, Mikro Şebekeler.

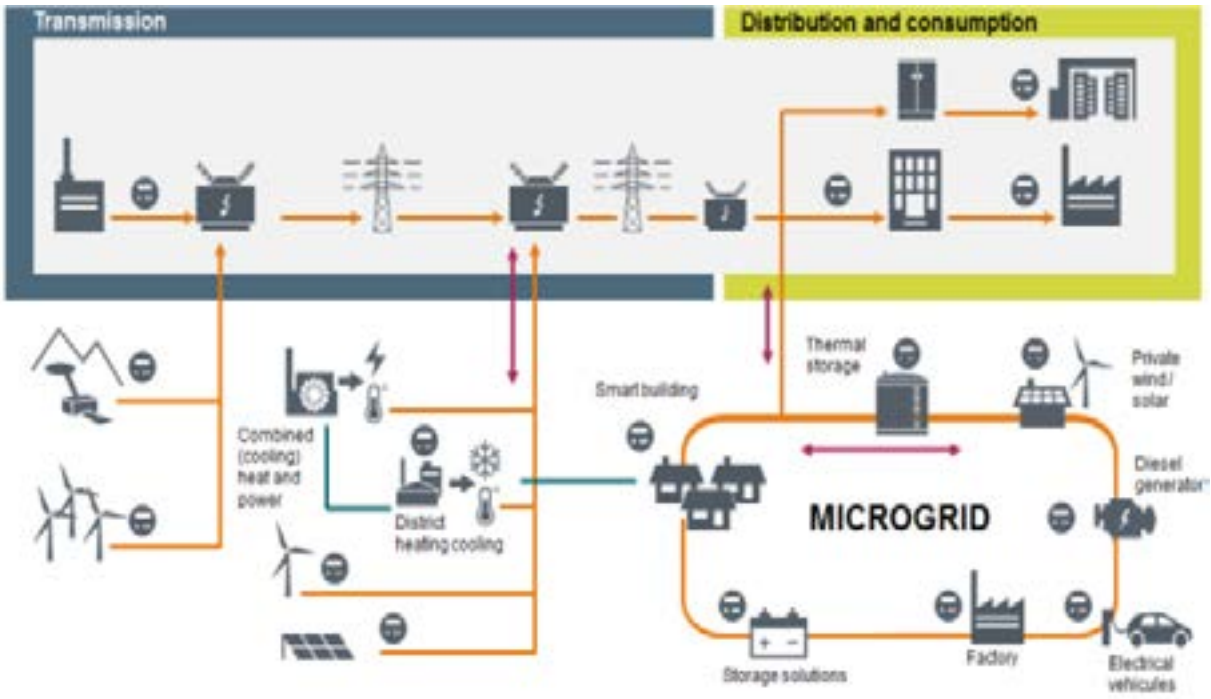
1. GİRİŞ

Ülkemizde yakın geçmişte yayınlanan Elektrik Piyasasında Lisanssız Elektrik Üretim Yönetmeliği'nin de etkisiyle mevcut elektrik dağıtım sistemine gerçekleşen dağıtık üretim tesislerinin entegrasyonu her geçen gün artmaktadır. Bu artış, elektrik dağıtım şebekesinde yaşanacak olan bir takım zorlukları da beraberinde getirmekte olup entegre olacak dağıtım üretim kaynak yapısının çeşitliliği, elde edilecek güç eğrisinin daha pürüzsüz olmasını sağlamaktadır [1]. Bununla birlikte kaynak yapısının değişken olması ve homojen dağılamaması, sistem güvenirliliğini ve sürekliliğini sağlamak adına, belirtilen gücün bazı durumlarda kontrol edilerek dengelenmesi gerekebilecektir. Akıllı şebekelerin bir parçası olarak gelişen mikro şebeke yapısında bu dengeleme gerçek zamanlı ve dinamik olarak yapılabilmektedir [2].

2. DAĞITIK ÜRETİMLERİN ŞEBEKE ENTEGRASYONU VE MİKRO ŞEBEKELER

Günümüzde elektrik şebekesi; üretim, iletim ve dağıtım olmak üzere üç temel kısımdan oluşmaktadır. Üretim kısmı, adı üzerinde çeşitli yapılardaki santrallerde elektriksel gücün üretildiği kısmı oluşturmakta, üretilen elektriğin santrallerden esas kullanılacağı yerleşim ya da sanayi bölgelerindeki dağıtım trafolarına kadar iletildiği kısma iletim sistemi, dağıtım trafolarından son kullanıcılara dağıtıldığı kısma ise dağıtım sistemi denilmektedir.

Elektrik dağıtım şebekeleri; dizayn itibariyle güç akışının merkezi ve tek yönlü olduğu, bir bölgeyi besleyen hat veya iletkendeki açmanın bölgeyi enerjisiz bırakacağı yapıdadır. Dağıtık üretim tesislerinin şebekeye entegrasyonları arttıkça geleneksel enerji akışı da büyük bir değişime uğramakta, merkezi olmayan ve çok yönlü bir hale gelmektedir. Bu değişimin miktarı arttıkça, enerji sisteminde ciddi derecede gerilim ve güç dalgalanmaları, enerji adalaşmalarında ise frekans ve gerilim dalgalanmaları oluşabilecektir. Entegrasyon öncesinde bu gibi problemlerin tespit edilmesi, üretim tesisi sahibine, sistem işletmecisine ve dağıtım bölgesindeki kullanıcılara büyük faydalar sağlayacaktır [3]. Merkezi ve merkezi olmayan enerji sistemlerinin şematize edilmiş hali Şekil 1'de verilmektedir.



Şekil 1: Merkezi ve Merkezi Olmayan Enerji Sistemleri Genel Görünümü [4]

2.1. Dağıtık Üretim Entegrasyonlarında Olası Etkiler

Dağıtık üretim tesislerinin şebeke entegrasyonları sırasında ele alınacak ilk problem, üretim noktasında ve yakınındaki dağıtım baralarında oluşacak gerilim yükselmesidir. Uluslararası standartlar kapsamında tanımlanan sınır değerlerine göre, gerilim değeri dağıtım şebekesi boyunca ± %10' da kalmalıdır. Dağıtık üretim tesislerinin artmasıyla birlikte geleneksel dağıtım düzeninde görülen tek yönlü güç akışı, yerini çift yönlü güç akışına bırakmaya, çift yönlü güç akışlarına sebep olan dağıtık üretim tesisleri ise şebeke gerilim seviyesini arttırmaya başlamaktadır. Enerji talebinin düşük olduğu yerlerde, özellikle kırsal alanlarda, kurulu güçleri fazla olan dağıtık üretim tesisleri, gerilim seviyesini sınır değerlere kadar yükseltebilmektedir. Gerilim yükselmesi problemi ile karşılaşılması sonucu reaktif güç üretimi sınırlanmakta, bu problemin çözülmesi için ilgili üretim tesisleri dağıtım şebekesinden reaktif güç çekmek durumunda kalabilmektedir. Aktif reaktif güç akış yapısı ve gerilim profili güç sisteminin kayıplarının da değişmesine neden olmaktadır.

Şebeke entegrasyonları sırasında izlenecek ikinci bir konu ise dağıtık üretim kaynaklarından oluşacak kısa devre katkılarıdır. Dağıtım sisteminde oluşabilecek bir arıza durumunda, her bir üretim kaynağı, bağlandığı noktada bir kısa devre katkısı oluşturmaktadır. Bu kısa devre katkısının değeri, üretim santralinin tipine, kullandığı teknolojiye ve gücünün büyüklüğüne bağlı olarak değişmektedir.

Entegrasyon konusunda bir diğer izlenebilecek durum ise sistemdeki harmonik bozunumun artmasıdır. Harmonik bozunum, şebeke gerilimindeki bozulmalar, gerilim düşmeleri, devre kesicilerinin yanlış açılması, kullanılan cihazların izolasyonlarındaki bozulmalar, nötr akımının artması ve kabloların aşırı ısınması gibi bir çok güç kalitesi problemlerine yol açabilmektedir.

Şebeke entegrasyonlarında izlenebilecek en önemli problemlerden biri ise dağıtık üretim sistemlerinin belirli bir yük bölgesi ile adalaşma riskleridir. Adalaşma durumunda, enerjinin kalitesini kontrol edecek tek yapı ada içinde kalan üretim birimleridir. Günümüzdeki yönetmelikler, dağıtım sisteminden gerçekleşecek küçük ölçekli yenilebilir enerji entegrasyonlarından, enerji kalitesinin ana unsurlarını oluşturan gerilim ve frekansı kontrol etmesini beklememektedir. Adalaşan yapıda bu nedenle tehlikeli enerji salınımlarının oluşması muhtemeldir. Bu nedenle günümüzdeki yönetmelikler, olası bir adalaşma durumunda, üretim sisteminin tamamen devre dışı bırakılmasını beklemektedir [5].

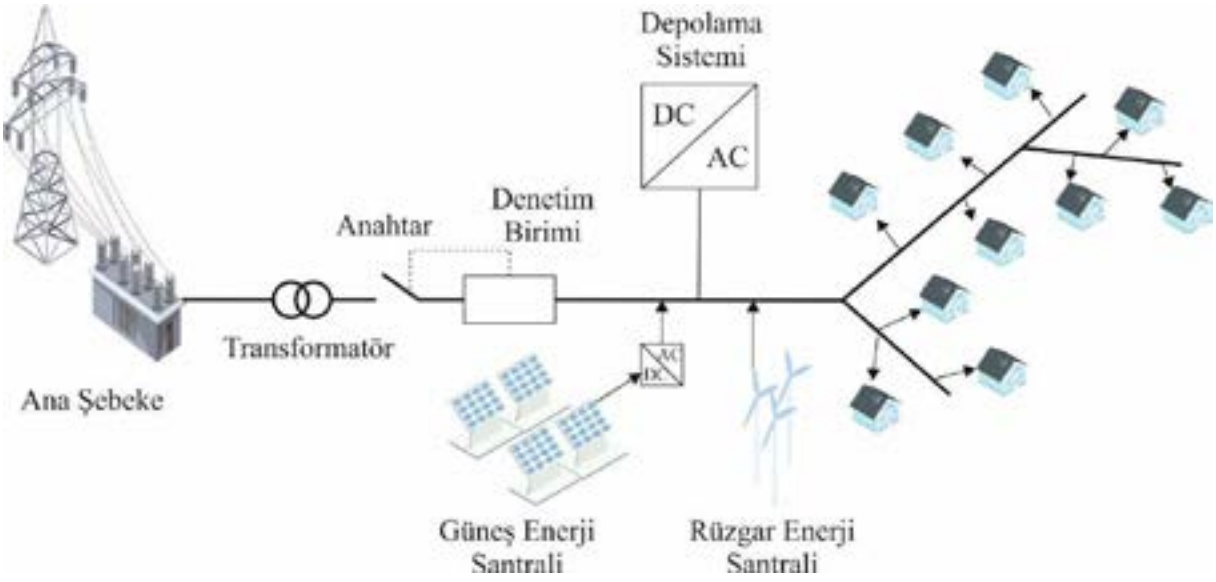
2.2. Dağıtık Üretim Entegrasyonlarına Yönelik Akıllı Yapılar : Mikro Şebekeler

Elektrik dağıtım şebekelerine dağıtık üretim tesislerinin yanı sıra elektrikli şarj istasyonlarının ve enerji depolama sistemlerinin de eklenmesiyle şebekelerde enerji akışı ve beraberinde getirdiği kontrol zorlukları da artacaktır. Günümüzdeki yönetmelikler ve bunlara bağlı uygulamalar, muhtemel bir adalaşma durumunda üretim tesisinin devre dışı bırakılmasını gerektirmektedir. Fakat yakın gelecekte üretim tesislerinin sayılarının artışı dolayısıyla dağıtım şebekesine olan entegrasyon arttıkça merkezi şebekeden bağımsız olarak küçük şebeke grupları oluşacak ve üretim tesislerinde lokal kontrol söz konusu olacaktır. Üretim tesislerinde lokal kontrol oluştuğunda ise dünya literatüründe ‘’Mikrogrid’’ olarak adlandırılan ve mikro ölçekli şebeke anlamına gelen enerji adaları oluşacaktır. Mikro şebekeleri içeren genel anlamdaki akıllı şebeke yapısı, sistemdeki tüm noktaların uyanık, tepkili, adaptif, maliyet açısından uygun, çevre ile dost, eş-zamanlı, esnek, kuvvetli ve her sistemle bağlanabilen bir yapı olarak tanımlanabilmektedir [6]. Oluşan bu mikro yapı ile sorunlu bölgeler hızlı bir şekilde izole edilerek büyük çaplı enerji kesintilerinin önüne geçilebilecektir. Gerçek zamanlı haberleşme altyapısı ile hatlara yapılan aşırı yüklenmeler hissedilebilecek, enerji akış yönleri düzenlenecek ve dağıtık üretim tesislerinin kullanımı optimize edilerek kullanıcı maliyetlerinin aşağı yönlü olduğu bir sistem oluşacaktır [7]. Ayrıca, geleneksel elektrik dağıtım sistemlerinden farklı olarak yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı dağıtık üretim tesislerinin entegresi ile değişen yük akışı yapılarına uyum sağlayabilen ve tüm koruma koordinasyonu ile anahtarlama yapılarını değiştirebilecek bir düzeyde olup bu şekilde bir değişimle geleneksel yapılar ile başa çıkmak neredeyse imkânsızdır.

Optimum bir güç sistemi, tüketicilerini enerjisiz bırakmamalı, yakıt açısından verimli ve doğa ile dost bir yapıda olmalıdır. Doğal afetlerde ayakta durmayı becerebilmeli ve siber saldırılarda etkiyi minimize edici bir yapıya sahip olmalıdır [8]. Böyle bir yapıya sahip olmanın maliyeti de minimize edilmiş olmalıdır. Gücün kalitesini iyileştirmek, daha fazla kaynağa sahip olma anlamına gelmemektedir. Güç iletim sisteminin ekonomikliği hesaplanırken yaşanan enerji kesintileri göz önünde bulundurulmalıdır. Geleceğin yapıları bu nedenle, yenilenebilir enerji kaynaklı üretimlerin yoğunlaştığı dağıtık üretim yapısında depolama sistemlerine de sahip bir bütünü ifade edecektir. Böyle bir şebekede kesici ve ayırıcıların otomatik koordinasyonu, oluşan bir arıza sonrası yüklere alternatif besleme yolları oluşturulabilir. Akıllı bir iletim sistemi için akıllı bir dağıtım altyapısının da olması, koordineli haberleşme ve koordineli anahtarlama açısından oldukça önem arz etmektedir [9].

Mikro şebekeleri oluşturan bu enerji adalarında enerji kalitesinin sağlanabilmesi ve sürekli bir kontrole sahip olması için bu yapıyı okuyup uygun kontrol ve kumanda önlemleri alan akıllı yapıların yanı sıra gelişmiş depolama teknolojilerinin de olması gerekmektedir. Talep edilen enerjinin aynı anda üretilmesine gerek kalmaması dolayısıyla büyük ölçülerde enerjinin depolanması elektrik şirketlerinin operasyonları için çok büyük bir esneklik sağlayabilmektedir [10].

Enerji depolama teknolojilerindeki gelişim, enerji kesintileri ve gerilim düşmesi gibi güç kalitesi problemlerinin çözümlerinde gerek ekipman gerekse sistem açısından büyük önem taşımaktadır [11]. Ayrıca enerji depolama, dağıtık üretimlerin sistem entegrasyonuna kolaylık sağlaması, şebeke kararlılığının, sistem verimliliğinin ve enerji güvenliğinin artırılması konusunda da çok sayıda fayda sağlamaktadır [12]. Bu kapsamda mikro şebeke yapısına örnek bir gösterim Şekil 2'de verilmektedir.



Şekil 2: Mikro Şebeke Gösterimi [13].

3.SONUÇ

Dünya var oldukça kullanılabilecek tek sürdürülebilir yapı olarak gözüken yenilenebilir enerjiye ve yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı dağıtık üretim tesislerinin dağıtım şebeke entegrasyonlarına duyulan ihtiyaç, akıllı şebeke teknolojisini şart kılacaktır. Günümüzde gerçekleştirilen yenilenebilir enerjiye dayalı dağıtık üretim tesislerinin şebekeye entegrasyonları ve ülkemizin 2023 yılına ait stratejileri göz önüne alındığında, gelecekteki enerji yapısının bugünden farklı olacağı açıktır. Günümüzde hemen hemen her şeyin enerjiye bağımlı olduğu düşünüldüğünde, mevcut sistemde sağlanan güvenirliliğin ve sürdürülebilirliğin, gelecek enerji yapısında da devam ettirilmesi çok önemlidir. Özellikle elektrik dağıtım sisteminden gerçekleşecek dağıtık üretim entegrasyonları, enerji yapısında önemli değişimler oluşturacaktır. Bu sistemlerin dizaynı, kurulumlarından sonra izlenmesi ve kontrolü, enerjinin kalitesi ve sürdürülebilirliği açısından kritik olacaktır. Bunu başaracak teknoloji günümüzde mevcuttur. Önemli olan hangi teknolojinin, hangi noktada, hangi yapılara uygulanması gerektiğini iyi projelendirebilmek ve bazı pilot projeler ile bunu test edebilmektir. Bununla ilgili Türkiye'de de birçok çalışma yürütülmektedir. Bu çalışmalarda, güç sistemleri analiz programları yardımıyla gerçek lokasyon ve veriler ile kurulan dağıtım şebekesi yapısına, planlanan üretim birimleri eklenerek etkileri incelenmektedir. Ayrıca kurulan santrallerden de ölçümler alınarak yapılan analiz sonuçları ile karşılaştırılmaktadır.

Geleceğin enerji yapısının akıllı yapıda olmaması, üretim santrallerinin şebekeye entegrasyonları sonucu değişen yük akışı, koruma koordinasyonu ve dağıtık üretim yapısını dikkate almayacak, bunun sonucunda da enerji sisteminde ciddi gerilim ve güç dalgalanmaları ve enerji adalaşmalarında ise ciddi frekans ve güç dalgalanmaları yaşanabilecektir. Bu kapsamda hemen hemen her ülkenin amacı, dağıtık üretim kaynaklı mikro şebeke ile güç şebekelerinin entegrasyonunu sağlamaktır. Dağıtık üretim kaynaklarına, kontrol ve sensör teknolojisine, bilgisayar teknolojisine ve iletişim sistemlerine dayanan şebeke alt yapısının modernleşmesinin anahtarı, mikro şebeke tasarımı olarak öngörülmektedir.

KAYNAKLAR

[1] Çetinkaya H.B., ‘’Rüzgâr ve Güneş Santrallerinin Şebeke Bağlantısı, Teknik ve Ekonomik Sorunlar’’ Akıllı Şebekeler Teknik Panel, ODTÜ, 2009.

[2] Çetinkaya H.B., “Yenilenebilir Enerji Kaynaklarının Entegrasyonunda ve Uluslararası Enerji Bağlantılarında Akıllı Şebekeye Duyulacak İhtiyaç”, 3E, 2009.

[3] Dumlu F., Çetinkaya H.B. ‘’Dağıtık Üretim Tesislerinin Şebeke Entegrasyonunda Yaşanabilecek Olası Problemler ve Entegrasyon Analizleri’’, Akıllı Şebekeler ve Türkiye Elektrik Şebekesinin Geleceği Sempozyumu, SIEMENS, 2013.

[4] Şafak Karahan, SIEMENS San ve Tic. A.Ş.

[5] Uzun S., ‘’Dağıtık Üretim Tesislerinin Şebeke Entegrasyon Etkileri Ve Şebeke Uyumluluğunun Güç Sistem Analizleriyle Uygulamalı Değerlendirilmesi’’, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, 2015.

[6] Javadian, S.A.M., Haghifam, M.-R., ‘’Implementation of a New Protection Scheme on a Real Distribution System inPresence of DG’’, . Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference POWERCON, India, 2008.

[7] Challenges of Demand Response and Distributed Generation, IBM , www.UtilitiesProject.com/10709.

[8] Ozay N., Guven N., Buyuksemerci A., Fettahoglu M.,“Design and Implementation of a Feeder Automation Systemfor Distribution Networks”, IEEE Power Tech ‟99 Conference, Budapest, Hungary, 1999.

[9] Ateş Y., Uzunoğlu M., ‘’Dağıtık Üretim Tesislerinin Şebekeye Entegrasyonlarında Akıllı Şebekelerin Rolü ve Gelecek Öngörüleri’’, Research Gate, 2011.

[10] Rahman S. 2012. Advanced Energy Technologies www.crcnetbase.com/doi/abs/10.1201/b12056-5.

[11] Gencer Ö. Ö. 2006. Dalgacık Dönüşümü Tabanlı Dinamik Gerilim Düzenleyici Tasarımı, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, Kocaeli.].

[12] Energy Solutions Energy Storage For The Grid. http://www.a123systems.com/energy-storage-for-grid.htm. (Erişim tarihi: 16.01.2013).]

[13] Güzelgözlükaya H., ‘’Mikro Şebekeye Bağlı Fotovoltaik Panelden Beslenen Lityum Batarya Sisteminin Farklı Yük Durumlarına Göre Enerji Yönetimi’’, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Programı, Yüksek Lisans Tezi, 2018.

Manyetik Geri Beslemeli İleri Yönlü Dönüştürücünün Tasarımı ve Simülasyonu

Ahmet ÖZDAL[1], A.Faruk BAKAN[2]

[1]Türk Havacılık ve Uzay Sanayii
Kahramankazan / Ankara
aaozdal@gmail.com

[2]Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi / İstanbul
fbakan@yildiz.edu.tr

Özet: İzoleli dc-dc dönüştürücülerde geribesleme bilgisinin kontrolcüye aktarılması genellikle optokuplör ile sağlanmaktadır. Optokuplör kullanılan kontrol devrelerinde tasarım kriterleri iyi bilinmektedir. Bununla birlikte kuplaj toleransının fazla olması, çalışma karakteristiğinin sıcaklığa ve akım transfer oranının zamana bağlı değişmesi ile radyasyon ortamından etkilenmesi gibi dezavantajları sebebiyle yüksek güvenilirlik istenen uzay ve havacılık uygulamalarında optokuplör tercih edilmemektedir. Uzay ve havacılık uygulamalarında geri besleme devresinin izolasyonunun manyetik elemanlar ile sağlanması optokuplöre göre daha güvenlidir. Bu çalışmada 150W'lık bir ileri yönlü dönüştürücünün tasarımı yapılmıştır. Kontrol devresi manyetik geri besleme ile gerçekleştirilmiştir. Farklı şartlar altında devrenin çalışması simülasyon ile incelenmiştir. Simülasyon sonuçları kontrol sisteminin geçici ve kararlı rejimde düzgün çalıştığını doğrulamaktadır.

1. Giriş

Güç elektroniği dönüştürücülerinde galvanik izolasyon, uzay ve havacılık uygulamalarında güvenilirlik, EMI ve hata yönetimi açısından önemli bir ihtiyaçtır. İzolasyon yüksek frekanslı bir transformatör ile sağlanır. İzolasyonun ortadan kalkmaması açısından geri besleme bilgisinin izoleli olarak kontrol sistemine aktarılması gerekmektedir. Uzay ve havacılık uygulamalarında çıkış regülasyonu gereksinimleri ticari uygulamalara göre daha yüksektir. Regülasyon ana transformatörde ilave bir sargı kullanılarak yapıldığında hassasiyet düşük olmaktadır. İyi bir regülasyon için çıkıştan alınan bilginin kapalı çevrim kontrol döngüsünde doğrudan kullanılması gereklidir.

Güç dönüştürücüsünün kontrolü primer veya sekonder referanslı olmak üzere iki şekilde yapılabilir. Primer referanslı kontrol yönteminde geri besleme sinyali ve referans sinyalin karşılaştırılması ile elde edilen hata sinyali optokuplör ile izole edilerek primer tarafta yer alan kontrolcüye aktarılmaktadır. Bu yöntemde izolasyon aşamasında oluşan bozulma, regülasyonu olumsuz etkilemektedir. Optokuplör ile primer referanslı kapalı çevrim kontrol yöntemi ucuzluk ve tasarım kolaylığı sebebiyle ticari uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Yıpranma [1], sıcaklığa bağlı değişim, akım dönüştürme oranının (CTR) zamanla azalması [2] gibi dezavantajlar askeri, uzay ve havacılık uygulamalarında optokuplör kullanımını kısıtlanmaktadır. Kontrol döngüsünde optokuplör kullanmanın başka bir dezavantajı kontrol döngüsünün kazancını ve bant genişliğini düşürmesidir [3]. Optokuplör elemanları limit değerleri ve radyasyon ortamından etkilenmelerinden dolayı [4] uzay uygulamalarında kontrol devrelerinde kullanılmaları tavsiye edilmez.

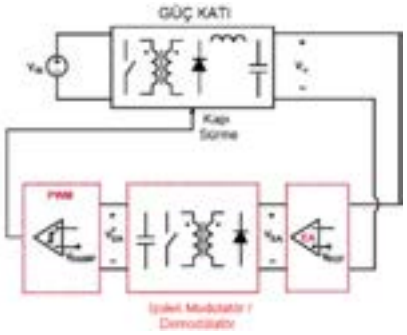
Sekonder referanslı kontrol yönteminde tüm kontrol döngüsü sekonder tarafta yapılmaktadır. Güç anahtarının kapı sinyali bir transformatör yardımı ile primer tarafa aktarılmaktadır. Sekonder referanslı kontrol yönteminde bant genişliği yüksek olup iyi çıkış regülasyonu sağlanmaktadır. Bu yöntemde sekonderde izoleli bir besleme kaynağına ihtiyaç duyulmaktadır. Dönüştürücünün ilk çalışma aşamasının ayarlanması ve primerden gelen kontrol sinyallerinin izole edilmesi gerekmektedir. Pahalı ve karmaşık yapısından dolayı bu yöntem hassas kontrol uygulamalarında tercih edilmektedir.

Primer referanslı kontrol yönteminde optokuplöre alternatif olarak manyetik geri besleme kullanılması konusunda çalışmalar yapılmıştır [5], [6]. Manyetik geri besleme sıcaklık değişimine karşı kararlı olup optokuplöre göre radyasyon ortamından daha az etkilenmektedir. Bu yöntem havacılık uygulamalarında optik kuplaja göre daha fazla güvenilirlik ve radyasyon dayanıklılığı sağlamakta olup optokuplör ile geri beslemeye önemli bir alternatif oluşturmaktadır. Manyetik geri besleme, havacılık ve uzay uygulamalarında kullanılan izoleli DC-DC güç modüllerinde de kullanılmaktadır. Bu çalışmada manyetik geri besleme ile kontrol edilen 150 W'lık bir ileri yönlü dönüştürücünün tasarımı ve simülasyonu yapılmıştır. İkinci bölümde manyetik geri besleme prensibi açıklanmış, üçüncü bölümde ileri yönlü dönüştürücü ile manyetik geri besleme tasarımının detayları açıklanmıştır. Devre LTspice programında muhtelif şartlar altında simüle edilmiş, simülasyon sonuçları dördüncü bölümde verilmiştir.

2. Manyetik geribeslemenin çalışma prensibi

Manyetik geri besleme temel olarak hata yükseltme, izoleli modülatör ve demodülatör olmak üzere üç kısımdan oluşmaktadır. Genlik modülasyonu (AM) veya frekans modülasyonu ile modüle edilmiş bir sinyal trafosu yardımıyla izolasyon sağlanmaktadır. Manyetik geri besleme devresi ayrık elemanlar kullanılarak [7], [8] yapılabildiği gibi hibrit tümleşik devre kullanılarak da [9], [10], [11] yapılabilir.

Manyetik geri besleme yönteminin bir güç dönüştürücüsüne uygulanması Şekil 1'de gösterilmiştir. Manyetik geri beslemede, düşük güçlü sinyaller kullanıldığı için boyutu küçük olan bir sinyal transformatörü kullanılır. Transformatör hem modülatör hem de demodülatör olarak çalışarak hata sinyalini sekonderden primere aktarır. Modülatör olarak çalışabilmesi için harici bir kaynaktan uyarılır. Kontrolcü performansının iyi olması için uyarma frekansı en az güç dönüştürücüsünün anahtarlama frekansı kadar veya daha yüksek olmalıdır. Modülasyon frekansının arttırılmasıyla transformatör boyutunun küçültülmesi ve kontrol döngüsünün çözünürlüğünün arttırılması mümkündür.

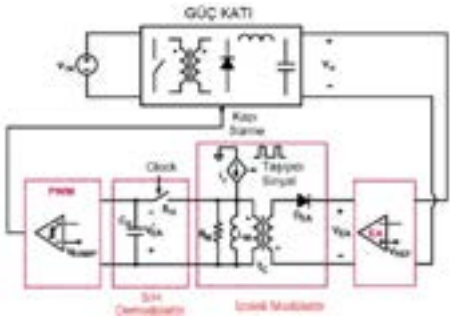


Şekil 1. Manyetik geri besleme prensibi [7]

Primerde anahtar ve kapasiteden oluşan devre, örnekle ve tut devresi olarak çalışır. Örnekleme gecikmesi dönüştürücünün kazancını negatif yönde etkiler. Bu sebeple örnekle ve tut devresi manyetik geri besleme yapısında önemli rol oynar.

Manyetik geri besleme devresinde ileri yönlü transformatörü veya geri dönüşlü kuplajlı endüktans kullanılabilir. İleri dönüştürücü tipi transformatörün her anahtarlama periyodu sonunda resetlenmesi gerekir. Resetleme yapılmazsa transformatörü uyarmak için kullanılan modülatör ve akım kaynağı devresinde gerilim pikleri görülebilir. Bu pikler transformatöre uygulanan gerilimden daha yüksektir. Transformatöre uygulanan kontrol gerilimi düşük değerler aldığı için kuvvetli bir akım kaynağı, modülatör devresi tasarlanırsa bu pikler göz ardı edilebilir. Bu durumun oluşmaması için uygulanabilecek bir diğer yöntem orta uçlu transformatör kullanmaktır [9]. Bu çalışmada geri dönüşlü dönüştürücüde kullanılan kuplajlı endüktans konfigürasyonu seçilmiştir.

Basitleştirilmiş kuplajlı endüktans ile manyetik geri besleme devresinin blok diyagramı Şekil 2'de gösterilmiştir. Hata yükselticinin çıkış gerilimi V_{EA} hata sinyali ile temsil edilmektedir. İzole edilmiş modülatör devresi, harici bir akım kaynağı ile uyarılmış kuplajlı endüktanstan oluşur. Akım kaynağı devrede iken D_{EA} diyodu ters yönde kutuplanır, örnekleme anahtarı S_H kesime girer. Kuplajlı endüktansın mıknatıslanma endüktansı ile direnci arasında akım paylaşılır. Akım kaynağı kapandığında ise mıknatıslanma akımı DEA diyodunu ileri yönde kutuplar ve hata sinyali primer tarafa ters yönde aktarılır. Modülatöre senkronlanan örnekleme anahtarı S_H kuplajlı endüktansın deşarjı sırasında iletime girer ve kondansatör C_H hata sinyalini tutar. Hata sinyali ile anahtarlama sinyali üretilir. Kuplajlı endüktans geri dönüşlü transformatör gibi çalışır, hatayı resetleme sırasında örnekleyerek kondansatöre aktarır.



Şekil 2. Kuplajlı endüktans ile manyetik geri besleme devresinin blok diyagramı [7]

3. İleri yönlü dönüştürücü tasarımı

Tasarımı yapılacak dönüştürücünün özellikleri Tablo 1'de verilmiştir. Devrenin gücü ve giriş gerilimi dikkate alınarak tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi seçilmiştir. Şekil 3'te simülasyonu yapılan devre gösterilmiştir. Transformatörün resetlenmesi için ilave bir resetleme sargısı ve bir resetleme diyodu kullanılmıştır. Resetleme sargısının tur sayısı, maksimum doluluk oranı ve anahtarın maruz kalacağı maksimum gerilim dikkate alınarak belirlenir.

Tablo 1. İleri yönlü dönüştürücü tasarım kriterleri

Giriş gerilimi	100V ±10V
Çıkış gücü	150W
Çıkış gerilimi	30V
Çıkış akımı	5A
Verim (η)	≥ % 80
Anahtarlama frekansı (f_{sw})	100 kHz
Maksimum doluluk oranı (D_{max})	0.45

Transformatör tasarımında uygun nüve seçimi için AP (Area Product) değeri kullanılır.

$$A_P = \frac{\sqrt{D_{max}}.P_{out}.\left(1+\frac{1}{\eta}\right)}{B_M.J.10^{-6}.f_{sw}.K_w} \quad [mm^4] \tag{1}$$

K_W sabiti 0.4, akım yoğunluğu J=5 A/mm², maksimum akı yoğunluğu B_{Max}=0.3 T alınmıştır. Uygun nüve uygulamaya göre üretici firmanın kataloğundan seçilir. Seçilen nüvenin AP değeri 1 nolu eşitlikte hesaplanan değerden büyük olmalıdır. AP değerine göre katalogdan OP_42212TC kodlu nüve seçilmiştir. Nüvenin özellikleri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. OP_42212TC nüve özellikleri

OP_42212TC Nüve Özellikleri	
l_e	51.9 mm
A_e	52.3 mm²
V_e	2834 mm³
A_L	3 µH/turn
A_P	0.77 cm⁴

Primer tur sayısı

$$N_P = \frac{V_{in,min}.D_{max}}{B_m\, A_e.10^{-6}.f_{sw}} \tag{2}$$

olarak bulunur. Trafo sarım oranı

$$n = \frac{N_S}{N_P} = \frac{V_{out} + (V_D.D_{max})}{D_{max}.V_{in,min}} \tag{3}$$

olarak hesaplanır. Çıkış gerilimi değeri transformatörün dönüştürme oranı, doluluk oranı ve yüke bağlıdır. Primer ve sekonder akımlarına bağlı olarak uygun tel kesitleri seçilir. MOSFET seçimi akım ve gerilim değerlerine göre yapılmıştır. MOSFET'in maruz kaldığı maksimum gerilim 4 eşitliği ile hesaplanır.

$$V_{MOSFET,max} = V_{in,max}\left(1+\frac{N_{RESET}}{N_P}\right) \tag{4}$$

Tasarımda resetleme sargısının tur sayısı (N_{RESET}) ile primer sargısının tur sayısı (N_P) eşit alınmıştır. Dolayısıyla yarıiletken güç anahtarı giriş geriliminin 2 katına maruz kalmaktadır. Ayrıca bu gerilim seviyesinin üzerinde kaçak endüktans nedeniyle gerilim piki de oluşmaktadır. MOSFET içinden geçen maksimum akım değeri

$$I_{MOSFET,max} = I_{p,max} \cdot (1 + I_{Lm,Ripple}) \quad (5)$$

olarak bulunur. Bu eşitlikler doğrultusunda toleranslı olarak 300V/20A değerlerine sahip bir MOSFET seçilebilir. Simülasyonlarda LTspice programında modeli olan bir MOSFET (R6020PNJFRATL, P_D=304W, Rds_{on}=0.25Ω, Q_G=65nC, C_{iss}=2040pF) kullanılmıştır. Diyot seçiminde çıkış akımı ve çıkış gerilimi değerleri göz önünde bulundurulur. Diyodun maruz kalacağı maksimum gerilimi

$$V_{D1,max} = V_{out} + \left(\frac{N_S}{N_P} + V_{in,max}\right) \quad (6)$$

olarak hesaplanır. Maksimum diyot akımı

$$I_{D1,max} = \frac{I_{out}}{D_{max}} \quad (7)$$

olarak bulunur. Bu eşitlikler doğrultusunda 100V, 40A değerlerine sahip bir diyot (RB238NS100, V_F=860mV, t_{rr}=24.7ns) seçilmiştir. Diyot modeli LTspice simülasyon programında bulunmaktadır. Resetleme sargısında 400V 6A değerlerine sahip bir diyot (RR601BM4S, V_F=1.1V) seçilmiştir. Çıkış filtre endüktansının değeri

$$L_{out} = \frac{(V_{out} + V_D)(1 - D_{min})}{f_{sw} \cdot \Delta I_{L,max}} \quad (8)$$

olarak hesaplanır. Çıkış akımındaki dalgalanmayı azaltmak için endüktans değerinin ve frekansın artırılması gerekir. Minimum iletim süresi

$$D_{min} = \frac{V_{out}}{n \cdot V_{in,max} \cdot \eta} \quad (9)$$

olarak bulunur. Çıkış kondansatörünün değeri

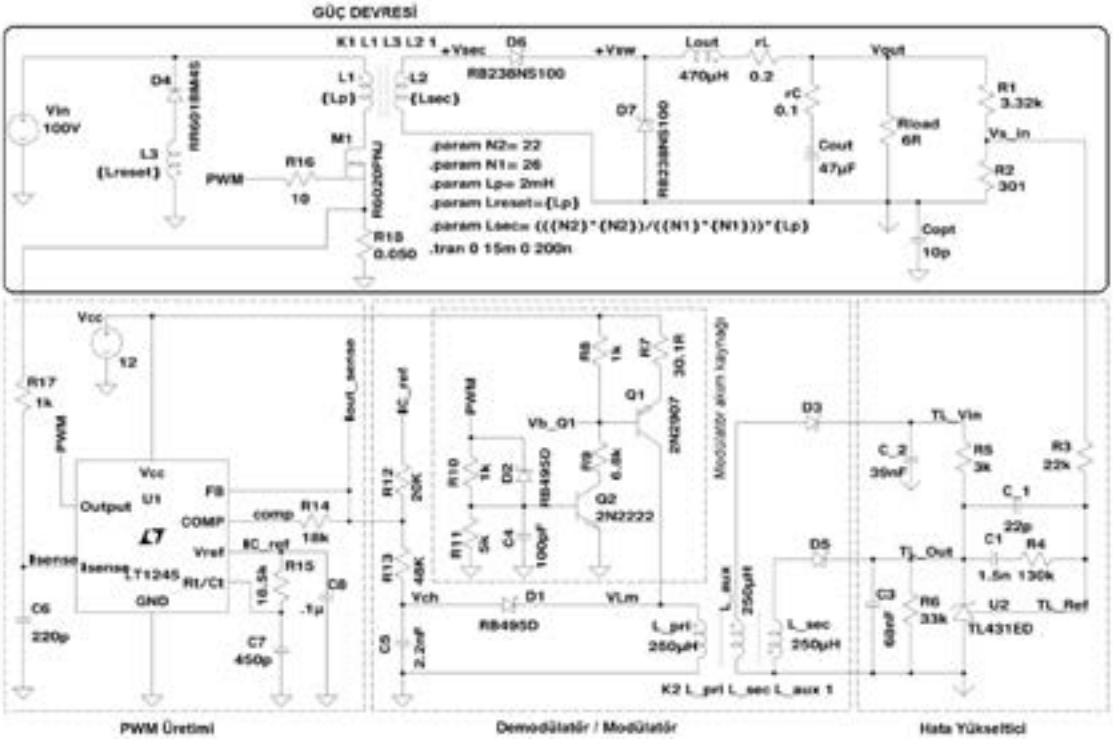
$$C_{out} = \frac{(1 - D_{min}) \cdot \Delta I_{L_{max}}}{2 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_o} \quad (10)$$

olarak hesaplanır.

4. Manyetik Geri Besleme Tasarımı

Manyetik geri besleme tasarımının ilk aşaması hata yükseltecinin tasarımıdır. İkinci aşama kuplaj endüktansı, modülatör, akım kaynağı ve demodülatör tasarımıdır. Üçüncü aşama yarı iletkenin güç anahtarının sürme sinyalinin üretilmesidir.

Primer referanslı manyetik geri besleme devresinde, geri besleme sinyali kuplajlı endüktans aracılığıyla kontrolcüye aktarılır. Primere aktarılan sinyal çıkıştan alınan gerilim örneği ve referans gerilimin karşılaştırılması ile elde edilen hata sinyalidir. Sekonder tarafta referans gerilim ile hata yükseltici fonksiyonlarını gerçekleştirmek için TL431 şönt regülatör kullanılmıştır. TL431 entegresi çıkış gerilimini referans gerilim ile karşılaştırarak hata sinyali üretir. TL431 şönt regülatörü içinde 2.5V referans gerilim mevcuttur. Çıkış gerilimi dirençler yardımı ile 2.5V'a yakın bir değere düşürülür. TL431 entegresi düşük gerilim ve düşük akımda çalışabilir. Bu sebeple TL431 besleme gerilimi V_{TL_Vin} geri besleme transformatörüne sarılan yardımcı sargı ile elde edilmiştir. Bu sayede kontrol devresi için sekonderde ilave bir izoleli besleme kaynağı ihtiyacı ortadan kalkar. Tip-II kompanzasyon devresinin tasarımında [12] nolu referanstan yararlanılmıştır. R_5 direnci TL341 entegresinin giriş akımını sınırlamak için kullanılır. C_2 kapasitesi besleme gerilimini filtrelemek ve yüksek frekanslı akımı sağlamak için kullanılır.



Şekil 3. Primer Referanslı Manyetik Geri Besleme Kontrol Devresi

Yardımcı sargıdan üretilen TL431'in besleme gerilimi

$$V_{TL_Vin} = -\left(1-\left(1-\frac{T_d}{T_S}\right)\frac{T_S}{T_A}\right)(V_{EA}+V_F)-V_F \quad (11)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlikte T_d kuplajlı endüktansın ölü zamanı, T_S anahtarlama periyodu, T_A akım kaynağı ve modülatörün iletimde olma süresi, V_F diyodun gerilim düşümü ve V_{EA} hata yükselticinin çıkışındaki hata gerilimidir. TL431'in giriş akımı

$$R_5 = \frac{(V_{TL_Vin}-V_{EA})}{I_{K,min}} \quad (12)$$

olarak hesaplanır. $I_{K,min}$ TL431'in minimum katot akımıdır. Modülatör ve demodülatör bloğunda akım kaynağı oluşturulmuştur. Akım kaynağı kuplajlı endüktansın mıknatıslanmasını, dolayısıyla hata sinyalinin primer tarafa aktarılmasını kontrol eder. Güç anahtarının PWM sinyali (v_{cont}) akım kaynağını kontrol etmek için kullanılmıştır. Q_1 transistörü aktif bölgede sürülmelidir. Bu şekilde Q_1 transistörü akım kaynağı olarak davranır. PWM sinyalinin iletim süresinde kuplajlı endüktans mıknatıslanır. D_1 ve D_4 ters yönde kutuplanır. D_3 iletime girer ve yardımcı sargı hata yükseltici devresini besler. C_5 örnekleme kondansatörü üzerindeki bir önceki periyotta şarj edilen hata gerilimi deşarj edilir. PWM sinyalinin kesim süresinde Q_1 transistörü kesime girer ve hata yükselticinin çıkış gerilimi primer tarafa aktarılarak örnekleme kapasitesi hata gerilimine şarj edilir. Kuplajlı endüktansın mıknatıslanması kesildiğinde bütün diyotlar ters kutuplanır ve örnekleme kapasitesi R_{12} ve R_{13} dirençleri üzerinden yavaşça deşarj olmaya başlar.

Kuplajlı endüktansın mıknatıslanma akımının ortalama değeri

$$I_{LM} = \frac{V_{TL_Vin}+V_F}{2.L_M}T_A\left(1-\frac{T_d}{T_S}\right) \quad (13)$$

olarak hesaplanır. L_M mıknatıslanma endüktans değeridir. R_7 değeri

$$R_7 = \frac{V_{CC}-V_B-V_{EB}}{i_{c,pk}.\left(1+\frac{1}{h_{FE}}\right)} \quad (14)$$

eşitliği ile hesaplanır. V_{CC} modülatörün besleme gerilimi, V_B Q_1 transistörünün base gerilimi, V_{BE} base emiter gerilimidir. Q_1 transistörü aktif bölgede sürülmek istendiği için base gerilimi, $V_{TL_Vin} + V_F$ geriliminden 1.5V daha fazla olmalıdır.

C_5 örnekleme kapasitesi ve R_{12}, R_{13} dirençleri manyetik geri besleme devresinde önemli rol oynamaktadır. Hata sinyalini üretip izole ettikten sonra demodülatör aşamasında hata sinyali kontrolcüye düzgün aktarılamazsa regülasyon bozulur. C_5 arttırılırsa sinyaldeki dalgalanma azalmakla birlikte frekans tepkisi yavaşlayacağından kontrol döngüsünde gecikmeler ve çıkış geriliminde aşım oluşabilir. R_{12} direnç değeri 5kΩ ile 40kΩ arasında bir değer seçilir. Buna bağlı olarak R_{14} direnci,

$$R_{14} = R_{12}\left(\frac{V_{comp,max}}{\Delta V_{EA}}\left(1+\frac{V_{EA,min}}{V_{IC_{ref}}}\right) - \frac{V_{comp,min}}{\Delta V_{EA}}\left(1+\frac{V_{EA,max}}{V_{IC_{ref}}}\right)\right)+R_{12} \quad (15)$$

eşitliği ile bulunur. R_{13} değeri

$$R_{13} = \frac{R_{12}.R_{14}}{R_{14}-R_{12}}\left(1+\frac{V_{EA,min}}{V_{IC_{ref}}}\right) \quad (16)$$

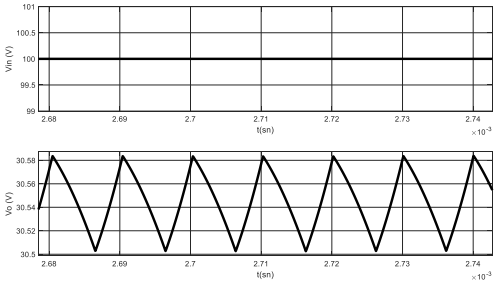
şeklinde hesaplanır. Örnekleme kapasitesi C_5

$$C_5 = \frac{10.T_S}{2\pi.(R_{12}+R_{13})} \quad (17)$$

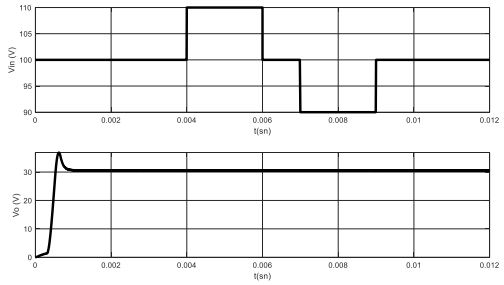
olarak hesaplanır. İleri yönlü dönüştürücünün kontrolünde LT1245 akım mod PWM kontrol entegresi kullanılmıştır. Entegre hata değerine bağlı olarak MOSFET'in doluluk oranını kontrol etmektedir. Entegre ile birlikte kullanılan pasif elemanlar katalog verileri [13] dikkate alınarak belirlenmiştir. Anahtarlama frekansı 100kHz seçilmiştir.

5. Simülasyon Sonuçları

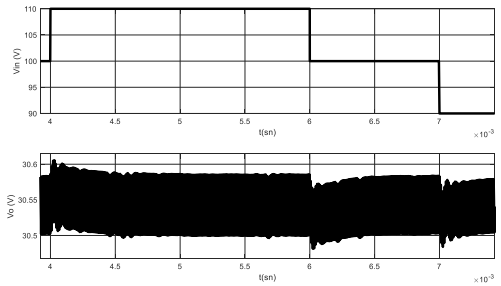
İleri yönlü dönüştürücü LTspice programı ile simüle edilmiştir. Muhtelif şartlar altında çıkış gerilimi değişimleri simülasyon ile incelenmiştir. Şekil 4'te giriş gerilimi 100V ve çıkış akımı 5 A iken kararlı rejimdeki çıkış gerilimi değişimi verilmiştir. Gerilimdeki dalgalanmanın oldukça düşük olduğu görülmektedir. Şekil 6'da ilk kalkış anında ve giriş gerilimi değişimlerinde çıkış gerilimi değişimi verilmiştir. Giriş geriliminde oluşan değişim çıkışta önemli bir değişime yol açmamaktadır. Giriş gerilimi 100V'tan 110V'a ani olarak yükseltilmesine rağmen çıkıştaki değişim ihmal edilecek düzeydedir. Şekil 7'de çıkış akımındaki değişimin etkisi gösterilmiştir. Şekil 8'de çıkış akımının 5A'den 7.5A'e basamak geçişi ve çıkış regülasyonuna etkisi büyütülerek gösterilmiştir. Şekil 9'da manyetik geri besleme devresi sinyallerinin çıkış akımındaki değişimine tepkisi gösterilmiştir. Hata yükseltici devresinin referansı takip etmeye çalıştığı buna göre çıkışını değiştirdiği görülmektedir.



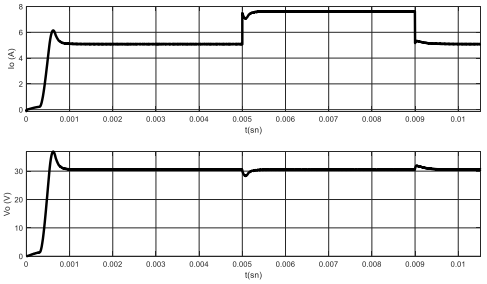
Şekil 4. Kararlı rejimde çıkış gerilimi



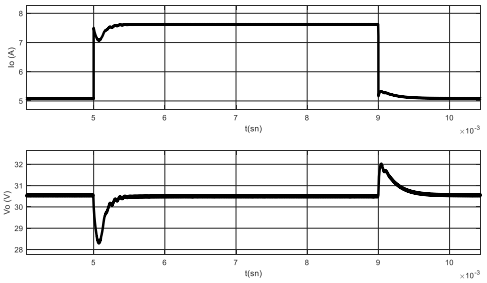
Şekil 5. Kalkış anında ve giriş gerilimi değişimlerinde çıkış gerilimi değişimi



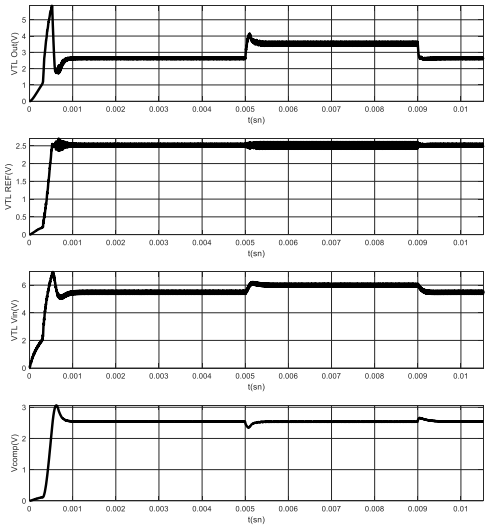
Şekil 6. Giriş gerilimi değişimlerinde çıkış gerilimi değişimi



Şekil 7. Çıkış akımının çıkış gerilimine etkisi



Şekil 8. Çıkış akımının 5A'den 7.5A'e basamak geçişi ve çıkış regülasyonuna etkisi



Şekil 9. Manyetik geri besleme devresi sinyallerinin çıkış akımındaki değişimine tepkisi

6. Sonuçlar

Manyetik geri besleme ile ileri yönlü dönüştürücünün simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonuçları kontrol sisteminin geçici ve kararlı rejimde regülasyonu koruduğunu doğrulamaktadır. Manyetik geri besleme devresi tamamen ayrık elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır. Kullanılan komponentler basit komponent olup hibrit tümleşik devre olmadığı için ucuz ve tedariği kolaydır. Bu şekilde kontrol devresinin sıcaklıktan ve radyasyondan etkilenmesi en aza indirgenebilir. Devrede, optokuplör ve kompleks komponent kullanılmadığı için uzay ve havacılık uygulamalarında tercih edilebilecek bir tasarım yapılmıştır.

Referanslar

[1] T. Bajenesco, “Ageing problem of optocouplers,” in Proc. 7 th Mediterr. Electrotech. Conf., Apr. 1994, vol. 2, pp. 571–574.

[2] T. Bajenesco, "CTR degradation and ageing problem of optocouplers," IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, vol 4, pp. 173-175, Oct 1995.

[3] T. Tepsa and T. Suntio, "Adjustable shunt regulator based control systems," IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no.4, pp. 93-96, Dec 2003.

[4] A. H. Johnston, "Radiation Effects in Optoelectronic Devices," in IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 60, no. 3, pp. 2054-2073, June 2013.

[5] M. P. Sayani, R. V. White, D. G. Nason, and W. A. Taylor, “Isolated feedback for off-line switching power supplies with primary-side control,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC) , Feb. 1988, pp. 203–211.

[6] B. Mammono, “Isolating the control loop,” in Proc. Unitrode Semin.,1997, pp. C-21–C-15.

[7] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis and Design Optimization of Magnetic-Feedback Control Using Amplitude Modulation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 2, pp. 426-433, Feb. 2009.

[8] P. K. Rampelli, R. Deekshit, D. S. Reddy, B. K. Singh, V. Chippalkatti and T. Kanthimathinathan, "Multiple-output magnetic feedback forward converter ".

with discrete PWM for space application," 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, 2012, pp. 1-6.

[9] M. Krishnaja, S. Samanta, K. Shukla and R. Singh, "Peak Current Mode Controlled Active Clamp Forward Converter with Magnetic Feedback," 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Chennai, India, 2018, pp. 1-5.

[10] R. Valley, “The uc1901 simplifies the problem of isolated feedback in switching regulators,” TI Application Note U-94, 1999.

[11] NV. Bijeevi Malhotra Anjui Jani Vasant "Exploring Magnetic Feedback circuits for On-board Electronic Power Conditioners" International Journal Of ICT Research and Devolepment (IJICTRD), VOL-2 ISSUE-5, May, 2016.

[12] H. Choi, "Practical feedback loop design considerations for switched mode power supplies" Fairchild semiconductor power seminar 2011, 489-498.

[13] Analog Devices, “LT1241 Series High Speed Current Mode Pulse Width Modulators,” LT1241 datasheet, Rev. B April 2018.

DİKDÖRTGEN TÜNEL BENZERİ YAPILARDA KULLANLAN MALZEMELERİN SİNYAL ZAYIFLAMASI ÜZERİNDEKİ ETKİSİ

Y. Karaca [1,*], Ö. Tamer [2]

[1]*Dokuz Eylül Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü*

[2]*Dokuz Eylül Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü*

**Sorumlu yazar: yusuf.karaca@deu.edu.tr*

[2] ozgur.tamer@deu.edu.tr

ÖZET

Tünel içinde sinyalin yayılmasını ve zayıflamasını hesaplayabilmek için laboratuvar içinde deney düzeneği kuruldu. Laboratuvarda çalışabilmek için tünel boyutları orantılı olarak küçültüldü, elektriksel özellikler orantılı olarak değiştirildi. Tünel şekli ve boyutları değiştirilmeden tünel duvarlarında kullanılan malzeme değiştirilerek malzeme yapısının elektromanyetik sinyal yayılımı üzerine etkisi incelendi. Ayrıca, geniş bir frekans aralığında deney tekrarlanarak, frekans değişiminin sinyal zayıflaması üzerindeki etkisi incelendi. Tasarlanan yapıların ideal şartlarda yüksek geçiren filtre gibi davranıp davranamayacağı açıklandı.

Anahtar Sözcükler: Dikdörtgen tüneller, Elektromanyetik sinyal yayılımı

GİRİŞ

Tünel benzeri yapılarda elektromanyetik sinyallerin yayılımının incelenmesi insan sağlığı ve güvenliği açısından önemlidir. Birçok maden yeraltında bulunmaktadır. Bu madenlerde galeri ve tüneller mevcuttur. Bu gibi tünellerde işçiler çalışmaktadır. İşçilerin elektronik takibinin yapılması günümüzde yasal zorunluluktur. Bu takip yapılırken işçinin tünelin hangi kısmında olduğu kablosuz sinyaller yardımıyla tahmin edilmeye çalışılır. Çalışanlar mobil olduğu için tünel ve galerilerin yapıları düzgün olmadığı için ayrıca sinyalleri engelleyici bazı etmenler olduğundan dolayı sinyallerin yeraltında yayılması serbest uzaydakinden farklı olmaktadır. Çalışanları takip edebilmek de bu ölçüde zorlaşmaktadır. Yeraltından madenleri çıkarmak için açılan galeri ve tüneller yerin derinliklerine kadar uzanmakta ve derinlik arttıkça makine ve teçhizatın tünellere ulaştırılması, elektrik, su, hava gibi ihtiyaçların buralara ulaştırılması zorlaşmaktadır. Maden ocağı içinde çalışanlar için de hayati riskler o ölçüde artmaktadır [1]. Bu ocakların içinde patlamalar, yanmalar, bunlara bağlı olarak göçükler meydana gelebilmektedir. Bu gibi acil durumlarda çalışanlara en kısa sürede ulaşmak hayati derecede önemlidir. Bundan dolayı, çalışanların işlerini güvenli şekilde yapabilmelerini sağlamak ve acil durumlarda çalışanlara hızlıca ulaşabilmek için elektronik takip sistemleri geliştirilmektedir [1]. Elektromanyetik sinyaller yeraltı maden ocağındaki kayaç türüne [2], maden ocağı boyutlarına, ocağın tahkimat yapısına [3], tünel duvarlarının nem ve su miktarına [4] bağlı olarak zayıflamaya uğrar. Takip sistemlerinin daha güvenli ve verimli çalışması açısından yeraltında elektromanyetik sinyal yayılımı çalışmaları birçok bilim insanı tarafından yapılmıştır [5] [6]. Emslie tünellerde elektromanyetik yayılımı dalga kılavuzu modeli ile açıklamıştır [7]. Ayrıca dalga kılavuzu yaklaşımı deneysel çalışmalarla da desteklenmiştir [8]. Bu çalışmada tünel boyutları küçültülerek laboratuvar ortamına sığdırılmış alınan ölçüm ve sonuçların gerçek tünelde alınan ölçüm ve sonuçlarla paralellik göstereceği düşünülmüştür. Tünel boyutlarını küçültürken bazı elektriksel özellikleri de paralel olarak değiştireceğiz. Tünel boyutları değiştirilmeyecek tünel duvarları farklı malzemeler ile değiştirilerek farklı malzemelerin elektromanyetik sinyal yayılımı üzerine ekişi incelenecektir. Sinyal frekansı da değiştirilerek frekansın elektromanyetik sinyalin yayılımı üzerindeki etkileri kıyaslanacaktır. Giriş kısmında çalışmanın önemi açıklandı. Çalışmanın teorik altyapısı yöntem kısmında sunulmakta ve Deneysel sonuçlar deney ve ölçüm kısmında verilmektedir. Elde edilen bulgular tartışma ve sonuç kısımlarında açıklandı.

YÖNTEM

Tüneller dalga kılavuzuna benzer yapılar olduğu için dalga kılavuzundaki sinyal yayılımı tünellerdeki sinyal yayılımını açıklamakta yardımcı olur. Bundan dolayı dalga kılavuzu yapılarının teorik modelleri ve yapısı incelenecektir. Dalga kılavuzu, şekil 2'deki yapılara benzer yapılardır. Elektromanyetik sinyallerin kılavuz içerisinde yayılmasına yardımcı olurlar. Yüksek enerji transferine ve uzun mesafe enerji aktarımına yardımcı olurlar. Yeraltı tünelleri de dalga kılavuzu benzeri yapılar olduğu için tünellerde sinyal yayılımı dalga kılavuzundaki sinyal yayılımına benzemekle birlikte bazı farklılıklar mevcuttur. Dalga kılavuzlarının iç kısımları pürüzsüz ve düzdür ve malzeme iletkenlikleri çok yüksektir. Boyutları laboratuvar ortamında yapılan tünelden çok daha küçüktür. Çalışma frekansları yüksektir. Yüksek geçiren filtre

gibi davrandıkları için düşük frekanslarda sinyal kesici gibi davranırlar. Dalga kılavuzlarındaki sinyal yayılımı, ideal şartlarda ve yüksek iletkenliğe sahip malzeme için Maxwell denklemleri ile açıklanabilir. Maxwell denklemleri ile verilebilir [9]. Dalga kılavuzu içinde sinyaller TE^z_{mn} ve TM^z_{mn} modları ile yayılırlar. Modlarda üst simge olarak gösterilen z harfi sinyal yayılma yönünü alt simge olarak gösterilen m ve n değerleri mod sayılarını göstermektedir. Bu modların içinde, en güçlü yayılımı dominant modlar vereceği için dominant modun (TE^z_{10}) yayılımı yapacağı varsayılmıştır. Dominant moda göre Maxwell denklemleri [9] [10] ile verilir.

$$f_{mn} = \frac{v_p}{2}\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \text{ (Hz)} \qquad (1)$$

f_{mn} kesim frekansını, v_p tünel içinde bulunan ortamdaki faz hızını, a şekil 3 te gösterilen tünelin enini, b şekil 3 te gösterilen tünelin yüksekliğini açıklar. Elektrik ve manyetik alandaki alt indisler alanın hangi yönde olduğunu açıklamaktadır. Elektrik alanı metre başına düşen gerilim miktarı olarak manyetik alan ise metre başına düşen akım miktarı olarak tanımlanır. Şekil 3 teki tüneli oluşturabilmek için galvaniz metal plakalar kullanıldı. Bu plakaların kalınlığı 0.8 mm olarak seçildi. Kalınlığın 0.8 mm seçilmesinde çalışma frekans aralığındaki deri kalınlığı etkili olmuştur. Deri kalınlığı hesabı iyi iletkenlerde denklem 2 ile verilebilir [10].

Elektrik alan şiddeti iletken yüzeyine deri kalınlığı ile nüfuz eder. Kullanılan iletkenin kalınlığı deri kalınlığının 5 katı veya daha fazlası seçilirse elektrik alanının çok büyük bir bölümü plaka içinde hapsolur yüzey akımları vasıtası ile bu alan kılavuz içinde rahatça yayılır [10]. Denklem 2 de; α zayıflama sabitini (Np/m), f sinyal frekansını (Hz), μ manyetik geçirgenlik katsayısını (H/m), σ öz iletkenliği (S/m) göstermektedir.

$$\delta_s = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \ (m) \qquad (2)$$

Hesaplamalarda $\mu = 4\pi 10^{-4}$ manyetik geçirgenlik katsayısını (H/m), $\sigma = 1.710^7$ öz iletkenliği (S/m) olarak alınmıştır.

Tablo 1 Frekansa bağlı deri kalınlığı hesabı

f (MHz)	400	800	1200	1600	2000	2400
δ_s (mm)	0.19	0.13	0.11	0.096	0.086	0.078
$5\delta_s$ (mm)	0.96	0.68	0.55	0.48	0.43	0.39

Enerjinin modlar ile kılavuz içinde yayılmasını açıklamak için kılavuz yüzeyinin elektriksek özellikleri bilinmesi gereklidir. Bu özellikler tam olarak bilinmediği için dolaylı yoldan hesaplamalar yapılarak deneysel ölçümler ile alınan sonuçların tutarlı olacağı hesaplamalar yapılabilir. Tünel içine verilen enerjinin tünel duvarlarında ısıya dönüşen enerjinin karşılaştırılması ile tünelde ilerleyen elektromanyetik dalgaların davranışı saptanabilir [9]. Tünel içine verilen enerjinin yoğunluğu denklem 3 ile verilebilir.

$$S_{avr} = \frac{\hat{z}}{2}\mathrm{Re}\left[E_x H_y^* - E_y H_x^*\right] \quad (\mathrm{W/m^2}) \qquad (3)$$

Enerjinin z yönünde iletildiği elektrik alanı ve manyetik alanı bileşenleri denklem 3'te gösterilmektedir. Alt indisler alanın hangi eksende olduğunu açıklamaktadır. (*) üst simgesi eşleniği ifade etmektedir. Re[…] içteki ifadenin reel kısmının alındığını göstermektedir. Denklem 4'te ortalama güç yoğunluğu hesaplanmaktadır.

$$P_{avr} = \iint S_{avr} ds \ \ (\mathrm{W}) \qquad (4)$$

Tünel duvarlarında ısıya dönüşen enerjinin hesaplanması için duvar yüzeyinde akan akımların belirlenmesi ve yüzey direncinin belirlenmesi gerekmektedir. Yüzey akımları denklem 7'den elde edilebilir. Yüzey direnci homojen iyi iletken malzemeler için denklem 6 ile hesaplanabilir.

$$P_c = \frac{R_s}{2}\int\int J_s J_s^* ds \quad (\mathrm{W}) \qquad (5)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \ \ (\Omega) \qquad (6)$$

ω çalışma frekansını (Rad/sn), J_s yüzey akım yoğunluğunu (A/m), P_c yüzey duvarlarında ısıya dönüşen enerjiyi göstermektedir. P_{avr} tünel içine verilen ortalama gücü modlarla açıklamak için P_{mn} olarak gösterebiliriz [10]. Dominant modlar en güçlü modlar olacağı için hesaplamalarda dominant mod ele alınacaktır. Dominant modun enerji iletimi yönündeki türevi metre başına yüzeylerde harcanan enerjiye eşitlenerek metre başına sinyal zayıflamasının teorik hesabı yapılabilir. İyi iletken ortamlarda bu hesaplamalar denklem 8 ve 9'daki gibi türetilebilir. Denklem 9'da gücün zayıflama katsayısı verilmektedir.

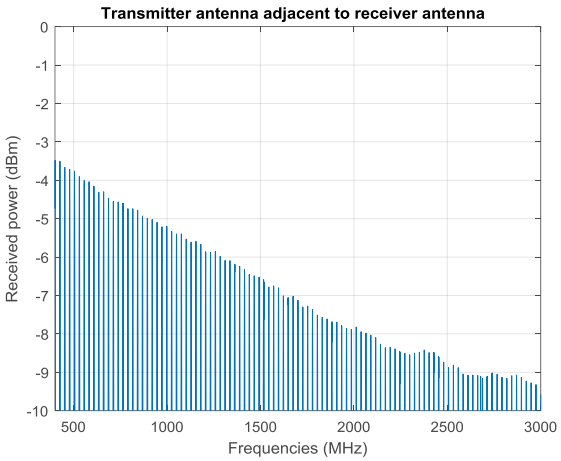
$$J_s = \hat{n} \times H|_{surface} \tag{7}$$

$$P_c = -z\frac{dP_{mn}}{dz}\Big|_{z=z_0} = -z\frac{dP_0 e^{-2\alpha_c z}}{dz}\Big|_{z=z_0} = z_0 2\alpha_c P_{mn} \tag{8}$$

$$\alpha_c = \frac{\frac{P_c}{z_0}}{2P_{mn}} \tag{9}$$

DENEY VE ÖLÇÜM ÇALIŞMALARI

Laboratuvar ölçümleri için Sinyal jeneratörü Anritsu MG3694C kullanıldı. Spektrum analizör olarak MS2830A kullanıldı. Alıcı verici antenler dual olarak seçildi. Kullanılan antenler horn anten olarak seçildi. Horn antenlerin verimli olarak çalıma frekans aralığı 800 MHz ile 8 GHz arasındadır. Şekil 3'te horn antenler gösterilmektedir. Deneyde yapılan ölçümler 400 MHz ile 3 GHz aralığındadır. Deney düzeneği şekil 2 ve 3'te gösterilmektedir. Şekil 2 de MDF tünel gösterilmekte şekil 3'te 0,8 mm kalınlığında metalik tünel gösterilmektedir. Bu iki tünel en ve yükseklik bakımından aynıdır. MDF tünelin içten eni 30 cm, yüksekliği 20 cm, uzunluğu 3,6 m dir. Metalik tünelin boyu 4 metredir. Tünelde sinyal yayılımını olumsuz yönde sınırlayan kesim frekansı mevcuttur. Bu kesim frekansı TE_{10}^{z} moduna göre hesaplandığında, tünelin içi hava ile dolu iken, denklem 1 ile verilen formüle uyar. Bu formül mod yayılımının çıktısı olarak verilmektedir. Deney sonuçlarının da bu teorik formüle uyumlu olduğu gözlenir. Tünel içinde sinyalin ışık hızında yayıldığını varsayarsak, tünelin içten içe enini 30 cm, dominant yayılma modundaki denklem 1 ile verilen eşitlikte kesim frekansı 500 MHz olur. Bu tünel yüksek geçiren filtre gibi davranır 500 MHz altındaki sinyallerin hızlıca zayıflamasına neden olur. Bu sonuçlar ölçümlerden elde ettiğimiz şekil 4, 5 ve 6 ile uyumludur. Tüm ölçümlerde sinyal jeneratörü tarafından 0 dBm ile antenler beslenmiştir.

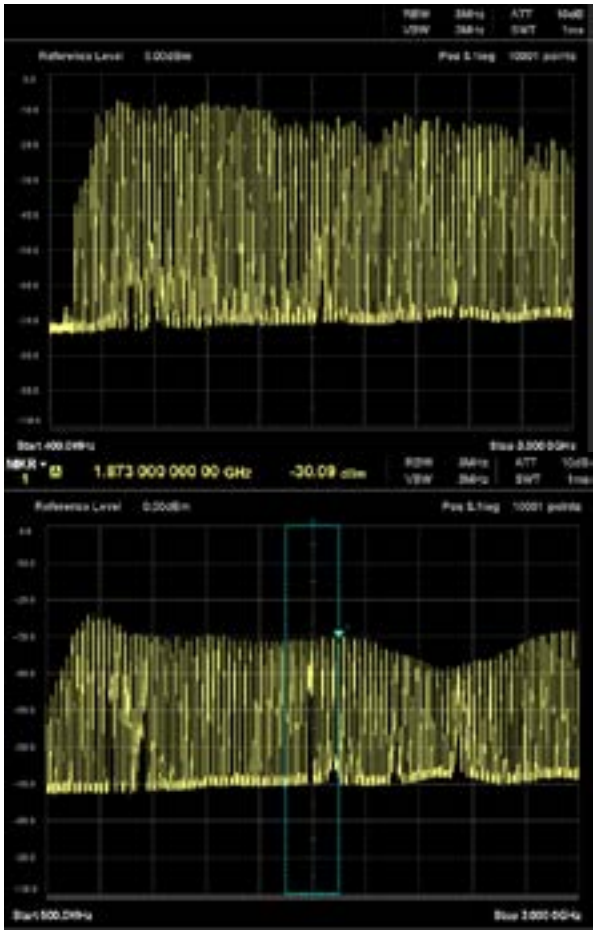


Şekil 1 Konektör ve kabloların frekansa bağlı sinyali zayıflatması

Şekil 1 de 0,5 m siyah kablo kullanılmış, tüm frekanslarda yaklaşık 1 dB kayba neden olmuştur. Aynı şekilde 5 m uzunluğundaki kablonun frekansa bağlı sinyal zayıflatma grafiği şekil 1 içinde verilmiştir. Bu grafikteki kayıp 5m kablo ve içindeki konektörlerin toplam kaybıdır. Frekans yükseldikçe kayıp artmıştır. Şekil 4, 5, 6 da her bir şekilde üst kısımlardaki resimler metalik dalga kılavuzundan alınan ölçümler, alt kısımdaki resimler MDF dalga kılavuzundan alınan ölçümlerdir.

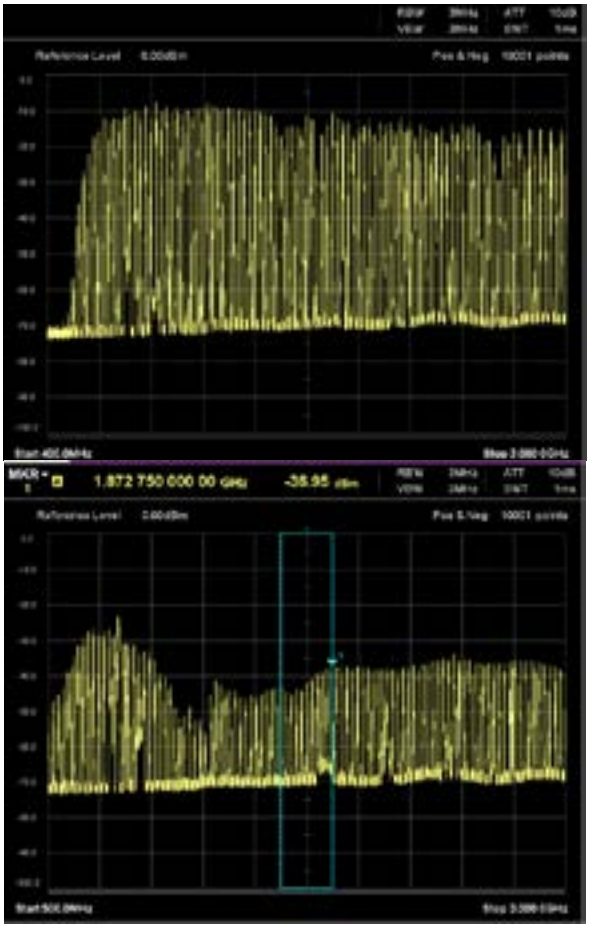
Şekil 2 Kapalı alanda sinyal zayıflaması (MDF kullanıldı)

Şekil 3 Kapalı alanda sinyal zayıflaması (iletken levhalar kullanıldı)

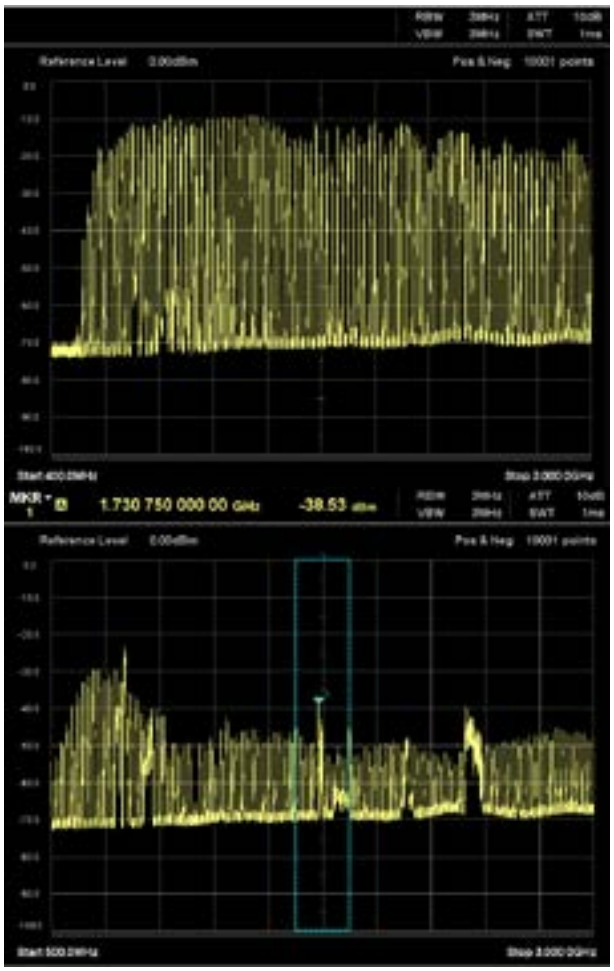


Şekil 4 Alıcı verici anten arasındaki mesafe 1 metre

Şekil 4, 5, 6 incelendiğinde tüm şekillerde iki adet resim vardır. Her şekilde üst kısımda kalan resimler, metalik tünelin 400 MHz-3 GHz frekans bandında sinyal zayıflamasını göstermektedir. Her şekilde alt kısımda kalan resimler MDF tünelin 500 MHz - 3 GHz frekans bandında sinyal zayıflamasını göstermektedir. Şekil 4 tünel içinde alıcı anten ile verici anten arasındaki mesafenin 1 metre olduğunu, şekil 5 verici anten arası mesafenin 2 metre olduğunu, şekil 6 verici alıcı anten arası mesafenin 3,5 metre olduğunu göstermektedir. Mesafeye bağlı sinyal zayıflaması şekillerin kıyaslanması ile anlaşılabilir. Frekansa bağlı sinyal zayıflaması her şeklin içindeki resimlerde ayrı ayrı gösterilmektedir. Yatay eksenler frekans bant aralıklarını dikey eksenler alıcının sinyali alma gücünü (dBm olarak) göstermektedir. Şekil 1 kablo ve konektörlerden kaynaklanan çalışma frekansına bağlı sinyal zayıflamasını göstermektedir. Şekil 1'deki resimde 0,5 metre uzunluğundaki kablo tüm frekanslarda 1 dB civarı kayba neden olduğu için frekans etkisine girmemiş bu yüzden grafikte gösterilmemiştir. 5 metre uzunluğundaki kablo 3 Ghz de 10 dB ye yakın zayıflamaya neden olduğu için grafik ile detaylı gösterimi yapılmıştır.



Şekil 5 Alıcı verici anten arasındaki mesafe 2 metre



Şekil 6 Alıcı verici anten arasındaki mesafe 3,5 metre

SONUÇ VE TARTIŞMALAR

Kullanılan horn antenlerin çalışma frekansları 800 MHz 8 GHz olmasına rağmen çalışma frekans aralığında eşit ışıma gücü veremediği bazı frekanslarda sinyal geri yansımasının daha fazla olduğu deneyde kullandığımız 400 MHz 800 MHz bandında sinyal geri yansımasının daha da arttığı ancak bu aralıkta sinyalin belirli bir kısmını transfer ettiği şekil 4, 5, ve 6'dan görülmektedir. Şekillerdeki 400 MHz 3 GHz aralık boyunca görülen dalgalanmalar, alıcı verici senkronizasyonu ve alıcı verici antenlerin sinyali geri yansıtması gibi nedenlerden kaynaklanmaktadır. Şekillerde frekansın yükselmesine bağlı olarak sinyal zayıflaması meydana gelmektedir. Özellikle metalik tünelde 2- 3 GHz aralığında zayıflama belirgindir. Ancak bu zayıflamanın frekansın etkisi ile olduğunu söylemek doğru olmaz. Çünkü bu bant aralığında 5 metrelik sinyal kablosundan kaynaklanan kayıplar şekillerde gösterilmemiştir. Metalik tünelde frekans yükselmesi sinyal zayıflaması üzerinde ciddi bir değişim sağlamıştır. Ancak 500 MHz altında sinyal hızlıca sönümlenmiş ve yok olmuştur. Sinyalin bu şekilde aniden yok olması anten çalışma frekans aralığı dışında kalmasın değil, tünelin yüksek geçiren filtre gibi davranarak 500 MHz de kesim frekansının sinyali kesime götürmesinden kaynaklanmaktadır. Bu da metalik tüneldeki yayılımın mod yayılım modeli olduğunu desteklemektedir. Kablo etkisi hesaba katılmaz ise metalik tünel boyunca sinyalin MDF tünele göre zayıflamadığı bu da metal duvarların kalınlığının sinyal deri kalınlığından çok yüksek tasarlanarak enerjinin tünel içine hapsolması ile tünele verilen enerjinin tünel dışına çıkamadığının ispatıdır. Deney ölçümleri ve şekillerden çıkan sonuca göre, tünel içine verilen enerjinin hepsinin ısı enerjisine dönüştüğü gerçeği ile denklem 3'ten 9'a kadar verilen denklemlerin geçerliliği metalik tünel için ispatlanmış olur. MDF tünelde ise mesafeye bağlı zayıflamanın olduğu deneysel ölçümlerden ve şekillerden görülmektedir. Bu zayıflama MDF tünelin deri kalınlığından, kullanılan malzemenin elektriksel özelliklerinden dolayı ortaya çıkmaktadır. Sinyal enerjisinin bir kısmı tünel duvarından yansır bir kısmı tünel duvarına nüfus ederek tünelden ayrılır. Bu da verilen enerjinin hepsinin ısıya dönüşmeyeceği enerjinin bir bölümünün kayıp olacağı mesafeye bağlı bu kaybın sürekli artacağı ve sinyali zayıflatacağı anlamına gelmektedir. MDF tüneldeki yapılan ölçümlerde sinyalin mesafeye bağlı ciddi oranda zayıfladığı görülmektedir. Ancak bu tünelde frekansa bağlı sinyal sönümlenmesi aynı derecede zayıflamaya nenden olmamaktadır.

Sonuç olarak; ölçüm sonuçlarından, metalik tünelde frekansa bağlı sinyal zayıflaması gözlemlenmezken MDF tünelde frekansa bağlı değişimler gözlemlenmektedir. Ancak bu değişimler mesafeye bağlı değişime kıyasla önemsizdir. Metalik tünelde mod yayılımı ve kesim frekansı belirgin bir şekilde ölçülürken MDF tünelde bu belirginlik ortadan kalkmıştır.

.

KAYNAKLAR

[1] G. A. Kennedy, "High resilience wireless mesh networking characteristics and safety applications within underground mines," *Antenna*, 2008.

[2] D. H. Gadani, "Dielectric properties of soils in microwave region," Gujarat University, 2010.

[3] Z. Xu, Y. Huo, and H. D. Zheng, "The effect of the wall roughness on the electromagnetic wave propagation in coal mine underground," *2008 IEEE Int. Symp. Knowl. Acquis. Model. Work. Proceedings, KAM 2008*, pp. 482–485, 2008.

[4] S. Y. Wu, Q. Y. Zhou, G. Wang, L. Yang, and C. P. Ling, "The relationship between electrical capacitance-based dielectric constant and soil water content," *Environ. Earth Sci.*, vol. 62, no. 5, pp. 999–1011, 2011.

[5] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, and S. Affes, "Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 540–549, 2008.

[6] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Channel modeling and analysis for wireless networks in underground mines and road tunnels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 6, pp. 1758–1768, 2010.

[7] A. G. Emslie, R. L. Lagace, and P. F. Strong, "Theory of the Propagation of UHF Radio Waves in Coal Mine Tunnels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 23, no. 2, pp. 192–205, 1975.

[8] L. Deryck, "Natural Propagation of Electromagnetic Waves in Tunnels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1978.

[9] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. 2012.

[10] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics (Second Edition). Wiley*. 1989.

Bir Elektrik Fırının Gerçek Zamanlı Sayısal Kontrolü

Ali GÜNEY[1], Sinan TEKİN[1], Meltem TEMİZKAN[1] ve Oğuzhan ÇAKIR[1]
[1]*Karadeniz Teknik Üniversitesi, 61080, Ortahisar/Trabzon*
aliguney@ktu.edu.tr, sinantekin91@gmail.com, meltemtmzkn@gmail.com, cakir@ktu.edu.tr

ÖZET

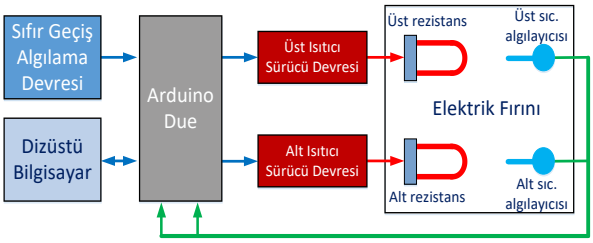
Günlük yaşantımızda elektrik fırınları hem evlerimizde hem sanayide sık bir şekilde kullanılmaktadır. Elektrik fırınlarında genellikle alt ve üst taraflarına rezistans ısıtıcılar yerleştirilip açık kapalı kontrol yöntemiyle sıcaklık kontrolü gerçekleştirilmektedir. Bu yöntem, karasız çalıştığı için çok hassas ısıl denetim istenen uygulamalar için uygun değildir. Oransal-Türevsel-İntegral denetim, basitliği ve kararlılığı ile hassas ısıl işlemlerde öne çıkmaktadır. Gerçekleştirilen bu çalışmada elektrik fırınına *Açık-Kapalı*, *Oransal*, *Oransal-Türevsel*, *Oransal-Türevsel-İntegral* kontrol yöntemleri 125 °C referans değerinde gerçekleştirildi. Bu işlem yapılırken *Ziegler-Nichols* yöntemini kullanılarak sistem modeli ve parametreleri belirlendi. Ayrıca sıfır geçiş algılama yöntemi kullanılarak tetikleme işareti ile şebeke frekansı eş zamanlaması yapılarak sistemde oluşabilecek gürültüler en aza indirgendi. Elde edilen sonuçlardan *Açık-Kapalı*, *Oransal*, *Oransal-Türevsel*, *Oransal-Türevsel-İntegral* kontrol yönteminin kararlılıkları ve birbiri üzerindeki üstünlükleri karşılaştırıldı.

1. GİRİŞ

Elektrik fırınları günümüzde sıklıkla kullanılmaktadır. Genellikle elektrik fırınlarında ısıtma işlemi alt ve üst yüzeylerine yerleştirilen rezistanslar yardımıyla gerçekleştirilmektedir. Ayrıca en temel kontrol yöntemi olan açık kapalı kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Bu kontrol yönteminin karasız çalışmasından dolayı ısıl işlemlerde istenen referans değer üzerinde sapmalar oluşmaktadır. Çok hassas ısıl işlemler gerektiren elektrik fırınlarında Oransal-Türevsel-İntegral (OIT) Kontrol yöntemi kararlılığı ve basitliği nedeniyle sıklıkla kullanılmaktadır. [1]'de yarıiletken üretiminde kullanılan üç bölgeli endüstriyel difüzyon fırınlarının sıcaklık kontrolünde kullanılan OIT denetleyicinin ayarlaması için frekans çevrimi şekillendirme tekniği önerilmiştir. [2]'de OIT yöntemiyle bir elektrik fırınının sıcaklık kontrolü mikrodenetleyici kullanılarak yapılmıştır. [3]'de yapay sinir ağları ve OIT ile bir turbo tavlama fırınının sıcaklık kontrolü gerçekleştirilmiştir. [4]'de bir cam fabrikasındaki rezistif ısıtma fırının denetimi, yapay sinir ağları destekli OIT tekniğiyle gerçekleştirilmiştir. [5]'de bulanık mantık prensipleri ve OIT denetim kullanılarak bir ısıtma fırınının sıcaklık denetimi sağlanmıştır. [6]'da bir enjeksiyon fırınının hassas sıcaklık denetiminde OIT ve bulanık mantık denetleyici birlikte kullanılmıştır. [7]'de kesirli mertebeden model tabanlı bir OIT denetleyici ısıtma fırınının sıcaklık kontrolü için önerilmiştir. [8]'de bir fırın sisteminin hava sıcaklığının denetiminde farklı kontrol ayarlama yöntemlerinin etkisi incelenmiştir. Bu çalışmada, ilk olarak *Ziegler-Nichols* yöntemi kullanılarak sistem modeli ve OIT parametreleri elde edilmiştir. Daha sonra Elektrik fırınına 125 °C referans değerinde Açık-Kapalı, Oransal, Oransal-Türevsel, Oransal-İntegral-Türevsel kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Bu kontrol yöntemlerinin kararlılıkları karşılaştırılmıştır. Ayrıca kontrol yöntemleri uygulanırken sıfır geçiş algılama yöntemi kullanılarak tetikleme işareti ile şebeke frekansı eş zamanlaması yapılarak sistemde oluşabilecek gürültüler en aza indirgendi.

2. MATERYAL VE METODLAR

Gerçekleştirilen gerçek zamanlı sıcaklık kontrol sisteminin blok şeması Şekil 1'de görülmektedir.

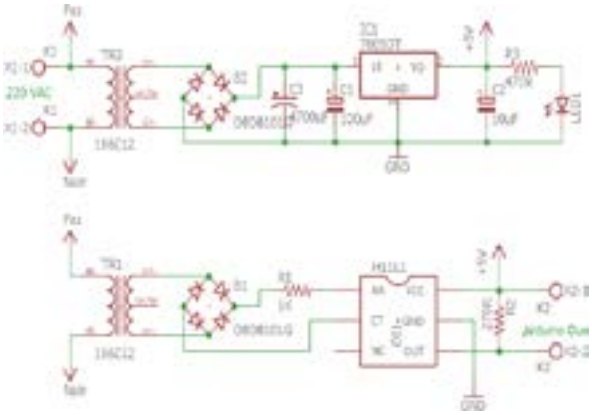


Şekil 1. Elektrik fırınının sayısal denetiminin blok şeması

Şekil 1'deki blok şemadan anlaşılacağı gibi elektrik fırınının alt ve üst yüzeylerinde rezistanslar ve algılayıcılar konumlandırılmıştır. Programlanan mikrodenetleyici yardımıyla fırının ısıtılması sağlayan bu rezistanslara tetik işaretleri gönderilip rezistansın fırını ısıtması sağlanır. Algılayıcılardan alınan geri dönüş sinyalleri yardımıyla Açık-Kapalı, Oransal, Oransal-Türevsel, Oransal-Türevsel-İntegral kontrol yöntemleri Mikro denetleyici yardımıyla gerçekleştirilmektedir. Ayrıca sıfır geçiş algılama devresi ile şebeke ile tetik sinyalleri eş zamanlaması yapılarak sistem bozucu etkilerden arındırılmıştır.

2.1. Sıfır Geçiş Algılama devresi

Elektrik fırını, biri tabanında, diğeri tavanında yer alan 1500 W gücündeki iki rezistans ile ısıtılmaktadır. Rezistanslar birlerinden bağımsız olarak 100 ms periyodunda 10 ms adımlarla mikrodenetleyici kartı tarafından üretilen tetikleme sinyalleri kontrol edilmektedir. Tetikleme işareti ile şebeke frekansı arasındaki eş zamanlama, sıfır geçiş algılama devresiyle sağlanmaktadır. Sıfır geçiş devresinin şematik diyagramı Şekil 2'de ve baskı devresi de Şekil 3'de verilmiştir. Şebeke gerilimiH11L1 entegresiyle algılanmaktadır. H11L1 entegresi için gereken besleme voltajı 12 VAC 2 W transformatör, 1,5 A köprü diyot, LM7805 doğrusal gerilimi regülatörü ve çevre elamanları ile sağlanmaktadır. Şebeke voltajı ikinci bir transformatör ile 12 VAC'ye indirilip, doğrultulduktan sonra 1 kΩ'luk direnç üzerinden entegreye uygulanmaktadır. Entegre her sıfır geçişi için 5 V genlikli ve 500 µs genişlikli bir darbe üretmektedir.

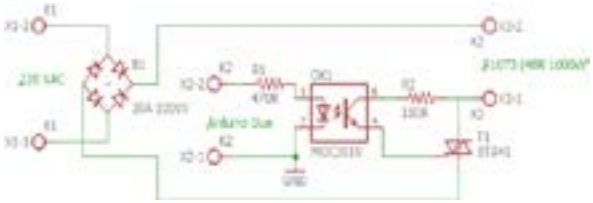


Şekil 2. Sıfır geçiş algılama devresinin şematik diyagramı

Şekil 3. Sıfır geçiş algılama devresi

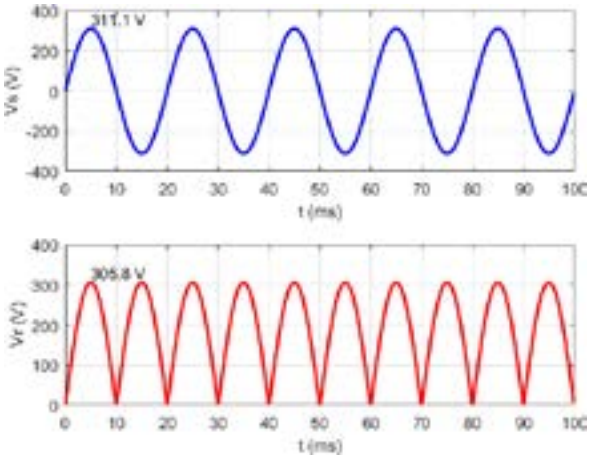
2.2. Isıtıcı Sürücü Devresi

Fırının ısıtılması sağlayan rezistansların anlık güçlerini tetikleme sinyaline göre 11 kademli olarak ayarlamaktadır. Sürücü devresinin şematik diyagramı Şekil 4 ve baskı devresi de Şekil 5'de verilmiştir.



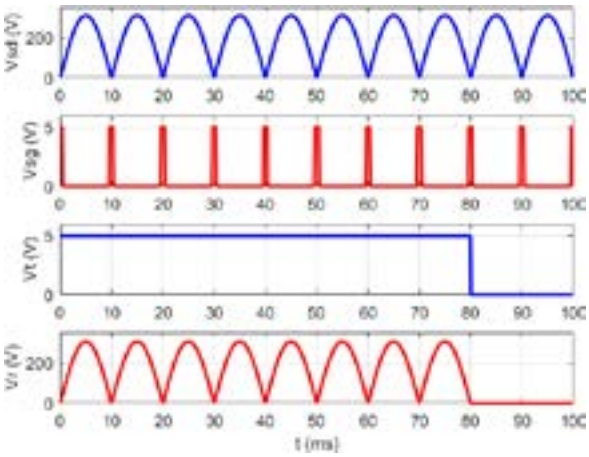
Şekil 4. Isıtıcı sürücü devresinin şematik diyagramı

Şekil 5. Isıtıcı sürücü devresinin baskı devre çizimi



Şekil 6. Şebeke ve rezistans uçlarındaki gerilimin zamanla değişimi

Şebeke gerilimi (V_s), 1,1 V eşik gerilimine (V_γ) sahip, 35 A 1000 V'luk köprü diyot ile doğrultulduktan sonra rezistansın giriş ucuna uygulanmaktadır. Rezistansın çıkış ucu 10 mΩ dinamik dirençli (R_d) 41 A 600 V'luk BTA41 triyakına bağlıdır. Denetleyici kartından gelen tetikleme sinyali, MOC3010 optik yalıtımlı triyak sürücü entegresi üzerinden, BTA41'e uygulanmaktadır. Triyak iletime geçtiğinde, Şekil 6'da verilen rezistans (V_r) gerilimi elde edilmektedir. $V_r(t)$ gerilimi, $V_s(t) > 2V_\gamma$ için (1) ile tanımlanmaktadır ve $V_r(5\ ms) = V_{r_{max}} = 305{,}8$ Volarak hesaplanmaktadır.



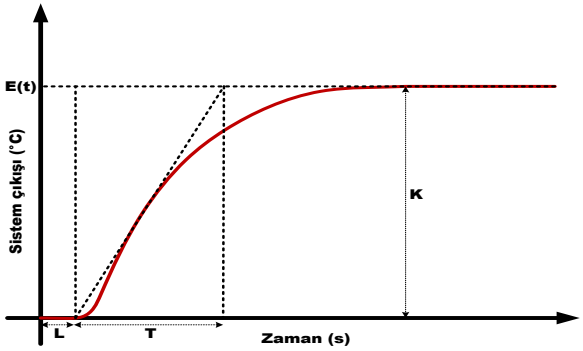
Şekil 7. Tetikleme sinyaline göre yük uçlarındaki gerilimin zamanla değişimi

$$V_r(t) = \left(V_{s_{max}}|sin100\pi t| - 2V_\gamma\right)(1 - R_d) \qquad (1)$$

Burada |.| mutlak değer işlemini göstermektedir. Şekil 7'de %80 doluluk boşluk oranı (DBO) için rezistans uçlarındaki gerilim verilmiştir. Şekilde, $V_{sd}(t)$ doğrultulmuş şebeke gerilimi, $V_{sg}(t)$ sıfır geçiş algılama devresinin çıkışını, $V_t(t)$ mikrodenetleyici kartı tarafından üretilen tetikleme sinyalini ve $V_r(t)$ ısıtıcı uçlarındaki gerilimi göstermektedir.

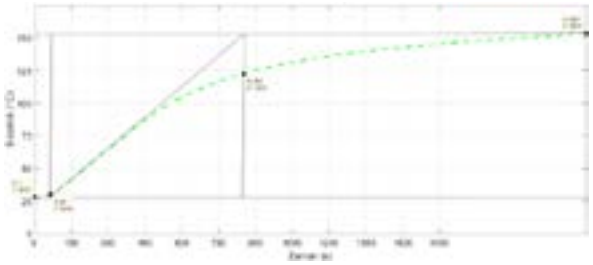
2.3. Elektrik fırının modellenmesi

Elektrik fırının modellemesi yapılırken Ziegler-Nichols basamak cevabı yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde sistem girişine basamak tetik sinyali uygulanır. Şekil 8'deki gibi bir eğri elde edilir.



Şekil 8. Ziegler-Nichols basamak cevabı

Şekil 8'deki şekilde ölü zaman noktası *(L)*, teğet noktası ile ölü zaman arasındaki mesafe *(T)*, sistem çıkış değeri *(K)* değerleri elde edilir. Şekil 9'da elektrik fırının girişine birim basamak tetik sinyali uygulanarak elde edilen çıkış grafiği gösterilmektedir.



Şekil 9. Elektrik fırınının basamak cevabı

Şekil 9'daki grafikten K=153,5 T=789 ve L=64 değerlerini elde ederiz. Bu değerlerden yararlanarak Sistem modelini elde ederiz. Ziegler-Nichols basamak cevabı yöntemi kullanılarak sistemi modellerken formül (2) yararlanılır.

$$G(s) = \frac{\mathrm{K} * e^{-\mathrm{Ls}}}{\mathrm{Ts} + 1} \quad (2)$$

K=153,5 T=789 ve L=64 değerleri formül 2'de yerine konulursa sistemin modeli G(s) elde edilir.

$$G(s) = \frac{153{,}3 * e^{-64s}}{789s + 1} \quad (3)$$

2.4. Oransal Oransal-Türevsel Oransal-Türevsel-İntegral Parametrelerinin Belirlenmesi

Sistem parametereleri elde edilirken açık çevrim Ziegler-Nichols tanjant modeli kullanıldı . Şekil 9'dan elde ettiğimiz K=153,5 T=789 ve L=64 değerlerini tablo 1'de yerine koyarız.

Tablo 1. Sistem parametreleri

Kontrol Yöntemi	K_P	K_I	K_D
Oransal	T/L	-	-
Oransal-İntegral	0,9*T/L	0,3/L	-
Oransal-İntegral-Türevsel	1,2*T/L	1/2*L	0,5*L

Tablo 2'de elde edilen parametreler gösterilmektedir.

Tablo 2. Elektrik fırını için denetleyici parametreleri

Kontrol Yöntemi	K_P	K_I	K_D
Oransal	12,32	-	-
Oransal-İntegral	11.088	0,0047	-
Oransal-İntegral-Türevsel	14,78	0,0079	35

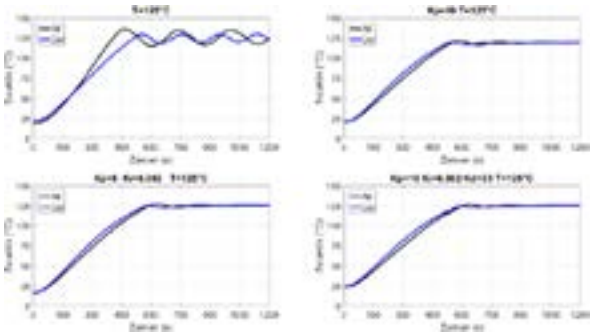
Sistem parametrelerimizi belirlerken verileri aldığımız algılayıcılar ve ölçüm yaptığımız cihazların ölçüm hatalarını ve sistemimizi dışarıdan etkiyen bozucu hataları göz önüne almamız gerekmektedir. Bizde yukarda elde ettiğimiz sonuçlardan yola çıkarak sistem parametrelerini kalibrasyonunu yaptık. Böylece sistemimize en uygun sistem parametrelerini elde ettik. Tablo 3'de kalibre edilmiş sitem parametreleri gösterilmektedir. Burada Kp Oransal bileşenin Kontrol parametresini, Kı integral bileşenin kontrol parametresi, Kd Türevsel kontrol parametresi göstermektedir.

Tablo 3. Elektrik fırını için kalibre edilmiş denetleyici parametreleri

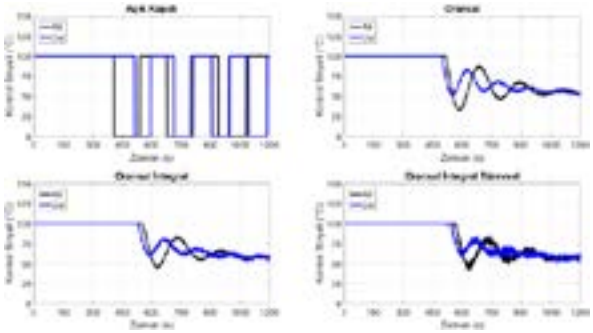
Kontrol Yöntemi	K_P	K_I	K_D
Oransal	10	-	-
Oransal-İntegral	8	0,002	-
Oransal-İntegral-Türevsel	10	0,002	35

3. DENEYSEL SONUÇLAR

Gerçekleştirilen çalışmada bir elektrik fırının 125 °C referans değerinde Açık-Kapalı, Oransal, Oransal-Türevsel, Oransal-Türevsel-İntegral denetim yöntemleri kullanılarak sıcaklık kontrolü gerçekleştirildi. Burada Tablo 3'de elde edilen kontrol parametreleri kullanılmıştır. Şekil 10'da 4 farklı kontrol yöntemi için sıcaklık işaretinin gerçek zamanlı değişimi Şekil 11'de kontrol işareti gösterilmektedir.
Tablo 4'de alt panel için Tablo 5'de üst panel için 4 farklı denetim yönteminin başarım değerler verilmiştir. Burada amaç fonksiyonu olarak hatanın mutlak değerinin zaman ağırlıklı toplamı *(ITAE)* seçilmiştir.



Şekil 10. Fırın sıcaklığının zamanla değişimi



Şekil 11. Kontrol sinyallerinin zamanla değişimi

Tablo 4. Alt Panel Ölçüm Sonuçları

Parametre	Açık-Kapalı	Oransal	Oransal İntegral	Oransal İntegral Türevsel
En Büyük Değer (°C)	136,60	121,74	127,50	126,63
Aşma (%)	9,28	-	2,00	1,31
Oturma Süresi (s)	-	1.095	1.127	1.104
Yükselme Süresi (s)	464	574	627	640
Kalıcı Hata (°C)	-	5,7	0,3	0,2
ITAE	$7{,}4.10^6$	$9{,}1.10^6$	$6{,}5.10^6$	$6{,}2.10^6$

Tablo 5. Üst Panel Ölçüm Sonuçları

Parametre	Açık-Kapalı	Oransal	Oransal İntegral	Oransal İntegral Türevsel
En Büyük Değer (°C)	130,03	120,16	126,22	126,18
Aşma (%)	4,03	-	0,98	0,94
Oturma Süresi (s)	-	1.109	1.144	1.040
Yükselme Süresi (s)	555	556	585	601
Kalıcı Hata (°C)	-	4,9	0,4	0,3
ITAE	$6{,}6.10^6$	$8{,}6.10^6$	$5{,}6.10^6$	$5{,}4.10^6$

5. SONUÇLAR

Gerçekleştirilen bu çalışmada elektik fırının alt ve üst panellerini gerçek zamanlı olarak açık-kapalı, oransal, oransal-türevsel, oransal-türevsel-integral 4 farklı denetim yöntemiyle sıcaklık kontrol gerçekleştirildi. Referans sıcaklığı olarak 125 °C seçildi. Açık çevrim Ziegler-Nichols tanjant modeli kullanılarak kontrol parametreleri tablo 3'deki gibi elde edildi.4 farklı denetim yöntemi için Şekil 10'da sıcaklık işaretinin gerçek zamanlı grafikleri ve şekil 10'da gerçek zamanlı kontrol işaretleri gösterilmektedir. Tablo 4 ve tablo 5'te başarım sonuçları verildi. Amaç fonksiyonu olarak hatanın mutlak değerinin zaman ağırlıklı toplamı *(ITAE)* seçildi.Bu sonuçlar ve grafiklerden şu sonuçlara varılabilir;

Açık kapalı kontrolde en iyi yükselme zamanına ulaşmasına rağmen sıcaklık belirlenen referans değeri üzerinde salınım yaptığı ve referans değere ulaşamadığı görüldü.

Oransal kontrol yönteminde sıcaklık işaretinin salınım yapmasının engellendiği görüldü. Ancak kalıcı durum hatasının çok yüksek olduğu görüldü.

Oransal-İntegral kontrol yönteminde sıcaklık işaretinde hem salınımın ortadan kaldırıldığı hem de kalıcı durum hatasının çok aza indirgendiği görüldü.

Oransal-İntegral-Türevsel kontrol yönteminde kalıcı hatanın çok daha azaltıldığı ve oransal-İntegral kontrol yöntemine göre daha hızlı oturma süresi sağladığı saptandı.

Amaç fonksiyonu sonucuna göre elektrik fırının hem alt hem de üst paneli için en iyi kontrol yönteminin Oransal-Türevsel-İntegral kontrol yöntemi olduğu saptandı.

KAYNAKLAR

[1] Grassi,E. and Tsakalis, K., "PID controller tuning by frequency loop-shaping: application to diffusion furnace temperature control", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 8, no. 5, pp. 842-847, 2000.

[2] Bolat, E.,Erkan,K.,and Postalcioglu, S.,"Experimental autotuning PID control of temperature using microcontroller", *The International Conference on Computer as a Tool,* 2005.

[3] Lin, H.,Wei L.,and Zikun, N.,"Development of PID neural network control system for temperature of resistance furnace", *International Forum on Information Technology and Applications*, 2009.

[4] Aeenmehr, A.,Yazdizadeh A.,and Ghazizadeh, M.,"Neuro-PID control of an industrial furnace temperature", *IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications*, 2009.

[5] Jie, S.,Zhengwei L.,and Xiaojiang, M. "The application of fuzzy-PID control in heating furnace control", *International Conference on E-Learning E-Business Enterprise Information Systems and E-Government*, 2009.

[6] Junming, X.,Haiming, Z.,Lingyun,J.,and Rui, Z.,"Based on Fuzzy - PID self-tuning temperature control system of the furnace", *International Conference on Electric Information and Control Engineering*, 2011.

[7] Yanmei, W.,Yanzhu,Z.,and Baoyu, W."The control research of PID in heating-furnace system", *International Conference on Business Management and Electronic Information*, 2011.

[8] Hambali, N., Janin, Z., Samsudin N., and Ishak, A., "Process controllability for air temperature oven system using open-loop Reformulated Tangent Method", *IEEE International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications*, 2013.

İki Bağımsız PV Kaynaklı 5kW'lık Güneş Enerjisi Çeviricisinin Kararlı ve Verimli Denetimi

Osman S. Şentürk

Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

e-posta: osmansenturk@gtu.edu.tr

ÖZ

Evsel güneş enerjisi (PV) üretimi için dizi çeviriciler güç seviyesi itibarıyla uygundur. Dizi çeviriciler, DA/DA yükseltici ve DA/AA eviriciden oluşmaktadır. Bu çalışmada [1], 2 adet bağımsız PV kaynağın olduğu uygulama için 2 adet birbirine DA taraflarında seri bağlı yükselticiden ve 1 adet eviriciden oluşan 5kW'lık dizi çevirici devre ele alınmıştır. Bu devrenin 2 adet bağımsız azami güç noktası takipçisi (AGNT/MPPT) kullanması halinde kararsızlık sorunu bulunmaktadır. Bu çalışmada bu kararsızlık sorununun çözmek ve PV kaynakları kendi AGN'lerinde verimli çalıştırmak için yükseltici DA bara orta noktası denetimi önerilmiştir. Benzetimlerle elde edilen sonuçlar ile bu yöntemin kararlılığı ve verimliliği ispatlanmıştır.

1. GİRİŞ

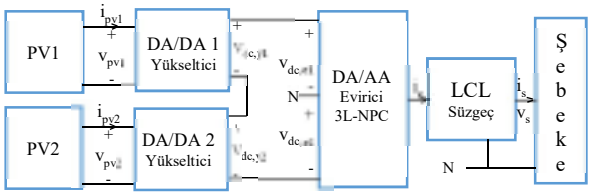
Güneş enerjisinden elektrik enerjisi üretimi, yüzlerce wattan megawattlara varıncaya kadar çeşitli güç seviyelerinde güç elektroniği çeviricileri ile gerçekleştirilebilmektedir. Farklı güç seviyeleri için farklı çevirici devre yapıları (topolojileri) kullanılmaktadır. Genel olarak ifade edilebilir ki: <350W için AC modül, <10kW için dizi (string), <500kW için çoklu-dizi multistring) ve <850kW için merkezi (central) çeviriciler tercih edilmektedir [1].

Dünyada evsel güneş enerjisi kurulumlarına destek verici düzenlemeler olduğu gibi Türkiye'de de 'Elektrik Piyasasında Lisanssız Elektrik Üretimi' kapsamında <10kW üretim için bir düzenleme mevcuttur [2]. Bu bakımdan bu ihtiyaca yönelik olarak uygun çevirici türlerinin seçilmesi, geliştirilmesi, uygulanması gerekmektedir. Bu noktada, Türkiye'deki elektrik üretim desteği (<10kW) ile evsel gerilim ve akım sınırlamaları (230V/50Hz, tek-faz, 10A/16A/32A) dikkate alındığında bahsi geçen çevirici türlerinden, dizi çeviricinin uygunluğu açıkça görülmektedir.

Bilimsel yazında (literatürde), dizi çeviri olarak birçok devre yapısı (topolojisi) bulunmaktadır [1], [3]. Dizi çeviricilerde elektrik şebekesi ile arayüz güç katmanı olarak kullanılan DA/AA evirici (inverter) yapıları çeşitlilik arz etmektedir. Genellikle bu eviriciler; tam-köprü (H-bridge, HB) ve türevleri veya 3 seviyeli (3 level, 3L) NPC (neutral-point clamped, nötr nokta bağlantılı) ve türevleridir [3]. Güneş enerjisi çeviricisinin şebekeye trafosuz bağlantısında dikkat edilen kaçak akım miktarı açısından, NPC devreler öne çıkar çünkü nötr noktasının toprak noktasına göre sabit olması kaçak akımı büyük oranda ortadan kaldırır [3]. HB devrede ise nötr noktasın toprağa göre sürekli zıplaması yüzünden kaçak akım oluşur, bunu azaltmak için ise devrenin güç ve denetim karmaşasını arttıran HB türevleri geliştirilmiştir [3]. NPC devrenin diğer öne çıkan yönü ise bünyesinde bulunan fazladan 2 adet diyot sayesinde toplam ısıl kayıpları daha geniş bir alana yayıp bölgesel ısıl gerilmeleri azaltmasıdır. Neticede; kaçak akım, devre/denetim karmaşası ve ısıl başarım dikkate alınarak bir değerlendirme yapıldığında 3L-NPC evirici öne çıkmakta olup bu çalışma için seçilmiştir.

Dizi çeviricilerde, fotovoltaik (PV) kaynak ile arayüz güç katmanı olarak büyük çoğunlukla yükseltici (boost) türü DA/DA çevirici kullanılır [1], [4]. Bu çalışmada, 2 adet bağımsız PV kaynağı ele alındığı için 2 adet yükseltici devre gerekmektedir. Şekil 1'de görüldüğü üzere çıkışlarında seri bağlı kullanılması; paralel bağlı kullanılmasına göre seri bağlı panel sayısını azaltması, yarıiletken gerilim seviyesini ve güç kaybını azaltması açısından tercih edilmiştir.

Bu çalışmada ele alınan devre; 2 adet PV kaynağı, 2 adet çıkışlarında seri bağlı yükseltici, 1 adet tek-faz evirici ve LCL süzgeçten oluşup elektrik şebekesine bağlantısı Şekil 1'de gösterilmiştir. İki adet DA/DA yükseltici sayesinde her bir PV kaynağı için bağımsız bir MPPT/AGNT (maximum power point tracker / azami güç noktası takipçisi) uygulanabilir. Böylece, yerel gölgelenme, kirlilik vb. şartların verime etkileri azaltılarak daha verimli bir enerji dönüşümü gerçekleştirebilir. Fakat AGNT'lerin bağımsızca uygulanması DA bara gerilim dengesizliğine ve neticede denetimin kararsızlığına sebep olabilir. Çünkü bağımsız AGNT'ler; bağımsız PV kaynaklarda kullanılan panellerin sayı/marka/tür/yaş/güç farkları ile yerel gölgeleme/kirlilik olması vb. durumlarında farklı miktarlarda güçleri seri bağlı iki farklı DA baraya aktarmak isterler. Bu sorunu çözmek için yeni denetim yaklaşımlarına ihtiyaç vardır.



Şekil 1. İki bağımsız PV kaynağının iki DA/DA yükseltici çevirici ve DA/AA evirici ile şebekeye bağlanması

[1] TÜBİTAK-BİDEB tarafından BİDEB2232-117E042 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir.

Bu çalışmada, öncelikle iki bağımsız PV kaynaklı güneş enerjisi çeviricisinin devresi ve denetimi anlatılmıştır. Sonra, bağımsız iki AGNT durumunda karşılaşılacak kararsızlık sorunu teoride gösterilmiş ve bu sıkıntıları belirli dengesizlik sınırlarında verim kaybına sebep olmadan çözen denetim yöntemi ortaya konulmuştur. Benzetim çalışmalarında 5kWlık dizi çevirici için elde edilen sonuçlar ile bu yöntemin başarımı kararlılık ve verimlilik yönünden ispatlamıştır.

2. ÇİFT KAYNAKLI ÇEVİCİRİCİ DEVRESİ VE KARARSIZLIK SORUNU

Çeviricinin uygulama devresi Şekil 1'de verilmiştir. Güç devresi şu temel kısımlardan oluşmaktadır: 2 adet PV kaynağı (PV panellerin seri bağlanmasından oluşan), 2 adet yükseltici (boost) devre, 3L-NPC devre ve LCL süzgeç. Yükselticiler, her bir PV kaynak için AGNT'ler ile belirlenen şartlarda kendi DA baralarına güç akışını sağlar. 3L-NPC ise kendi DA barasından şebekeye güç akışını şebeke gerilimi ile senkron olarak sağlamak üzere gerekli AA gerilimi darbeler halinde darbe genişlik modülasyonu (DGM) ile üretir. LCL süzgeç iki indüktör ve bir kapasitörden oluşup eviricinin çıkışındaki gerilim darbelerinin yüksek frekanslı bileşenlerini süzer. Böylece, bu bileşenlerin şebekede oluşturacağı gürültüyü azaltır.

Bu çevirici devresindeki yapısal kararsızlık sorunu aşağıdaki gibi izah edilebilir. İki adet DA/DA yükseltici sayesinde her bir PV kaynağı için bağımsız bir AGNT uygulanmaktadır. Bu AGNT'ler ile yükselticiler; bağımsız PV kaynaklardan üretilebilecek farklı miktarlarda güçleri seri bağlı iki farklı DA baraya aktarmak isterler. Bu durumda, Şekil 2'deki basit çevirici modelinde Yükseltici 1 ve 2'nin çıkış akımlarını temsil eden $i_{y,dc1}$ ve $i_{y,dc2}$ akımlarının birbirinden toplamsal (integral) olarak farklılaşması beklenir. Denklem (1) ve (2)'de gösterildiği üzere bu farklılaşma, yükseltici DA bara gerilimlerini ($v_{dc,y1}$ ve $v_{dc,y2}$) farklılaştıracak ve neticede kararlılığı bozacaktır.

$$v_{dc,y1} = \frac{1}{C_{dc,y1}} \int \left(i_{e,dc} - i_{y,dc1}\right) dt + V_{dc,y1} \qquad (1)$$

$$v_{dc,y2} = \frac{1}{C_{dc,y2}} \int \left(i_{e,dc} - i_{y,dc2}\right) dt + V_{dc,y2} \qquad (2)$$

3. ÇEVİRİCİNİN DENETİMİ

Çeviricinin denetimi iki kısımda yapılır: DA/AA evirici denetimi ve DA/DA yükseltici denetimi.

Evirici denetimi Şekil 3'te gösterildiği üzere DA bara Gerilim Denetimi (GD), evirici Akımı Denetimi (AD), Nötr Nokta Denetimi (NND), Darbe Genişliği Modülatörü (DGM) ve Faz Kilidi (FK) kısımlarını içerir. GD'de tüm bara gerilimi ($v_{dc,e}$) 50Hz'lik Çentik Süzgeç'ten (ÇS, notch filter) geçirilir, referans gerilim ($v^*_{dc,e}$) ile karşılaştırılıp oransal-integral (PI) denetçi ile senkron d ekseninde çıkış akım referansı ($i^*_{e,d}$) ile elde edilir. AD'de ise $i^*_{e,dq}$ ölçülen çıkış akımı ($i_{e,dq}$) ile karşılaştırılır ve PI denetçi ile çıkış gerilim referansı ($v^*_{e,dq}$) üretilir. NND'de DA bara gerilimleri ($v_{dc,e1}$ ve $v_{dc,e2}$) kullanılarak nötr noktayı sabit tutmak için gerekli gerilim referansı v^*_{NN} üretilir [5]. DGM'de v^*_e ile v^*_{NN} toplanarak üçgen dalgalarla karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri (S_e) elde edilir [6]. Denetim için gerekli AB/dq ve dq/AB işaret dönüşümleri tek-faz işaretler için yapılır [7]. FK'de ise şebeke geriliminde (v_s) bu dönüşümler için gerekli faz açısı bilgisi (θ) çıkarılır [8].

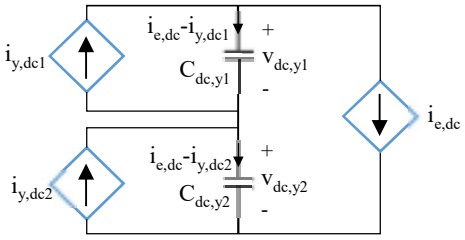
Yükseltici denetimi Şekil 4'te gösterildiği üzere AGNT, AD ve DGM birimlerinden oluşur. Ayrıca, yükseltici çıkış gerilimlerinin sapması kaynaklı kararsızlığın önüne geçmek için Yükseltici Orta Nokta Denetimi (YOND) bu çalışmada önerilmiştir. AGNT, PV gerilim ve akım ölçümlerini (v_{pv} ve i_{pv}) kullanarak yükseltici indüktörü akım referansını (i^*_y) üretir. Bu çalışmada 'uyart ve izle' (perturb and observe) AGNT yöntemi kullanılmıştır [9]. AD'de ise i^*_y ve YOND'un ürettiği akım referansı ($i^*_{y,yon}$) toplamı ölçülen yükseltici akımı (i_y) ile karşılaştırılıp PI denetçi ile yükseltici gerilimi referansı (v^*_y) elde edilir. DGM ise v^*_y ile üçgen dalga işareti karşılaştırması ile yükseltici anahtarlama işaretlerini (S_y) üretir.

4. YÜKSELTİCİ ORTA NOKTA DENETİMİ (YOND)

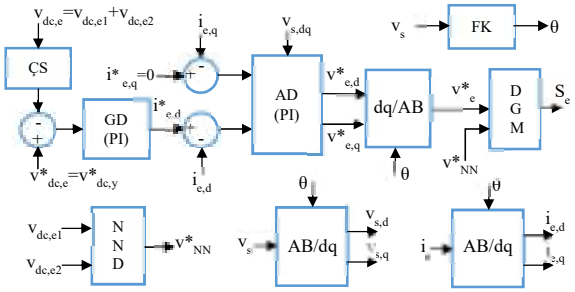
İki bağımsız PV kaynaklı bu yükselticide bulunan kararsızlık sorununun çözümü için kullanılabilecek basit denetim yöntemi olarak AGNT'lerin birbirine bağımlı hale getirilmesi düşünülebilir. Öyle ki, AGNT'lerden sadece daha düşük güç çıkışı veren PV kaynağın AGNT'si etkin olup diğer AGNT kullanılmaz. Böylece, PV kaynaklardan toplam aktarılabilecek güç (3)'teki gibi bulunur. Bu yöntemle, elde edilebilecek göreceli verim (η_g) (4)'teki gibi ifade edilebilir.

$$P_{pv,top} = 2 * min\left(P_{pv1}, P_{pv2}\right) \qquad (3)$$

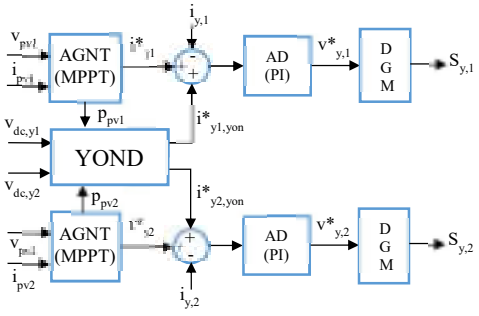
$$\eta_g = \frac{P_{pv,top}}{P_{pv1}+P_{pv2}} \qquad (4)$$



Şekil 2. Çift PV kaynaklı güneş enerjisi çeviricisin basit modeli.



Şekil 3. Çift PV kaynaklı güneş enerjisi çeviricisinde DA/AA eviricinin denetimi.



Şekil 4. Çift PV kaynaklı güneş enerjisi çeviricisinde DA/DA yükselticilerin denetimi.

Bu yöntemin uygulamada kullanılmasındaki güçlükler (kullanılmayan AGNT'nin düzgün çalışmama riski, eşit güç akışında bile DA baranın oynamasını önlemek için gerekli denetçi ihtiyacı) bir yana, bu yöntemin eldeki PV kaynakların verimli kullanımını sınırlar.

Bu çalışmada önerilen YON denetiminin çalışma ilkesi şöyle anlatılabilir: İki bağımsız PV kaynaktan AGNT ile bulunan güçlerde oluşan farklılıklar, yükseltici DA bara gerilimlerine orta nokta gerilimini değiştirerek aynı oranda yansıtılır (Bkz. Denklem (5)), böylece DA bara gerilimleri kararlı kalır ve de göreceli verimin (η_g) düşmesi önlenir.

$$\frac{v^*_{y,dc1}}{v^*_{y,dc2}} = \frac{P_{pv1}}{P_{pv2}} \qquad (5)$$

Bu yöntem Şekil 5'te ayrıntılı gösterilmiştir. AGNT'lerin ürettiği güç işaretleri (p_{pv}) ile toplam yükseltici DA bara gerilim referansının ($v^*_{y,dc}=v_{y,dc1}+v_{y,dc2}$) Denklem (6)'daki gibi kullanılmasıyla orta noktadaki oynama miktarı referansı $\Delta v^*_{y,dc}$ bulunur. Bir AD kullanılarak, $\Delta v^*_{y,dc}$ ile $\Delta v_{y,dc}$ karşılaştırması PI denetçiye sokulur ve orta nokta denetimi için gerekli akım referansı ($i^*_{y,yon}$) elde edilir. Bu referans akımından (7) ve (8)'de belirtildiği üzere $i^*_{y,yon1}$ ve $i^*_{y,yon2}$ fazla güç üretimi yapan yükselticinin DA barasını yükseltecek şekilde elde edilir. Böylece, yükseltici DA baraların orta noktası AGNT'lerin istediği güçte çalışabileceği yere getirilir.

$$\Delta v^*_{y,dc} = \frac{v_{y,dc1}-v_{y,dc2}}{2} = \frac{v^*_{y,dc}}{2}\frac{P_{pv1}-P_{pv2}}{P_{pv1}+P_{pv2}} \qquad (6)$$

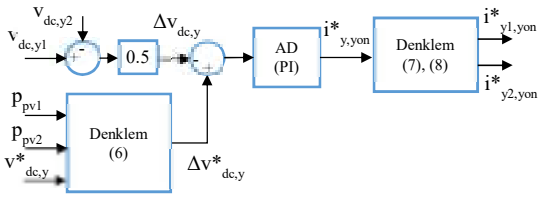
$$i^*_{y1,yon} = \begin{cases} i^*_{y,yon}\,; & i^*_{y,yon} \geq 0 \\ 0 \;\; ; & i^*_{y,yon} < 0 \end{cases} \qquad (7)$$

$$i^*_{y2,yon} = \begin{cases} 0 \;\; ; & i^*_{y,yon} \geq 0 \\ -i^*_{y,yon}\,; & i^*_{y,yon} < 0 \end{cases} \qquad (8)$$

Bu yöntemin sınırlaması, yükselticilerden birinin DA bara geriliminin en üst veya en alt sınır değerlere ulaşmasıdır. Bu bakımdan en yüksek sağlanabilecek güç farkı $\Delta P_{pv,max}$ ($=|P_{pv1}-P_{pv2}|$) toplam PV gücüne oranla (9)'daki gibi bulunur. Mesela, $v^*_{y,dc}$=750V ve $\Delta v^*_{y,dc,max}$=25V için $\Delta P_{pv,max}$ %6.7 olarak bulunur.

$$\frac{\Delta P_{pv,max}}{P_{pv1}+P_{pv2}} = \frac{2*\Delta v^*_{y,dc,max}}{v^*_{y,dc}} \qquad (9)$$

Bu yöntemde $\Delta P_{pv,max}$ sınırı aşılması halinde YOND, daha yüksek güç verebilecek AGNT'nin ürettiği akım referansına ters yönde akım referansı üreterek kararlı halde çalışmayı temin eder, fakat bu sınır aşıldıktan sonra η_g düşmeye başlar. Ayrıca, bu yöntemin ortak mod gerilimini (CMV), $\Delta v_{y,dc}$ miktarı değiştirdiğine dikkate edilmelidir.



Şekil 5. Kararlı çalışma için önerilen YON denetimi.

5. BENZETİM SONUÇLARI

Çeviricinin öngörülen başarımının doğrulanması için Şekil 1'deki devre ve PV kaynakları benzetim ortamında modellenmiştir. Benzetim çalışmaları ANSYS-Simplorer'da yapılmıştır. Benzetimlerde kullanılan parametreler Çizelge 1'de verilmiştir.

Güneş enerjisi çeviricisi 4.88kW'ta yaklaşık tam güçte ve PV kaynak başına eşit yükte (2.44kW) kararlı çalışırken t=0.5sn ile t=0.9sn arasında PV2 kaynağında bir güç düşümü ve sonrasında t=1.3sn ile t=1.7sn arasında PV1'de bir güç düşümü olan durumlar için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetimlerde iki farklı güç düşüm seviyesi çalışılmıştır: 2.44kW→2.18kW (ΔP_{pv}=%5.3) ve 2.44kW→1.93kW (ΔP_{pv}=%11.7).

İlk durum (ΔP_{pv}=%5.3) için yapılan benzetimlerle alınan dalga şekilleri Şekil 6-12'de gösterilmiştir. Şekil 6'da PV1'in ve Şekil 7'de ise PV2'nin, yükseltici DA bara gerilimlerinin güç düşümlerinde Şekil 8'de görülen $\Delta v_{y,dc}$'nin denetimi sayesinde kararlı bir şekilde çalıştığı görülmektedir. Şekil 9 ve 10'da ise evirici DA bara gerilimlerinin ve şebeke akımının toplam güç değişimlerine rağmen kararlı çalıştığı görülür. Şekil 11 ve Şekil 12'de ise PV1 ve PV2'nin V&I ve P&I eğrileri göstermektedir ki önerilen YON denetim yöntemi sayesinde PV'lerdeki dengesiz üretime rağmen PV'ler en yüksek güç noktalarında (AGN:2.44kW ve 2.18kW) çalışabilmektedir.

İkinci durumda (ΔP_{pv}=%11.7) ise dalga şekilleri Şekil 13-16'da verilmiştir. Şekil 13 ve Şekil 14'te PV1 ve PV2'nin kararlı çalıştığı görülmekle birlikte $\Delta P_{pv,max}$=%6.7 sınırı aşıldığı için t=0.5-0.9sn arasında PV1 ve t=1.3sn-1.7sn arasında PV2 AGN=2.44kW'ta değil GN=2.22kW'ta çalışabilmektedir. Bu durum Şekil 15 ve Şekil 16'daki V&I ve P&I eğrilerinde gösterilmiştir.

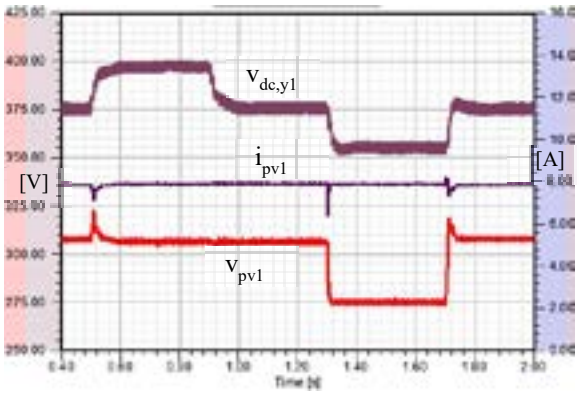
Çizelge 2'de sözkonusu iki durum (ΔP_{pv}=%5.3 ve ΔP_{pv}=%11.7) için YON denetimi başarımı verilmiştir. Karşılaştırma, AGNT'lerden düşük güçlü olanın kullanıldığı basit yöntem ile yapılıp bu çizelgede verilmiştir. Güç farkı sınırının aşılmadığı ilk durumda (ΔP_{pv} <%6.7) YON ile göreceli verim %100'de tutulabilmekte iken basit yöntem ile %94.4'lük bir verime ulaşılabilmektedir. Güç farkı sınırının aşıldığı ikinci durumda ise (ΔP_{pv}>%6.7) YON ile göreceli verim %95'te kalmakta iken basit yöntem ile %88.3'e düşmektedir.

Çizelge 1: Benzetim parametreleri

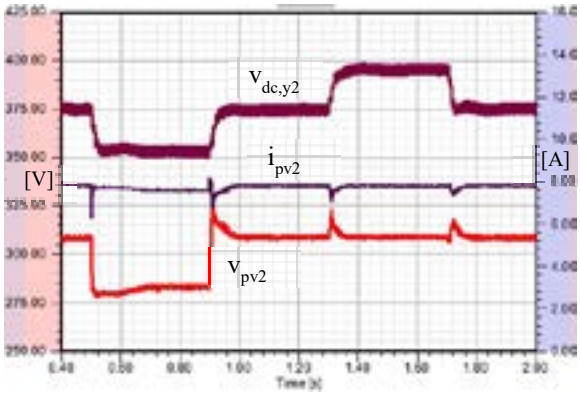
Parametre	*Değer*
V_s (Şebeke gerilimi)	220 Vrms
L_s (Şebeke kaçak indüktansı)	100 µH
R_s (Şebeke direnci)	200 mΩ
L_{ac1} (LCL indüktansı 1)	0.4 mH
L_{ac2} (LCL indüktansı 2)	0.1 mH
C_{ac} (LCL sığası)	0.05 mF
$V_{dc,e}$ (Evirici DA bara gerilimi)	750 V
$C_{dc,e}$ (Evirici DA bara sığası)	4 mF
$V_{dc,y}$ (DA bara gerilimi)	750 V
$\Delta v^*_{y,dc,max}$ (Azami gerilim farkı)	25V
$C_{dc,y}$ (Yükseltici DA bara sığası)	0.1 mF
L_{pv} (Yükseltici giriş indüktansı)	0.15 mF
C_{pv} (Yükseltici giriş sığası)	0.1 mF
PV panel (STP250S-20/Wd)	250W 37.4V 8.63A [10]
PV panel sayısı	2 x 10
PV toplam gücü	5kW (2 x 2.5kW)
f_s (Anahtarlama frekansı)	20 kHz

Çizelge 2: PV gücü farklılıklarına karşı YON denetimini başarımı

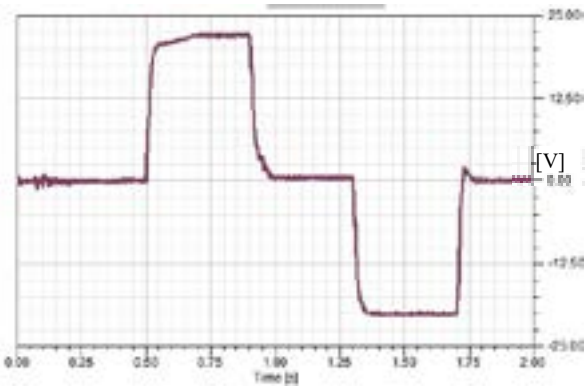
ΔP_{pv} (%)	*P_{v1} (kW)*	*P_{v2} (kW)*	*Yöntem*	*η_g (%)*
5.3	2.44	2.18	Yok	(Kararsız)
	2.18	2.18	Basit	94.4
	2.44	2.18	YOND	100.0
11.7	2.44	1.93	Yok	(Kararsız)
	1.93	1.93	Basit	88.3
	2.22	1.93	YOND	95.0



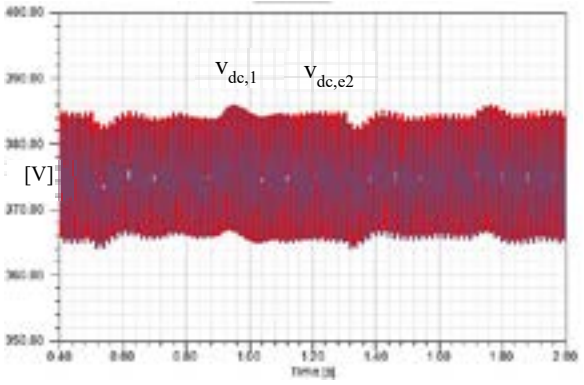
Şekil 6. Yükseltici 1'in çıkış DA bara gerilimi, PV1 akımı ve PV1 gerilimi (ΔP_{pv}=%5.3)



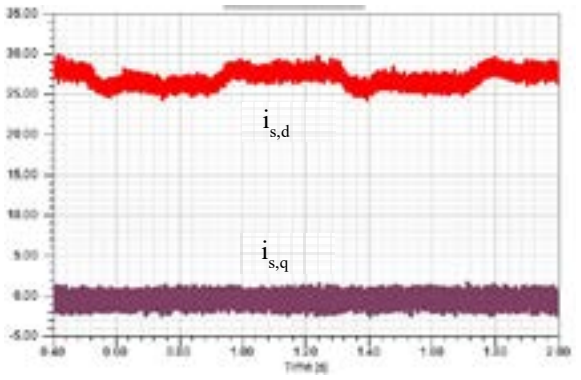
Şekil 7. Yükseltici 2'in çıkış DA bara gerilimi, PV2 akımı ve PV2 gerilimi (ΔP_{pv}=%5.3)



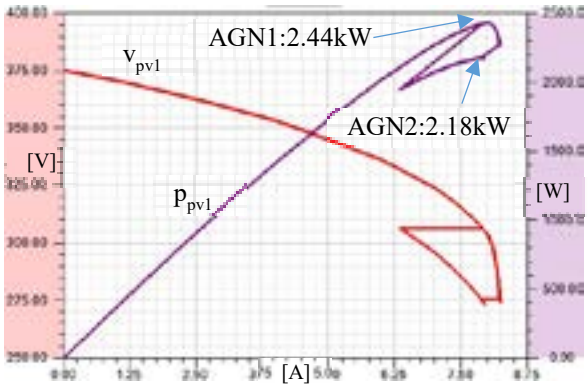
Şekil 8. Yükseltici DC bara gerilimleri arasındaki fark ($\Delta v^*_{dc,y}$) (ΔP_{pv}=%5.3)



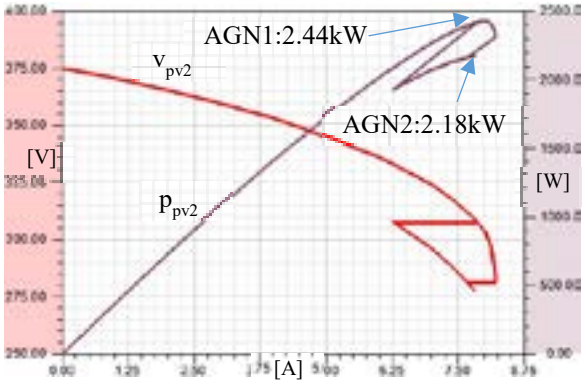
Şekil 9. Evirici DC bara gerilimleri ($v_{dc,e1}$ ve $v_{dc,e2}$) (ΔP_{pv}=%5.3)



Şekil 10. Şebeke akımının dq ekseni bileşenleri ($i_{s,dq}$) (ΔP_{pv}=%5.3)



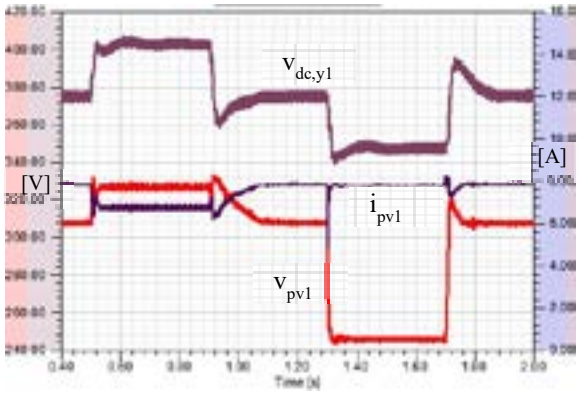
Şekil 11. PV1 akımına bağlı PV1 gerilimi ve PV1 gücü (ΔP_{pv}=%5.3)



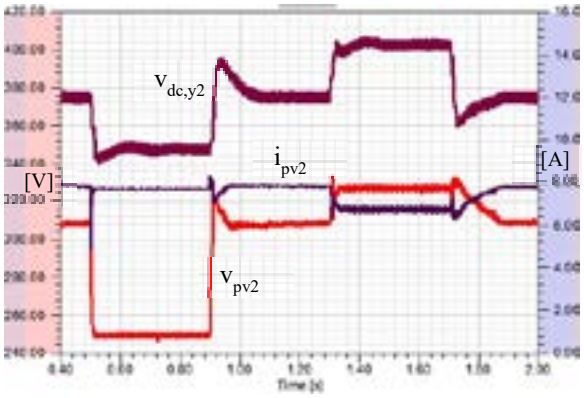
Şekil 12. PV2 akımına bağlı PV2 gerilimi ve PV2 gücü (ΔP_{pv}=%5.3)

6. SONUÇLAR

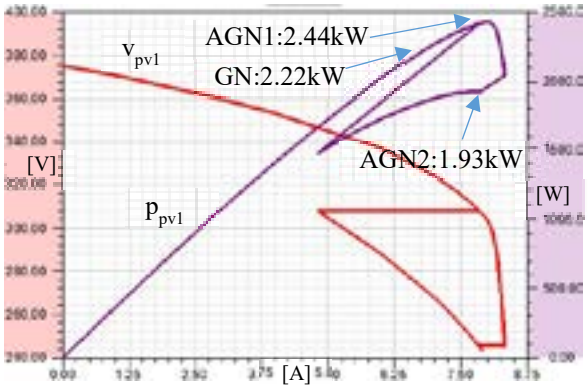
Bu çalışmada, 2 adet bağımsız PV kaynak için 2 adet birbirine DA taraflarında seri bağlı yükselticiden ve 1 adet eviriciden oluşan çevirici devre ele alınmıştır. Bu devrenin kararsızlık sorunun gösterilmiş ve bu soruna karşı yükseltici DA bara orta noktası denetimi (YOND) geliştirilmiştir. Geliştirilen bu yöntemin başarımı benzetim souçlarıyla gösterilmiştir. Bu yöntem sayesinde bu devrenin kararlı çalışması ve AGNT'lerin bağımsızlığını sınırlayan basit yönteme göre mevcut PV gücünü daha verimli kullanması sağlanmıştır. Şöyle ki; PV kaynaklar arası dengesizliğin %5.3 ve %11.7 olduğu durumlarda basit yöntem ile %94.4 ve %88.3 göreceli verim elde edilebilirken YOND ile %100 ve %95 verim yakalanmıştır.



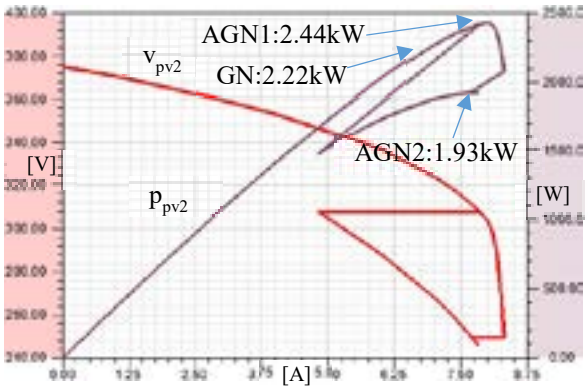
Şekil 13. Yükseltici 1'in çıkış DA bara gerilimi, PV1 akımı ve PV1 gerilimi (ΔP_{pv}=%11.7)



Şekil 14. Yükseltici 2'in çıkış DA bara gerilimi, PV2 akımı ve PV2 gerilimi (ΔP_{pv}=%11.7)



Şekil 15. PV1 akımına bağlı PV1 gerilimi ve PV1 gücü (ΔP_{pv}=%11.7)



Şekil 16. PV2 akımına bağlı PV2 gerilimi ve PV2 gücü (ΔP_{pv}=%11.7)

7. KAYNAKÇA

[1] Samir Kouro et al, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology" IEEE Industrial Electronics Magazine, March 2015.

[2] EPDK, 'Lisanssız Elektrik Üretimine İlişkin Duyuru (22/01/2018)', www.epdk.org.tr.

[3] Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodríguez, Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems, 2011 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-05751-3.

[4] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, 3rd Edition, 2003.

[5] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," IEEE Trans. Power Electron., Vol.15, No.2, pp.242-249, March 2000.

[6] D. G. Holmes, T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters, Piscataway, NJ: IEEE-Wiley, 2003.

[7] O. S. Senturk and A. M. Hava, "Performance Enhancement of The Single-phase Series Active Filter by Employing The Load Voltage Waveform Reconstruction and Line Current Sampling Delay Reduction Methods," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.26, no. 8, pp. 2210-2220, August 2011.

[8] V. Kaura, V. Blasko, "Operation of a phase locked loop under distorted utility conditions," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, pp. 58-63, January/February 1997.

[9] Bendib, B. & Belmili, Hocine & Krim, Fateh. (2015). A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems. Renewable Sustainable Energy Rev. 45. 637-648. 2015.

[10] STP250S-20/Wd Suntech, http://www.zonnestroom.eu/wp-content/uploads/2013/11/STP-255S_20Wd-MC4_250_245.pdf

Hafif Ticari Elektrikli Araç Üzerinde Kablosuz Hızlı Şarj Sistemi Entegrasyonu

Halil İbrahim Adam

Tofaş Türk Otomobil Fabrikası A.Ş. Ar-Ge Merkezi

İstanbul Cad. No:574 Osmangazi, Bursa

Halil.ibrahimadam@tofas.com.tr

Mustafa Şimşek

Tofaş Türk Otomobil Fabrikası A.Ş. Ar-Ge Merkezi

İstanbul Cad. No:574 Osmangazi, Bursa

Mustafa.simsek@tofas.com.tr

Berk Bilgin

Tofaş Türk Otomobil Fabrikası A.Ş. Ar-Ge Merkezi

İstanbul Cad. No:574 Osmangazi, Bursa

Berk.bilgin@tofas.com.tr

ÖZET

Çevresel etkilerin ve iklim değişiklerin önüne geçmek üzere, otomotiv sektöründe karbondioksit ve emisyon seviyesini azaltmak yönünde yeni regülasyon düzenlemeleri yapılmaktadır. Araç üreticileri filo emisyon değerlerini yeni regülasyonlarda belirtilen limit değerlerin altına düşürmek üzere yoğun şekilde çalışmaktadırlar. Elektrikli araçlar bu sorun karşısında, en uygun çözümlerden biri olarak görülmektedirler. Elektrikli araçlar geleneksel olarak şarj kablosu ve kablosuz olarak birden fazla yöntem ile şarj olabilmektedirler. Fakat mevcut altyapı ile beraber elektrikli araçların uzun şarj süreleri, elektrikli araç teknolojisinin gelişimini olumsuz etkileyen faktörlerden biridir. Bu çalışmada mevcut bir hafif ticari elektrikli araca kablosuz hızlı şarj sistemi entegrasyonu ve ilgili araç mimarisi anlatılacaktır.

Anahtar Kelimeler: Elektrikli araç, kablosuz hızlı şarj, sistem mimarisi

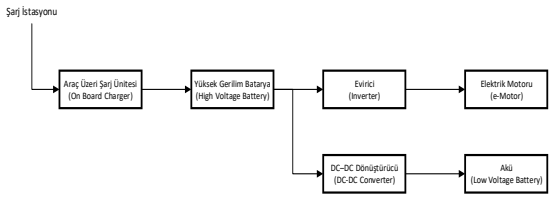
1. GİRİŞ

Günümüzde, gelişen teknoloji ile birlikte kullanıcıların beklenti ve ihtiyaçları da her geçen gün artmaktadır. Bu etkenler ve paralelinde küresel nüfus artışı ile birlikte yollarda görülen araç sayısı da kayda değer şekilde artmaktadır. Çevreye salınan zehirli gaz emisyonu yükselmekte ve bu kirliliğin sonucu olarak, küresel ısınma seviyesindeki artış hızlanmaktadır. Bu olumsuz durum karşısında küresel ölçekte çok çeşitli önlemler alınmaktadır. Yeni regülasyonlar ile gelen emisyon ve karbondioksit limitleri, araç üreticilerini çeşitli alternatif çözümlere yönlendirmiştir. Bu çözümlerden en öne çıkanları hibrit ve elektrikli araç teknolojileridir. Hibrit ve elektrikli araçlar sahip oldukları elektrik motoru sayesinde geleneksel içten yanmalı araçlara nazaran emisyon ve karbondioksit avantajı sunmaktadırlar. Araç üreticileri ile beraber ülkeler de önlemler almaktadır. Örneğin İngiltere' de "Road to Zero" projesi kapsamında elektrikli araçlarla beraber toplu ulaşımın da elektrikli olarak yapılması ve mevcut şarj istasyonlarında yaygınlaştırılması adına çalışmalar yürütülmektedir. Ek olarak İngiltere' de 2040 yılında fosil yakıtlı araçların kullanımına son verilmesi planlanmaktadır. Keza Almanya hükümeti 2016 yılında 600 milyon Euro' luk bir teşvik programı açıklamış ve 2020 yılında ülke çapında 1 milyon elektrikli araç görmeyi hedeflemektedir. Bu gelişmeler doğrultusunda elektrikli araçlar günümüzde çok önemli bir yere sahip olmaktadır. Gelişen teknoloji ile beraber, performans ve menzil açısından yetersiz olan elektrikli araçlar, daha da cazip hale gelmiştir. Batarya teknolojisindeki gelişmeler ışığında kg başına düşen enerji miktarı artmakta ve aynı hacim içerisine daha büyük kapasiteye sahip batarya konulabilmektedir. Batarya kapasitesi de doğrudan araç menziline etki edecektir. Bu gelişme ile beraber elektrikli araçların sahip olduğu düşün menzil ve kullanıcı gözünde negatif bir etki yaratan bu durum elimine edilmiş olacaktır. Bununlar beraber yüksek motor güçleri ile beraber içten yanmalı motorlarla aynı seviye de hatta daha da iyi seviyelerde tork değerlerine sahiptirler. Tesla firmasına ait yakın zamanda tanıtılan "Roadster" modeli 0' dan 100 km hıza 2.2 saniye gibi çok kısa bir sürede ulaşmaktadır. Fakat elektrikli araçların batarya dolum süreleri altyapı, batarya teknolojisi başta olmak üzere çeşitli etkenlere göre değişiklik göstermekle birlikte, içten yanmalı araçların yakıt dolum süresine nazaran şarj süresinin çok daha uzun olduğu bir gerçektir. İçten yanmalı bir araçta, yakıt deposunun tam olarak dolması 2-3 dakika gibi kısa bir süre alırken, , standart bir elektrikli aracın ortalama 40 kWh bataryaya sahip olduğunu düşünürsek mod1 (3.3 kW) şarj seviyesinde aracımız yaklaşık olarak 13 saatte, mod2 (22 kW) ile yaklaşık 2 saatte ve mod3 (50 kW) ile yaklaşık olarak 1 saatte tamamen şarj olacaktır. Bu sebepten dolayı elektrikli araç üreticileri bu engelin üstesinden gelmek

üzere hızlı şarj sistemleri üzerinde çalışmaktadırlar. 2005' de yürürlüğe giren Kyoto protokolünden itibaren kablosuz güç transfer teknolojisi, küresel ısınmasının etkisini azaltmak adına daha da önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir. 2010 yılından önce bu teknoloji neredeyse tamamen askeri alanda kullanılmaktaydı. Fakat 2010 yılından sonra bu teknoloji elektrikli araçlar, endüstriyel makineler, cep telefonları gibi alanlara da etki etmiştir. [1] Kablosuz şarj sistemleri, mevcut sistemlere nazaran daha yüksek güvenirliğe sahiptirler. Mevcut sistemler de kullanıcı kontrollü sistemler olduklarından küçük de olsa bir tehdit unsuru bulabilir. Ayrıca kullanıcılar şarj işlemini başlatmak adına, şarj istasyonundan elektrikli araç besleme ekipmanını yalıtkan eldiven ile tutmaları da gerekebilir. Kablosuz şarj sistemlerinde kullanıcı etkisi olmayacağı için kullanıcı hataları elimine edilecek ve daha güvenli bir sistem haline gelecektir. Bunun beraberin de yüksek frekanslı dönüştürücü sistemler yardımı ile yüksek güçlere ulaşılabilmektedir. Kablosuz hızlı şarj sistemi, bu uzun sürelerin oluşturduğu negatif etkileri en aza düşürecektir. Bu avantajının yanında, kablosuz şarj teknolojisi kablolamayı da elimine ettiği için mevcut şarj teknolojisine nazaran ekstra bir avantaj sunmaktadır. [3]

2. ELEKTRİKLİ ARAÇ SİSTEM MİMARİSİ

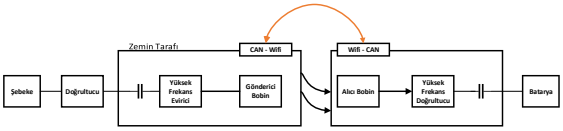
Şekil 1' de görüldüğü üzere elektrikli araç sistem mimarisinin ana bileşenler; araç üzeri şarj ünitesi, yüksek gerilim batarya evirici, elektrik motoru, dc-dc dönüştürücü ve aküdür. Araç üzeri şarj ünitesi, şarj istasyonundan gelen alternatif akım gerilimini bataryaya uygun hale doğru akım gerilimine çevirmektedir. Batarya araç üzerinden gelen doğru akım gerilimi ile şarj olmaktadır. Araç hareket anında iken batarya sahip olduğu doğru akım gerilimini, elektrik motorunu beslemek için alternatif akım gerilimine dönüştürmesi gerekmektedir. Bu işlem evirici yardımı ile yapılmaktadır. Aynı zamanda evirici hem doğru akım gerilimini, alternatif akım gerilimine çevirirken hem de elektrik motorunu kontrol etmektedir. Evirici, elektrikli araç üzerindeki akıllı sistemlerden yani mikroişlemci bileşen sistemlerden biridir. Sorumlu olduğu tork yönetimi ile anahtarlama frekansını ayarlayarak hız ve tork kontrolü sağlamaktadır. İçten yanmalı motorlu araçlara nazaran araç üzerinde bir alternatör olmadığı için bataryadan alınan doğru akım gerilimi aynı zaman dc-dc dönüştürücüden geçerek aküyü beslemektedir.



Şekil 1 Elektrikli Araç Sistem Mimarisi

3. ENDÜKTİF KABLOSUZ ŞARJ TRANSFER SİSTEMİ

Elektrikli araçlar için endüktif kablosuz şarj transfer sistem mimarisi şekil 2' de gösterilmiştir. Bu sistem enerjinin zeminden araca doğru hava boşluğu üzerinden transferini sağlamaktadır. Zeminde bulunan sistem yüksek frekans evirici ve gönderici bobin, araç tarafında bulunan sistem ise alıcı bobin ve yüksek frekans dönüştürücüyü içermektedir.[2] Bobinler alıcı ve verici almak üzere 2 metal plaka içermektedirler. Bu plakalar enerji transferi için uygun olarak dielektrik yüzey ile kaplanmıştır.[4] Bu bileşenlere ek olarak araç ile zemin arasında haberleşmeyi sağlamak amacıyla CAN – Wifi ve Wifi – CAN dönüştürücüler kullanılmaktadır. Şebekeden gelecek olan gerilim öncelikle şebeke tarafında bulunan alternatif akım – doğru akım doğrultucu sistemden geçerek doğru akım gerilimine çevrilir. Elde edilen doğru akım gerilimi ise doğru akım – alternatif akım evirici sistemine iletilmeden önce kapasitede toplanır. Kapasite üzerinden iletilen doğru akım gerilimi evirici yardımıyla alternatif akım gerilimine çevrilir. Zemin tarafında bulunan bobine alternatif akım verilerek bir manyetik alan oluşturulur ve bu manyetik alan oluşturur ve araç tarafında bulunan sisteme aktarılır. Karşı tarafa aktarılan enerji ile alternatif akım gerilimi endüklenir. Alternatif akım gerilimi, araç üzerinde alternatif akım – doğru akım doğrultucu sistemden geçerek çıkış kapasitesinde depolanmakta ve bu kapasite üzerinden bataryaya verilmektedir.[5]



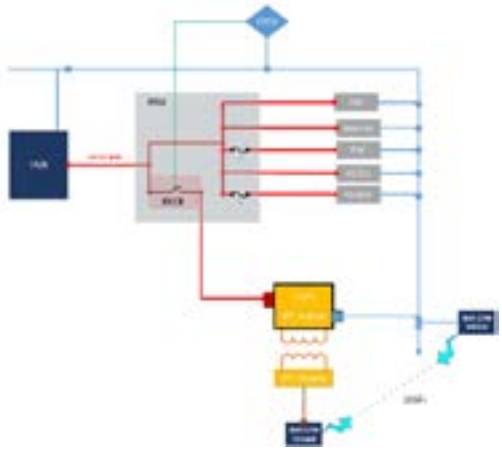
Şekil 2 Endüktif Kablosuz Şarj Transfer Sistem Mimarisi

4. KABLOSUZ HIZLI ŞARJ SİSTEMİ ENTEGRASYONU

Şekil 2' de mevcut elektrikli araç mimarisi üzerine kablosuz şarj ünitesinin entegrasyonu gösterilmektedir. Kablosuz şarj sistemi yüksek gerilim koruyucu sistem, Wi-Fi haberleşme ara yüzleri ve araç üzeri ile zeminde bulunan alıcı – verici bileşenlerden oluşmaktadır. Kablosuz enerji transferi için gereken öncü koşullar; aracın park halinde olması, araç üzeri şarj ünitesinin aktif olmaması ve araç üzerinde bulunan alıcı ile zemin tarafında bulunan vericinin aynı hizaya gelmesidir. Bu koşullar sağlandıktan sonra zemin tarafında bulunan verici ünite doğru akım gerilimi ile beslenmelidir. Yüksek frekans dönüştürücü yardımı ile doğru akım gerilimi kablosuz olarak aktarılmak üzere alternatif akım gerilimine dönüştürülecektir. Alternatif akım gerilimin, alıcı ve verici sistemlerde bulunan bobinler yardımı ile

aktarımı gerçekleştirilmektedir. Alternatif akım, araç tarafındaki alıcıya aktarıldığı zaman, alıcıda bulunan alternatif akım – doğru akım dönüştürücü yardımı ile doğru akım gerilimine dönüştürülerek bataryaya uygun hale getirilmekte ve bu sayede batarya şarj olmaktadır.

Kablosuz şarj sisteminde bulunan wi-fi haberleşme ara yüzleri araç ile zemin arasındaki haberleşmeyi sağlamaktadırlar. Öncelikle kablosuz şarjın başlaması için araç üzerinde bulunan alıcı ile zeminde bulunan verici sistemin eşleşmesini ve aynı hizaya gelmesini sağlayan ve araç kontrol ünitesine bu bilgiyi veren sistemdir. Şarj esnasında ise bataryada bulunan ve bataryanın akıllı bileşen olan batarya yönetim sisteminin ana (master) kartından akım, gerilim limitleri, şarj durumu ve hataları bildirmektedir. Herhangi bir hata durumunda ya da şarjın tamamlanması durumunda bu bilgiyi alarak zemin tarafında bulunan verici sisteme aktararak şarj seansını sonlandırmaktadır.



Şekil 3 Kablosuz şarj sistemine sahip elektrikli araç sistem mimarisi

5. SONUÇLAR

Doğada bulunan çoğu sistem gibi kablosuz enerji aktarımı da tam verimle çalışmamaktadır. Temel olarak, zemin ile araç arasında hava boşluğuna bağlı olarak sistem verimi ters orantılı olarak değişmektedir. Hava boşluğu arttıkça, verim azalmaktadır. Aradaki verim farkı ısı enerjisi olarak araç üzerinde bir yük oluşturmaktadır. Bu yük araçta bulunan termal yönetim sistemi tarafından yönetilerek sistem dinamiklerini değiştirmeden yönetilebilir.

Araç üzerinde iki adet şarj ünitesi bulunacağı için enerji yönetim sisteminde de değişiklik gerektirmektedir. Aracı hem şebekeden araç üzeri şarj ünitesi ile, hem de kablosuz şarj sistemi ile beslemek akım gerilim limitleri aşılması halinde batarya ömrüne zarar verebilmektedir. Kompleks bir kontrol algoritması ile bu sorun çözülebilir fakat en efektif çözüm olarak kablosuz şarj durumu ile şebekeden şarj durumunu ayrı bir durum olarak tanımlayarak daha basit yönetilmelidir.

Kablosuz enerji aktarımının temelinde manyetik alan yer aldığından dolayı yüksek frekanslara çıkıldığı zaman yüksek seviyelerde gürültü ve elektromanyetik alan etkisi görülebilir. Bu etkisi araç haberleşme hattında yansımalara sebep vermemesi adına, kablosuz şarj sisteminin elektromanyetik alan girişimi açısından belirlenen sınırlar içerisinde olmalıdır. İleriki çalışmalarda, kablosuz enerji aktarımından kaynaklanan elektromanyetik alan girişimi ve gürültü etkilerinin iyileştirilmesi adına çalışmalar gerçekleştirilebilir

6. REFERANSLAR

[1] C. H. Lee, G. Jung, S. Shin, Y. Kim, B. Song, KAIST, J. Shin, S.H. Chung, D. O. Kim, J. Lee, "Design and Introduction of High Power Transfer System for Electrical Vehicles", 2013 IEEE International Conference on Intelligent Rail Transportation Proceedings

[2] B. Regenburger, A. Kumar, S. Sinha, K. Afridi. "High-Performance 13.56-MHz Large Air-Gap Capacitive Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle Charging", 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)

[3] M. Debbou, F. Colet, "Inductive Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Dynamic Charging", 2016 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)

[4] D. Kishan, P. S. R. Nayak, "Wireless Power Transfer Technologies for Electric Vehicle Battery Charging – A State Of The Art", 2016 International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPES)

[5] V. Cirimele, O. Smiai, P. Guglielmi, F. Bellotti, R. Berta, A. De Gloria, "Maximizing Power Transfer for Dynamic Wireless Charging Electric Vehicles", 2016 International Conference on Applications in Electronics Pervading Industry, Environment and Society, Springer, Cham

ENERJİ ANALİZÖRÜ TASARIMI VE ENERJİ ÖLÇÜM SONUCUNUN ZAMANA GÖRE HATASININ MAKİNE ÖĞRENMESİ ALGORİTMASIYLA MODELLENMESİ

Sıraç CEVİZCİ Burak FULİN Serhan YILMAZ Bünyamin SÖĞÜT

Ar-Ge Merkezi Akım Metal A.Ş., Tuzla, İSTANBUL

scevizci@akimmetal.com.tr bfulin@akimmetal.com.tr seyilmaz@akimmetal.com.tr bsogut@akimmetal.com.tr

ÖZET

Bu çalışmada, elektrik şebekelerindeki akım, gerilim ve enerji tüketimini ölçebilen ve denetleyebilen bir enerji analizöründen bahsedilecektir. Geliştirilen enerji analizörü akım ve gerilim ölçüm parametrelerini kullanarak güç ve enerji hattı hesaplaması yapacaktır. Bu parametreler Ethernet haberleşmeli kullanıcı arayüzü ile denetlenebilmektedir. Ayrıca denetlenen bu parametrelerle birlikte uygulanan makine öğrenme algoritmaları sayesinde zamana bağlı olarak aktif enerji hatası tahmin edilecektir. Bu sayede hatanın ne zaman tolerans sınırını aşacağı anlaşılacaktır.

Anahtar Kelimeler: Enerji, Analizör, Ethernet, Makine Öğrenmesi, Haberleşme, Hata Tahmini

ABSTRACT

In this paper, an energy analyzer that can measure and control the current, voltage and energy consumption in the electricity networks will be mentioned. The developed energy analyzer will calculate the current and voltage parameters to calculate power and power line. These parameters can be controlled with user-oriented Ethernet communication. In addition, the machine learning algorithms applied together with these supervised parameters will estimate the active energy error depending on the time.

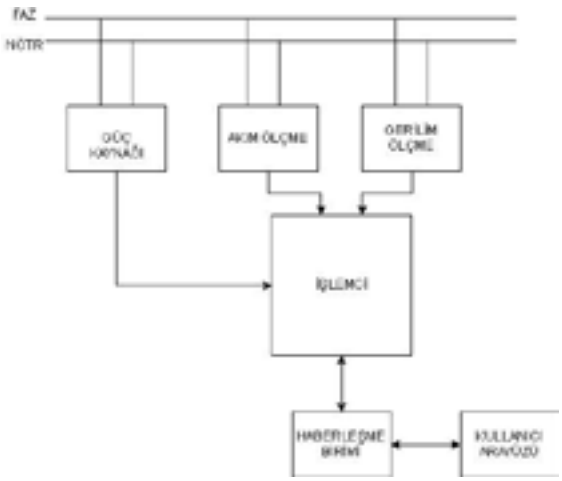
Keywords: Energy, Analyzer, Ethernet, Machine Learning, Communication, Error Detection

1.GİRİŞ

Enerjiyi tüketiminin yanı sıra, önemli bir husus da enerjiyi verimli ve tasarruflu tüketmeyi bilmektir. Enerji tüketiminin verimli ve tasarruflu kullanmak için enerjiyi doğru bir şekilde ölçmek ve yönetmek gerekiyor. Elektrik enerjisinin ölçümü için akım ve gerilim seviyeleri, enerji tüketim miktarı gibi birden fazla parametreyi ölçmek gerekiyor. Enerjiyi ölçmek için birçok cihaz kullanılabilir. Bu cihazlar içinden akım ölçmek için ampermetre yeterli iken hem akım hem gerilim değerlerini ölçmek için multimeter kullanabilirsiniz. Aynı zamanda tüketim miktarlarınızı ölçmek ve denetlemek için enerji analizörleri kullanılır.

2. ENERJİ ANALİZÖRÜ

Renesas RX ailesinden seçtiğimiz işlemci ile gerçekleştirilmiş olan ölçüm uygulamasının kullanımını gösteren donanımın blok şeması Şekil 1'de verilmiştir [2].



Şekil 1: Enerji Analizörü Donanım Blok Şeması

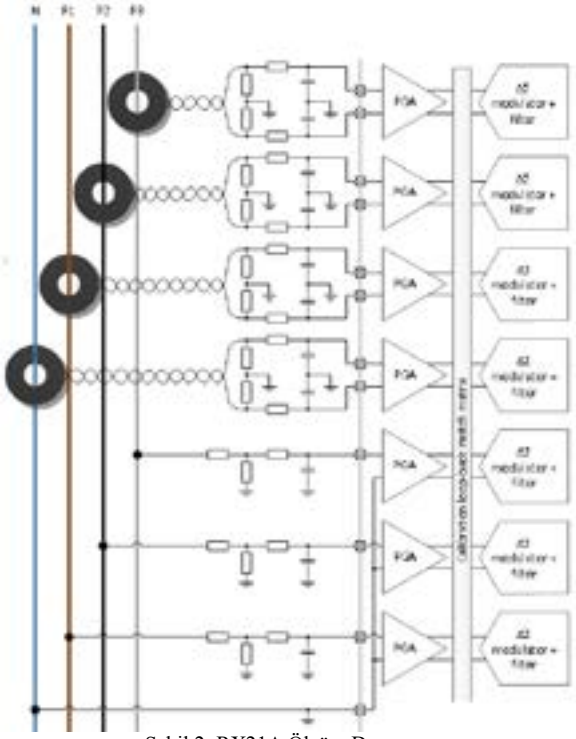
Şekil 1'deki donanım yapısı üç faz boyunca gerilim, akım ve nötr akım değerlerini ölçerek aşağıdaki parametreleri hesaplamak için kullanır.

- Frekans
- Güç Faktörü
- Aktif Güç
- Aktif Enerji
- Reaktif Güç
- Reaktif Enerji
- Görünür Güç
- Görünür Enerji

Akım ölçme, akım trafosu, akım sensörü veya şönt direnç kullanılarak algılanır. Gerilim ölçme, potansiyel bölücü devre veya gerilim trafosu kullanılarak algılanır [1].

2.2 Delta-Sigma ADC

Delta- Sigma modülatörleri A/D ve D/A çevirme işleminde konvansiyonel çeviricilerden performans ve tasarım açısından pek çok üstünlüğe sahiptir. Delta-Sigma' in en belirgin üstünlüğü düşük frekanslı sinyallerin yüksek doğrulukta işlenmesidir [2].
Delta-Sigma dönüşümü analog girişten alınan iki örneğin integrali alınarak bir bitlik değerlendirilmesi ile yapılır. Delta-Sigma ADC'ler diğer yöntemlerden daha yüksek çözünürlüklü dönüşüm gerçekleştirir, ayrıca giriş içerisinde yer alan gürültü bileşenlerini bastırabilir. Bu özelliklerinden dolayı ölçme devrelerinde sıkça kullanılır. Bu tür ADC'ler genellikle programlanabilir kazanç yükselteçleri ile birlikte aynı tüm devre içerisine yerleştirilir [2].



Şekil 2: RX21A Ölçüm Donanımı

Şekil 2 de RX21A ölçüm cihazı platformunun donanımı bulunmaktadır. Voltajın ve akım dalga formunu 7 kanalda ölçekli bir versiyonunu işlemci pinlerine sunar. RX21A işlemcisi daha sonra, 7 kanalın her biri için pin voltajının imzalı bir 24 bit tam sayı gösterimini oluşturmak üzere bir bütünleşik Programlanabilir Kazanç Yükselteç (PGA) ve 24 bit Delta-Sigma ADC (DSADC) kullanır. 7 kanalın aynı anda örneklemesini sağlayan 7 kanalın her biri için ayrı bir PGA ve DSADC vardır.

2.1 Hesaplama

Hesaplamada kullanılan parametrelerin formülleri aşağıdaki gibidir.

- RMS Gerilim

Hesaplama, tüm voltaj döngüleri üzerinden yapılmaktadır [3].

$$V_{rms}=\sqrt{\frac{1}{n}\left(V_1+{V_2}^2+\cdots+{V_n}^2\right)}\ [3]$$

- RMS Akım

Hesaplama, tüm akım döngüleri üzerinden yapılmaktadır [3].

$$I_{rms}=\sqrt{\frac{1}{n}\left(I_1+{I_2}^2+\cdots+{I_n}^2\right)}\ [3]$$

- Aktif Güç

Kaynaktan yüke saniyede aktarılan gerçek enerjinin bir ölçüsüdür.

$$P_{Active}=V_{rms}\times I_{rms}|\cos\emptyset|\ [3]$$

- Görünür Güç

Yüke verilebilecek maksimum güç ölçüsüdür.

$$P_{Apparent}=V_{rms}\times I_{rms}\ [3]$$

- Reaktif Güç, VAr

Reaktif elemanlar nedeniyle kaynak ve yük arasında taşınan gücün bir ölçüsü. Reaktif güç, akım dalga formunun, voltaj dalga formuna göre 90 ° faz-kayması ile hesaplanabilir.

$$P_{Reactive}=V_{rms}\times I_{rms}|\sin\emptyset|\ [3]$$

- Güç Faktörü

Sistemde dolaşan toplam güce kıyasla kaynaktan güçten aktarılan gücün bir ölçüsüdür.

$$Power\ Factor=\frac{P_{Active}}{P_{Apparent}}\ [3]$$

- Frekans

AC saniyedeki devir sayısı. Dalga şekli genellikle 50Hz veya 60Hz'dir.

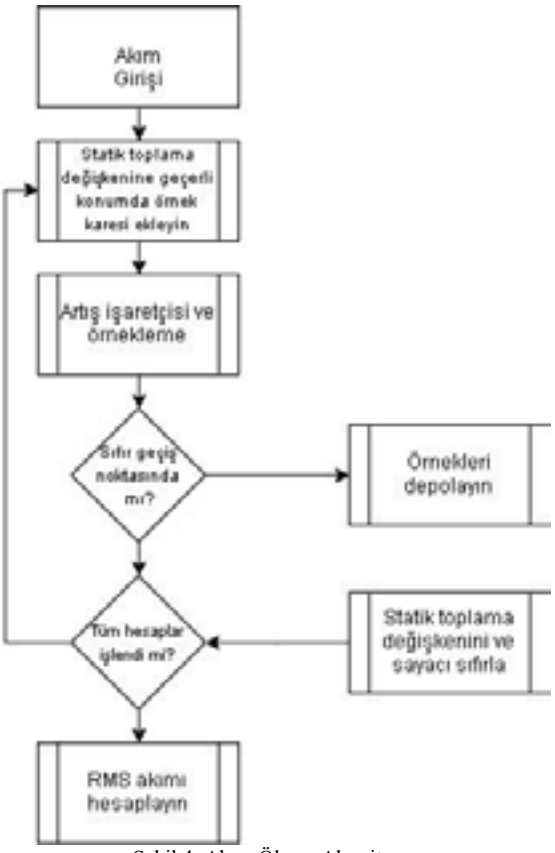
2.3 Gerilim Ölçme Algoritması

Gerilim ölçme algoritması Şekil 3 de verilmiştir [3].

Şekil 3: Enerji Analizörü Donanım Blok Şeması

2.4 Akım Ölçme Algoritması

Akım ölçme algoritması Şekil 4 de verilmiştir [3].



Şekil 4: Akım Ölçme Algoritması

2.5 Teknik Özellikler

Gerçekleştirilmiş olan enerji analizörü Tek faz ve üç faz şebekeler için kullanılabilir.

Tablo 1 Analizör Ölçme Özellikleri

Gerilim ölçme aralığı	15- 400 V AC (L-N)
Akım ölçme aralığı	0.005…10 A
Güç ölçme aralığı	0-999999 KW Total (3 FAZ), KVA Total (3 FAZ)

3. HABERLEŞME PROTOKOLÜ

Gerçekleştirilen enerji analizöründe bulunan parametrelerin hata analizin yapılabilmesi için Modbus TCP protokolü kullanılmıştır. Haberleşme protokolü üzerinden veriler geliştirdiğimiz bir arayüze aktarılmıştır. Arayüz üzerinden veriler canlı olarak izlenebilmektedir ayrıca istenilen veriler geliştirilen enerji analizöründe bulunan SD kart üzerine kayıt yapılabilmektedir.

3.1 Modbus TCP Protokol Yapısı

Modbus TCP protokolü temelde Ethernet üzerinden TCP arabirimi ile Modbus RTU protokolünün gerçekleştirilmesidir. Modbus mesajı, Ethernet TCP/IP ağı üzerine bağlı cihazlar arasında istemci/sunucu (client/server) haberleşmesi sağlar. Modbus RTU protokolü ile karşılaştırıldığında ana cihaz (master) TCP protokolünde istemci cihaza (client) ve bağımlı cihaz (slave) ise sunucu cihaza (server) karşılık gelir [4]. TCP, Transmission Control Protokol (İletim Kontrol Protokolü) ve IP, Internet Protokol (Internet Protokolü) terimlerinin kısaltılmasıdır. Özetle Modbus TCP, uyumlu cihazlar arasında Modbus mesaj verisini taşımak için TCP/IP ve Ethernet kullanır. Yani Modbus TCP protokolü, fiziksel bir ağı (Ethernet), ağ standardı (TCP/IP) ve Modbus protokol veri birimini birleştirir [5]. Tablo 2 de Modbus TCP'ye ait ISO/OSI katmanlarına yer verilmiştir.

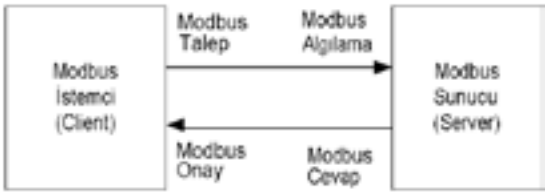
Tablo 2 ISO/OSI Modelinde Modbus TCP/IP Yığını

Katman	ISO/OSI Modeli	
7	Uygulama Katmanı	Modbus Uygulama Protokolü
6	Sunum Katmanı	
5	Oturum Katmanı	
4	Taşıma Katmanı	TCP
3	Ağ Katmanı	IP, ARP
2	Veri Bağlantı Katmanı	Ethernet, MAC
1	Fiziksel Katman	Ethernet Fiziksel Katmanı

3.2 Modbus TCP Mesajlaşma Yapısı

Modbus istemcisi ve sunucusu dört tip mesaj alışverişi gerçekleşir;
Modbus Talep (modbus request): İstemci tarafından ağa gönderilen ve iletimi başlatan mesajdır.
Modbus Algılama (modbus indication): Sunucu tarafından alınan talep mesajıdır.
Modbus Cevap (modbus response): Sunucunun talebe karşılık olarak gönderdiği cevap mesajıdır.
Modbus Onay (modbus confirmation): İstemci tarafından alınan cevap mesajıdır.

Modbus TCP uygulama veri birimini oluşturmak için protokol veri birimine eklenen MBAP başlık birimi içeresinde, işlem tanımlayıcı (transaction identifier), protokol tanımlayıcı (protokol identifier), uzunluk (length) ve birim tanımlayıcı (unit identifier) alt bölümleri bulunur.



Şekil 5: Modbus istemci/sunucu modeli.

3.3 Modbus TCP Fonksiyon Kodları

Modbus TCP/IP haberleşmesinde istemci modbus uygulama veri birimini oluşturarak haberleşmeyi başlatır ve kullandığı fonksiyon kodu ile sunucuya ne tür bir işlem yapacağını bildirir. Fonksiyon kodları modbus protokolleri için standarttır ve değişmez. Fonksiyon kodları bağımlı cihazların yapacakları ya da yaptıklarını işlemleri ifade eder. Modbus fonksiyon kodları Tablo 3 de verilmiştir [6].

Tablo 3 Kullanılan Fonksiyon Kodları

Fonksiyon Kodu	Görevi	Açıklama
01 (01 hex)	Okuma	Dijital çıkışları (bobin, coil) okuma
02 (02 hex)	Okuma	Dijital girişleri okuma
03 (03 hex)	Okuma	Saklayıcı kaydedicileri okuma
04 (04 hex)	Okuma	Giriş kaydedicilerini okuma
05 (05 hex)	Tekli Yazma	Tek bir bobine yazma
06 (06 hex)	Tekli Yazma	Tek bir tutucu kaydediciye yazma
15 (0F hex)	Çoklu Yazma	Birden fazla bobine yazma
16 (10 hex)	Çoklu Yazma	Birden fazla tutucu kaydediciye yazma

3.4 Parametre Modbus Adresleri

Geliştirilen enerji analizöründe modbus protokolünün uygulanabilmesi için standarda uygun olarak parametrelerin adreslere atanması gerekmektedir. Tablo 4'te parametrelere ait modbus adreslerine yer verilmiştir.

Tablo 4 Parametre Modbus Adresleri

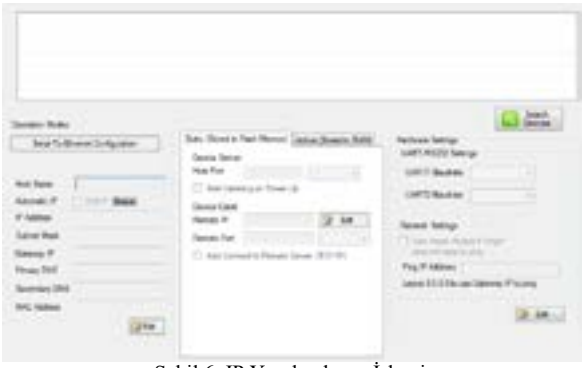
Parametre	Sembol	Adres	Birim
Gerilim Faz 1	*V L1*	00-01	V x10
Akım Faz 1	*A L1*	02-03	mA
Gerilim Faz 2	*V L2*	0A-0B	V x10
Akım Faz 2	*A L2*	0C-0D	mA
Gerilim Faz 3	*V L3*	14-15	V x10
Akım Faz 3	*A L3*	16-17	mA
Güç Faktörü Faz	*PF L3*	1C-1D	x 100
Toplam Aktif Enerji	*kW·h III*	3C-3D	w·h
Toplam Reaktif Enerji	*kvarL·h III*	3E-3F	w·h

4. ENERJİ ANALİZÖRÜ İLE BİLGİSAYAR ARASINDA HABERLEŞME MANTIĞI

Yukarıda tanımlı parametreleri 3 faz (L1, L2, L3) olarak kullanıcıya sunar. Enerji analizörü cihazı içerisinde bulunan gömülü yazılım aracılığı ile analizör üzerinde bulunan Ethernet portu herhangi bir bilgisayara bağlandığı anda analizör içerisindeki verilere bir bilgisayar üzerinden de erişmek mümkündür.
Enerji analizörü ile bilgisayar üzerinde haberleşmeyi sağlayan kullanıcı arayüzü yazılımını geliştirmek için aşağıdaki sistem elemanları kullanılmıştır

- Programı geliştirmek için Visual Studio IDE programı ve arayüz tasarımı ve arka plan yazılımı için C# programlama dili kullanılmıştır.
- TCP /IP üzerinden soket programlama ile haberleşme (Ethernet portu üzerinden): Parametre, yapılandırma ayarları için kullanılmıştır.
- COM Port üzerinden haberleşme: Cihazdan saat bilgisi, MODBUS verileri ve kalibrasyon için kullanılmıştır [7].
- Sistem verilerini kaydetmek için SD kart

Enerji analizörü ile bilgisayar arasında Ethernet haberleşmesi kullanılmıştır [8]. Ethernet haberleşmesinin devreye girmesi ile analizör cihazı bir IP adresine sahip olmak zorundadır [9]. Bu yüzden TCP/ IP üzerinden veriler paket formatında taşınacak ve bilgisayar üzerinde tanımlı bir yazılımda kolaylıkla kullanıcı bilgilendirilecektir.
Analizör cihazı bir IP adresine sahip olduğu için öncelikle bilgisayar ile haberleşmesini sağlayacak aşağıdaki gibi bir cihaz bağlantı yapılandırma sayfası olacaktır [10]. (IP, port, cihaz adı, DNS, Gateway)



Şekil 6: IP Yapılandırma İşlemi

Yukardaki sayfadan analizöre bilgisayar ile haberleşmesine uygun bir IP adresi, DNS, Gateway, cihaz adı gibi bilgiler atayarak MODBUS üzerinden bu bilgiler cihazın içerisindeki gömülü yazılıma kaydedilecek ve analizör ile bilgisayar arasında bağlantı sağlanacaktır [11].
Analizör ile cihaz arasında bağlantı sağladıktan sonra aşağıda yer alan sayfadaki parametreler arayüz açıldığı anda ekrana yansıtılacaktır [12].

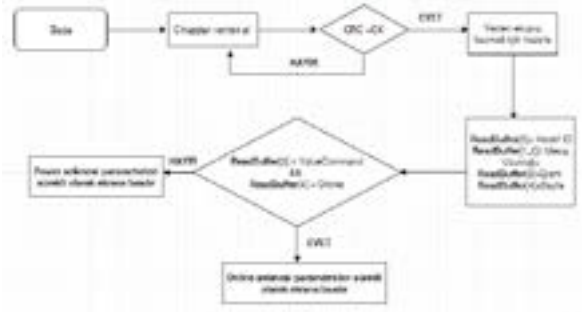
Şekil 7: Parametrelerin Gösterildiği Ekran

Parametreler ekrana her 1 saniyede ekrana sürekli olarak basılarak kullanıcıya anlık bilgi sağlanacaktır [13].

Parametrelerin cihazdan alınması ve arayüz ile cihaz haberleşmesi sırasında aşağıdaki algoritma kullanılmıştır.

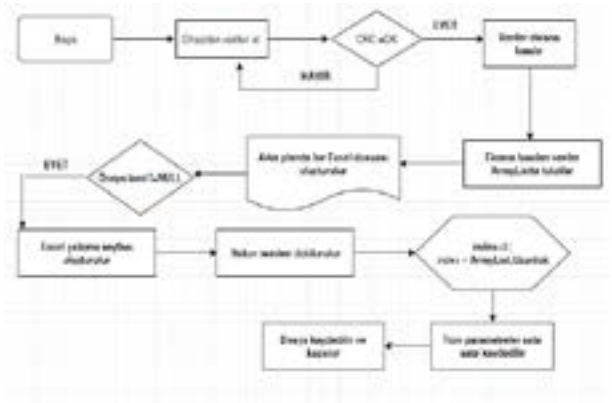
Şekil 8: Bilgisayar ile Analizör Arasında Veri Alışverişi

Cihazdan alınan parametrelerin kullanıcı arayüzünde sayısal olarak ekrana gösterilmesi için aşağıdaki algoritma kullanılmıştır.



Şekil 9: Alınan Verilerin Anlamlı Sayılara Dönüştürülmesi

Şekil 9'daki algoritmaya göre cihazdan alınan veriler her 1 saniyede arka planda bir listede tutularak analiz yapılması için saklanır ve kullanıcı istediği durumda arayüz üzerinden Excel dosyasına tüm parametreleri kaydeder.
Arayüz üzerinden Excel dosyasına kaydedilen parametreler yapay zekâ algoritmalarında kullanılacak veri kümesi için toplanan verileri olacaktır.



Şekil 10: Alınan Verilerin Ekranda Gösterilmesi

Yukarıdaki algoritma mantığı kullanılarak parametreler arayüz üzerinden Excel dosyasına aktarılır.

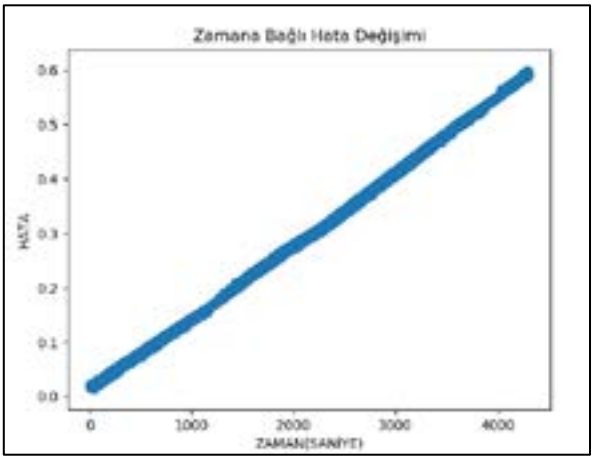
5.ZAMANA BAĞLI HATA ANALİZİ

Öncelikle Excel dosyasına yazılan veriler aldığımız değerler düzenlenerek modelimize uygulanabilecek anlamlı bir veri kümesi oluşturuldu. Bu veri kümesi Tablo 5'te görüldüğü gibi 'GERÇEK DEĞER','ÖLÇÜLEN DEĞER','HATA' ve 'SANİYE' gibi sütunlardan oluşmaktadır. 'GERÇEK DEĞER' gerçekte ölçülmesi gereken değeri, 'ÖLÇÜLEN DEĞER' bizim ölçtüğümüz değeri, 'HATA' bu iki değerin birbiriyle olan farkını, 'SANİYE' ise iki enerji analizörü ölçüme başladıktan sonraki geçen süreyi saniye cinsinden göstermektedir.

Tablo 5 Veri Kümesinin Bir Bölümü

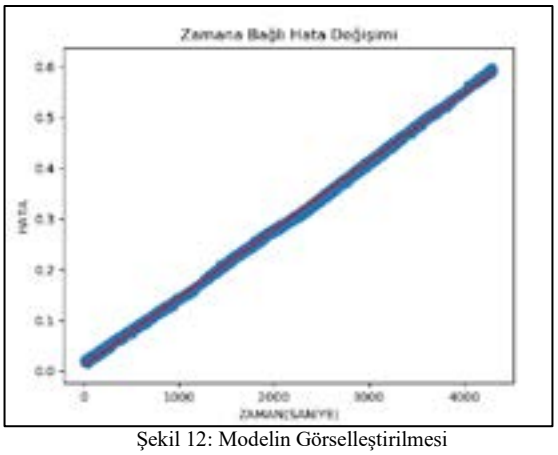
GERÇEK DEĞER	AKIM METAL	HATA	ZAMAN (saniye)
0,02	0	0,02	1
0,026	0,01	0,016	2
0,033	0,01	0,023	3
0,04	0,02	0,02	4
0,049	0,03	0,019	5
0,058	0,0375	0,0205	6
0,066	0,0466667	0,019333	7
0,072	0,05	0,022	8
0,078	0,06	0,018	9
0,084	0,0633333	0,020667	10

Daha sonra modelimizi oluşturacağımız Python programlama diline bu veri kümesinin çekilmesi gerekmektedir. Bu işlem için Python dilinin seçilmesinin sebebi bu dilde yapay zekâ algoritmalarının ve matematiksel işlemlerin yapılmasına, barındırdığı kütüphanelerle kolaylıkla olanak sağlamasıdır [14]. Bu kütüphanelerden Pandas verimizi veri çerçevelerine ayırmayı sağlamaktadır. Numpy ise özellikle matris işlemlerini çok kolaylaştıran bir matematik kütüphanesidir. Sklearn yapay zekâ algoritmalarını barındıran bir kütüphanedir. Matplotlib kütüphanesi ise grafiklerimizi çizmemize ve böylece verimizin görselleştirilmesine yardımcı bir kütüphanedir. Kütüphanelerimizi tanıttıktan sonra ise Excel dosyamızı Python'dan okuyabiliriz. Ardından okuduğumuz bu veriyi Pandas kütüphanesi yardımıyla veri çerçevelerine ayırdık. Bu sayede bizim tahmin sistemimize girecek girişler yani zaman değerleri, tahmin ile oluşacak çıktılar yani hata değerleri oluşturulmuştur.



Şekil 11: Veri Kümesinin Zamana Bağlı Grafiği

Öncelikle tahmin edecek modelimize karar vermek için zamana bağlı hata değişimi Şekil 11'deki gibi görselleştirilmiştir. Elimizdeki verinin görselleştirilmesi modele karar verilmesi için çok önemli bir noktadır. Grafiğimizdeki mavi noktalar her bir saniyedeki hata miktarını göstermektedir. Bu hata miktarı bizim ölçümlerimiz için lineer bir artış durumdadır. Mavi renkte gördüğümüz her bir nokta 1.5 saate yakın bir zamanda alınan 4000'e yakın verinin örnekleridir. Bunu zamana bağlı olarak değerlendirdiğimizde lineer bir artış gösterdiğini gözlemlemekteyiz. Bu lineer artış mükemmel bir şekilde değil, göz ardı edilebilecek kadar çok küçük bir varyansla dağılmıştır. O halde lineer regresyon modeli kullanmamız bizi en iyi tahmine ulaştıracaktır [15]. Bunun için verimizi öğrenme ve test olarak iki çerçeveye daha ayırdık. Bu veri kümesinin %25'lik kısmı test, %75'lik kısmı model eğitimi için ayrılmıştır. Öğrenme için ayrılan girdiler ve öğrenme için ayrılan çıktılar modeli eğitmemiz için kullanılacak veri satırlarını, test için ayrılan girdiler ve test için ayrılan çıktılar ise oluşturduğumuz modelin ne kadar başarılı olduğunu test etmek için kullanılacaktır.
Bu işlemin ardından Python'da lineer modelimiz oluşturulur. Sonra bu lineer modelin bizim için uygun olanını belirlemek için öğrenme için ayırdığımız girdiler ve çıktılar modele tanıtılır. Böylece bizim veri kümesimize uygun lineer model öğrenilmiş olur. Oluşturulan modele test için ayırdığımız girdiler verilir ve tahmin etmesi istenir. Böylece elimizde hali hazırda gerçek çıktıları bulunan girdilerin sistemimiz tarafından tahmin edilmesi istenir. Bu sayede ileride bahsedilecek olan RMSE değeri hesaplanmaktadır.



Şekil 12: Modelin Görselleştirilmesi

Şekil 12'de kırmızı olan doğru bizim oluşturduğumuz modeli göstermektedir. Görüldüğü gibi verimizle doğru sonuçlara oldukça yakınsayacak biçimde uyum sağlamıştır. Bu sonuç modelimizin ilerisi için de iyi tahmin yapacağına bir işarettir. Bu sayede kullanıcıdan alacağımız bir giriş ile ileride oluşması beklenen hata tahmin edilebilmektedir.

Şekil 13: Kullanıcı Girişi

Makine öğrenmesi algoritmalarının sağladığı fayda, makinenin daha önce hiç görmediği bir girişe karşın sistemin nasıl bir çıkış vereceğini oluşturduğu modelle tahmin edebilmesidir [16]. Burada basit bir yaklaşımla zamana bağlı olarak hatayı tahmin ederek bir model tasarladık. Root mean square error ise bizim modelimizin ne kadar hata ile çalıştığı hakkında bilgi verir. Bunu yapabilmek için yapılan her bir tahmin değeri gerçek değerden çıkarılıp, bu sonucun değerlerinin karesi alınır. Daha sonra bu kare değerlerinin ortalaması alınır. Böylece modelimiz bir tahmin yaptığında ortalama hatası hakkında bilgi sahibi olunur. Bizim modelimiz için bu hata Şekil 14'te görüldüğü gibi oldukça düşük çıkmıştır. Bu durumdan çıkarabileceğimiz sonuç olarak modelimiz ortalama olarak çok küçük hatalar yapmaktadır diyebiliriz. Bu durum tahminlerimizin gayet başarılı olacağını gösterir

Şekil 14: RMSE Değerinin Yazdırılması

6.SONUÇ

Bu modeli oluştururken verilerin toplanması için gerekli donanımsal yapılar oluşturuldu. Toplanan veriler Modbus TCP üzerinden kullanıcı arayüzüne aktarıldı. Böylece modelimizin eğitilmesi için ihtiyacımız olan veriler toplandı. Daha fazla parametreyi girdi olarak alacak sistemler lineer olmayan yaklaşımlar verebilir. Bunun için verinin doğru ve sistemi etkileyecek parametreler dikkate alınarak toplanması, sonrasında bu verinin görselleştirilmesi ve tahmin yapılacak modele karar verilmesi gerekmektedir. Ayrıca daha büyük verilere uygun, daha doğru sonuçlar verebilecek derin yapay sinir ağları tasarlanabilir. Bu sayede hatanın kabul edilebilir sınırı ne zaman aşacağı tahmin edilebilmektedir.

7.KAYNAKÇA

[1] https://www.nxp.com/docs/en/referencemanual/DRM142.pdf
[2] J.C. Candy, "An Overview of Basic Concepts", 'Delta Sigma Data Converters theory, design, and simulation'(Ed. Noseworthy S.R., Schreier R., Temes G.C.), pp. 1-43, IEEE press, 1996
[3] Renesas RX21A e-Meter Metrology Manual
[4] Modbus over Serial Line Specification and Implementation guide V1.02, Modbus.org. Alındığı tarih: 05.12.2014, address: http://modbus.org/specs.php
[5] Modbus Messaging on TCP/IP Implementation Guide V1.0a, Modbus.org. Alındığı tarih: 05.12.2014, address: http://modbus.org/specs.php
[6] Modbus Application Protocol Specification V1.1b3., Modbus.org. Alındığı tarih: 05.12.2014, address: http://modbus.org/specs.php
[7] Internet-based remote control using a microcontroller and an embedded Ethernet. Kapila, V. Boston, MA, USA, USA: Proceedings of the 2004 American Control Conference, 2004.
[8] Hynek Broulik, Mihai Constantin. Web based GUI server and method for a telecommunications node. US6323881B1 23 10 1998.
[9] Kemp, Kirk O. Method, system and program product for determining differences between an existing graphical user interface (GUI) mapping file and a current GUI. US6898764B2 29 4 2002.
[10] Raymond G. Goss, Donald Ravenscroft. Contact server for call center for synchronizing simultaneous telephone calls and TCP/IP communications. US6493447B1 21 11 1997.
[11] Implementing attacks for modbus/TCP protocol in a real-time cyber physical system test bed. Chen, Bo, ve diğerleri. Charleston, SC, USA: IEEE, 2015.
[12] Galitz, Wilbert O. The Essential Guide to User Interface Design: An Introduction to GUI Design. Indianapolis: Wiley Publishing.
[13] Shrivastava, Dr. Vipin Saxena and Manish. UML Modeling and Performance Evaluation of Multithreaded. Lucknow: International Journal of Hybrid Information Technology, 2009.
[14] Ghahramani, Z. (2015). Probabilistic machine learning and artificial intelligence. Nature, 521(7553), 452–459.
[15] Collection, B., Medipol, I., An, U., Analysis, R., & Account, P. (2019). Regression Analysis with Python.
[16] Hao, J. (2019). Machine Learning Made Easy: A Review of Scikit-learn Package in Python Programming Language. XX(X), 1–14.

Uçak Elektrik Güç Üretim Sistemlerinin Modellenmesi ve Benzetimi

Murat Keskin - Oğuz Kağan Keleş
Elektriksel Tasarım ve Analiz
Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş.
Kahramankazan, Ankara
murat.keskin@tai.com.tr, oguzkagan.keles@tai.com.tr

Prof. Dr. Mustafa Bağrıyanık
Elektrik Müh. Böl.
İstanbul Teknik Üniversitesi
Maslak, İstanbul
bagriy@itu.edu.tr

ÖZET

Günümüz hava taşıtlarında elektrik enerjisi kullanımı giderek artmaktadır. Buna paralel olarak uçakların elektrik enerjisi üretim ve dağıtım teknolojileri de gelişmektedir. Değişen bu sistemlerin analizi ve uçakların elektrik sisteminde meydana gelebilecek geçici veya kalıcı etkilerin incelenmesi uçuş güvenliği adına giderek önem arz etmektedir. Bu bildirinin ilk kısmında uçak elektrik üretim ve dağıtım sistemlerinin geçmişteki ve günümüzdeki yapısı ile gelecekte beklenen değişimler aktarılmıştır. Bununla beraber Amesim ve Matlab benzetim araçları yardımıyla farklı uçuş fazlarındaki generatör rotor dönüş hızı ve yük değişimlerinin sisteme etkisi ortaya konulmuştur. Sonuç kısmında ise bu benzetimlerin önemi ifade edilmiştir.

I. GİRİŞ

Uçak elektrik güç sistemlerinin analizleri, uçak tasarım sürecinin önemli bir parçasıdır. Bu süreç içinde gerçekleştirilen benzetimler ve bu benzetimlerin yorumlanması, uçak elektrik sisteminin tasarımı ve uygunluğunun doğrulanması için gereklidir. Bu incelemeler ile uçak bileşenlerinin (batarya, motorlar, röleler vb.) karşılaşacakları ağır işletme koşullarına dayanabilecek şekilde boyutlandırılması ve meydana gelebilecek arızalar karşısında koruma sisteminin tasarlanması gerçekleştirilebilir. Ayrıca karasal sistemler ile kıyaslandığı zaman uçak sistemleri için geçerli olan çok daha ileri güvenlik şartlarının karşılanması için de benzetim çalışmaları tasarım ve sertifikasyon sürecinde gereklidir.

Benzetim incelemeleri esas olarak iki tiptir.

- Çevrim dışı veri kullanımına dayalı benzetim incelemeleri
  Sadece yazılım ortamında gerçekleştirilen benzetim incelemeleridir.
- Gerçek zamanlı veriye dayalı benzetim incelemeleri
  Döngüde Donanımsal Benzetim (Hardware-In-the-Loop - HIL) tekniğine dayalı gerçek-zamanlı benzetici kullanılan incelemelerdir. Bu incelemeler özellikle hava aracı tasarımları için test ve doğrulama işlemlerinde kullanılır.

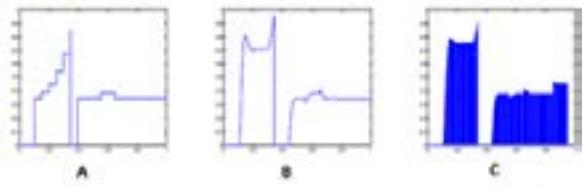
Alternatif Akım (AA) sistemlerinde sürekli-hal işletme koşullarına ilişkin benzetimler genel olarak fazör alanda gerçekleştirilir. Statik ve dinamik yüklerin anahtarlanması, arıza koşullarının meydana gelmesi gibi durumlarda ortaya çıkan geçici işletim koşullarının analizleri zaman alanında gerçekleştirilirler. Bu benzetim incelemeleri, daha yüksek doğruluk ve daha ayrıntılı modellemeler gerektirir.

Bu çalışmada, uçak elektrik güç üretim sistemlerinin çevrim dışı veri kullanımına dayalı benzetim incelemelerine odaklanılmıştır.

Literatürde, uçak elektrik sistemlerinin benzetimine yönelik birçok çalışma ve bu amaçla geliştirilmiş yazılımlara rastlanmaktadır. Uçak elektrik sistemi benzetimine dönük olarak Matlab-Simulink, ATP-EMTP, EMTP-RV, PSCAD-EMTD gibi elektrik güç sistemlerinin incelenmesine yönelik kullanılan genel araçların yanı sıra Siemens-Amesim gibi mekatronik sistem incelemesine olanak sağlayan araçlar, sadece uçak sistemi için geliştirilen EcosimPro-Proosis[R1] gibi yazılımlar ve modelica, spice, saber gibi araçlar da kullanılmaktadır.

Hava taşıtlarının elektrik sistemlerinin modellenmesi özellikle son 20 yıldan beri gelişen daha fazla elektrik gücüne sahip "More Electric Aircraft" konseptiyle önemli ilerleme kaydetmiştir. Hava taşıtlarının elektrik sistemlerinin modellenmesinde en önemli bileşenler güç üretim ve güç dönüşümü yapan bileşenlerdir. 1986 yılında değişken hızlı sabit frekans çıkışlı generatörün matematiksel modelinin çıkarılması ve yapılan modellemenin gerçekleştirilmesi güç üretimi alanına örnek olarak verilebilir[1]. Güç dönüşüm ekipmanlarının modellenmesi ile ilgili olarak ise 1991 yılında gerçekleştirilen üç fazlı PWM MOSFET dönüştürücü tasarımına yönelik çalışmada[1], Schottky ve hızlı toparlanan diyotların kullanılması sayesinde MOSFET anahtarlama elemanlarının yavaş toparlanma sorunu giderilmeye çalışılmıştır.

Uçak elektrik sistemleri modellenirken mimari model, fonksiyonel model ve davranışsal model olmak üzere 3 farklı yaklaşım ele alınabilir. Doğruluk ve karmaşıklık oranı davranışsal modelde daha yüksek olmasına rağmen fonksiyonel yaklaşımda daha hızlı sonuçlar elde edilmektedir[2]. Mimari modelleme genel olarak kararlı durum analizleri ve sistemin ihtiyaç duyduğu güç miktarını belirlemede kullanılırken fonksiyonel model ortalama değer geçici analizlerini inceleme kabiliyetine de sahiptir. Davranışsal model ise anahtarlama analizlerini de yapabilerek gerçek dalga modellerinin elde edilmesini sağlar. Şekil 1'de bir DA/DA Buck dönüştürücünün giriş akımlarının 3 farklı yöntemle (A-mimari, B-fonksiyonel, C-davranışsal) modellenmiş grafikleri gösterilmiştir[2].



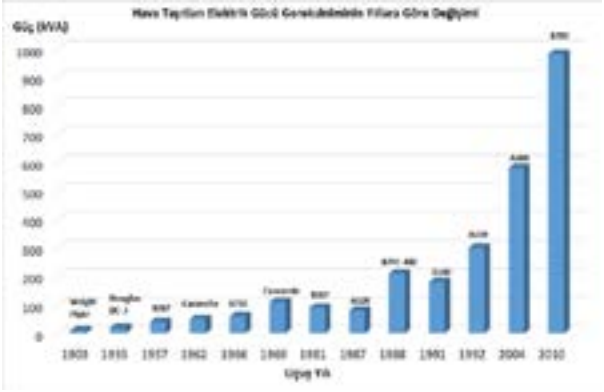
Şekil 1: Modelleme Yöntemine Göre Model Çıktılarının Karşılaştırılması

Mimari yöntem kullanılarak yapılan modellemenin sonuç grafiğinde detayları ihmal eden geçiş olduğu göze çarpmaktadır. Fonksiyonel modelde ise sistemin davranışı anahtarlama etkisi dışında okunabilirken davranışsal modelde anahtarlama etkisi de dâhil tüm etkiler görülmektedir. Uçak elektrik sistemleri modellenirken sistem doğruluğu açısından en uygun çözüm yönteminin seçilmesi gereklidir.

II. UÇAK ELEKTRİK SİSTEMLERİ

Uçaklardaki elektrik güç ihtiyacı Birinci Dünya Savaşı yıllarından önceye dayanır ve uçak ana motorunun ilk çalışmasını başlatabilme gereksinimden doğmuştur[3]. Takip

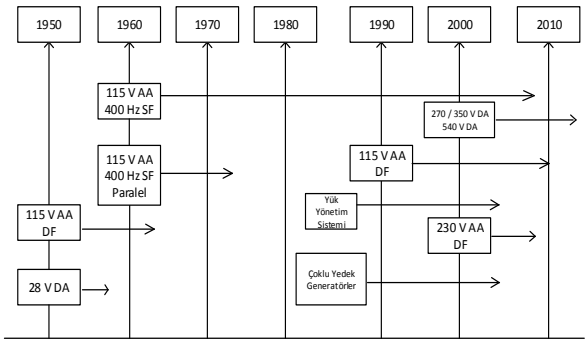
eden yıllarda aydınlatma, ısıtma ve sinyal sistemleri gibi elektrik gücüne ihtiyaç duyan bileşenlerin hava taşıtlarında kullanılmaya başlanmasıyla beraber elektrik gücü ihtiyacı artmış ve bu da daha fazla güç üretimini beraberinde getirmiştir. Şekil 2'de uçaklarda ihtiyaç duyulan elektrik gücünün zamanla değişimi görülebilir[3].



Şekil 2: Uçak Elektrik Gücü İhtiyacının Tarihsel Gelişimi[3]

Elektrik enerjisi ihtiyacındaki bu artışla beraber hava taşıtlarının güç sistem mimarisi hızlı bir gelişim göstermiştir. 1936 senesinde DA-3 uçağının elektrik mimarisi 2 adet 50 amper 14.25 V DA gerilim seviyesine sahip generatörden oluşmaktaydı ve toplam güç kapasitesi 1425 Watt değerindeydi[4]. Bunu takip eden yıllarda endüstrinin de gelişmesi ile beraber 28 V DA gerilim seviyesi kullanılmaya başlanmıştır[5]. Bu yıllarda uçaklardaki elektrik enerjisi ihtiyacı sadece bir ya da iki adet batarya tarafından acil durum yüklerinin beslenmesi amacıyla kullanılmaktaydı. 115 V AA yüklerin beslenebilmesi amacıyla hava taşıtlarında evirici kullanımı da aynı senelerde başlamıştır[5].

Özellikle iniş takımlarının elektrik gücü ile tahrik edilmesiyle beraber hava taşıtlarında elektrik enerjisi üretim ve dağıtım mimarisi de gelişmeye devam etmiştir. 1950'li yıllarla beraber İngiliz V-Bomber uçaklarında her biri 40 kVA, 400 Hz ve 115/200 V AA olan üç fazlı dört adet generatör kullanılmıştır[3]. Bu yıllarda V-Bomver uçakları paralel AA generatörleri barındıran ilk uçaklar olup günümüz hava taşıtları elektrik sistemlerinin temelini oluşturmuştur. 400 Hz AA sistemin 28 V DA sisteme göre en önemli avantajı elektrik sisteminin gerektirdiği ağırlığı azaltmasıydı. Şekil 3'de uçak elektrik mimarisinin tarihsel gelişimi görülebilir[6].



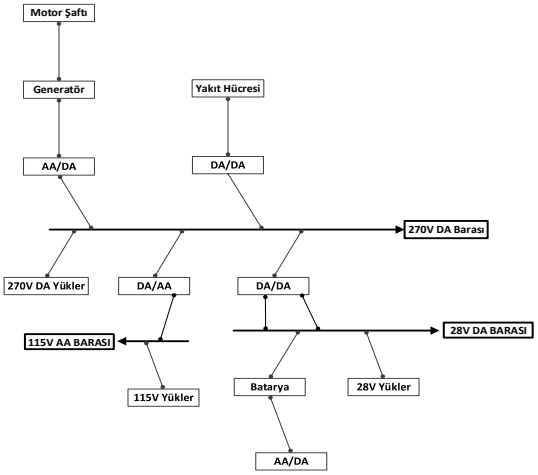
Şekil 3: Uçak Elektrik Mimarisi Gerilim Seviyelerinin Tarihsel Gelişimi

Hava taşıtlarının elektrik mimarisi üzerinde geçmişten gelen değişimin gelecekte de devam edeceği öngörülmektedir. Son yıllarda üzerinde çalışılan değişken frekanslı üretim, yüksek gerilim DA dağıtım ve güç elektroniği elemanlarının geliştirilmesi sonucunda hava taşıtlarının elektrik sistemlerinin birçok gelişme göstereceği tahmin edilmektedir. Örneğin 2020 yılında uçuşu beklenen "E-Fan X Hybrid-Electric Technology Demonstrator" ile birlikte uçağın dört ana gaz türbin motorlarından birinin 2 MW gücünde elektrik motoruyla değiştirilmesi ve yine 2 MW gücünde generatör ile yedek güç sisteminin sağlanması beklenmektedir[3]. Bu gelişmelerle birlikte yüksek enerji yoğunluğuna sahip elektrik makinelerinin ve güç elektroniği elemanlarının uçuş sistemlerinin ana bileşenlerinden olacağı öngörülmektedir. Tablo 1'de geleceğin hava taşıtlarında kullanılacak olan elektrik makinelerinin tahmini güç yoğunluğu sunulmuştur[3].

Tablo 1: Geleceğin Hava Taşıtlarında Elektrik Makinelerinin Tahmin Edilen Güç Yoğunluğu

Tahmini Zaman	Tahmini Güç Yoğunluğu
2025	10 kVA/kg
2035	20 kVA/kg
2050	40 kVA/kg

Artan güç yoğunluğu sonucunda ise günümüzdeki 115 V AA veya 28 V DC güç dağıtım sistemlerinin kullanılması durumunda kablo kesitlerinin artması, bunun sonucunda ağırlığın artması ve gerilim düşümünün yükselmesi beklenir. Bu yüzden dağıtım sistemlerinde Şekil 4'den de görülebildiği gibi 270 V DA elektrik mimarisinin uygulanması için araştırmalar mevcuttur[7]. 270 V DA gibi 350 V ve 540 V DA gerilim seviyesi üzerine de araştırmalar sürmektedir.



Şekil 4: 270 V DA Mimarisi

Yine Şekil 4'den görülebileceği gibi yakıt hücrelerinin gelecekte hava taşıtlarında kullanılacağı düşünülmektedir. Sahip olduğu düşük verimle beraber yüksek ses ve gaz emisyonuna neden olan gaz türbinleri tarafından sağlanan yedek güç ünitesi günümüzde çoğunlukla kullanılıyor olsa da gelecekte yerini yakıt hücrelerinin alması planlanmaktadır.

III. UÇAK ELEKTRİK GÜÇ ÜRETİM VE DAĞITIM SİSTEMLERİ

İkinci bölümde de aktarıldığı gibi uçaklardaki elektrik gücü ihtiyacının artmasıyla beraber üretim ve dağıtım teknikleri de gelişmekte ve değişmektedir. Günümüz hava taşıtlarında elektrik enerjisinin dönme hareketi kaynağı uçak motorlarındaki mekanik dönme momenti olup elektrik gücü üretimi buna bağlı generatör rotorlarının dönmesi yardımıyla statorda endüklenen gerilim sonucunda gerçekleştirilir. Uçaklarda elektrik gücü üretimi DA ve AA olmak üzere iki ana başlıkta incelenebilir.

i. Üretim Yöntemleri

1. DA Üretim Yöntemi

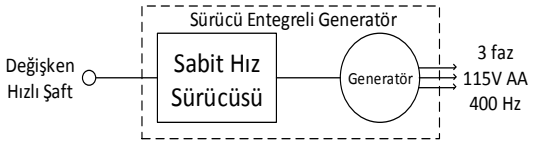
Özellikle 1950'li yıllardan itibaren gelişen 28 V DA gerilim seviyesinde üretim yapan generatörler, orta ve küçük tip uçaklarda günümüzde de kullanılmaktadır. Elektrik makinesi, enerji üretiminin yanında bataryadan aldığı güç ile uçak motorunu tahrik ederek ilk çalışmasını sağlar.

2. AA Üretim Yöntemi

Alternatif akımla enerji üretim sistemleri uçağın motoruyla olan mekanik bağlantısı ve çıkış frekanslarına göre sabit frekans yöntemi (Entegre Sürücülü Generatör yöntemi), DA dönüşümü yardımıyla sabit frekans yöntemi, döngü dönüştürücü yardımıyla sabit frekans yöntemi ve değişken frekans yöntemi olmak üzere dört ana başlığa ayrılmaktadır[8].

A. Sabit Frekans Tekniğiyle Üretim

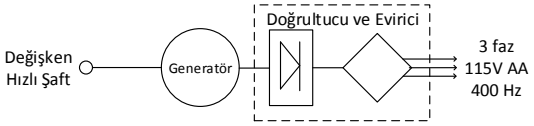
Sabit frekans tekniğiyle enerji üretiminde uçağın motoru ve elektrik generatörü değişken oranlı bir dişli kutusu yardımıyla birbirine entegre edilmiştir. Bu dişli kutusu uçağın motorundan aldığı değişken dönme hızını sabit bir hıza çevirerek elektrik generatörüne iletir ve rotorun sabit dönüş hareketinin oluşturduğu manyetik alan sonucunda statorda endüklenen gerilim sayesinde elektrik üretimi gerçekleştirilir. Bu yöntem ile generatör girişindeki değişken giriş hızının getirdiği zarar ortadan kaldırılmış olmasına rağmen dişli kutusu sisteme fazladan maliyet eklemektedir. 1960'lı yıllardan beri sabit hızlı sürücü yardımıyla üretim tekniği yaygın olarak kullanılmakta olup Şekil 5'de bağlantı şeması görülebilir[9].



Şekil 5: Sabit Frekans Yöntemi Bağlantı Şeması

B. DA Dönüşümü Yardımıyla Sabit Frekans Tekniğiyle Üretim

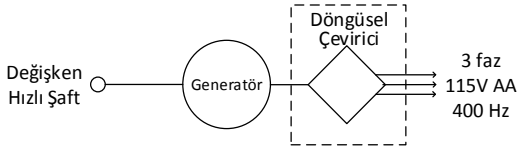
1990'lı yıllarla beraber dişli kutusu kullanan üretim tekniğinin ağırlığının ve boyutlarının azaltılması için yapılan çalışmalar ve güç elektroniği ile mikroişlemci teknolojilerinin gelişmesi sonucunda değişken hızlı uçak motoruna elektrik generatörünün direkt olarak entegre edilmesi ve elde edilen değişken frekansın güç elektroniği elemanları yardımıyla sabit frekansa dönüştürülmesi tekniği geliştirilmiştir. Bu teknikte generatörden alınan değişken frekanslı alternatif akım doğrultularak doğru akım elde edilir ve tekrar istenilen sabit frekansta alternatif akıma dönüştürülür. Bu sayede mekanik bir dişli kutusunun kullanılması ihtiyacı ortadan kalkmıştır. Bu teknikte generatörün şaftı uçak motoruna direkt bağlı olup Şekil 6'da bu tekniğin bağlantı şeması görülebilir[6].



Şekil 6: DA Bağlantı Yardımıyla Sabit Frekans Bağlantı Şeması

C. Döngü Dönüştürücü Yardımıyla Sabit Frekans Tekniğiyle Üretim

DA dönüştürücü yardımıyla sabit frekans tekniğiyle üretime benzeyen bu teknikte alternatif akımdaki değişken frekansa sahip bileşenler döngü dönüştürücüler yardımıyla sabit frekans ve sabit büyüklüğe çevrilir. Bu yöntemin avantajı düşük güç faktöründe artan güç üretim verimliliğidir. Bu nedenle bu teknik özellikle motor yüklerine uygulandığında yararlı olur. Şekil 7'de bu tekniğin bağlantı şeması görülebilir[9].



Şekil 7: Döngü Dönüştürücü Yardımıyla Sabit Frekans Bağlantı Şeması

D. Değişken Frekans Tekniğiyle Üretim

Günümüzde yaygınlaşmaya başlayan bu tip üretimde amaç sabit frekans sürücülerini devre dışı bırakarak enerji dönüşüm verimliliğini, güvenilirliğini ve güç yoğunluğunu arttırmaktır. Bu tip üretimde generatör, uçağın motoruna çevirme oranı sabit bir dişli kutusu sayesinde direkt bağlıdır ve genellikle generatör çıkış frekansı kalkış ve inişte 360 ile 800 Hz arasında değişmektedir. Aşağıda bu sistemin özellikleri maddeler halinde verilmiştir.

- Sabit frekans üreten tekniğe göre ağırlığı daha az, güvenilirliği daha yüksektir.
- Uçağın ana motorunu kolaylıkla çalıştırabilirler.
- Değişken frekanstan dolayı paralel bağlanmaları zor ve kontrolleri güç hale geldiğinden bu tip generatörlerin üretim kapasitesinin arttırılması gerekmektedir.
- Yüksek hızlarda AA empedansları sabit frekanslı sistemlere göre daha fazla olduğundan bu hızlarda daha yüksek gerilim düşümüne neden olurlar.
- Motorların çalışması için yüksek güçlü ototransformatör doğrultucularına ve DA/AA dönüştürücülerine ihtiyaç duyarlar
- Değişken hızlı üretimde gerilim ve frekans gibi parametreler değişken olduğu için generatör kontrol ünitelerinin tasarımı da karmaşık hale gelmektedir ve tasarımları daha dikkatli yapılmalıdır.
- Sabit frekanslı sistemlerde gerilim genellikle 180 V AA'ı aşmazken değişken frekanslı sistemlerde yüksek dönme hızlarında 360 V AA değerine kadar çıkabilirler. Bu yüzden bu teknikte yüksek gerilim koruması önemli hale gelmektedir[10].

Tablo 2' de bahsedilen farklı üretim tekniklerini kullanan uçaklar ve güç kapasiteleri sunulmuştur[11].

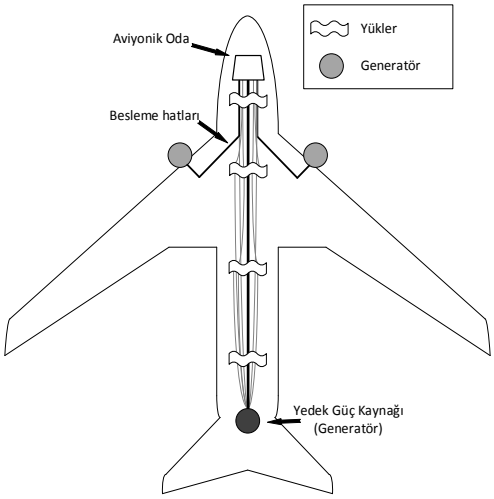
Tablo 2: Farklı Elektrik Üretim Tipleri ve Kullanılan Uçaklar[11]

Üretim Tipi	Seri Uygulamalar		Askeri Uygulamalar	
Sabit Frekans (115V AA/400 Hz)	B777	2X120kVA	Eurofighter Typhoon	
	A340	4X90kVA		
	B787NG	2X90kVA		
	MD-12	4X120kVA		
	B747	4X120kVA		
	B717	2X40kVA		
	B767-400	2X120kVA		
Değişken Hız Sabit Frekans (Döngü Dönüştürücü) (115V AA/400 Hz)			F18C/D	2X40/45kVA
			F18E/F	2X60/65kVA
Değişken Hız Sabit Frekans (115V AA/400 Hz)	B777 (Backup)	2X20kVA		
	MD-90	2X75kVA		
Değişken Frekans (Doğrultucu ve Evirici) (115V AA/360-760 Hz)	Cobal Ea	4X60kVA	Boeing JsF	2X50kVA
	Horizon	4X25kVA		
	A380	4X150kVA		
Değişken Frekans (230V AA)	B787	4X250kVA		

ii. Dağıtım Yöntemleri

A. Konvansiyonel Uçaklarda Dağıtım

Konvansiyonel hava taşıtlarında elektrik enerjisi dağıtımı genellikle merkezi dağıtım mimarisi ile sağlanmaktadır. Bu mimaride birincil ve ikincil dağıtım kaynakları genellikle aviyonik oda olarak adlandırılan bir odada yer alır ve uçağın bütününe yayılmış olan yükleri generatörden aldığı enerji ile beslerler. Tüm yüklerden hem güç hem de sinyal kabloları bu odadaki dağıtım elemanlarına bağlanır. Şekil 8'de bu mimarinin yerleşimi uçak üzerinde görülebilir[12].



Şekil 8: Hava Taşıtlarında Merkezi Dağıtım Mimarisi

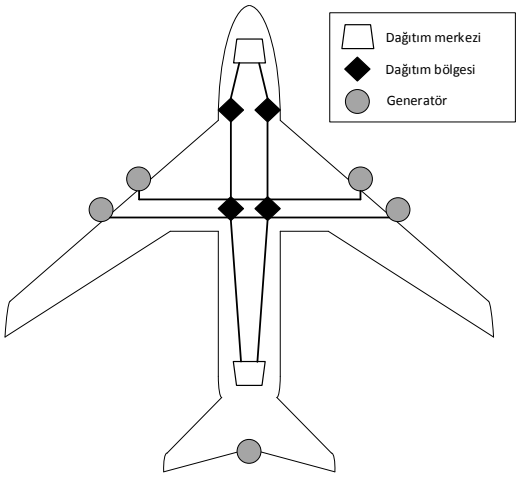
Ana ekipmanlar bir odada toplandığı için kolay bakım imkânı sağlaması bu yöntemin avantajı olarak belirtilebilir. Fakat baralarda meydana gelebilecek hatanın birçok yükü etkilemesi tüm sistemin devreden çıkmasına neden olabilir. Ayrıca her yüke aviyonik odadan ayrı ayrı kablo çekilmesi sistemi pahalı ve ağır hale getirmektedir.

B. "More Electric Aircraft" Konsepti ile Gelişen Enerji Dağıtım Yöntemleri

Daha fazla elektrik gücüne sahip uçakların geliştirilmesiyle beraber uçağın yardımcı sistemleri olan mekanik, hidrolik ve pnömatik sistemlerin güç ihtiyaçlarının büyük bölümü elektrik enerjisi yardımıyla karşılanmaktadır. Ayrıca değişken frekanslı üretim tekniğinin gelişmesiyle beraber son yıllarda havacılık sektöründe bu konsept giderek öne çıkmakta olup bu uçaklarda elektrik enerjisi dağıtım için dört farklı yöntem bulunmaktadır[13]. Bunlar; merkezi, yarı-dağıtılmış, gelişmiş ve hata toleranslı elektrik güç dağıtım sistemleridir. Merkezi dağıtım sistemi konvansiyonel uçaklardakinden farklı olmadığı için bu bölümde tekrar değinilmeyecektir.

1- Yarı Dağıtılmış Güç Dağıtım Sistemi

Bu sistem merkezi dağıtım sisteminde yaşanan problemleri çözmek amacıyla geliştirilmiştir ve elektrik enerjisi dağıtımı uçağın farklı bölgelerinde bulunan, merkezi dağıtım sistemine göre daha küçük olan dağıtım merkezlerinden sağlanır. Bu dağıtım merkezleri gövde üzerinde yüklere olan yakınlıklarına göre en uygun konumda yer alırlar. Şekil 9'da yarı dağıtılmış güç dağıtım sisteminin uçak üzerinde yerleşimi görülebilir[14].

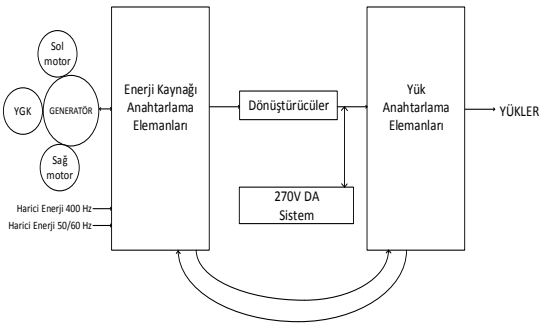


Şekil 9: Hava Taşıtlarında Yarı Dağıtılmış Güç Dağıtım Mimarisi

Dağıtım merkezleri ile yükler arasındaki kablo mesafesinin merkezi mimariye göre kısalmış olması kablolarda ağırlık ve hacim azalmasını sağlar ve daha az gerilim düşümüne neden olur. Fakat yarı dağıtılmış dağıtım merkezlerinin hepsinin izlenmesi ve kontrolü için daha fazla ekipmana ihtiyaç duyulması sistemin dezavantajıdır.

2- Hata Toleranslı Güç Dağıtım Sistemi

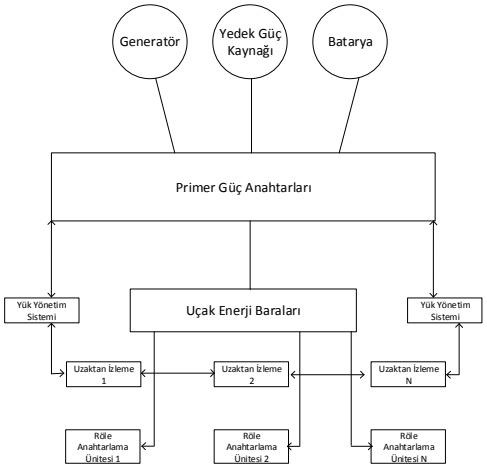
Şekil 10'da tipik bir hata toleranslı güç dağıtım sistemi görülmektedir[13]. Sistem iki ayrı anahtarlama ünitelerini, çok amaçlı dönüştürücüleri, generatör ve farklı yükleri içermektedir. Bu mimaride generatörler kaynak anahtarlama matrisine bağlıdır ve kaynak anahtarlama matrisi de dönüştürücüler ile 270 V DA gerilim seviyesi ile irtibatlıdır. Hem generatörler hem de 270 V DA gerilime sahip sistemler çift yönlü çalışma yeteneğine sahiptirler. Bu sayede generatörler uçağın motorunu çalıştırabilme kabiliyetine sahip olurlar ve böylece herhangi bir generatörün arızası durumunda tüm sistem çalışmaya devam eder. Bu avantajın yanında ise anahtarlama matrisinde meydana gelebilecek hata tüm sistemin çalışmasını durdurabilir.



Şekil 10: Hava Taşıtlarında Merkezi Dağıtım Mimarisi

3- Gelişmiş Güç Dağıtım Sistemi

Gelişmiş güç dağıtım sistemleri mikroişlemciler tarafından kontrol edilen hata toleranslı bir sistemdir. Harici güç kaynağı, generatörler ve bataryalardan gelen güç kontaktör kontrol ünitelerinin yer aldığı ana dağıtım merkezinde toplanır. Bu merkezde gerilim/frekans regülasyonu, güç sistemindeki ani değişimler ve geçici durumlar izlenerek bu parametrelerin kontrolü sağlanır. Ayrıca reaktif güç akışı da yine bu merkezden sağlanır. Şekil 11'de sistemin blok diyagramı sunulmuştur[14].



Şekil 11: Hava Taşıtlarında Gelişmiş Dağıtım Mimarisi Blok Diyagramı

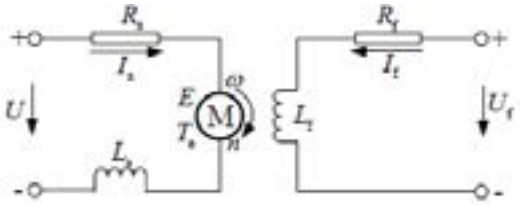
Gelişmiş güç dağıtım mimarisi; ani yük açıp kapatma, geçici durumları analiz edebilme, kolayca geliştirilebilme, yüksek hata tolerans kabiliyetine sahip olma gibi avantajlara sahiptir. Fakat dağıtım ve güç yönetimini tek bir noktada topladığı için herhangi bir arıza durumunda tüm sistemin çalışmasını olumsuz etkileme riski de bulunmaktadır.

IV. GENERATÖRLERİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

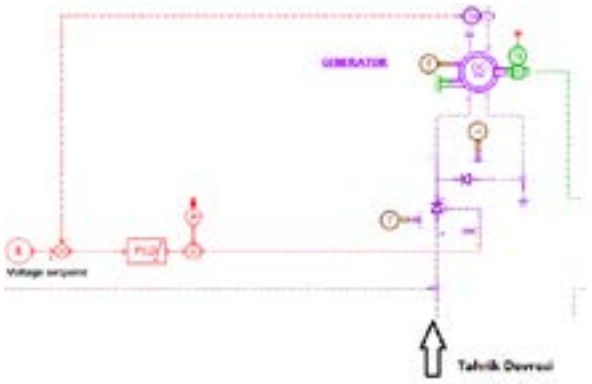
Hava taşıtlarında elektrik gücü giderek arttığından ve elektrik mimarisinin uçakların uçuş konforu ve güvenliği açısından önemli hale gelmesinden dolayı ilgili bileşenlerin çalışma koşullarının ve sisteme etkilerinin en iyi şekilde anlaşılması ve değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu bölümde hava taşıtlarında kullanılan temel iki tip generatör olan DA ve AA generatörlerinin modelleme yöntemleri üzerinde durulacaktır.

A. DA Generatör

DA makineleri kalkış koşulu ve hız kontrol yöntemleri açısından birçok avantaja sahiptir [15]. DA generatörleri tahrik yöntemlerine göre harici, seri, paralel ve seri-paralel olarak dörde ayrılır. Şekil 12'de harici tahrikli DA makinesinin eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 12: DA Generatörü Eşdeğer Devresi

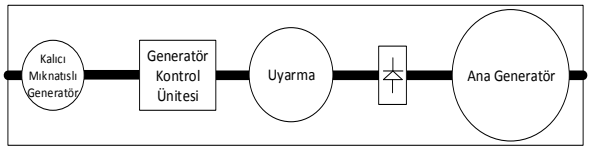


Şekil 13: Amesim Programı DA Generatör Devresi

Şekil 13'de DA generatörü ve PID kontrolör içeren bir devre AMESIM programında oluşturulmuştur. Bu devrede PID kontrolü çıkış gerilimi yönetimi yaparken, tahrik devresinden gelen akım sayesinde de ana generatörün uyartımı gerçekleştirilmektedir. Generatörün çalışması için gerekli olan uyarma akımı bu tahrik makinesinden, rotorun dönme hareketi uçak motorundan sağlanırken gerilim düzenlemesi de PID kontrolü tarafından sağlanmaktadır. AMESIM benzeri pek çok modelleme platformunda buna benzer modeller bulunmaktadır.

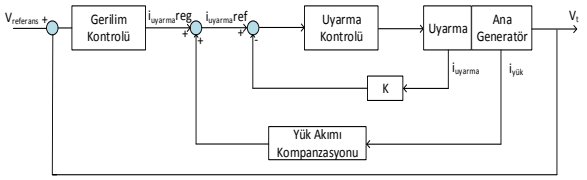
B. Değişken Frekanslı Generatör

Değişken frekanslı generatörler genellikle aynı uçak motorunun miline bağlı üç bileşenden(kalıcı mıknatıslı senkron generatör, tahrik senkron generatörü ve ana senkron generatör) oluşmaktadır. Şekil 14'de değişken frekanslı generatöre ait blok diyagram sunulmuştur.



Şekil 14: Amesim Değişken Frekanslı Generatör Blok Şeması

Burada kalıcı mıknatıslı generatör, uçağın ana motorundan aldığı mekanik dönme momenti ve mıknatıslarının oluşturduğu manyetik alan sayesinde değişken frekanslı generatörde gerilim kaynağı görevini görürler. Burada endüklenen gerilim öncelikle doğrultulup filtrelenerek ana generatörün uyarma akımını oluşturan tahrik makinesini besler. Ana generatör de uygulanan uyarma akımı ve mekanik güç sayesinde istenen genlikte gerilim endükleyerek enerji üretir ve hava taşıtı elektrik şebekesini besler. Üretilen gerilimin arzulanan düzeyde tutulabilmesi amacıyla ise generatörün, tahrik makinesinin ve kalıcı mıknatıslı generatörün çıkış gerilimleri bir generatör kontrol ünitesi yardımıyla kontrol edilir. Şekil 15'de bir generatör kontrol ünitesinin blok şeması görülebilir[16].



Şekil 15: Değişken Frekanslı Generatör Kontrol Ünitesi Blok Şeması

C. Benzetim Araçları Açısından Karşılaştırma

Var olan ve tasarımı yapılan hava araçlarına ilişkin elektrik sistemi ekipmanlarının plaka değerleri, üretici verileri,

üretici tarafından tedarik edilen benzetim modelleri, ekipmanların işletim performans verileri, hava araçlarının kalkış, iniş, tırmanma, seyir vb. gibi çalışma periyotlarına ilişkin verilerin toplanması benzetim için en önemli adımlardan biridir.

Sistem bileşenleri/yüklerin modellenmesi safhasında, gerek sürekli hal gerekse geçici hal analizleri için generatör, batarya, anahtarlar, röleler, AA/DA dönüştürücüler vb. için elektriksel modeller oluşturulur.

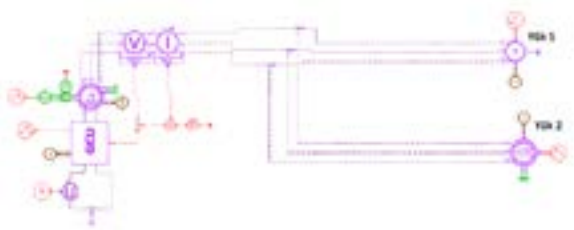
Sürekli hal benzetim incelemelerinin sonucunda, elektrik sistemi üzerinde akım, gerilim, güç akışı ve kayıplar hesaplanabilir. Benzetimlerde hava aracının farklı çalışma koşulları incelenebilir ve zaman-serileri yardımı ile gerçek zamanlı analizler elde edilebilmektedir.

Elektrik güç sisteminde arızalar, geçici olaylar, anahtarlama işlemleri, yük değişimleri gibi durumlarda meydana gelebilir. Bu incelemelerin önemi, bozucu etkilerin mertebesini görmek ve sistemin dayanıklılığını buna göre tasarlamaktır. Çünkü geçici olaylar nedeniyle oluşabilecek kısa süreli aşırı akım ve aşırı gerilim sistem üzerinde yaşlandırıcı etkiye sahip olacağı gibi kalıcı hasarlara da yol açabilir.

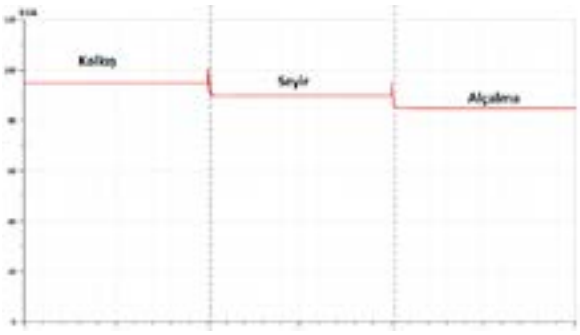
Elektrik sisteminin arıza koşullarında termal ve dinamik dayanımını görmek ve buna göre sistem ekipmanlarını tasarlamak amacıyla gerçekleştirilen zaman tabanlı analizleri ile koruma sisteminin davranışı da gözlemlenebilerek tasarımın işlevselliği doğrulanabilir.

V. DEĞİŞKEN FREKANS ÖRNEK SİSTEM İNCELEMESİ

Airbus firması tarafından üretilen A380 tip yolcu uçağında değişken frekanslı elektrik gücü üretimi gerçekleşmektedir. A380 uçağında bulunan generatörlerin rotor dönüş hızları 11100 devir/dakika ile 23100 devir/dakika arasında değişmektedir[17]. Bunun dışında hava taşıtları kalkış, seyir ve alçalma gibi farklı uçuş fazlarında farklı elektrik gücüne ihtiyaç duymaktadır. Örneğin Boeing 787 uçağı kalkış için ortalama 950 kVA, seyir için 900 kVA ve alçalma için 850 kVA güce ihtiyaç duymaktadır[18]. Hem dönüş hızı hem de yük değişimi generatörden alınan çıkış gerilim, akım ve frekans karakteristiklerinde değişime neden olmaktadır. Bu değişimlerin incelenebilmesi için generatörün şaftına AMESIM ve Matlab/Simulink modelleme programlarında farklı dönüş hızları uygulanmış ve çıkış frekansı değişimi gözlemlenmeye çalışılmıştır. Ayrıca generatör çıkışına kalkış, seyir ve alçalma uçuş yük koşullarını simgelemesi adına üç kademe halinde değişen yükler bağlanmıştır. Şekil 16'da değişken frekans generatörü içeren basit bir hava taşıtı şebekesinin AMESIM platformunda oluşturulan benzetimi görülmektedir. Bu benzetimde DA yükleri Şekil 16'da görülebildiği gibi yük 1 olarak simgelenmiş olup, AA yüklerin ise yük 2 olarak simgelenmiştir. DA ve AA yüklerinin farklı uçuş fazlarında talep ettikleri güç değerlerinin değişim grafiği Şekil 17'de sunulmuştur.

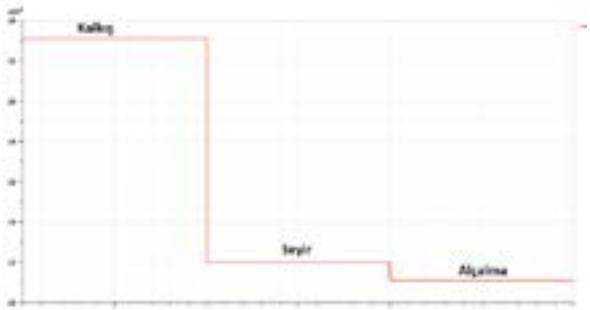


Şekil 16: Amesim Programı VFG İçeren Şebeke Mimarisi



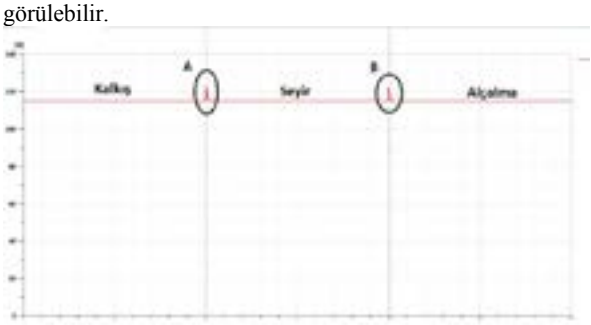
Şekil 17: DA ve AA Yüklerinin Güç Talebi Değişim Grafiği

Bu bölümün başında belirtilen A380 uçağı referans alınarak kalkış senaryosu için 23100 devir/dakika, seyir senaryosu için 12000 devir/dakika ve iniş için 11100 devir/dakika mekanik dönme hareketi generatörün rotoruna modellerde uygulanmıştır. Şekil 18'daki grafikte giriş generatör rotor devir/dakika hız değişimi görülebilir.



Şekil 18: Farklı Uçuş Senaryolarında Generatör Şaftının Dönüş Hızı

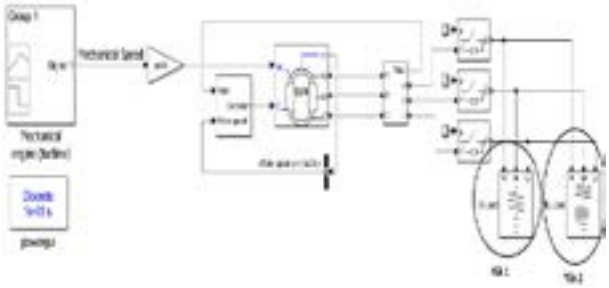
Bunun yanında simülasyonlarda kalkış-seyir-iniş için birbirinden farklı yük değerleri koşulmuş ve bu değişimlerin elektrik sistemin temel parametrelerinden olan gerilime etkisi incelenmiştir. Şekil 19'daki grafikte Amesim programında elde edilen hava taşıtı şebekesi geriliminin değişimi görülebilir.



Şekil 19: AMESIM Generatör Çıkış Gerilimi

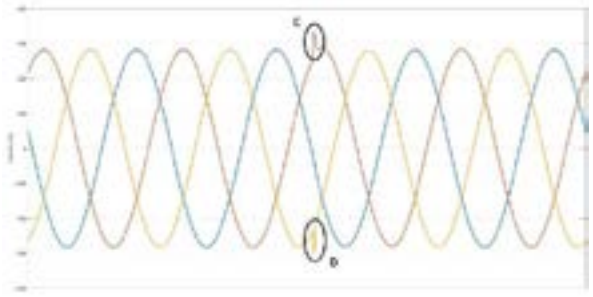
Şekil 19'da görüldüğü gibi A ve B noktalarında gerçekleşen yük değişimi sistemde gerilim yükselmesine neden olmuş fakat generatör kontrol ünitesi sayesinde şebeke gerilimi tekrar normale dönmüştür.

Aynı varsayımları içeren benzetim Şekil 20'de de sunulduğu üzere Matlab/Simulink' de AA ve DA yükleri de içeren değişken frekanslı generatör modelinde gerçeklenmiş ve sonuçları incelenmiştir.



Şekil 20: Simulink'de Oluşturulan Değişken Frekanslı Generatör İçeren Model

Şekil 21'de yük geçişlerinden kaynaklanan anlık gerilim değişimlerinin üç faza etkisi gösterilmiştir. Yükün değişim anına bağlı olarak; bir fazın sıfır noktasında diğer iki fazın da C ve D noktalarında gerçekleşen bozulma net bir şekilde görülebilmektedir. Ayrıca her iki modelleme programında generatör rotor dönüş hızının yarattığı frekans değişimi Şekil 22'de sunulmuştur.



Şekil 21: MATLAB Generatör Faz Faz Gerilim Çıkışı

Şekil 22: Generatör Çıkış Frekans Değişimi

Şekil 22'de görüldüğü üzere her iki benzetim aracında da dönüş hızlarına göre generatör çıkış frekansının 770 Hz, 400 Hz ve 370 Hz olarak değişmektedir. Ayrıca her iki benzetim aracında da yük değişiminin sistemde geçici gerilim bozulmalarına neden olduğu gözlemlenmiştir. İlgili eğriler yardımıyla ve uçuş sırasında gerçekleşecek yük anahtarlamaları düşünülerek uçak elektrik şebekesinin birçok ani ve darbeli değişimlere maruz kalacağı sonucu çıkarılabilir. Elektrik kurulu gücü giderek artan hava taşıtlarının tasarımlarında bu gibi darbelerin analizleri, ekipmanların bu koşullara göre seçilmesi ve koruyucu bileşenlerin bu etkiler göz önüne alınarak boyutlandırılmasının önemi artarak devam etmektedir. Ayrıca hava taşıtlarının elektrik sistemlerinin bir kapalı çevrim olduğu ve birçok güç elektroniği ekipmanı içerdiği göz önüne alınırsa arka arkaya gelebilecek yük değişimleri ve anahtarlamalardan kaynaklanan harmonik bileşenlerin bozucu etkileri sistemde kalıcı bir hasara yol açıp hava taşıtının enerjisiz kalmasına neden olabilir. Bu bağlamda tasarım sırasında hata analizi ve yedeklilik sağlanmasının önemi göz önüne çıkmaktadır.

Modellemede yararlandığımız Amesim yazılımı farklı disiplinlerin tek bir benzetimde yer aldığı bir program olup sistemin elektrik cevabı mekanik ve termal etkilere bağlı olarak incelenebilmektedir. Matlab programı ise çalışılan disipline bağlı olarak benzetimde o disipline ait bileşenlere daha kolay ulaşabilme imkânı sunmaktadır. Örneğin Matlab, Amesim'e göre daha geniş elektrik bileşen kütüphanesine sahiptir fakat Amesim yazılımının Matlab ile entegre edilebilir olması sayesinde her iki program kullanılarak hava taşıtlarının elektrik sistemlerinin hibrit olarak benzetimi mümkün olmaktadır.

VI. SONUÇ

Hava taşıtları elektrik sisteminin teknolojisi geliştikçe yeni bileşenlerin tasarımı ve bunların sisteme entegrasyonu için farklı analiz araçlarının kullanımı gerekmektedir. Bu bildiride farklı uçuş fazları için generatör rotor dönüş hızı ve sistemin yükü değiştirilerek bu değişimlerin sisteme etkisi sunulmaya çalışılmıştır. Giderek değişen tekniklere uyum sağlamak amacıyla bu tip çevrim dışı veri kullanan analiz programlarının yanında gerçek zamanlı analizlerin ve döngüde donanımsal benzetimin kullanılması da gerekebilecektir. Bu teknikler sayesinde yeni ekipmanlar sisteme modellenmiş ortamlarda entegre edilebilir ve montaj aşamasından sonra yaşanabilecek olası problemler önceden belirlenebilir. Bu sayede zaman ve maliyetten tasarruf edilmiş olur.

Teşekkür

Bu çalışmanın yapılmasında desteklerini esirgemeyen Sayın Tolga Coşkunfırat'a, Sayın Fatih Şener'e, Elektriksel Tasarım ve Analiz birimine ve tüm TUSAŞ ekibine katkıları ve sağladıkları imkânlar için teşekkür ederiz.

KAYNAKLAR

[1] C., Freitas & Daidzic, Nihad E.. (2017). "Design of DC-Link VSCF AC electrical power system for Embraer 190/195 aircraft", Journal of Aviation Technology and Engineering. 7. 19-44. 10.7771/2159-6670.1155.

[2] Kuhn, Martin & Otter, Martin & Raulin, Loic. (2008). "A Multi Level Approach for Aircraft Electrical Systems Design", Proceedings.

[3] V. Madonna, P. Giangrande and M. Galea, "Electrical Power Generation in Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities" in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no. 3, pp. 646-659, Sept. 2018, doi: 10.1109/TTE.2018.2834142

[4] J. Weimer, "Past present and future of aircraft electrical power systems", 39th Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, no. 1147, pp. 1-9, Jan 2001.

[5] J. I. Corcau and L. Dinca ," Generation on more electric aircraft on using PEMFC for electrical power " , International Journal of Electronics and Electrical Engineering, No. 62, pp. 246-249, Feb. (2012).

[6] Pratt J. W., Klebanoff L. E., Munoz-Ramos K., Akhil A. A., Curgus D. B., Schenkman B. L. "Proton Exchange Membrane Fuel Cells for Electrical Power Generation On-Board Commercial Airplanes". Sandia Report, 2011.

[7] Xin Zhao, J. M. Guerrero and Xiaohua Wu, "Review of aircraft electric power systems and architectures," 2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Cavtat, 2014, pp. 949-953, doi: 10.1109/ENERGYCON.2014.6850540

[8] Corcau, J., Dinca L. "Problems which imposed More-Electric-Aircraft developmend". ICATE 2010-10th International Conference on Applied and Theoretical Electricity, Copernicus data bases, pp. 361-365, Craiova, 2010.

[9] Corcau J., Dinca L., "On using PEMFC for electrical power generation on more electric aircraft", International Journal of Electriconics and Electrical Engineering. 2012; 6(2):186189

[10] Z. Zhang, J. Li, Y. Liu, Y. Xu and Y. Yan, "Overview and development of variable frequency AC generators for more electric aircraft generation system," in Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 3, no. 2, pp. 32-40, September 2017, doi: 10.23919/CJEE.2017.8048410

[11] Abdel-Fadil, Reyad & Eid, Ahmad & Abdel-Salam, Mazen. (2013). Electrical distribution power systems of modern civil aircrafts.

[12] Xia, Xiuxian(2011). "Dynamic power distribution management for all electric aircraft", Master's thesis, Cranfield University.

[13] Ahmed Abdel-Hafez (February 24th 2012). Power Generation and Distribution System for a More Electric Aircraft - A Review, Recent Advances in Aircraft Technology, Ramesh K. Agarwal, IntechOpen, DOI: 10.5772/37290

[14] A. Abdel-Hafez, A. Forsyth, "A review of more-electric aircraft", Proceedings of the 13th International Conference On Aerospace Sciences & Aviation Technology. Cairo: Military Technical College, pp. 1-13, 2009.

[15] Chen, G. & Shang, X.. (2014). Simulation used in education for a separately excited DC motor. 12. 14-19.

[16] Li, Weilin & Yang, Yang & Zhang, Xiaobin. (2018). Digital Generator Control Unit Design for a Variable Frequency Synchronous Generator in MEA. Energies. 11. 96. 10.3390/en11010096.

[17] Z. Zhang, J. Li, Y. Liu, Y. Xu and Y. Yan, "Overview and development of variable frequency AC generators for more electric aircraft generation system," in Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 3, no. 2, pp. 32-40, September 2017, doi: 10.23919/CJEE.2017.8048410

[18] Y. Cao, M. A. Williams, P. T. Krein and A. G. Alleyne, "Mitigating power systems variability in more electric aircraft utilizing power electronics implemented dynamic thermal storage," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, 2017, pp. 1412-1418,doi: 10.1109/APEC.2017.7930882

Gri Kurt Optimizasyon Algoritması ile Eş Zamanlı Olarak Şebekenin Yeniden Yapılandırması ve DÜS Bütünleştirme

Ahmet Doğan

Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kayseri

adogan@nny.edu.tr

ÖZET

Şebekenin yeniden yapılandırılması (YY) ve Dağıtılmış Üretim Sistemlerinin (DÜS) şebekeyle bütünleştirilmesi güç sistemlerinin kayıplarının azaltılması ve gerilim değerlerinin yükseltilmesi için kullanılan iki farklı araçtır. Bu çalışmada, bu iki farklı güç sistemlerinin iyileştirmesi aracı eş zamanlı olarak optimize edilerek dağıtım sistemindeki kayıpların mümkün olduğunca azaltılması amaçlanmaktadır. Bu doğrultuda, son zamanlarda literatüre sunulmuş olan optimizasyon yöntemlerinden Gri Kurt Optimizasyon (GKO) algoritması ve Guguk Kuşu (GUK) algoritması hem sistemi yeniden yapılandırmada kullanılan bağ anahtarlarını konumu belirlenmesinden hem de sisteme bütünleştirilecek DÜS kapasitesinin ve bütünleştirileceği baraların belirlenmesi için çalıştırılmıştır. 33-baralı radyal bir dağıtım sistemi üzerinde benzetimler gerçekleştirilmiştir. Her iki algoritmanın sistem performansını geliştirme açısından sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Sistemin yeniden yapılandırılmasında her iki algoritma da aynı iyileştirme oranını sağlarken, eş zamanlı YY ve DÜS bütünleştirilmesi optimizasyon işleminde GKO algoritması hem kayıplar açısından hem de gerilim değerleri açısından daha iyi bir sistem performansı gerçekleştirmiştir.

Anahtar Kelimeler: Şebekenin Yeniden Yapılandırılması, Dağıtılmış Üretim Sistemleri, Gri Kurt Optimizasyon Algoritması

1. GİRİŞ

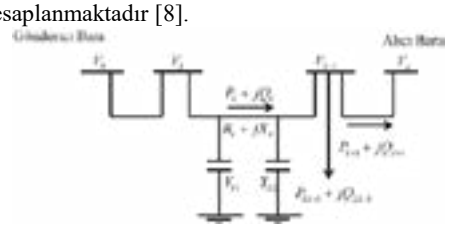
Elektrik şebekesine her geçen gün yeni yüklerin dahil olması ve yüklerin sürekli değişken olmasından dolayı şebekenin kontrolü ve işletilmesi gün geçtikçe zorlaşmaktadır. Şebekedeki kayıpların azaltılmasını ve gerilimin güvenli sınırlar içerisinde kalmasını sağlamak için sistem operatörleri çeşitli araçlardan faydalanmaktadır. Dağıtım sisteminde normalde açık ve normalde kapalı olmak üzere iki tür anahtar bulunur. Normalde açık olan anahtarlar bağ anahtarlarıdır. Bağ anahtarlarının pozisyonları yüklenme durumuna göre değiştirilir ve şebeke yeniden yapılandırılır. Yeniden yapılandırma işlemi ile dağıtım sisteminin şekli değiştirilir ve sisteme harici bir güç kaynağı ilavesi yapılmaksızın mevcut yüklerle en uygun şebeke yapısı belirlenir. Sistemdeki anahtarlarla şebekenin radyal yapısı başka bir radyal yapıya dönüştürülür. Bunun yanında, şebekedeki yüklerin artması yeniden yapılandırma işleminin sağlıklı işletme için bazen yeterli olmamasına neden olmaktadır. Bu durumda, enerji talebinin karşılanması için şebekeye yenilenebilir enerji kaynakları, batarya vs. gibi DÜS'ler şebekeye bütünleştirilir. Böylece şebekedeki enerji ihtiyacı karşılanırken gerilim değerleri de sınır değerlerin içerisinde kalması sağlanmaktadır. Şebekenin yeniden yapılandırılması açısından açık ve kapalı olacak anahtarların belirlenmesi ve DÜS'lerin şebekenin hangi noktasında yer alacağı ve ne kadarlık bir kapasitede olacağı iyi belirlenmelidir. Bu iki işlem ayrı ayrı yapılabileceği gibi eş zamanlı olarak gerçekleştirilmesi daha verimli sonuçlar alınmasını sağlamaktadır. Literatürde genelde şebekenin yeniden yapılandırılması ve DÜS'lerin yerleştirilmesi iki ayrı optimizasyon problemi şeklinde ele alınmıştır.

[1]'de güç kaybını dal değişim yöntemiyle hesaplamak için basit bir yöntem geliştirilmiştir. Dezavantajı nihai çözüm anahtarların başlangıç durumuna bağlı olmasısıdır. [2]'de, dağıtım sistemlerinde güç kaybının azaltılması ve gerilim profilinin arttırılması için benzetilmiş tavlama tekniğini kullanmıştır. [3] 'de şebekenin yeniden yapılandırılması problemi karınca kolonisi algoritması ile çözülmüştür. [4] 'de DÜS, yükleme talebi ve yenilenebilir kaynaklar dikkate alınarak gerilim seviyesini arttırmak için optimize edilmiştir. Dağıtılmış üretim birimleri güç kayıplarını ve işletme maliyetlerini azaltmak, gerilim profilini iyileştirmek ve sistem güvenirliğini ve verimliliğini artırmak için en uygun şekilde yerleştirilmelidirler. En uygun yerleşiminin amacı elektrik dağıtım sisteminin en verimli şekilde işletilebilmesi için DÜS'lerin konumlarını ve büyüklükleri en iyi şekilde belirlenmelidir. Bunun için literatürde çeşitli optimizasyon teknikleri kullanılmıştır. [5]'de güç kaybının en aza indirilmesi için dağıtım sistemine bir DÜS yerleştirmek için en uygun yerin belirlenmesi için analitik bir yöntem önerilmiştir. [6] 'da, DÜS hassasiyet faktörü ve GA, sırasıyla DÜS konumu ve büyüklüğü için kullanılmıştır. [7] 'de DÜS, yükleme talebi ve yenilenebilir kaynaklar dikkate alınarak gerilim seviyesini arttırmak için optimize edilmiştir. [8]'de ABC, DE, PSO ve GA dört farklı senaryo için gerçekleştirilir ve sonuçlar farklı senaryolar için karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada 33 baralı bir test sistemi üzerinde eş zamanlı olarak şebekenin yeniden yapılandırılması ve DÜS bütünleştirme optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon işlemi için Gri Kurt Optimizasyon (GKO) algoritması ve Guguk Kuşu (GUK) algoritmaları kullanılmıştır [9, 10]. Dağıtım sistemi üzerine etkileri ve algoritmaların performansları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

2. PROBLEMİN TANIMI

Bir dağıtım fiderinin tek hat diyagramı Şekil-1'de verilmiştir ve hat sonundaki gerilimi Eşitlik1'den Eşitlik-5'e verildiği gibi hesaplanmaktadır [8].



Şekil-1. Bir dağıtım sistemi fideri

$$P_{k+1} = P_k - P_{Loss,k} - P_{Lk+1} \quad (1)$$

$$= P_k - \frac{R_k}{|V_k|^2}\left\{P_k^2 + \left(Q_k + Y_k|V_k|^2\right)^2\right\} - P_{Lk+1} \quad (2)$$

$$Q_{k+1} = Q_k - Q_{Loss,k} - Q_{Lk+1} \quad (3)$$

$$= Q_k - \frac{X_k}{|V_k|^2}\left\{P_k^2 + \left(Q_k + Y_{k1}|V_k|^2\right)^2\right\} - Y_{k1}|V_k|^2 - Y_{k2}|V_{k+1}|^2 - Q_{Lk+1} \quad (4)$$

$$= |V_k|^2 + \frac{R_k^2 + X_k^2}{|V_k|^2}\left(P_k^2 + \left(Q_k + Y_k|V_k|^2\right)^2\right) - 2\left(R_k P_k + X_k\left(Q_k + Y_k|V_k|^2\right)\right) \quad (5)$$

V_k, k barasındaki gerilimin genliği. P_k, Q_k, R_k ve X_k sırasıyla k ve $k+1$ arasındaki aktif güç akışı, reaktif güç akışı, direnç ve reaktansları göstermektedir. P_{Lk+1} ve Q_{Lk+1} $k+1$ barasındaki aktif ve reaktif güçleri sembolize etmektedir. Y kaçak akımların geçtiği hattın paralel kondüktanslarını ifade etmektedir. Y değeri küçük bir değer olduğu için hesaplamalarda ihmal edilmiştir. İki bara arasındaki aktif güç kaybı Eşitlik-6'daki gibi hesaplanırken hattaki toplam kayıplar Eşitlik-7'de verilmiştir.

$$P_{Kayıplar}(k,k+1) = R_k \frac{\left(P_k^2 + \left(Q_k + Y_k|V_k|^2\right)^2\right)}{|V_k|^2} \quad (6)$$

$$P_{T,Kayıplar} = \sum_{k=1}^{n} P_{Kayıplar}(k,k+1) \quad (7)$$

Dağıtım sistemine bütünleştirilen DEÜ'ler birim güç faktöründe sisteme aktif güç veren birimler olarak kabul edilmiştir. Hedef fonksiyon şebekenin yeninden yapılandırılması ve DÜS'lerin yerleştirilmesiyle Eşitlik-8'de verildiği üzere dağıtım sistemindeki toplam aktif güç kayıplarını minimize etmeyi amaçlamaktadır. Minimizasyon işlemi sırasında dağıtım sisteminin bazı kısıtları göz önünde bulundurulur. Gerilim değeri belirli değer aralığında olmalıdır. Bara bağlanacak dağıtılmış üretim kaynağı baradaki yük daldaki aktif kayıplardan daha büyük olmamamladır. Ayrıca, hattaki toplam akım değeri hattın akım taşıma kapasitesinden büyük olmamalıdır.

$$f = \min\left(P_{T,Kayıplar}\right) \begin{cases} V_{min} \le V_k \le V_{mak} \\ \sum_{k=1}^{n} P_{DG,k} \le \sum_{k=1}^{n}\left(P_k + P_{Kayıplar,k}\right) \\ |I_{k,k+1}| \le |I_{k,k+1,mak}| \end{cases} \quad (8)$$

3. GRİ KURT OPTİMİZASYON (GKO) ALGORİTMASI

GKO, gri kurtların yaşamını ve avlanma davranışlarına dayanan sürü temelli bir algoritmadır. Algoritmada alfa (α), beta (β), delta (δ) ve omega (Ω) olmak üzere 4 çeşit kurt vardır. Gri kurtlar sürü halinde yaşarlar ve karar alma mekanizmasını sürüde alfa kurtları yönetir. Beta kurtları ise karar alma işleminde alfa kurtlarına yardımcı olurlar. Delta kurtları görev mekanizması olarak alfa ve beta kurtlarından sonra gelirler. İzleme, takip, bakım gibi görevler üstlenirler. Omega kurtları ise karar mekanizmasında yer almayıp diğer kurtları taklit ederler. Gri kurtlar avlanma aşamasında ilk önce avlarını takip ederler ve avlarına yaklaşırlar. Daha sonra av hareket edemeyecek noktaya gelene kadar avlarını kuşatırlar ve sonunda ava saldırırlar. GKO algoritması basamakları aşağıda verilmiştir.

3.1. SOSYAL HİYERARŞİ

Sosyal hiyerarşinin en üst basamağında alfa kurtları yer alır ve çözüm olarak en uygun çözümü alfa kurtları sunarlar. Alternatif çözümler beta ve delta kurtları tarafından da sunulurken omega kurtları ise bu kurtları takip eder.

3.2. KUŞATMA

Kurtlar av sırasında avını kuşatır. Eşitlik-9 ve Eşitlik-10 kurtların kuşatma davranışlarını açıklar.

$$\dot{D} = \left|\dot{C}.x_p(t) - \dot{x}(t)\right| \quad (9)$$

$$x(t+1) = \left|x_p^{\cdot}(t) - \dot{A}\dot{D}\right| \quad (10)$$

t güncel iterasyon, $x_p^{\cdot}$ ve x sırasıyla avın ve gri kurtun pozisyonunu belirtir, katsayı vektörleri $\dot{A}$ ve $\dot{D}$ Eşitlik-11 ile hesaplanır.

$$A = 2ar_1 - \dot{a}\,,\ \dot{C} = 2r_2^{\cdot} \quad (11)$$

r_1 ve r_2 vektörleri [0,1] arasında rastgele değerlerdir ve a elemanı doğrusal olarak 2'den 0'a doğru her iterasyonda azalır.

3.3. AVLANMA

Alfa kurtları ve beta ve delta kurtlar tarafından belirlenen avlanma davranışı ile avcılık faaliyetine katılır. Diğer kurtların pozisyonları, en uygun çözümü bulmak için alfa beta deltanın kayıtlı pozisyonlarına göre hesaplanır. Gri kurtların pozisyonlarını güncellemek için Eşitlik-12, Eşitlik-13 ve Eşitlik-14 kullanılır.

$$D_\alpha^{\cdot} = \left|C_1^{\cdot}X_\alpha^{\cdot} - X^{\cdot}\right|,\ D_\beta^{\cdot} = \left|C_2^{\cdot}X_\beta^{\cdot} - X^{\cdot}\right|,\ D_\delta^{\cdot} = \left|C_3X_\delta^{\cdot} - X\right| \quad (12)$$

$$X_1^{\cdot} = X_\alpha^{\cdot} - A_1^{\cdot}\left(D_\alpha\right),\ X_2 = X_\beta - A_2^{\cdot}\left(D_\beta^{\cdot}\right),\ X_3^{\cdot} = X_\delta^{\cdot} - A_3^{\cdot}\left(D_\delta\right) \quad (13)$$

$$X_1^{\cdot}(t+1) = \frac{X_1^{\cdot} + X_2^{\cdot} + X_3^{\cdot}}{3} \quad (14)$$

Alfa beta ve delta kurtlarının tanımladığı alanda o ana kadar elde edilen ilk üç en iyi çözüm ve diğer kurtlar konumlarını tahmin eder ve konumlarına göre günceller.

3. 4. SALDIRI

Yukarıdaki bölümlerde, gri kurtların hareket ederken avlarını kuşatarak avın hareket etme alanını nasıl kısıtladığı tartışılmıştır. Avına yaklaşan modeli matematiksel olarak ifade etmek için iki parametre, a doğrusal olarak 2'den 0'a doğru azalır. $\dot{A}$ da a ile doğru orantılı olarak azalır ve gri kurtlar $|\dot{A}| < 1$ olduğunda ava saldırılar.

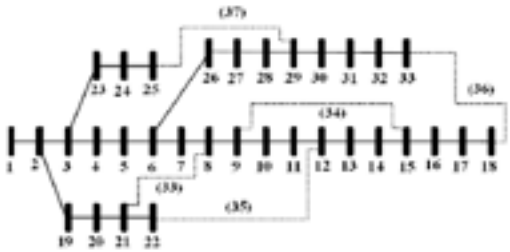
3.5. AV ARAMA

GKO algoritmasında arama işlemi, alfa, beta ve deltanın pozisyonlarına dayanır. Kurtlar av ararken birbirlerinden ayrılırlar ve avına saldırmak için birbirlerine yaklaşırlar. Matematiksel olarak, rastgele $\dot{A}$ değeri 1'den büyük veya 1'den küçük olduğunda, arama elamanı avcı, avları aramak

üzere ayrışır. Bu GKO keşif davranışını vurgulamaktadır. GKO algoritmasında bir değişken $\dot{C}$ de keşif sürecine yardımcı olur. $\dot{C}$'nin rastgele değeri, Eşitlik-11 'de görüldüğü gibi [0,2] arasında değişmektedir. Bu, GKO'ya rastgele arama mekanizmasının geliştirilmesine yardımcı olur.

4. BENZETİM SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Eşzamanlı olarak şebekenin yeniden yapılandırılması ve DÜS bütünleştirme çözümü için verilen sezgisel algoritmaların etkinliğini karşılaştırmak için 33 baralı test sistemi göz önünde bulundurulmuştur [11]. Sistem verileri [12]'de sunulmuştur. Birim güç faktörü ile çalışan üç DÜS göz önünde bulundurulmuştur. DÜS'ler aynı baraya bağlanamazlar ve DÜS'nin maksimum kapasitesi 2 kW'tır. Sistem gerilim sınır değerleri 1.05 p.u. ve 0.95 p.u. olarak belirlenmiştir.

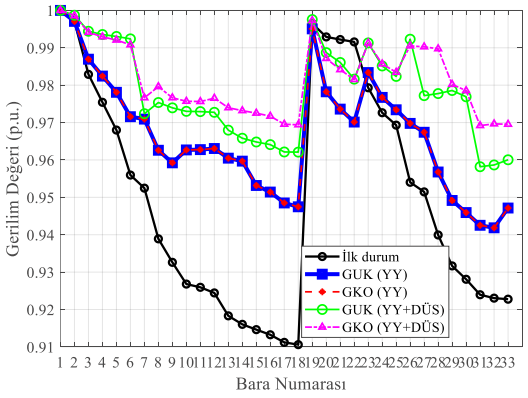


Şekil-2. 33 baralı bir dağıtım sistemi [11].

33 baralı dağıtım sistemin normalde açık anahtarları 33, 34, 35, 36 ve 37 dir. Tablo-1 de verildiği gibi Bu durumda dağıtım sistemindeki güç kaybı 210.97 kW olmaktadır. Baralardaki minimum gerilim değeri 0.9106 p.u'dir. İlk olarak dağıtım sistemindeki anahtarların konumları değiştirilerek şebekedeki kayıpların azaltılması ve gerilim değerlerinin en uygun düzeyde olması hedeflenmektedir.

Tablo-1'de görüldüğü üzere GUK ve GKO algoritmaları ile şebeke yeniden yapılandırıldığında aktif güç kaybı 210.97 kW'den 140.72 kW'a düşmektedir. Benzetim öncesi ve sonrası gerilim profilleri de Şekil-3'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, gerilim değerlerinde açık bir iyileşme söz konusudur. Her iki algoritma ile de 33 baralı sistemde en düşük gerilim değeri 0.9418 p.u. olarak gerçekleşmiştir. Şekil-3'de ise iki algoritmanın da yakınsama eğrileri görülmektedir. GUK, 37 iterasyonda yakınsarken GKO algoritması Sadece 3 iterasyonda 140.72 kW olarak yakınsamaktadır.

Daha sonra ise yeniden yapılandırma ve DÜS bütünleştirme optimizasyon işlemi eş zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Tablo-1'de görüldüğü gibi GUK ile şebeke yeniden yapılandırılması için 11, 6, 34, 30 ve 26 numaralı anahtarlar açık diğerleri kapalı konumdadır. DÜS'ler ise 18, 21 ve 25 numaralı baralara bütünleştirilmiştir. Bu DÜS'lerin kapasiteleri ise 0.7003 kW, 0.9286 kW ve 1.1136 kW olarak belirlenmiştir. Bu durumda şebekedeki aktif güç kaybı 60.39 kW'a kadar düşmekte ve Şekil-3'de görüldüğü gibi bara gerilimlerinin en düşük değeri ise 0.9518 p.u.'dir. Şebekenin optimize edilmesi için GKO algoritması ile 11, 16, 14, 30 ve 28 numaralı anahtarlar açık bırakılarak şebeke yeniden yapılandırılmıştır. Eş zamanlı olarak ise DÜS'ler şebekeye eklenmiştir. DÜS'lerin kapasite değerleri 1.0554 kW, 0.8078 kW ve 0.6751 kW'dır ve sırasıyla 25, 8 ve 32 numaralı baralara bütünleştirilmiştir. Bu işlemlerin ardından dağıtım sistemlerindeki aktif güç kaybı 55.83 kW'a düşmüş, bara gerilimlerinin gerilime en düşük değeri ise 0.9692 p.u.'e çıkmıştır. Baraların gerilim değerlerindeki iyileşme Şekil-3'de karşılaştırmalı olarak görülmektedir. Şekil-5'de eş zamanlı olarak şebekenin yeniden yapılandırılması ve DÜS'lerin şebekeye bütünleştirilmesi optimizasyon probleminin yakınsama grafikleri verilmiştir. GUK 60.39 kW olarak 17. iterasyonda yakınsamıştır. GKO algoritması ise 55.83 kW olarak yakınsamaktadır.



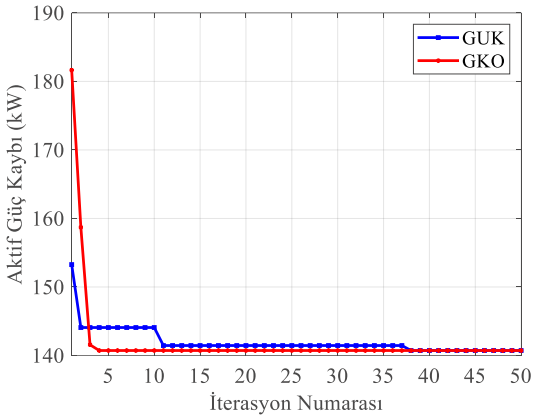
Şekil-3. 33 baralı dağıtım sistemi gerilim profilleri

Şekil-6 da hedef fonksiyon yani hattaki toplam aktif güç kaybı değerleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. 33 baralı dağıtım sisteminin ilk durumundaki kayıp değeri 210.97 kW'dır. Her iki algoritma ile de şebeke yeniden yapılandırıldığında kayıp değeri 140.7278 kW'a düşmektedir.

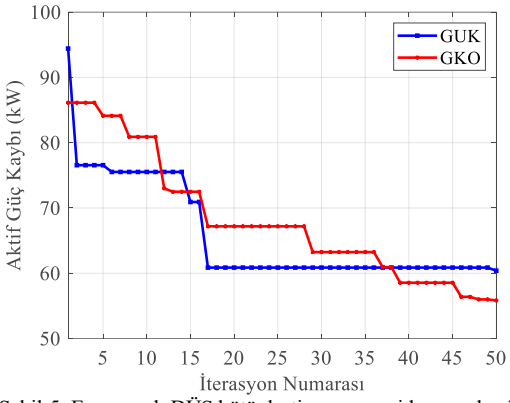
Tablo-1. 33 baralı dağıtım sisteminin benzetimler öncesi ve sonrası sistem verileri

	İlk durum	GUK (YY)	GKO (YY)	GUK (YY+DÜS)	GKO (YY+DÜS)
Açık anahtarlar	[33,34,35,36,37]	[9,7,14,32,37]	[9,7,14,32,37]	[11,6,34,30,26]	[11,6,14,30,28]
DÜS Kapasite-kW (Bara Numarasi)	-	-	-	0.7003 (18) 0.9286 (21) 1.1136 (25)	1.0554 (25) 0.8078 (8) 0.6751 (32)
Aktif Güç Kapbı (kW)	210.97	140.72	140.72	60.39	55.83
Min. Gerilim Değeri (p.u.)	0.9106	0.9418	0.9418	0.9582	0.9692

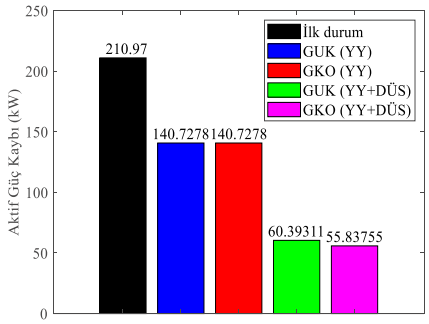
Eş zamanlı olarak şebeke yeniden yapılandırıp DÜS'lerin şebekeye bütünleşmesi GUK ve GKO algoritması ile optimize edildiğinde şebekedeki aktif güç kayıpları sırasıyla 60.39 kW ve 55.83 kW'a düşmektedir. Baraların gerilim değerleri ortalamaları ise GUK ile 0.9785 p.u. ve GKO ile 0.9821 p.u.'dir.



Şekil-4. Sistem yeniden yapılandırma için yakınsama eğrileri



Şekil-5. Eş zamanlı DÜS bütünleştirme ve yeniden yapılandırma için yakınsama eğrisi



Şekil-6. Senaryo ve optimizasyon algoritmalarına göre sistem kayıpları

5. SONUÇ

Bu çalışmada güç sistemlerinin daha verimli işletilebilmesi ve kayıpların en aza indirilebilmesi için kullanılan yöntemlerden olan şebekenin yeniden yapılandırılması ve dağıtılmış üretim sistemlerinin şebekeye bütünleşmesi eşzamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. GUK ve GKO algoritması şebekenin yapılandırılmasında rol oynayan anahtarların konumunu belirlemek için hem de şebekeye bütünleştirilen dağıtılmış üretim sistemlerinin kapasite belirlenmesi ve yer seçimi için kullanılmıştır. Şebeke yeniden yapılandırılarak her iki algoritma ile de ilk duruma göre %33,29 oranın bir iyileşme sağlanmıştır. Dağıtılmış üretim sistemleri ve şebekenin yeniden yapılandırılması aynı anda optimize edildiğinde ise GUK ile %71.37 oranında iyileşme sağlanırken GKO ile iyileşme oranı %73.53 olmuştur. Gerilim değerleri olarak da GKO algoritması gerilim profili GUK gerilim profiline göre ideale daha yakındır.

6. REFERANSLAR

[1] S. Civanlar, J. J. Grainger, H. Yin and S. h. Lee "Distribution feeder reconfiguration for loss reduction, " IEEE Trans. Power Deliv. vol. 3, (3), pp. 1217-1223, 1988.

[2] C.T. Su , C. S. Lee, "Feeder reconfiguration and capacitor setting for loss reduction of distribution systems" Electric Power Systems Research vol. 58, pp. 97-102, 2001

[3] C.T. Su, C. F. Chang, J. P. Chiou, "Distribution network reconfiguration for loss reduction by ant colony search algorithm", Electr. Power Syst. Res., vol. 75, pp. 190–199, 2005.

[4] R. S. Al Abri, E. F. El-Saadany, and Y. M. Atwa, "Optimal placement and sizing method to improve the voltage stability margin in a distribution system using distributed generation", IEEE Trans. Power Syst., vol. 28, pp. 326-334, 2013.

[5] C. Wang and M. H. Nehrir, "Analytical approaches for optimal placement of distributed generation sources in power systems," IEEE Trans. Power Syst., vol. 19, no. 4, pp. 2068–2076, Nov. 2004

[6] T. N. Shukla, S. P. Singh, V. Shrinivasarao, and K. B. Naik, "Optimal sizing of distributed generation placed on radial distributin systems", Elect. Power Compon. Syst., vol. 38, pp. 260–274, 2010. https://doi.org/10.1080/15325000903273403

[7] R. S. Al Abri, E. F. El-Saadany, and Y. M. Atwa, "Optimal placement and sizing method to improve the voltage stability margin in a distribution system using distributed generation", IEEE Trans. Power Syst., vol. 28, pp. 326-334, 2013.

[8] A. Dogan, , M. Alci, 2019, "Simultaneous Optimization of Network Reconfiguration and DG Installation Using Heuristic Algorithms". Elektronika Ir Elektrotechnika, vol. 25, no.1, pp. 8-13

[9] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, A. Lewis, Grey Wolf Optimizer, Advances in Engineering Software, vol. 69, pp. 46-61 2014.

[10] X.S. Yang,S. Deb, "Cuckoo Search via L´evy Flights",IEEE,2009 pp. 210-214

[11] M.R. Nayak, Optimal Feeder Reconfiguration of Distribution System with Distributed Generation Units using HC-ACO, International Journal on Electrical Engineering and Informatics - vol. 6 (1), pp. 107-128, 2014

[12] Y.M. Shuaib, M.S. Kalavathi, C.C. Asir, Optimal capacitor placement in radial distribution system using Gravitational Search Algorithm Int J Electr Pow Ener Syst, vol. 64 pp. 384-397, 2015.

Çok Çıkışlı Geri-Dönüşlü Dönüştürücü İçin Cross-Regülasyon Tekniğinden Faydalanan Kontrol Devresi Tasarımı

Fatih ZÜNGÖR[1,2], Faruk Taş[1,2], Metin ÖZTÜRK[1,3]

[1]*AR-GE Merkezi, Mamur Teknoloji Sistemleri Sanayi A.Ş. Silivri, İSTANBUL*

[2]*Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği, İSTANBUL*

[3]*Esenyurt Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, İSTANBUL*

fatih.zungor@outlook.com *faruk.tas@mamurtech.com* *metin.ozturk@mamurtech.com*

Özet- Bu çalışmada, çok çıkışlı Geri-Dönüşlü (Flyback) dönüştürücüler için cross-regülasyon tekniğinden faydalanarak bir kontrol devresi tasarımı yapılması amaçlanmıştır. Kontrol devresinin temel amacı cross-regülasyon tekniği ile gerçekleştirilen kontrollerde, geri besleme alınmayan çıkışların regülasyonunu iyileştirmektir. Geri-Dönüşlü dönüştürücünün DCM çalışma modunda aralık analizi yapılıp, kontrol devresinin tasarımı verilmiştir. PSIM simülasyon programı aracılığıyla ilk önce kontrol devresi simüle edilmiştir. Ardından ONSEMI firmasının FSL156MRIN IC'si kullanılarak hedeflenen devre gerçekleştirilmiştir ve sonuçlar paylaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler- AC-DC Dönüştürücü, Cross-Regülasyon, Kontrol yöntemi, Çok Çıkışlı Geri-Dönüşlü (Flyback) Dönüştürücü

Abstract- In this study, it is targeted to design a control circuit using cross-regulation technique for Flyback converter which has multiple output. The fundamental goal of this control circuit is to improve the output voltage fluctuations occur when it is used cross-regulation technique only. For that purpose, it was given the design parameters and analyzed DCM analysis of the converter. Firstly it has been simulated control circuit via PSIM program. And then it has been realized the proposed circuit using FSL156MRIN IC from ONSEMI Company and results has been shared.

Keywords- AC–DC converter, Cross Regulation Technique, Control Methodology, Multiple-output Flyback Converter

I. GİRİŞ

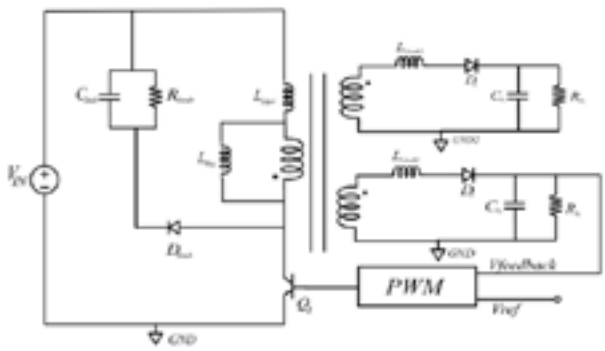
Elektronik sistemlerde, kullanılan elemanların adetinin azlığı, geniş giriş gerilim aralığında çalışabilmesi, birden fazla çıkış üretilmesi, izoleli olması ve maliyeti açısından anahtarlamalı güç kaynakları karşılaştırıldığında Geri-Dönüşlü Dönüştürücü, 100W altı uygulamalarda en çok tercih edilen dönüştürücülerden biridir [1].

Genellikle çok çıkışlı dc-dc dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin kontrolü, bir çıkıştan alınan geri besleme ile doluluk oranı kontrol edilerek gerçekleştirilir. Geri beslemenin bir çıkıştan alınması ve sadece bir kontrol değişkenin (doluluk oranının) değiştirilerek kontrol edilmesi, diğer çıkışların kontrolünün tam olarak istenilen değerde tutulamamasına sebep olmaktadır.

Literatürde çok çıkışlı dönüştürücüleri kontrolünün iyi uygulanması amacıyla birçok çalışma yapılmıştır. Geri-Dönüşlü, İleri-Yönlü Dönüştürücüler gibi manyetik elemana sahip dönüştürücülerde, geri beslemenin tek çıkıştan alınıp diğer çıkışların kontrolünü ise manyetik kuplaj vasıtasıyla kontrol edilmesine Cross-Regülasyon tekniği denir. Cross-Regülasyon tekniğinin en önemli dezavantajı kontrol geri beslemesi alınamayan çıkışlarda, kontrol performansının yüke bağlı olmasıdır. Cross-Regülasyon tekniğinin idealden uzaklaşmasını en çok etkileyen etkinin manyetik elemanın sekonder sargılarındaki ve primer sargılarındaki kaçak endüktanslardan dolayı olduğu analitik modeller kullanılarak birçok çalışma vasıtasıyla ispatlanmıştır [2-7]. Manyetik elemanların analitik modelleri çıkarılarak Cross-Regülasyonun tekniğinin geliştirilmesi amacıyla uygun sarım stratejileri elde edilen çalışmalarda literatürde mevcuttur [8-11].

Bunun dışında sekonder sarımlara ekstra endüktans eklenerek Cross-Regülasyon tekniğinin performansını arttırmayı hedefleyen çalışmalarda bulunmaktadır [9,12].

Çok çıkışlı izoleli dönüştürücülerin kontrol tekniklerine yönelik çalışmalarda literatürde yine bulunmaktadır. Bu çalışmalardan bazılarında her bir sargıdan ayrı ayrı geri-besleme alıp bunların belli oranda geri beslemeye eklendiği kontrol teknikler de görülmüştür [11,13].



Şekil 1 Çok çıkışlı Geri-Dönüşlü Dönüştürücü devre şeması

Bu çalışmada, çok çıkışlı bir Flyback dönüştürücü tasarımı üzerinden, [13] referansından türetilmiş bir kontrol tekniği uygulanacaktır. Bu amaçla ilk önce DCM çalışma modunda Geri-Dönüşlü Dönüştürücünün çalışma aralıkları çıkartılıp, kontrol tekniğinin çıkışına sebep olan çalışma aralığındaki

ilgili dalga şekilleri gösterilecektir. Sonrasında kontrol devresi, genel blok diyagram üzerinden anlatılıp, Psim programı aracılığıyla simüle edilecektir. FSL156MRIN entegresi kullanılarak, tasarlanan kontrolcünün uygulaması yapılıp, sonuçları elde edilecektir.

II. TASARLANAN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÇALIŞMA PRENSİBİ

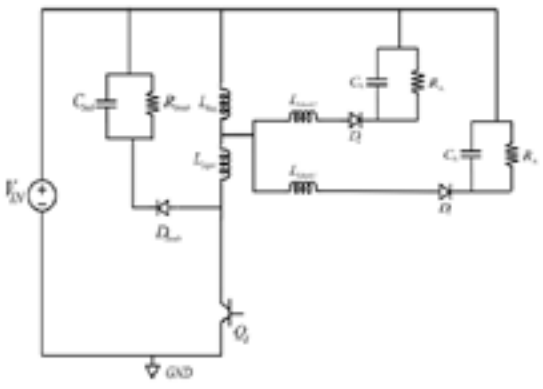
A. Geri-Dönüşlü Dönüştürücünün DCM Çalışma Aralıkları

Geri-Dönüşlü Dönüştürücü, periyodik olarak manyetik elemanda, giriş kaynağından elde edilen enerjiyi depolar ve bu enerjiyi çıkışa aktararak gerilim regülasyonu sağlar. Çıkış gerilimlerinin regülasyonu depolanıp aktarılan enerjinin miktarının kontrolüne dayanır. Analizde Şekil 2 ile gösterilen iki çıkışlı RC bastırma hücresine sahip bir Geri-Dönüşlü Dönüştürücü ele alınacaktır. RC bastırma hücresi primer taraftaki kaçak endüktansta (L_{lkpri}) biriken enerjinin harcanması amacıyla kullanılmaktadır ve sürekli halde sabit gerilim kaynağı gibi davranmaktır.

Analizi kolaylaştırmak için aşağıdaki varsayımlar yapılacaktır;

- Yarı iletken elemanlar idealdir. Herhangi bir parazit etkisi yoktur.
- Manyetik elemanın sargı kapasiteleri ihmal edilmektedir.
- Giriş gerilimi sabittir.
- Manyetik elemanın sargı dirençleri ihmal edilecek kadar küçüktür.
- $R_{O1} < R_{O2}$ yani çıkıştaki yükler birbirinden farklıdır.
- RC bastırma hücresi, sabit gerilim kaynağı gibi davranmaktadır.
- Manyetik elemanın sadece aşağıdaki eş değer modeli dikkate alınacaktır.
- Manyetik elemanın sarım sayıları arasında $N_P:N_{S1}:N_{S2}$ için 1:1:1 oranı vardır.

Transformatörün sekonder sargılarını primere indirgenmiş gösterimi, analiz için kullanılacaktır. Şekil 2 ile bu gösterim verilmiştir.



Şekil 2 Geri-Dönüşlü Dönüştürücünün manyetik elemanının sekonder sargılarının primere indirgenmiş gösterimi

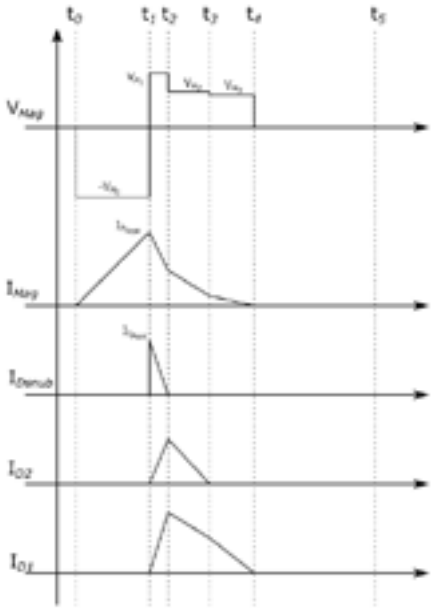
1) Aralık t0-t1

Anahtara sürme sinyalinin verilmesi ile bu aralık başlar. L_{Mag} ve L_{lkpri} endüktanslarına giriş gerilimi gelir. Girişten lineer olarak artan bir akım çekilir. $I_{Mag}(t)$ akımın bu aralıktaki son değeri I_{pPeak}'dir. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 4-a ile verilmiştir [2].

2) Aralık t1-t2

Aralık, anahtarın sürme sinyalinin kesilmesiyle başlar. Bu esnada L_{Mag} ve L_{lkpri} RC bastırma devresi ve sekonderden primere yansıyan çıkış devreleri için gerilim indükler. Bu aralığın başında I_{Dsnub} akımı, I_{Mag} akımının son değeri olan I_p akımıdır. I_{Dsnub} akımı lineer olarak I_{pPeak}'den 0'a düşer. I_{D1} ve I_{D2} akımları ise 0'dan başlayarak yük durumlarına göre I_{D1peak} ve I_{D2peak} değerlerine erişir [2].

L_{Mag} endüktansının bu aralıkta indüklediği gerilim V_{M1}'dir. V_{M1} gerilimi (endüktansın ilk etapta indüklediği gerilim) çıkış gerilimlerinden eğer biri diğerinden daha düşük ise ilk etapta o koldaki gerilim yükseltmeye çalışır. Bu bilgi tasarlayacağımız kontrolcünün temel mantığının çıkış noktasıdır. Bu aralık için analizde V_{O1} ve V_{O2}'yi eşit alacağız fakat çıkış yükleri o anda farklı olacaktır [2]. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 4-b ile verilmiştir.



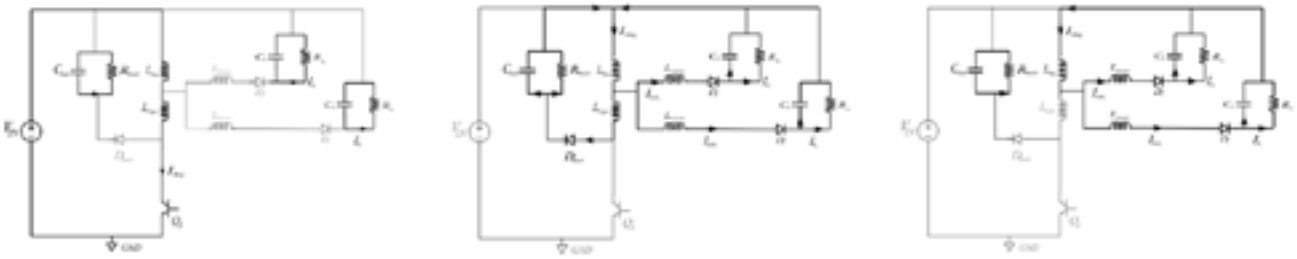
Şekil 3 Teorik akım ve Gerilimler

3) Aralık t2-t3

I_{Dsnub} akımın 0'a erişmesi ile bu aralık başlar ve L_{Mag} endüktansındaki enerji V_{O1} ve V_{O2} çıkışlarına aktarılmaya devam eder. Bu aralıkta I_{D1} akımı I_{D1peak} akımdan lineer olarak azalarak 0'a, I_{D2} akımı ise I_{D2peak} akımından lineer olarak azalarak 0'a gider. Bu aralık içerisinde iki çıkışın arasında yük durumunun farklı olmasından dolayı C_{O2} kondansatörü daha hızlı şarj olur ve D_2 diyotunu D_1 diyotundan daha önce kesime götürmesiyle bu aralık biter [2]. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 4-c ile verilmiştir.

4) Aralık t3-t4

Bu aralıkta, L_{Mag} endüktansındaki kalan enerji sadece V_{O1}'e aktarılır. V_{O2} çıkışındaki yükü, C_{O2} kondansatörü besler. I_{D1} akımı lineer olarak azalar 0' gider ve I_{D1} akımının 0'a erişmesi ile bu aralık son bulur [2]. Bu aralığa ait eş değer devre şeması Şekil 4-d ile verilmiştir.



a) Aralık 1 t_0-t_1 b) Aralık 2 t_1-t_2 c) Aralık 3 t_2-t_3

d) Aralık 4 t_3-t_4 e) Aralık 5 t_4-t_5

Şekil 4 DCM Çalışma modunda Flyback dönüştürücünün farklı çıkış yüklerindeki çalışma aralıkları

5) Aralık t4-t5

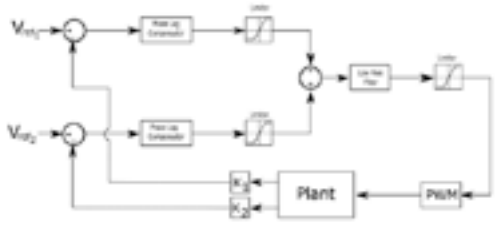
I_{D1} akımının 0'a erişmesiyle bu aralık başlar. V_{O1} çıkışındaki yükü C_{O1} kondansatörü besler [2].

Şekil 3 ile çalışma aralıklarına ait ilgili parametrelerin teorik dalga şekilleri verilmiştir.

B. Geri Besleme Devresi

Kontrolcünün temel prensibi doluluk oranını belirleyecek olan kontrol sinyalinin, iki çıkıştan alınan geri besleme sinyalinin toplamı tarafından belirlenmesidir. Doluluk oranını belirleyecek olan hata sinyaline en çok katkı en düşük olan çıkıştan gelmektedir. Çıkış gerilimi yüksek olan çıkışın aşırı yükselmemesinin sebebi, dönüştürücünün çalışma aralıklarında bahsedilen düşük yükteki çıkışın diyotunun kesime gitmesinden dolayıdır. Bu iki temel mantık dönüştürücünün iki çıkışının kontrol edilmesine olanak sağlar.

Dönüştürücün her iki çıkışta da bu şekilde davranabilmesi tasarlanan manyetik elemanın, aralıktaki modele yakın olması ile alakalıdır. Bu sebeple transformatör sarım stratejileri de kontrolün düzgün çalışması için önem arz etmektedir.



Şekil 5 Tasarlanan kontrolcünün blok diyagramı

Bu kontrolcünün elektriksel devre karşılığı FSL156MRIN entegresine uygun olacak biçimde 3. Bölümde simülasyona uygulanmıştır. Basit bir şekilde anlatılırsa birbirinden izoleli iki çıkıştan, ayrı ayrı hata sinyalleri üretilip, opto-kuplörler vasıtasıyla devrenin primer tarafına aktarılmıştır.

III. TASARLANAN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYON SONUÇLARI

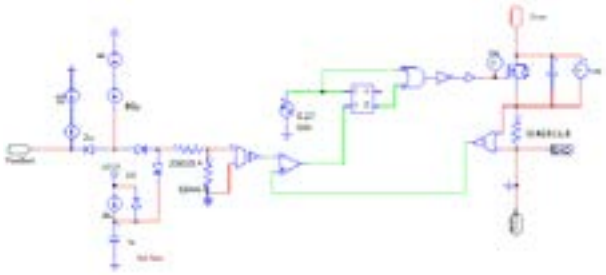
Dönüştürücüyü simüle etmek için Psim programı kullanılmıştır. Psim programında transformatör modeli, analizdeki modele yakındır. Tek farklılık, transformatörün sargı dirençlerinin analizde ihmal edilmiş olmasıdır. Yarı iletkenler ise ideal olarak modellenebilmektedir.

Tablo 1 Tasarlanan Dönüştürücünün Devre Parametreleri

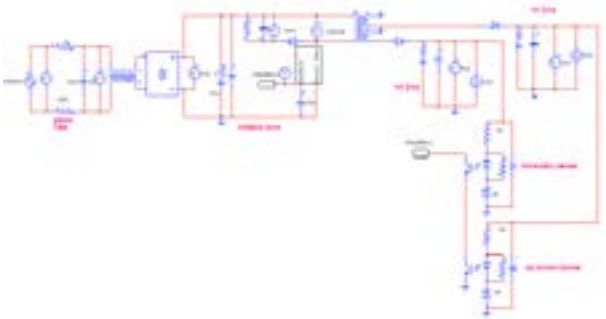
V_{IN}	230 V_{AC}
V_{O1}	22 V_{DC}
V_{O2}	22 V_{DC}
I_{O1}	0.55 A_{DC}
I_{O2}	0.55 A_{DC}
L_{Mag}	566 µH
L_{lkpri}	16 µH
L_{lksek1}	450 nH
L_{lksek2}	450 nH
N_P:N_{S1}:N_{S2}	51:11:11
C_{O1}	220 µF
C_{O2}	220 µF
R_{Snub}	47k Ω
C_{Snub}	2.2 nF
C_{IN}	47 µF

Kontrol devresi için kullanılan entegrenin sadece kontrol ile ilgili olan blok diyagramı(koruma devresi, yüksek gerilim başlatma devresi gibi bloklar modele eklenmemiştir) Şekil 6ile

gösterildiği gibi modellenmiştir. Entegre dahili mosfet ve mosfetin akımını ölçmek için özel bir yapı kullanmaktadır fakat simülasyonda bu yapı bir direnç vasıtasıyla modellenmiştir. Kontrol devresinde 2 mikro-amperlik akım kaynağı aşırı yük koruması için entegreye eklenmiştir. Kontrol devresine etkisi olduğu için bu yapıda simülasyona eklenmiştir. 25 mikro amperlik akım kaynağı soft-start amacıyla eklenmiş olup, devre ilk çalışmaya başlarken kontrollü bir şekilde dönüştürücünün geçici hal durumundan çıkması içindir. Geri besleme için 90 mikro-amperlik akım kaynağı, karşılaştırıcıya giden dirençler ve harici olarak bağlanan opto eleman (Şekil 7'de gösterilmiştir) kullanılmıştır.

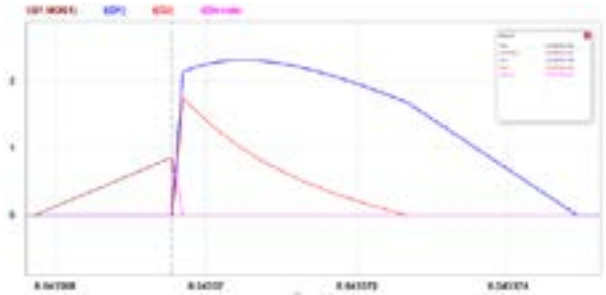


Şekil 6 FSL156MRIN entegresine ait basitleştirilmiş Psim modeli

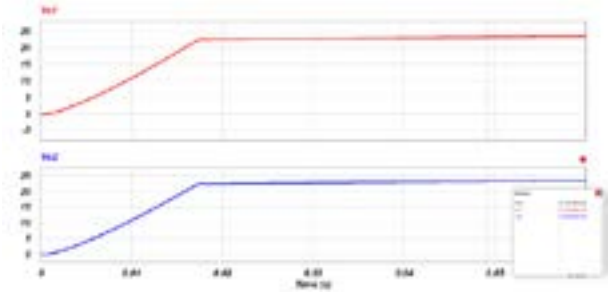


Şekil 7 Tasarlanan devreye ait simülasyon görüntüsü

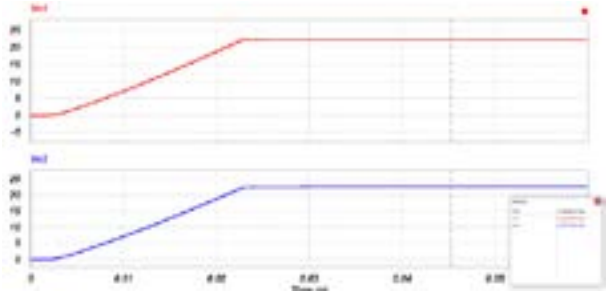
Simülasyon devresi 3 farklı yük durumda çalıştırılıp, çıkış gerilimleri incelenmiştir. 3 farklı yüklenme durumunda inceleme yapmanın temel sebebi kontrol devresinin farklı yük durumlarında da çıkış gerilimini sağlıklı bir biçimde kontrol ettiğini gözlemlemektir. Bir çıkışın %100 yüklendiği (I_{D1}), diğer çıkışın ise %25 yüklendiği (I_{D2}) yük durumu için Şekil 3 ile verilen grafikteki akımlar çizdirilecektir.



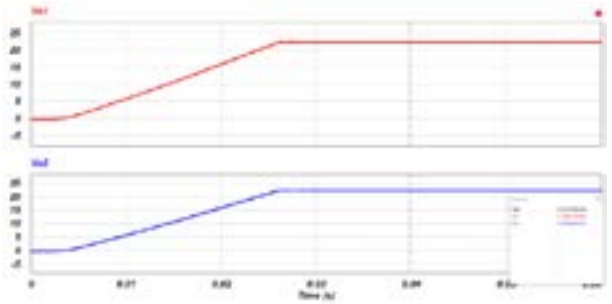
Şekil 8 Çıkışların farklı yüklenme durumuna ait olan I_{Mosfet} (Kahverengi), I_{Dsnub} (Mor), I_{D1} (Mavi), I_{D2} (Kırmızı) akımları dalga şekilleri



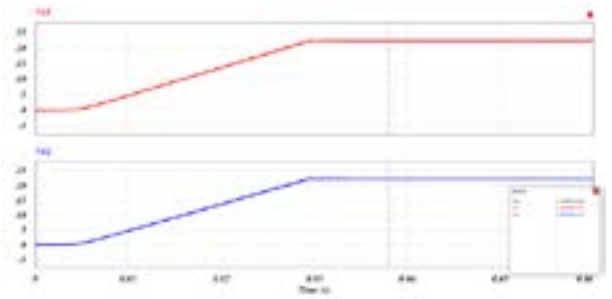
Şekil 9 V_{O1} (Sarı) çıkış gerilimi yüksüz durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi yüksüz durumdaki osiloskop görüntüsü



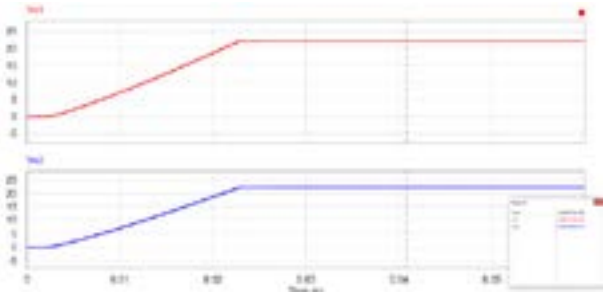
Şekil 10 V_{O1} (Sarı) çıkış gerilimi %100 yüklenme durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi yüksüz durumdaki osiloskop görüntüsü



Şekil 11 V_{O1} (Kırmızı) çıkış gerilimi %100 yüklenme durumdaki ve V_{O2} (Lacivert) çıkış gerilimi %50 yüklenme durumdaki osiloskop görüntüsü



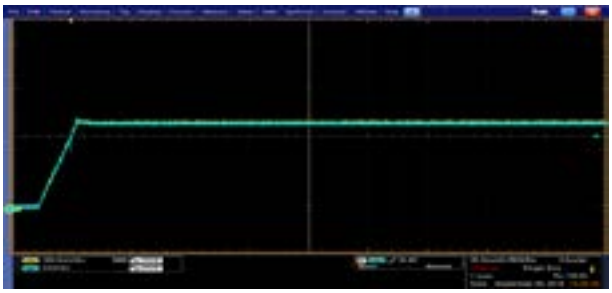
Şekil 12 V_{O1} (Kırmızı) çıkış gerilimi %100 yüklenme durumdaki ve V_{O2} (Lacivert) çıkış gerilimi %100 yüklenme durumdaki osiloskop görüntüsü



Şekil 13 V_{O1} (Sarı) çıkış gerilimi %50 yüklenme durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi %50 yüklenme durumdaki osiloskop görüntüsü

IV. TASARLANAN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMA SONUÇLARI

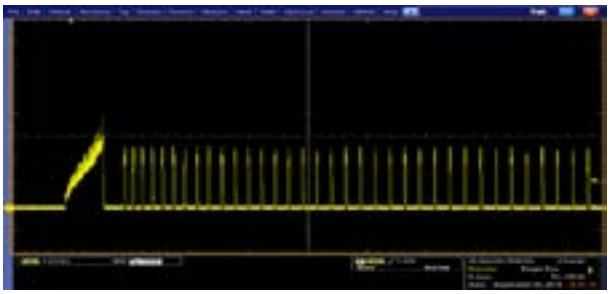
Uygulama FSL156MRIN entegresi ile birlikte yapılmıştır. 230V_{AC} giriş gerilimi ile birlikte Şekil 7 ile verilen devre şeması kurulmuştur. Tablo 1 ile uygulama devresine ait parametreler belirtilmiştir. Uygulama her iki çıkışa birer adet 10kΩ direnç dummy-load olması amacıyla paralel bağlanmıştır.



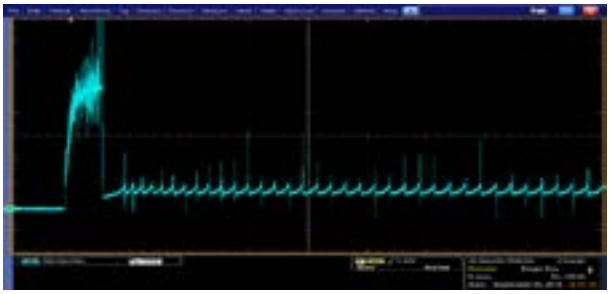
Şekil 14 V_{O1} (Sarı-20x) çıkış gerilimi yüksüz durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi yüksüz durumdaki osiloskop görüntüsü

Entegre boşta çalışmada Burst çalışma moduna geçmiştir. Bu modda RC bastırma hücresindeki gerilim oldukça düşmüştür. Bu etkinin ise çıkış gerilimlerinin yaklaşık olarak aynı değerde olmasını sağlamıştır.

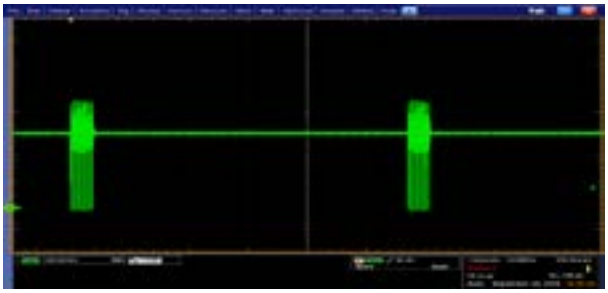
Düşük RC bastırma gerilimlerinde Cross-Regülasyonun iyileştiği [2] referansta analitik modelle ispatlanmıştır.



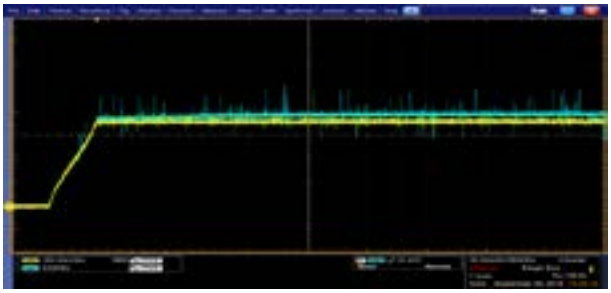
Şekil 15 RC Bastırma hücresi gerilimi



Şekil 16 $V_{FeedBack}$ Gerilimi (FSL entegresinin 3. Bacağına gelen gerilim)



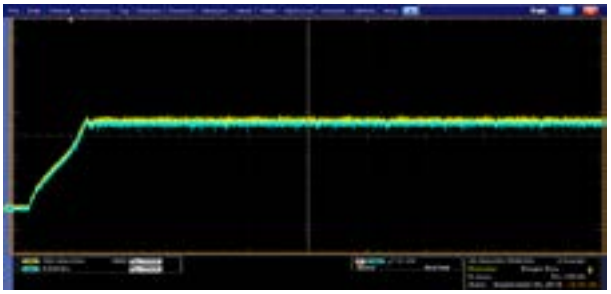
Şekil 17 V_{DS} Gerilimi



Şekil 18 V_{O1} (Sarı-20x) çıkış gerilimi %100 yüklü durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi yüksüz durumdaki osiloskop görüntüsü

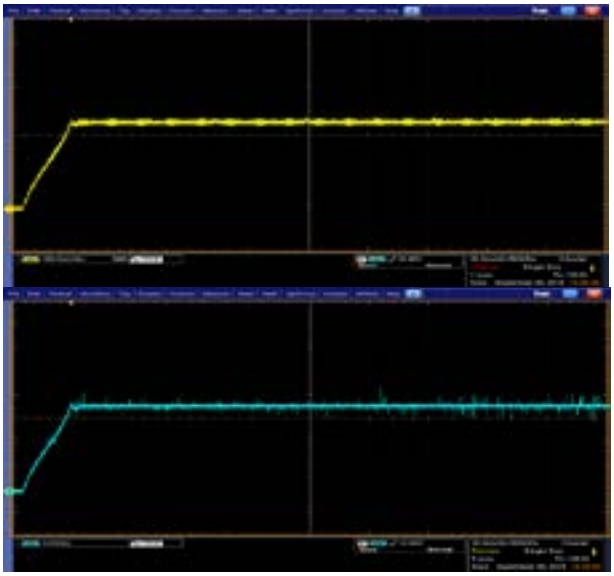
Bu yük durumda V_{O1} (%100) çıkışı 22.13 V_{DC} gerilimde iken V_{O2} (Boşta) çıkışı 23.6 V_{DC} gerilimde tutulmaktadır. Aradaki gerilim farkı manyetik elamanın sargıları arasındaki kuplaj farkından ve kontrol devresindeki elemanların toleranslarında olduğu düşünülmektedir.

Şekil 19 V_{O1} (Sarı-20x) çıkış gerilimi %100 yüklü durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi %50 yüklü durumdaki osiloskop görüntüsü



Şekil 20 V_{O1} (Sarı-20x) çıkış gerilimi %100 yüklü durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi %100 yüklü durumdaki osiloskop görüntüsü

Her iki çıkışın %100 yüklenmesi durumunda V_{O2} çıkış gerilimi bir miktar düşmüştür (21.8 V_{DC}). V_{O1} Çıkışı ise 22.26 V_{DC} değerine oturmuştur.



Şekil 21 V_{O1} (Sarı-20x) çıkış gerilimi %50 yüklü durumdaki ve V_{O2} (Mavi) çıkış gerilimi %50 yüklü durumdaki osiloskop görüntüsü

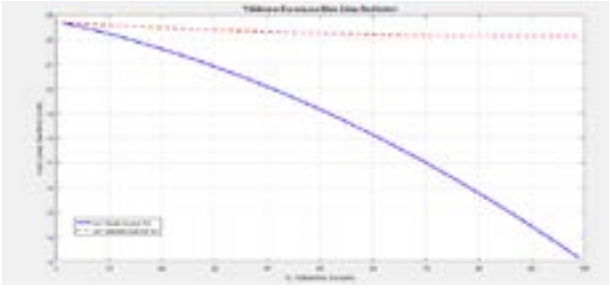
Bu yük durumda V_{O1} (%50) çıkışı 22.62 V_{DC} gerilimde iken V_{O2} (%50) çıkışı 22.08 V_{DC} gerilimde tutulmaktadır.

V. SONUÇLAR

Bu çalışmada Cross-Regülasyon tekniğinden faydalanan kontrol devresi tasarımı simülasyon ve uygulama devresi vasıtasıyla doğrulanmıştır. Cross-Regülasyon tekniğinin uygun bir biçimde bu kontrol devresine uygulanabilmesi için;

- Transformatör sarım tekniklerinden faydalanarak, transformatörü analizde gösterilen modele yakın bir şekilde tasarlanması gerekmektedir.
- RC bastırma hücresi ile yapılan Geri-Dönüşlü Dönüştürücülerde düşük bastırma gerilimlerinde (Düşük çıkış yüklerinde) kontrolcü daha iyi sonuç vermektedir. Bu sebeple düşük bastırma gerilimi dezavantajları göz önüne alınarak tercih edilebilir.

Sadece bir çıkıştan, geri-besleme alınarak yapılan kontrol ile önerilen kontrol mekanizmasını karşılaştırmak amacıyla Tablo 1 ile aynı özellikleri taşıyan Geri-Dönüşlü Dönüştürücü üzerinde test yapılmıştır. Geri-besleme alınan çıkış(V_{O1}) sabit yük altında (%1) tutulup, diğer çıkış (V_{O2}) farklı yük değerindeki gerilim değişimleri grafiklerle gösterilmiştir.



Şekil 22 Geri-Besleme alınan çıkışın (V_{O1}) %1 yüklendiğinde, Geri-Besleme alınmayan çıkışın (V_{O2}) yüklenme durumuna göre değişimi

Şekil 23 ile verilen grafikte kırmızı ile gösterilen grafik, önerilen kontrolcü tasarımı ile gerçekleştirilmiştir. Mavi ile gösterilen grafik ise klasik olarak uygulanan, tek çıkıştan geri-besleme alan dönüştürücüden elde edilmiş sonuçlardır. Burada geri besleme alınmayan uçta klasik kontrol uygulandığında aşırı bir düşüş yaşandığı gözlemlenmiştir. Önerilen kontrolcü bu problemi iyileştirdiği şekil 24 ile kırmızı grafikte gösterilmiştir.

VI. REFERANSLAR

[1] Brown M., " Practical switching power supply design", Motorola series, (Academic Press, Inc., New York, 1990)

[2] Chuanwen Ji, M. Smith, K. M. Smedley, K. King, "Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 2, pp 231-239, Mar. 2001.

[3] Koosuke Harada, Takashi Nabeshima, Kooji Hisanaga, "State-space analysis of the cross-regulation," 1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 1979.

[4] Thomas G. Wilson Jr., "Cross regulation in a two-output DC-to-DC converter with application to testing of energy-storage transformers," 1978 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 1978.

[5] Thomas G. Wilson Jr., "Cross regulation in an energy-storage DC-to-DC converter with two regulated outputs," 1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 1977.

[6] C. Ji, K. M. Smith, K. M. Smedley "Cross regulation in flyback converters: solutions," IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 29 Nov.-3 Dec. 1999.

[7] Hirofumi Matsuo, "Comparison of Multiple-Output DC-DC Converters Using Cross Regulation," IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-27, no. 3, pp 176-189, Aug. 1980.

[8] Kusumal Chalermyanont, Pairote Sangampai, Anuwat Prasertsit, Surapon Theinmontri, "High Frequency Transformer Designs for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters," 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Nov. 2007

[9] T. Halder., "An elimination technique of cross regulations in the flyback converters," 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Dec. 2014.

[10] D. Maksimovic, R.W. Erickson, C. Griesbach, "Modeling of cross-regulation in converters containing coupled inductors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp 607-615, Jul. 2000

[11] Qing Chen, F. C. Lee, M. M. Jovanovic., "Analysis and design of multiple-output converters with stacked secondaries," 15th International Telecommunications Energy Conference, Sept. 1993.

[12] Marrero, Joe. "Improving cross regulation of multiple output flyback converters." PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL POWER CONVERSION CONFERENCE, 1995.

[13] Chen, Qing, Fred C. Lee, and M. M. Jovanovic. "Analysis and design of weighted voltage-mode control for a multiple-output forward converter." Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993.

Kesirli Dereceli PI Denetleyici İçeren Doğru Akım Motor Hız Kontrol Sisteminin Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık Analizi

Recep Bolat, Şahin Sönmez ve Saffet Ayasun

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, 51240, Niğde
recep_bolat01@hotmail.com, sahinsonmez@ohu.edu.tr, sayasun@ohu.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada, DA motor hız kontrolü için kesirli dereceli oransal-integral (PI) denetleyici tasarımı ve zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi sunulmaktadır. Haberleşme ağına bağlı kontrol sistemleri tarafından kullanılan ölçüm cihazları ve haberleşme ağları, önemli ölçüde zaman gecikmesine neden olmaktadır. Kararlılık gecikme payı olarak tanımlanan sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini bilinmesi PI denetleyici tasarımında oldukça önemlidir. Bu çalışmada, üstel terimin yok edilmesi yöntemi olarak bilinen bir analitik yöntem kullanılarak kararlılık gecikme payları farklı PI denetleyici kazançları için teorik olarak hesaplanmış ve sonuçlar zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır. İntegral denetleyiciye ait kesir değerinin kararlılık gecikme payını belirgin bir biçimde etkilediği gözlemlenmiştir.

1. GİRİŞ

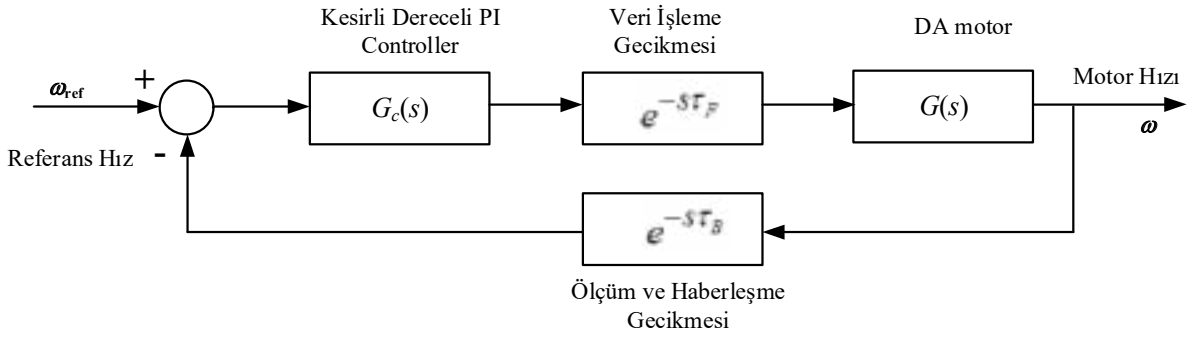
Son yıllarda, ağ üzerinden kontrol edilen sistemlerin yaygınlaşmasıyla birlikte zaman gecikmeleri, geri beslemeli kontrol sistemlerinin dinamiğinde önemli bir sorun haline gelmiştir [1-7]. Ağ üzerinden kontrol edilen sistemlerde gözlemlenen zaman gecikmeleri, veri işleme ve haberleşme gecikmelerinden oluşmaktadır. Haberleşme sistemlerindeki son gelişmeler, zaman gecikmelerinde önemli miktarda azalmaya sebep olsa da denetleyici tasarımında mutlaka dikkate alınmalıdır. Çünkü zaman gecikmeleri denetleyici performansını azaltmakta ve hatta belli bir değeri aştığında kontrol sistemlerinde kararsızlıklara sebep olmaktadır.

DA motor kontrol sistemleri, zaman gecikmesinin sistem dinamiğine istenmeyen olumsuz etkisinin gözlemlendiği tipik kontrol sistemlerinden bir tanesidir [5]. Eğer zaman gecikmeleri mevcut değilse, DA motor hız kontrol sistemleri kararlıdır. Ancak, DA motorları ağ üzerinden kontrol edildiğinde kaçınılmaz zaman gecikmeleri meydana gelmekte ve bu gecikmeler kapalı çevrim sistemi kararsız hale getirebilmektedir [5]. Bu nedenle, zaman gecikmeleri denetleyici tasarımında mutlaka dikkate alınmalı ve sistemin sınırda kararlı olacağı kararlılık gecikme payı olarak tanımlanan maksimum zaman gecikme değerlerinin hesaplanması gerekmektedir.

Ağ üzerinden kontrol edilen sistemlerin kararlılık analizinde genellikle, DA motorun, denetleyicinin ve zaman gecikmesinin sürekli zaman modelleri olarak transfer fonksiyonları kullanılmaktadır [4, 6-8]. Denetleyici olarak özellikle oransal-integral (PI) veya oransal-integral-türev (PID) denetleyiciler yaygın olarak kullanılmaktadır. Son yıllarda kesir dereceli hesaplamaların ve bilgisayar teknolojilerinin gelişmesiyle birlikte klasik tam sayı dereceli PI ve PID denetleyicilere ek olarak kesir dereceli PI ve PID (FOPI veya FOPID) denetleyicilerin uygulama alanları artmıştır. PI ve PID denetleyicilerde, türev veya integral derecesi bir olduğundan bu denetleyici tipi tam sayı dereceli denetleyicilerdir. Kesir dereceli hesaplamalar, kesir derecesi tam sayı olmayan integral ve türev denklemlerle ile ilgilidir. FOPI/FOPID denetleyicilerde, klasik PI/PID denetleyicilere göre kontrol sisteminin tasarımı daha esnektir [9-13]. Kesirli dereceli PI denetleyiciler, otomatik gerilim regülatörlerine [14-16] ve yük frekans kontrol sistemlerine [13, 17-19] uygulanmış ve tam sayı dereceli PI denetleyicilere göre daha iyi dinamik performans gösterdiği gözlemlenmiştir.

Bu çalışmada, ağ üzerinden kontrol edilen bir DA hız kontrol sistemine [20] kesirli dereceli PI denetleyici uygulanmış ve zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri yapılarak, sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Literatürde, sistemin frekans düzleminde doğrudan ve zaman düzleminde dolaylı olarak maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasını sağlayan iki ayrı grup yöntem kullanılmaktadır. Frekans düzlemindeki yöntemler, sistemin sanal eksen üzerindeki kompleks köklerini hesaplayarak sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini elde etmeye yöneliktir. Üstel terimlerin yok edilmesine dayalı direkt metot [22] ve Rekasius yerine koyma yöntemi [23, 24] güç sistemlerinin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizine uygulanan frekans düzlemindeki yöntemler arasındadır.

Bu yöntemlerden üstel terimin yok edilmesine dayalı olan direkt metot, zaman gecikmesi içeren iki bölgeli yük frekans kontrol sisteminin kararlılık analizinde [25] ve Rekasius yerine koyma yöntemi zaman gecikmeli bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminde tamsayı dereceli PI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında etkin olarak kullanılmıştır [26]. Ayrıca, Lyapunov kararlılık teorisine ve doğrusal matris eşitsizlikleri tekniğine dayalı zaman düzlemindeki yöntemler de yük frekans kontrol sistemlerinin maksimum zaman gecikmesi hesabında başarılı olarak kullanılmıştır [27]. Yukarıda bahsedilen çalışmalarda, yük frekans kontrol sistemlerinin tamsayı PI denetleyici içermesi durumunda bahsedilen yöntemler uygulanmıştır. Ancak, kesir dereceli sistemlerde maksimum zaman gecikmesinin hesabı daha karmaşık ve zor olabilmektedir. Bu zorluğun üstesinden gelmek için, literatürde, kesir dereceli sistemin, bir dönüşüm eşitliği yardımıyla tam sayı dereceli klasik bir polinoma dönüşümü önerilmiştir [27-30]. Klasik bir polinoma dönüşüm yapıldıktan sonra, üstel terimin yok edilmesi yöntemi ve Rekasius yerine koyma yöntemleri yardımıyla sistemin kararlılık gecikme payı hesaplanabilir.



Şekil 1. Zaman gecikmeli bir DC motor hız kontrol sisteminin blok diyagramı

Bu çalışmada, ağ üzerinden kontrol edilen kesirli dereceli PI denetleyici içeren DA motor hız kontrol sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri üstel terimin yok edilmesi yöntemi [28, 29] ile teorik olarak hesaplanmıştır. PI denetleyici kazançları ve integral denetleyici kesir derecesinin kararlılık gecikme payına etkisi detaylı bir biçimde analiz edilmiştir. Kesirli dereceli PI denetleyici için MATLAB tabanlı Kesirli Dereceli Modelleme ve Kontrol (Fractional Order Modeling and Control, FOMCON) paket programı kullanılmıştır [31]. Son olarak hesaplanan kararlılık gecikme paylarının doğrulu MATLAB/Simulink [32] ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

2. KESİRLİ DERECELİ PI DENETLEYİCİ İÇEREN ZAMAN GECİKMELİ DA MOTOR HIZ KONTROL SİSTEM MODELİ

Bu bölümde ağ üzerinden kontrol edilen ve kesirli dereceli PI denetleyici içeren DA motor hız kontrol sisteminin dinamik modeli verilmiştir. Şekil 1'de sistemin blok diyagramı sunulmuştur. Bir yükü sürmekte olan DC motorun dinamiği, mekanik sistemin diferansiyel denklemi ve armatür devresinin gerilim-akım denklemleri ile tanımlanmaktadır [4-6].

$$\begin{aligned} J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_l = T_e = Ki_a \\ u(t) = v_a = e_a + R_a i_a + L_a\, di_a/dt \end{aligned} \tag{1}$$

Burada, $u = v_a$ armatür devresi giriş gerilimini, i_a , R_a ve L_a sırası ile armatür devresi akım, direnç ve endüktansını ifade etmektedir. $e_a = K_a\omega_m$ elektro-motor gerilimini, ω_m motorun açısal hızını, T_e ve T_l motor tarafından geliştirilen elektro-manyetik torku ve yük torkunu, J yükün ve rotorun birleşik atalet momentini, B motor ve yükün eşdeğer sürtünme katsayısını, K ve K_a ise tork ve EMK sabitini ifade etmektedir. DA motorun transfer fonksiyonu Eş. 1'de aşağıda verildiği biçiminde kolaylıkla elde edilebilir.

$$G(s) = \frac{\dfrac{K}{JL_a}}{s^2 + \left(\dfrac{R_a}{L_a} + \dfrac{B}{J}\right)s + \dfrac{R_aB + KK_a}{JL}} \tag{2}$$

Kesirli dereceli PI^{λ} denetleyicinin transfer fonksiyonu ise aşağıda biçimde tanımlanmaktadır.

$$G_c(s^{\lambda}) = K_P + \frac{K_I}{s^{\lambda}} \tag{3}$$

Burada, K_P, K_I ve λ sırası ile oransal denetleyici kazancı, integral denetleyici kazancı ve kesir derecesini temsil etmektedir.

Şekil 1'de gösterildiği gibi, geri besleme döngüsündeki ölçüm ve haberleşme zaman gecikmelerinin toplamı, çıkış ile denetleyici arasında bir geri besleme gecikmesi (τ_B) ile gösterilmiştir. Veri işleme ve ileri yol iletişim gecikmesi toplamı (τ_F) ile gösterilmiş ve denetleyici ile DA motor arasındaki ileri transfer yoluna yerleştirilmiştir.

Zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizlerini gerçekleştirmek ve kararlılık gecikme paylarını hesaplayabilmek için Şekil 1'de verilen kapalı çevrim sistemin karakteristik denklemine ihtiyaç vardır. Bu denklem aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$\begin{aligned} \Delta(s^{\lambda},\tau) = 1 + G_C(s)G(s)e^{-s\tau} = 0 \\ \Delta(s^{\lambda},\tau) = P(s^{\lambda}) + Q(s^{\lambda})e^{-s\tau} = 0 \end{aligned} \tag{4}$$

Burada, $\tau = \tau_B + \tau_F$ toplam zaman gecikmesidir. $P(s^{\lambda})$ ve $Q(s^{\lambda})$ polinomları ise katsayıları sistem parametrelerine bağlı olan kesir dereceli polinomlardır.

$$\begin{aligned} \Delta(s^{\lambda},\tau) = p_3 s^{2+\lambda} + p_2 s^{1+\lambda} + p_1 s^{\lambda} \\ + (q_1 s^{\lambda} + q_0)e^{-s\tau} = 0 \end{aligned} \tag{5}$$

Sistem parametreleri cinsinden $P(s^{\lambda})$ ve $Q(s^{\lambda})$ polinomlarının katsayıları aşağıda verildiği biçimdedir.

$$\begin{aligned} p_3 = 1, p_2 = \frac{R_a}{L_a} + \frac{B}{J}, p_1 = \frac{R_aB + KK_a}{JL}, p_0 = 0 \\ q_1 = \frac{KK_P}{JL_a}, q_0 = \frac{KK_I}{JL_a} \end{aligned} \tag{6}$$

3. MAKSİMUM ZAMAN GECİKMESİNİN HESABI: ÜSTEL TERİMİN YOK EDİLMESİ YÖNTEMİ

Bu bölümde, Şekil 1'de verilen DA motor hız kontrol sisteminin karakteristik denkleminin sanal eksen üzerindeki köklerine karşılık gelen zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanması için kullanılan yöntem ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil 1'de verilen kontrol sistemin sanal ekseni

kesen kökleri ($s = \pm j\omega_c$) ise bu köklere karşılık gelen zaman gecikmesi değerleri τ_c olarak belirtilmiştir. Şekil 1'de verilen sistemin kararlılığı, Eş.5'de verilen karakteristik polinomun köklerinin konumu ile incelenebilir. Bir sistemin asimptotik kararlı olabilmesi için tüm köklerinin herhangi bir zaman gecikmesi değeri için sanal eksenin sol yarı düzleminde olması gerekmektedir. Eş.5'de $e^{-j\omega_c\tau_c}$ üstel teriminden dolayı zaman gecikmeli DA motor hız kontrol sistemi sonsuz adet köke sahiptir ve sonsuz adet kökün hesaplanması oldukça zor bir problemdir. Ancak, Eş.5'de verilen karakteristik denklem, sanal eksen üzerinde köklere sahipse, bu köklerin hesaplanması daha kolay olmaktadır. $\Delta(j\omega_c,\tau_c)=0,$, τ_c 'nin bazı sonlu değerleri için $s = j\omega_c$ 'de sanal eksen üzerinde bir köke sahip olduğu düşünülürse, köklerin kompleks eşlenik özelliğinden dolayı $\Delta(-j\omega_c,\tau_c)=0$ denklemi τ_c 'nin aynı sonlu değeri için $s=-j\omega_c$ köküne sahip olacaktır. Böylece, zaman gecikmesinin hesaplanması $\Delta(j\omega_c,\tau_c)=0$ ve $\Delta(-j\omega_c,\tau_c)=0$ denklemleri kullanılarak τ_c değerini hesaplamaya indirgenebilir [21, 24]. Bu amaçla, zaman gecikmesi içeren kesir dereceli karakteristik denklemlerin zaman gecikmesinin hesaplanması aşağıdaki gibi yapılabilir [28, 29].

Eş.5 ile verilen $\Delta(s^\lambda,\tau_c)=0$ karakteristik denklemi [28] nolu çalışma tarafından önerilen uygun bir dönüşüm eşitliğinin kullanılması için $\Delta(\sqrt[a]{s},\tau_c)=0$ olarak ve $\Delta(s^\lambda,\tau_c)=0$ karakteristik denkleminin $s = j\omega_c$ 'de bir çözümü varsa, $s=-j\omega_c$ kompleks eşlenik kökü için de $\Delta(\sqrt[a]{-s},\tau_c)=0$ eşitliği Eş.7 ile yazılabilir.

$$\begin{aligned}\Delta(\sqrt[a]{s},\tau_c)&=P(\sqrt[a]{s})+Q(\sqrt[a]{s})e^{-s\tau_c}=0\\ \Delta(\sqrt[a]{-s},\tau_c)&=P(\sqrt[a]{-s})+Q(\sqrt[a]{-s})e^{s\tau_c}=0\end{aligned} \tag{7}$$

Eş.7'de elde edilen $\Delta(\sqrt[a]{s},\tau_c)=0$ karakteristik denklemin sanal ekseni kesen köklerinin hesaplanması için daha basit bir form olarak $\nu=\sqrt[a]{s}$ değişkeni kullanılırsa, sistemin kararlılığının incelenmesi için pratik bir dönüşüm elde edilir. Bu dönüşüme göre, Şekil 2'de verilen ν düzlemini tanımlayan kararlılık bölgesi Eş.8'de ve sistemin yeni karakteristik polinomu Eş.9'da verilmiştir [28, 29].

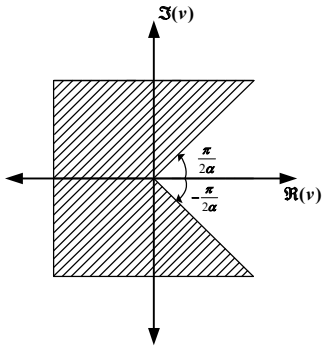
$$|\angle\nu|\le\frac{\pi}{2a},\ \nu\in\Re \tag{8}$$

$$\Delta(\nu,\tau_c)=P(\nu)+Q(\nu)e^{-\nu^a\tau_c}=0 \tag{9}$$

Eş.9'un eşleniği alındığında

$$\Delta(\overline{\nu},\tau_c)=P(\overline{\nu})+Q(\overline{\nu})e^{\nu^a\tau_c}=0 \tag{10}$$

eşitliği elde edilir. Burada, $\tau_c\in\Re^+$ için, $s=\pm j\omega_c$ veya $s=\omega_c e^{\pm j\pi/2}$ Eş.5'in kompleks kökleridir. Yapılan dönüşüm işlemi sonucunda Eş.5'in kökleri aşağıdaki gibi elde edilir.



Şekil 2. Kesir dereceli sistemin ν düzleminde kararlılık bölgesi

$$\nu=\sqrt[a]{s}=\sqrt[a]{\omega_c}\ e^{\pm j\pi/2a} \tag{11}$$

Üstel terimlerin yok edilmesi için Eş.9 ve 10 kullanılarak üstel terim içermeyen Eş.12 elde edilir.

$$W(\nu)=P(\overline{\nu})P(\nu)-Q(\nu)Q(\overline{\nu})=0 \tag{12}$$

$s = j\omega_c$ 'de Eş.5'in çözümü varsa, Eş.12 için de bir çözüm oluşturur. Eş.12'de $\overline{\nu}=(e^{-j\pi/a})\nu$ ve $\nu=\sqrt[a]{\omega_c}e^{j\pi/2a}$ yerlerine yazılırsa, ω_c 'ya bağlı Eş.13 elde edilir [28, 29].

$$W(\omega_c)=\left(P(e^{-j\pi/a}\nu)P(\nu)-Q(\nu)Q(e^{-j\pi/a}\nu)\right)\Big|_{\nu=\sqrt[a]{\omega_c}\ e^{j\pi/2a}} \tag{13}$$

Dikkat edilecek olunursa, üstel terimin yok edilmesi yönteminin herhangi bir yaklaşıklık içermeden Eş.5'deki üstel terimin yok edildiği Eş.13'den görülmektedir. Böylece, Eş.13'ün $\omega_c > 0$ olan pozitif reel kökü Eş.5'in sanal eksen üzerindeki köküne $s=\pm j\omega_c$ 'ye eşittir. Eş.13'ün çözümünde elde edilen köklere göre aşağıda verilen sonuçlar ortaya çıkabilir [28, 29].

i) Eş.13 ile verilen polinomun $\tau_c\ge 0$ olan tüm sonlu değerleri için hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Eş.5'de verilen DA motor hız kontrol sisteminin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökünün mevcut olmadığını ve sistemin Eş.5 ile verilen karakteristik denklemindeki tüm köklerin sanal eksenin sol yarı düzleminde olduğunu göstermektedir. Bu durumda, zaman gecikmesi, sistemin kararlılığını etkilememekte ve sistem zaman gecikmesinin tüm $\tau_c\ge 0$ sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.

ii) Eş.13'ün en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Eş.5'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift karmaşık eşlenik $s=\pm j\omega_c$ kökünün var olduğudur. Bu durumda, DA motor hız kontrol sisteminin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi τ_c değerinde sınırda kararlı olmaktadır.

Eş.13'un çözümünden elde edilen pozitif reel ω_c değerleri kullanılarak sistemin kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri Eş.14 kullanılarak hesaplanır [28, 29].

$$\tau_c = \frac{1}{v^{10}} \tan^{-1}\left(\frac{\Im\left[(P(v))/(Q(v)) \right]}{\Re\left[-(P(v))/(Q(v)) \right]} \right)\Bigg|_{v=\sqrt[4]{\omega_c} e^{j\pi/2a}} + \frac{2k\pi}{\omega_c};$$

$$k \in \Re^+ \tag{14}$$

Eş.13 ile verilen yeni karakteristik polinomun tüm $\tau_c \in \Re^+$ için pozitif reel kökleri sonlu sayıda olmalıdır. Bu reel köklerin seti Eş.15'de verilmiştir.

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1},\ \omega_{c2},\ \ldots,\ \omega_{cq}\} \tag{15}$$

Her bir pozitif reel kök için ω_{cm} , $m = 1,2,...,q$, τ_c zaman gecikmesi değeri Eş.14 ile hesaplanabilir. τ_c değerleri sonsuz sayıda zaman gecikmelerinin bir setini oluşturur.

$$\{\tau_{cm}\} = \{\ \tau_{cm,1},,\ \tau_{cm,2},\ \ldots,\ \tau_{cm,\infty}\},\ m = 1,2,\ldots,q \tag{16}$$

Burada $\tau_{cm,r+1} - \tau_{cm,r} = \frac{2\pi}{\omega_c}$ tekrarlama periyodunu göstermektedir. Sonuç olarak, DA motor hız kontrol sisteminin maksimum zaman gecikme değeri Eş.16'da verilen zaman gecikme setindeki minimum değerdir.

$$\tau_c = \min(\tau_{cm}) \tag{17}$$

4. TEORİK VE BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde, Bölüm 3'de verilen yöntem kullanılarak, DA motor hız kontrol sisteminin kesirli dereceli PI denetleyicinin farklı kazanç ve kesir derecesi değerlerinde sistemin diğer parametreleri sabit tutularak kararlılık gecikme payı değerleri hesaplanmıştır. DA motor hız kontrol sistem parametreleri aşağıda verilmiştir.

$J = 42.6\text{x}10^{-6}$kg-m^2, $L_a = 170$ mH, $R_a = 4.67\Omega$,

$B = 47.3\text{x}10^{-3}$ N-m-sec/rad, $K = 14.7x10^{-3}$N-m/A,

$K_a = 14.7\text{x}10^{-3}$V-sec/rad, λ=0.6

İntegral denetleyicinin kesir derecesi $\lambda = 1.0, \lambda = 0.6$ ve $\lambda = 1.2$ seçilerek kesir dereceli PI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için kararlılık gecikme payları hesaplanmıştır. Teorik olarak hesaplanan kararlılık gecikme payları, seçilen kesir dereceleri için sırası ile Tablo 1, Tablo 2 ve Tablo 3'de verilmiştir. Bütün kesir dereceleri için oransal kontrol kazancı herhangi bir değerde sabit tutulup integral kazanç değeri artırıldığında kararlılık gecikme payının azaldığı gözlemlenmektedir. Benzer şekilde, integral kazanç değeri sabit tutulduğunda, oransal kazanç değerindeki artış kararlılık gecikme paylarında azalmaya sebep olmaktadır.

Tablo 1'de $\lambda = 1.0$ için verilen gecikme payları, klasik tamsayı dereceli integral denetleyici kullanılması durumunda hesaplanan kararlılık gecikme paylarını ifade etmektedir. Tablo 2'de $\lambda = 0.6$ için verilen gecikme payları Tablo 1'de verilen ile kıyaslandığında, birden küçük bir kesir derecesi seçilmesi durumunda PI denetleyicinin tüm kazanç değerleri için kararlılık gecikme paylarının azaldığı gözlemlenmektedir. Diğer yandan, Tablo 3'de $\lambda = 1.2$ için verilen kararlılık gecikme payları, tamsayı dereceli PI denetleyici için elde edilen sonuçlar ile karşılaştırıldığında, kesir derecesinin birden büyük seçilmesi durumunda, PI denetleyicinin tüm kazanç değerleri için kararlılık gecikme payları artmaktadır.

Tablo 1. λ=1 için kararlılık gecikme payları

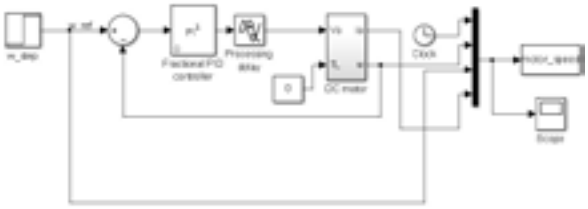
K_I	$\tau_c(ms)$			
	$K_P = 0.3$	$K_P = 0.5$	$K_P = 0.7$	$K_P = 0.9$
0.1	56.4	31.7	21.9	16.7
0.2	55.4	31.4	21.8	16.7
0.3	54.4	31.1	21.7	16.6
0.4	53.4	30.8	21.5	16.5
0.5	52.4	30.5	21.4	16.4
0.6	51.3	30.3	21.3	16.4
0.7	50.3	30.0	21.1	16.3
0.8	49.2	29.7	21.0	16.2
0.9	48.2	29.4	20.9	16.1
1.0	47.1	29.1	20.7	16.1

Tablo 2. λ= 0.6 için kararlılık gecikme payları

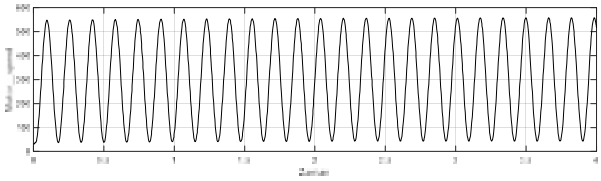
K_I	$\tau_c(ms)$			
	$K_P = 0.3$	$K_P = 0.5$	$K_P = 0.7$	$K_P = 0.9$
0.1	52.8	30.6	21.4	16.4
0.2	48.7	29.2	20.8	16.1
0.3	45.0	28.0	20.1	15.7
0.4	41.7	26.8	19.5	15.3
0.5	38.7	25.7	19.0	15.0
0.6	35.9	24.6	18.4	14.6
0.7	33.5	23.5	17.8	14.3
0.8	31.2	22.5	17.3	14.0
0.9	29.11	21.6	16.8	13.6
1.0	27.2	20.7	16.3	13.3

Tablo 3. λ= 1.2 için kararlılık gecikme payları

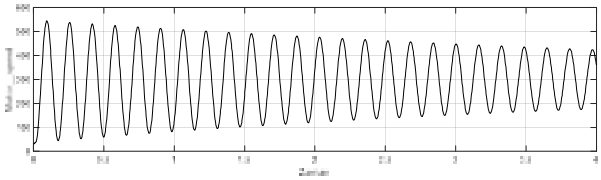
K_I	$\tau_c(ms)$			
	$K_P = 0.3$	$K_P = 0.5$	$K_P = 0.7$	$K_P = 0.9$
0.1	57.0	31.9	22.1	16.8
0.2	56.7	31.8	22.0	16.8
0.3	56.4	31.7	21.9	16.7
0.4	56.1	31.6	21.9	16.7
0.5	55.7	31.5	21.8	16.7
0.6	55.3	31.4	21.8	16.7
0.7	55.0	31.3	21.7	16.6
0.8	54.6	31.2	21.7	16.6
0.9	54.2	31.1	21.6	16.6
1.0	53.8	31.0	21.6	16.6



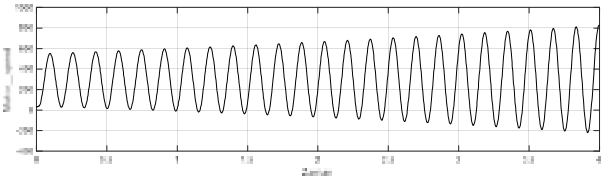
Şekil 3. Zaman gecikmeli bir DC motor hız kontrol sisteminin MATLAB/Simulink diyagramı



a) $\tau = 16.7\ ms$: Sınırda kararlı



b) $\tau = 16.4\ ms$: Kararlı



c) $\tau = 17\ ms$: Kararsız

Şekil 4. $\lambda = 1.2, K_P = 0.9, K_I = 0.6$ için motor hızının zamana göre değişimi

Elde dilen teorik kararlılık gecikme paylarının doğruluğu göstermek üzere MATLAB/Simulink ve FOMCON paket programı kullanılarak zaman düzleminde benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 1'de verilen ağ üzerinden kontrol edilen DA motor hız kontrol sisteminin Simulink diyagramı Şekil 3'de verilmiştir. Doğrulma çalışmaları için integral denetleyici kesir değeri $\lambda = 1.2$ olarak, PI denetleyici kazançları ise $K_P = 0.9, K_I = 0.6$ olarak seçilmiştir. Tablo 3'den görüleceği üzere bu parametre değerleri için sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi $\tau_c = 16.7\ ms$ olarak bulunmuştur. Bu zaman gecikme değeri için DA motor hızının zamana göre değişimi Şekil 4a'da sunulmuştur. Motor hızında sönümlenmeyen salınımlar meydana geldiğinden DA motor hız kontrol sistemi sınırda kararlıdır. Zaman gecikmesi kararlılık gecikme payından biraz daha düşük bir değer seçildiğinde, sistemin kararlı olması beklenmektedir. Şekil 4b'de $\tau = 16.4\ ms$ için elde edilen motor hızı tepkisinden de anlaşılacağı üzere, motor hızında sönümlenen salınımlar mevcut olup sistem kararlıdır. Şekil 5c'de kararlılık gecikme payından daha büyük bir zaman gecikmesi ($\tau = 17\ ms$) olması durumunda, motor hızında artan salınımlar meydana geldiğinden DA hız kontrol sistem kararsızdır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, kesir dereceli PI denetleyici içeren DA motor hız kontrol sisteminin dinamiğine haberleşme ve veri transferinden kaynaklanan zaman gecikmesinin etkisi araştırılmıştır. Bu amaçla, sistemin kararlılık sınırını belirleyen sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini teorik olarak hesaplamak için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen teorik yöntem kullanılarak, kesirli dereceli PI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Teorik sonuçların doğruluğu MATLAB/Simulink programı kullanılarak gösterilmiştir. Teorik ve benzetim sonuçları, zaman gecikmesinin sistem dinamiğini olumsuz etkilediğini ve hatta kritik değerleri aştığında kararsızlığa sebep olduğunu ortaya koymuştur. Ayrıca, kesir derecesi değeri arttırılmasının seçilen kazanç değerleri için DA motor hız kontrol sisteminin kararlılığını olumlu yönde etkilediği görülmüştür.

6. KAYNAKLAR

[1] P. Antsaklis and J. Baillieul (Eds), "Special issue on networked control systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 9, pp. 1421-1597, September 2004.

[2] M.-Y. Chow (Ed.), "Special section on distributed network-based control systems and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no.6, pp. 1126-1279, December 2004.

[3] W. Zhang, M. S. Branicky, and S. M. Phillips, "Stability of networked control systems," *IEEE Control System Magazine*, vol. 21, no. 1, pp. 84-99, February 2001.

[4] D.-S. Kim, Y. S. Lee, W. H. Kwon, and H. S. Park, "Maximum allowable delay bounds of networked control systems," *Control Engineering Practice*, vol. 11, no. 11, pp. 1301-1313, November 2003.

[5] M.-Y. Chow and Y. Tipsuwan, "Gain adaptation of networked DC motor controllers based on QOS variations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 936-943, October 2003.

[6] Y. Tipsuwan and M.-Y. Chow, "Gain scheduler middleware: A methodology to enable existing controllers for networked control and teleoperation—part I: networked control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no.6, pp. 1218-1227, December 2004.

[7] Y. Tipsuwan and M.-Y. Chow, "On the gain scheduling for networked PI controller over IP network," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 9, no. 3, pp. 491-498, September 2004.

[8] H. Yan, X. Huang, M. Wang, and H. Zhang, "Delay-dependent stability criteria for a class of networked control systems with multi-input and multi output," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 34, vol. 3, pp. 997-1005, November 2007.

[9] S. Manabe, "A suggestion of fractional-order controller for flexible spacecraft attitude control," *Nonlinear Dynamics*, vol. 29, no.1-4, pp. 251–268, 2002.

[10] I. Podlubny, "Fractional-order systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controllers," *IEEE Transactions on Automatic Control,* vol. 44, no. 1, pp. 208–214, 1999.

[11] S. E. Hamamcı, "An algorithm for stabilization of fractional order time delay systems using fractional-order PID controllers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 10, pp. 1964–1969, 2007.

[12] V. Çelik and Y. Demir, "Effects on the chaotic system of fractional order PI^{α} controller," *Nonlinear Dynamics*, vol. 59, no. 1, pp. 143–159, 2010.

[13] V. Çelik, M. T. Özdemir, and G. Bayrak, "The effects on stability region of the fractional-order PI controller for one-area time delayed load–frequency control systems," *Transaction of Institute of Measurement and Control*, vol. 39, no. 10, pp. 1509–1521, 2017.

[14] M. Zamani., M. K. Ghartemani, N. Sadati, and M. Parniani, "Design of fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 12, pp. 1380–1387, 2009.

[15] I. Pan and S. Das, "Chaotic multi-objective optimization based design of fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller in AVR system," *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 393–407, 2012.

[16] Y. Tang, M. Cui, C. H. Hua, L. Li, and Y. Yang, "Optimum design of fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller for AVR system using chaotic ant swarm," *Expert Systems Applications*, vol. 39, no. 8, pp. 6887–6896, 2012.

[17] S. A. Taher, M. H. Fini, and S. F. Aliabadi, Fractional order PID controller design for LFC in electric power systems using imperialist competitive algorithm," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 5, no. 1, pp. 121-135, 2014.

[18] S. Sondhi and Y. V. Hote , "Fractional order PID controller for load frequency control," *Energy Conversion and Management*, vol. 85, pp. 343-353, 2014.

[19] M. I. Alomoush, "Load frequency control and automatic generation control using fractional-order controllers," *Electrical Engineering*, vol. 91, no. 7, pp. 357-368, 2010.

[20] S. Ayasun, "Stability analysis of time-delayed DC motor speed control system," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 21, pp. 381-393, 2013.

[21] K. E. Walton and J. E. Marshall, "Direct method for TDS stability analysis," *IEEE Proceeding Part D*., vol. 134, pp. 101-107, 1987.

[22] Z. V. Rekasius, "A stability test for systems with delays," in Proceedings of Joint Automatic Control Conference, San Francisco, Paper No. TP9-A, 1980.

[23] N. Olgaç and R. Sipahi, "An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time invariant (LTI) systems," *IEEE Transactions on Automatic Control,* vol. 47, no. 5, pp. 793-797, 2002.

[24] Ş. Sönmez, S. Ayasun, and C. O. Nwankpa, "An exact method for computing delay margin for stability of load frequency control systems with constant communication delays," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 370-377, 2016.

[25] Ş. Sönmez, S. Ayasun, and U. Eminoğlu, "Computation of time delay margins for stability of a single-area load frequency control system with communication delays, *WSEAS Transactions on Power Systems*, 9, 67-76, 2014.

[26] C. K. Zhang, L. Jiang, Q. H. Wu, Y. He., and M. Wu, "Delay-dependent robust load frequency control for time delay power systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 2192-2201, 2013.

[27] M. A. Pakzad, S. Pakzad, and M. A. Nekoui, "Stability analysis of multiple time delayed fractional order systems," in Proceeding of American Control Conference, Washington, pp. 170-175, 17-19 June, 2013.

[28] M. A. Pakzad and M. A. Nekoui, "Direct method for stability analysis of fractional delay systems," *International Journal of Computer and Communications,* vol. 8, no. 6, pp. 863-868, 2013.

[29] M. A. Pakzad and M. A. Nekoui, Stability map of multiple time delayed fractional order systems," *International Journal of Computer and Communications*, vol. 12, no. 1, pp. 37-43, 2014.

[30] M. A. Pakzad, S. Pakzad, and M. A. Nekoui, "Exact method for the stability analysis of time delayed linear-time invariant fractional-order systems," *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, no. 16, pp. 2357-2368, 2015.

[31] A. Tepljakov, E. Petlenkov, and J. Belikov, "FOMCON: Fractional-order modeling and control toolbox for MATLAB," in Proceedings of 18th Int. Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES) Conference, 2011, pp. 684–689.

[32] Simulink, Model-based and system-based design using Simulink, Natick, MathWorks, 2000.

6/4 Kutuplu Anahtarlamalı Relüktans Motorlarda Farklı Rotor Tasarımlarının Etkileri

Ahmet Fenercioğlu[1], Merve Şen Kurt[2], Altan Şahin[3], Zafer Keleş[4]

[1] Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, 60250 Tokat, ahmet.fenercioglu@gop.edu.tr
[2] Amasya Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 05100 Amasya, merve.sen@amasya.edu.tr
[3,4] KORMAS Elektrikli Motor San. Tic. A.Ş. 41420 Çayırova/Kocaeli, Turkey, altansahin@kormas.com, zaferkeles@kormas.com

ÖZET: Bu çalışmada, aynı stator yapısı içerisinde farklı rotor laminasyon modellerine sahip anahtarlamalı relüktans motorlar (ARM), analitik olarak modellenmiş ve 2 boyutlu (2B) sonlu elemanlar yöntemi (SEY) ile analiz edilmiştir. Tasarlanan tüm modeller aynı stator geometrisine, sarım özelliklerine ve hava aralığına sahiptir. Modeller arasındaki tek farklılık, rotor geometrileridir. ARM modeli, 6/4 kutuplu 150 W çıkış gücüne sahip, 3000 d/d nominal hız değerinde çalışmaktadır. 3 farklı rotor modeli için manyetik model çözümlemeleri yapılmıştır. Hız, tork, akım, verim gibi performans karakteristikleri her model için ayrı ayrı hesaplanmıştır. Stator ve rotor nüvesindeki manyetik akı yoğunluğu, akı çizgileri görsel olarak sunularak doyum ve kutup oluşumları incelenmiştir. Elektriksel ve manyetik performans verileri dikkate alınarak ARM için optimal rotor modeli belirlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Anahtarlamalı relüktans motor, ARM, Rotor geometrisi, Sonlu elemanlar yöntemi

NOT : Bu çalışma; KORMAS Ar-Ge Merkezinde yürütülen ve TÜBİTAK Teydeb tarafından desteklenen *"Aksiyel Fan ve Blower Uygulamaları için Anahtarlamalı Relüktans Motor ve Sürücüsü"* projesinden üretilmiştir.

I.GİRİŞ

Günümüzde ARM' ler basit yapıları, düşük atalet momenti ve yüksek hacim/güç oranına sahip olmaları gibi üstün özellikleri nedeniyle yüksek hız gerektiren uygulamalarda tercih edilmeye başlamıştır. Rotor çıkık kutuplu yapıya sahiptir. Rotorda kollektör, bilezik, mıknatıs, fırça ve sargı gibi yapılar bulunmamaktadır. Bu sayede motor maliyeti oldukça düşmekte, motor sağlam ve basit bir yapıya sahip olmaktadır. Ek olarak mıknatıs ve fırça gibi yapılar içermeyen laminasyonlu rotor yapısı, bakır kayıplarından kaynaklanan verim azalmasının da önüne geçmektedir [1]. Ancak ARM bilinen birçok avantajının yanı sıra momentlerinde dalgalanma dolayısıyla titreşim ve gürültü gibi çok önemli bir dezavantaja sahiptir. Ayrıca farklı yapılar için farklı sürücü devreleri gerektirmeleri ve anahtar kontrolü için hareket algılayıcı sensörlerin gerekliliği de önemli dezavantajlarındandır [2],[3]. ARM' lerde motorun geometrik yapısı çalışma karakteristiklerini ve çıkış parametrelerini doğrudan etkilemektedir. Literatürde yer alan bazı çalışmalarda rotorun kutup yayı genişliği, hava aralığı mesafesi, rotor ve statorun çarpıklık açısı, stator/rotor kutup sayısı, kutup genişliği oranı, kutup köşelerinin yuvarlaklığı gibi etkilerin ARM' nin çıkış performansına etkisi ele alınmıştır. ARM' de rotor geometrisinde yapılan değişim manyetik akı yolunun uzunluğu ve kesitini etkileyerek relüktans ve endüktans değişimine yol açmaktadır. Bu iki büyüklüğün değişimi de akımın karesi ile doğru orantılı olarak tork, güç, kuvvet büyüklüklerini etkilemektedir [4]. Rotor kutup yayı açısının motorun elektriksel, mekanik ve manyetik performansına etkisi literatürde çok sayıda çalışmada ele alınmıştır [5-8]. Rotor kutup yayı açısının, stator kutup yayı açısından büyük ve küçük olma durumları ($\beta_r > \beta_s$ ve $\beta_s > \beta_r$), manyetik devrenin toplam relüktansını değiştirmektedir. Bu değişimde endüktans, giriş-çıkış gücü, çıkış torku ve verim gibi büyüklüklerde değişikliğe yol açmaktadır. Literatürde yer alan bir çalışmada [9], 13.5 kW değerinde bir ARM' nin her bir rotor kutbunda 2 mm büyüklüğünde delik açarak yeni bir rotor modeli tasarlamıştır. Rotor kutup geometrisinde açılan delikler sayesinde tork dalgalılığının 4.4% azaldığı sonucuna varılmıştır. Literatürde yer alan bazı çalışmalarda ise stator/rotor kutup sayısı oranının ARM nin performansında oldukça önemli yeri olduğu belirtilmektedir. Farklı stator/rotor kutup sayısı oranlarına sahip motor tasarımları ele alındığında N_s/N_r=6/4; 8/6; 12/8; 18/12 arttıkça stator titreşimlerine ve gürültüye sebep olan radyal kuvvetlerin azaldığı sonucuna varılmıştır. Bu durum, akım ve moment karakteristiklerini, güç ve moment yoğunluklarını etkileyerek moment dalgalılığının azalmasını sağlamaktadır [10],[11].

ARM tasarımında stator/rotor kutup sayısı ile orantılı bir büyüklük olan, kutup genişliği oranının ortalama torku dolayısıyla verimi etkilediği bilinmektedir. Literatürde yer alan bir çalışmaya göre, sabit stator kutup genişliği oranı 0.35 değeri için, rotor kutup genişliği oranı 0.3-0.5 aralığında değiştirilmiştir. Rotor kutup genişliği oranı 0.5 değeri için en yüksek tork, en yüksek verim ve en düşük tork dalgalanması elde edilmiştir. Bu çalışmaya göre yüksek tork, yüksek verim ve düşük tork dalgalanması istenilen uygulamalarda kutup genişliği artırılmalıdır. Ancak kutup genişliği artırıldığında maliyet de orantılı olarak artmaktadır. Bu yüzden daha çok yüksek güç gerektiren uygulamalarda kutup genişliğini artırmak yoluyla performans artışı sağlanmalıdır [12].

Bu çalışmada literatürde yer alan mevcut yayınlardan farklı olarak; rotor geometrisinin değişimine göre hız, faz akımı, kaynak akımı, verim, tork gibi çok sayıda elektriksel performans karakteristikleri ele alınmıştır. Ayrıca stator ve rotor nüvesindeki manyetik akı yoğunluğu, akı çizgileri ve sargılardaki akım yoğunlukları görsel olarak sunulmuştur. Ele alınan 6/4 kutuplu bir ARM' de 3 farklı rotor geometrisinin motor performansına olan etkileri analitik yöntemler ve sonlu elemanlar analizleri ile ortaya konmuştur. 2 boyutlu sonlu elemanlar yönteminden elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak en iyi performans değerlerine sahip rotor laminasyon modeli belirlenmiştir.

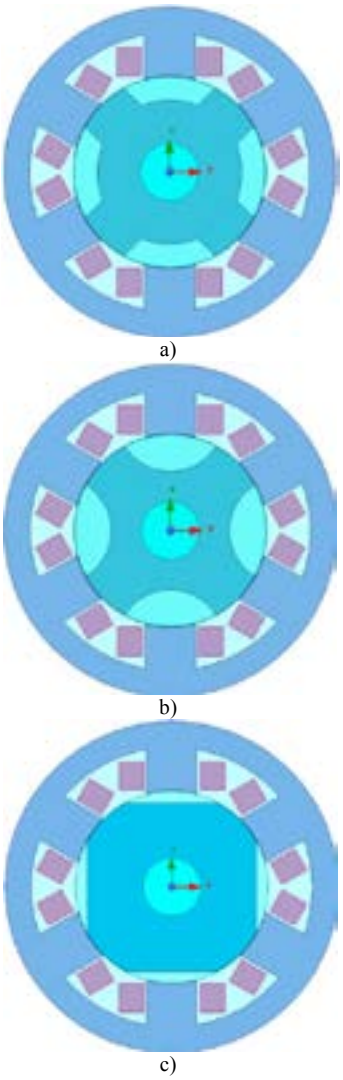
II.MATERYAL VE YÖNTEM

ARM' nin bir faz sargısından akım geçtiğinde rotor, endüktansın maksimum değerde olacağı bir konuma ulaşıncaya kadar motorda bir tork meydana gelir. Oluşan bu tork, endüktansı arttıracak yönde olup rotoru döndürme eğilimindedir. Kullanılan laminasyon malzemesinin çelik olması halinde ve çelikte kalıcı mıknatıslanma olmaması şartıyla faz sargısından geçen akımın yönü önemsizdir. Üretilen torkun yönü ise daima en yakın çakışma konumuna doğrudur. Bundan dolayı pozitif tork üretimi, sadece rotor ileri yönde çakışmayan konum ve sonraki çakışan konum arasında meydana gelir. Rotorun statorla olan çakışma konumları Şekil 1 (a), (b), (c)' de verilmiştir.

(a) (b) (c)

Şekil 1. Rotor pozisyonları (a) çakışık (b) çakışmayan (c) çakışmanın başladığı

ARM modelleri 3 farklı rotor tipi için Şekil 2'de verilmiştir.



a) b) c)

Şekil 2. Farklı rotor tipleri (a) Tip-1, (b) Tip-2, (c) Tip-3

Bu çalışmada ele alınan ARM modeli, 150 W çıkış gücüne sahiptir. 24V DC beslemeli, 3000 d/d anma hız değerindedir. Stator dış çapı 115 mm, paket uzunluğu 30 mm ve hava aralığı 0.35 mm dir. Stator kutup yayı açısı (β_s) radyan olarak Eş.1 ile hesaplanmaktadır. Burada n_s stator kutup sayısıdır [13]. Rotor kutup yayı açısı (β_r) sıfır tork pozisyonu oluşmaması için stator kutup yayı açısından 10% daha fazla yapılmıştır.

$$\beta_s = \frac{\pi}{n_s} \qquad (1)$$

$$\beta_r = \beta_s \times 1.1 \qquad (2)$$

Rotor kutbundaki akı yolu kesiti (A_r) Eş.3, stator kutbundaki akı yolu kesiti (A_s) Eş.4 kullanılarak hesaplanmaktadır [13]. Stator dış çapının, paket uzunluğuna oranı $(D_{so}/l_{sl}) = 3.83$ olarak alınmaktadır.

$$A_r = D_{ro} \times \beta_r \times l_{sl} \qquad (3)$$

$$A_s = (D_{ro} + l_g) \times \beta_s \times l_{sl} \qquad (4)$$

Stator boyunduruğu akı yolu kesiti (A_{sy}) Eş.5, rotor boyunduruğu akı yolu kesiti (A_{ry}) Eş.6 ile elde edilir. Eşitlikte yer alan l_{sy} ve l_{ry} sırasıyla stator ve rotor boyunduruk uzunluğunu temsil etmektedir [13].

$$A_{sy} = l_{sy} \times l_{sl} \qquad (5)$$

$$A_{ry} = l_{ry} \times l_{sl} \qquad (6)$$

Statordaki ortalama akı yolu uzunluğu (l_{fs}) Eş.7 ile rotordaki ortalama akı yolu uzunluğu (l_{fr}) Eş.8 ile elde edilmektedir. İlgili eşitliklerde yer alan stator kutup uzunluğu (h_{sp}) ve rotor kutup uzunluğu (h_{rp}) kutuplardaki akı yolu uzunluğunu vermektedir [13].

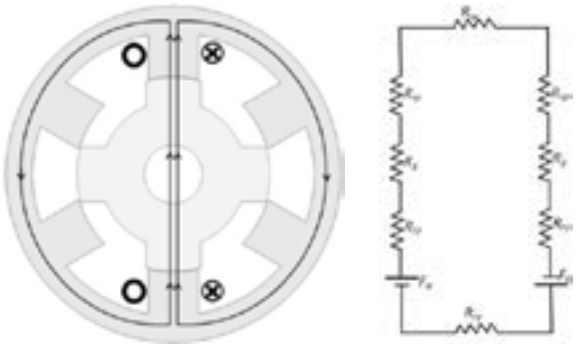
$$l_{fs} = 2h_{sp} + \frac{(D_{so} + D_{si}) \times \pi}{2} \qquad (7)$$

$$l_{fr} = 2h_{rp} + \frac{(D_{ro} + D_{ri}) \times \pi}{2} \qquad (8)$$

ARM, moment üretimi için faz sargılarını uygun sırada tetikleyerek, aktif fazdaki endüktansı maksimize etme eğilimiyle çalışmaktadır. Aktif fazdaki endüktansı hesaplamak içinde manyetik devrenin toplam relüktansı (R_t) dikkate alınmalıdır. Bir ARM' nin stator sargılarına Şekil 3 (a) da gösterilen yönde akım uygulandığında, motorda oluşan manyetik akı yolu Şekil 3 (b) de gösterilmiştir. Manyetik akı, rotor ve stator boyunduruğunun tamamında oluşmaktadır. Çakışık pozisyonda rotor ve stator kutupların akı yolu kesiti komşu manyetik devreler için ortaktır. Buradaki akı yolu kesitini iki komşu akı paylaşır.

Bir manyetik eşdeğer devrenin toplam relüktansı (R_t); stator kutup relüktansı (R_{sp}), stator boyunduruk relüktansı (R_{sy}), rotor kutup relüktansı (R_{rp}), rotor boyunduruk relüktansı (R_{ry}) ve hava aralığı relüktanslarının (R_g) toplamıdır ve Eş.9 ile elde edilir [13].

$$R_t = 2(R_{sp} + R_{rp} + R_g) + R_{sy} + R_{ry} \qquad (9)$$



(a) (b)

Şekil 3. Çakışık pozisyonda a) manyetik akı yolları b) manyetik eşdeğer devre

Buradan toplam relüktans ifadesi Eş.10 ile detaylandırılmıştır.

$$\sum R = R_t = 2\left(\frac{h_{sp}}{\mu A_s} + \frac{h_{rp}}{\mu A_r} + \frac{l_g}{\mu_0 A_g}\right) + \frac{l_{fs}}{\mu A_{sy}} + \frac{l_{fr}}{\mu A_{ry}} \quad (10)$$

Bir faz endüktansını hesaplamak için toplam relüktans dikkate alınmalıdır. Toplam relüktans ifadesi kullanılarak N sarımlı sargının, faz endüktansı (L), Eş.11 ile elde edilmektedir [13].

$$L = \frac{N^2}{\sum R} \quad (11)$$

Gerçek çalışmada; faz endüktansı, rotor pozisyonlarına ve akıma göre değişiklik göstermektedir. Şekil 1 (a)' da gösterilen, rotor ve stator kutbunun çakışık pozisyonunda maksimum faz endüktansı (L_a) oluşmakta iken; Şekil 1 (b)' de rotor ve stator kutuplarının tamamen çakışmadığı pozisyonunda minimum faz endüktansı (L_u) oluşmaktadır. Maksimum ve minimum endüktansa göre çakışmayan pozisyonda (Şekil 1(b)) endüktans değeri Eş.12 ile elde edilebilmektedir [13].

$$L(\theta, i) = a_0 - a_1 \cos(n_r, \theta) \quad (12)$$

Eş.12' de yer alan n_r; rotor kutup sayısını ve θ; radyan olarak rotor pozisyonunu temsil etmektedir. Aynı eşitlikte yer alan a_0 ve a_1 katsayıları ise Eş.13' de maksimum ve minimum endüktansa bağlı olarak ifade edilmiştir.

$$a_0 = \frac{L_{max} + L_{min}}{2}, \quad a_1 = \frac{L_{max} - L_{min}}{2} \quad (13)$$

Rotor pozisyonuna göre elektromanyetik tork ifadesi (T) Eş.14 ve 15'den, Nm olarak elde edilebilmektedir. İlgili eşitlikte görüldüğü gibi, momentin akımın karesi ile değişmesinden dolayı ARM' ler iyi bir başlangıç momenti üretmektedir.

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (14)$$

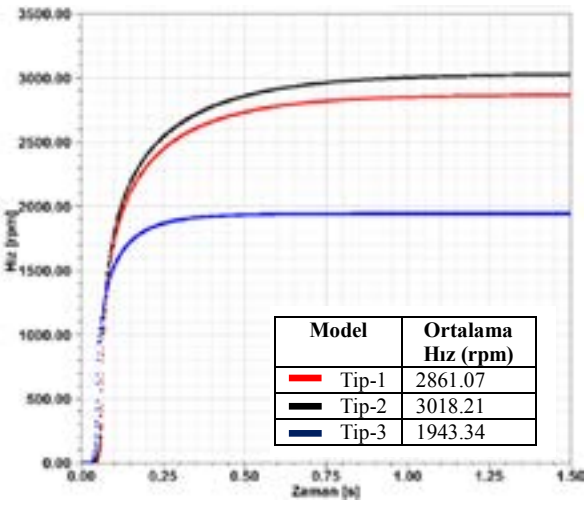
$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{L_a - L_u}{\beta_s} \quad (15)$$

Motor analizleri 2B sonlu elemanlar yöntemi kullanan ANSYS/Maxwell yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. İlgili programda, Tip-1, Tip-2 ve Tip-3 olarak isimlendirilen 3 farklı rotor laminasyon modelinin geçici ve sürekli durum analizleri yapılmıştır. Analizlerde örnekleme frekansı 2000 Hz, analiz süresi 1.5 sn, kalkış hızı 0 rpm ve hız 3000 d/d olarak belrlenmiştir. Nüve malzemesinin BH eğrisinin dirsek noktası 1.71 T dır. Analizlerde yazılımın ürettiği Şekil 4' de verilen standart asimetrik köprü konvertör sürücü olarak kullanılmıştır.

Şekil 4. Motor sürücü devresi

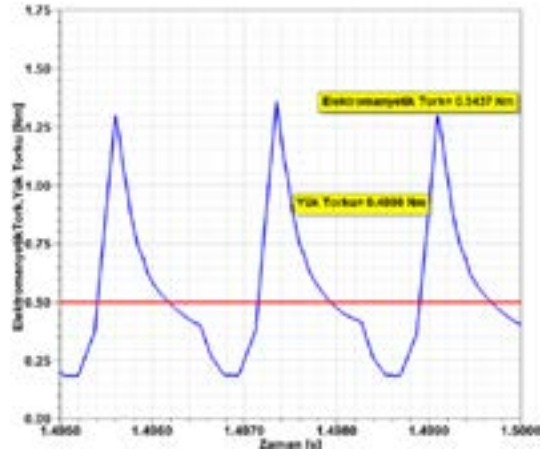
III.BULGULAR VE TARTIŞMA

ARM modellerinin, 2 boyutlu analizleri SEY kullanılarak elde edilmiştir. Analizlerde farklı rotor boyunduruk uzunluğu (l_{ry}), rotor kutup yüksekliği (h_{rp}) ve farklı rotor nüve alanına (A_r) sahip 3 farklı rotor nüvesi modellenmiştir (Bakınız Şekil 2). Tüm analizlerde stator geometrileri aynı olup, motor laminasyon malzemelerinde bir değişiklik yapılmamıştır. Şekil.5, farklı rotor nüve modellerinin hızının zamanla değişim eğrisini ve sürekli durumda hızlarının ortalama değerini göstermektedir.

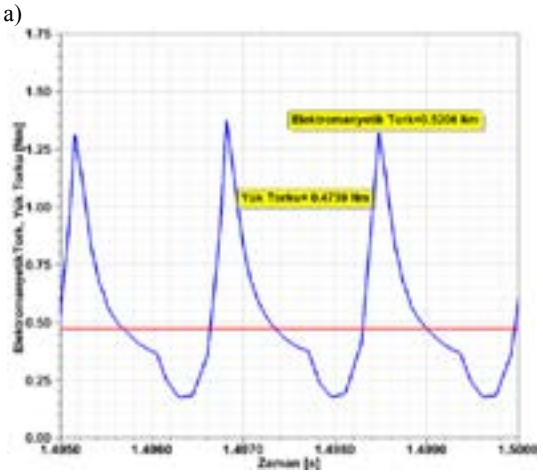


Şekil 5. Rotor nüve geometrisine bağlı olarak hızın değişim eğrisi

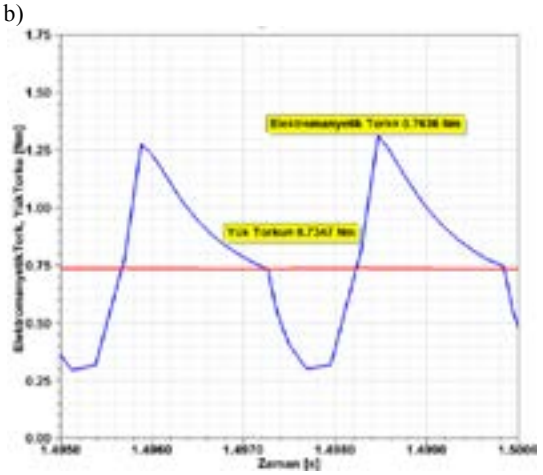
Tip-1 ve Tip-2 modellerinde hızlar birbirine yakın değer alırken Tip-3 de hızın azaldığı görülmektedir. Şekil 6' da farklı rotor nüve geometrisine sahip modelleri sürekli durumda elektromanyetik ve yük torkunun değişimleri yer almaktadır.



a)



b)



(c)

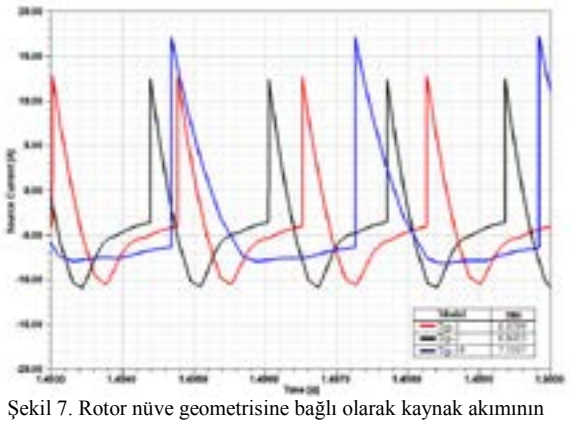
Şekil 6. Rotor nüve geometrisine bağlı olarak elektromanyetik tork ve yük torkunun değişim eğrisi (a) Tip-1, (b) Tip-2, (c) Tip-3

Tip-3 rotor modeli, Tip-1 ve Tip-2 modeller ile karşılaştırıldığında, elektromanyetik tork ve yük torkunun yaklaşık 40% daha fazla olduğu buna karşılık hızın da yakın bir oranda düştüğü görülmektedir. Motor anma hızına ulaştıktan sonra negatif bölgede elektromanyetik tork oluşmadığı görülmektedir. Bu grafiklerde 5 ms lik süre içerisinde Tip-1 ve Tip-2 üç kez tekrar etmiştir ve tork 0.2 ile 1.3 Nm arasında dalgalı bir tork üretmektedir. Tip-3 ise aynı sürede iki tekrar edip 0.3 ile 1.27 Nm arasında dalgalı bir tork üretmektedir. Buradan Tip-3 ün tork dalgalığı daha az olması bir avantajdır. Fakat Tip-3 diğerlerine göre daha düşük hız daha, yüksek tork üretmektedir. Çizelge 1'de modellerin sürekli durumda elektromanyetik tork ve yük torkunun ortalama değerlerini sunmaktadır. Bu sonuçlara göre en yüksek tork Tip-1 de elde edilmektedir.

Çizelge 1: Elektromanyetik ve yük torku

	Elektromanyetik Tork (Ort_Nm)	**Yük Torku (Nm)**
Tip-1	0.5437	0.4996
Tip-2	0.5206	0.4739
Tip-3	0.7636	0.7347

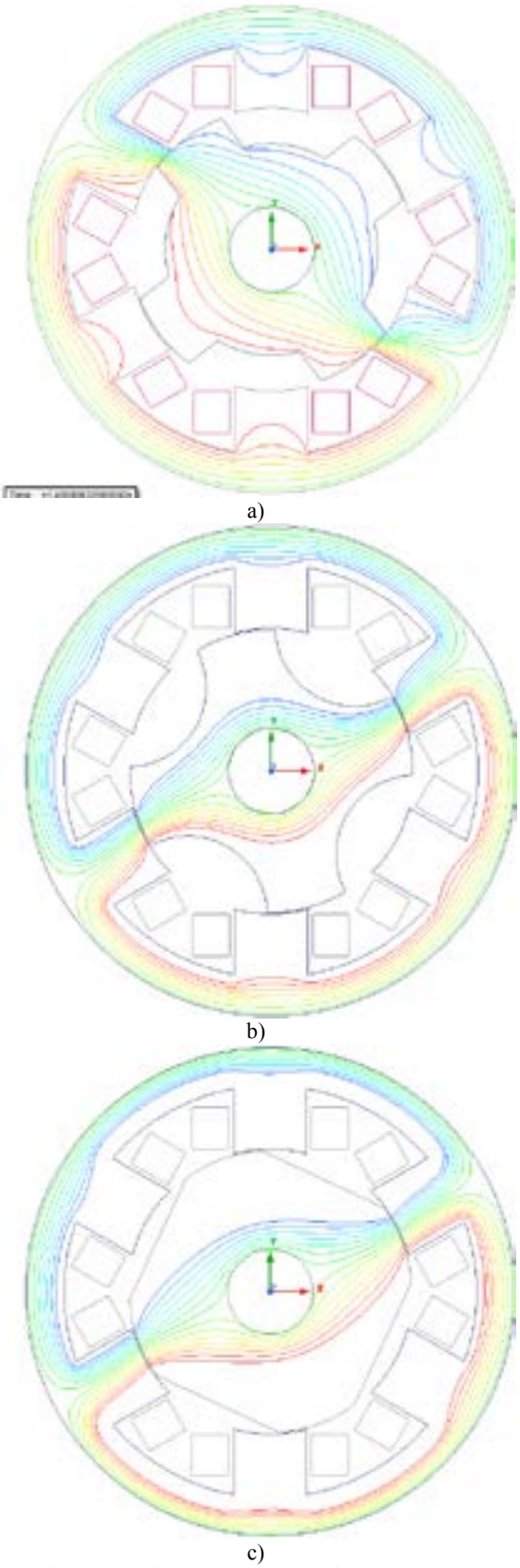
Şekil 7' de rotor nüve geometrisine bağlı olarak kaynak akımının (*I*) zamana bağlı değişimi gösterilmiştir. Tip-1 ve Tip-2 rotor nüve geometrisine sahip modellerde kaynak akımlarının etkin değerleri küçük farkla yaklaşık olarak 6.9 A gözlemlenirken, Tip-3 rotor oluk şeklinde 7.55 A değerine yükselmektedir. Tip-3 de ARM çıkıntılı yapıdan uzaklaştığı için maksimum ve minimum endüktans oranlarının küçülmesi nedeniyle akım yükselmektedir.



Şekil 7. Rotor nüve geometrisine bağlı olarak kaynak akımının zamana bağlı değişim eğrisi

Şekil 8'de ARM 'de manyetik akı çizgilerinin dağılımları ve iki kutup oluştuğu gözükmektedir.

Şekil 9, Tip-1, Tip-2 ve Tip-3 modellerinin sürekli durumda stator ve rotor nüvesinin farklı bölgelerindeki manyetik akı yoğunluğu dağılımını göstermektedir. Literatürde bir ARM' nin stator, rotor diş ve boyunduruk bölgelerinde manyetik akı yoğunluğunun 1.8 T dan az olması gerektiği belirtilmektedir [14]. Şekil 9 da görüldüğü gibi motorlarda henüz doyum etkisi görülmemektedir. Tip-1 modelinde sadece çakışan kutup köşelerinde bölgesel doyumlar oluşmaktadır. ARM' ler iyi bir çalışma performansı sergilemeleri için doyum bölgesine yakın çalışacak şekilde tasarlanır.

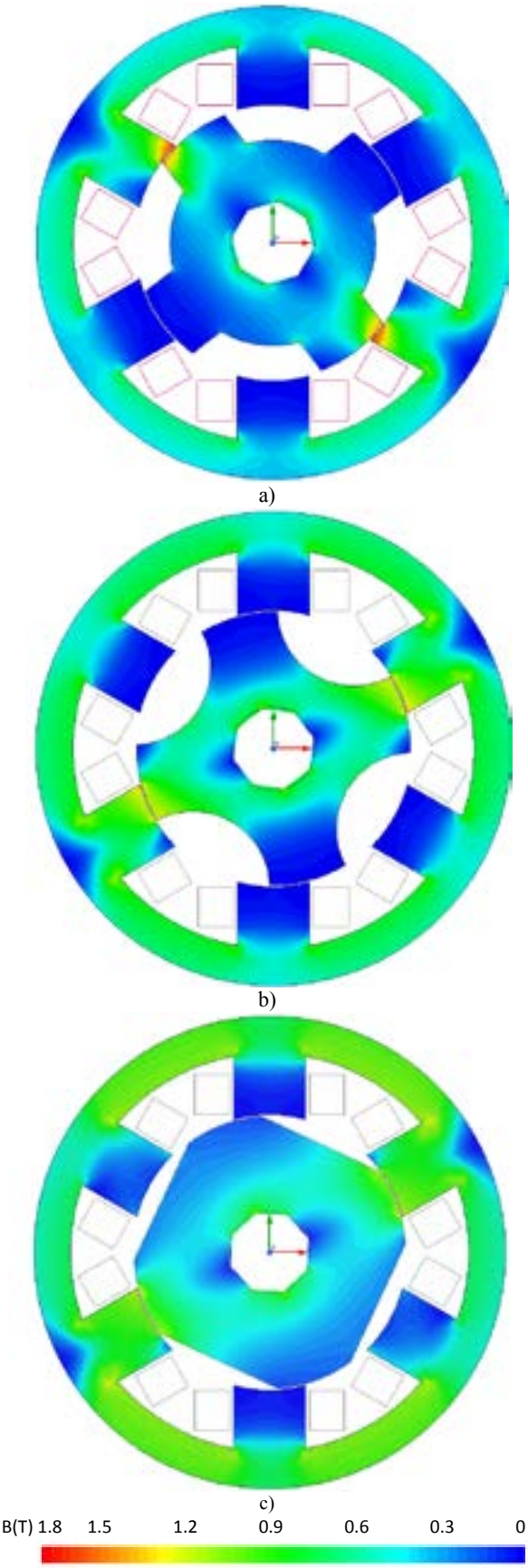


a)

b)

c)

Şekil 8. ARM akı çizgileri (a) Tip-1, (b) Tip-2, (c) Tip-3



a)

b)

c)

Şekil 9. ARM manyetik akı yoğunluğu göre dağılımı (a) Tip-1, (b) Tip-2, (c) Tip-3

Ansys Maxwell 2D çözümlerinden elde edilen motor performans verileri Çizelge 2'de sunulmuştur. Ayrıca SEY analizi çözümlerinden akım yoğunluğunun 6-7 A/mm^2 aralığında değişim gösterdiği görülmüştür. Bu nedenle motorda bir miktar ısı söz konusu olabilir. Fakat motor fan uygulamasında kullanılacağı için kendinden soğutma yapabilmektedir.

Çizelge 2. Motor performans verileri

Performans verileri	Tip-1	Tip-2	Tip-3
Faz akımı (A)	6.93	6.84	7.55
Hız (d/dk)	2861	3018	1943
Yük Torku (Nm)	0.50	0.47	0.73
Elektromanyetik Tork (Nm)	0.54	0.52	0.76
Giriş DC Gerilim (V)	26	26	26
Çıkış Gücü (W)	150	150	150
Giriş Gücü (W)	180.2	177.8	196.3
Verim (%)	83.24	84.36	76.41

IV.SONUÇLAR

ARM' de rotor geometrisi doğrudan elektriksel ve manyetik parametreleri etkilemektedir. Tüm fiziksel boyutlar değişmeksizin yalnızca rotor profilindeki değişiklikler manyetik akı yolu uzunluğu ve kesitini değiştirdiği için manyetik relüktans değeri değişmektedir. Bu değişim endüktansı etkilediği için akım, giriş gücü ve dolayısıyla verimde değişikliğe neden olmaktadır.
Tip-1 standart ARM yapısıdır. Tip-2 de akı yolunu köşeli yapıdan uzaklaştırıp yuvarlak yapıya çevirmek için yay şeklinde yapılmıştır. Bu durumda akı yolu kısalmış ve köşelerde oluşabilecek doyum etkisi azaltılmıştır. Type-3 ise rotoru çıkıntılı yapıdan kurtarıp silindirik yapıya yaklaştırmak için yapılmıştır. Bu durumda rüzgar kayıpları azaltılabilir. 2D SEY çözümlerine göre Tip-3 de akım yükseldiği için kayıplar artmış ve verim düşmüştür. Fakat tork dalgalılığı azalmıştır. Bu durumda motorun titreşim ve gürültüsü de azalabilecektir. En yüksek verim rotor kutup ve diş geometrisi akı geçişine kolaylık sağlayan dairesel yapıya sahip Tip-2 nüve geometrisinde elde edilirken, en düşük verim rotor Tip-3 nüve modelinde görülmektedir. Tüm elektriksel ve mekaniksel performans değişkenleri dikkate alındığında 6/4 kutuplu, üç fazlı ARM için optimal rotor nüve geometrisi Tip-2 olarak belirlenmiştir

V.KAYNAKLAR

[1] İyde, C.E., Polat, A. ve Ergene, L.T., 2016. 6/4 ve 8/6 Stator/Rotor Yapılarında ARM Tasarımı, Analizi ve Karşılaştırması. National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering (ELECO), Bursa.

[2] Masoudi, K., Feyzi, M. R. ve Masoudi, A., 2013. Reduction of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Motor by using New İmproved Stator Yoke Shape. 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Mashhad.

[3] Alaee, M. M., Afjei, E. ve Ataei, S., 2007. A New Resonant Driver for Switched Reluctance Motor, The International Conference on Electrical Engineering, Lahore.

[4] Bal, G., 2011. Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık, Ankara.

[5] Bilgin, B., Emadi, A. ve Krishnamurthy, M., 2012. Design Considerations for Switched Reluctance Machines with a Higher Number of Rotor Poles. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(10), 3745–3756.

[6] Qu, B., Song, J. ve Zheng. J., 2009. Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machine by Pole Arcs Design, IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Xi'an.

[7] Fenercioğlu, A. ve Tarımer, İ., 2008. Anahtarlamalı Relüktans Motor Tasarımlarında Farklı Rotor Geometrilerinin Motor Güç ve Tork Üretimine Etkileri, BAÜ FBE dergisi, 10(1), 19-30.

[8] Vijayakumar, K., Karthikeyan, R., Paramasivam, S., Arumugam, R. and Srinivas, ,K.N., 2008. Switched Reluctance Motor Modeling, Design, Simulation, and Analysis: A Comprehensive Review. IEEE Transactions on Magnetics, 44(12), 4605 – 4617.

[9] Lee, J.W., Kim, H.S., Kwon, B.I. ve Kim., B.T., 2004. New Rotor Shape Design for Minimum Torque Ripple of SRM Using FEM, IEEE Transactions on Magnetics, 40(2), 754 - 757.

[10] Desai, P.C., Krishnamurthy, M., Schofield, N. ve Emadi, A., 2009. Switched Reluctance Machines with Higher Rotor Poles than Stator Poles for Improved Output Torque Characteristics, 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Porto.

[11] Omaç, Z., Kürüm, H. ve Selçuk, A.H., 2007. 18/12 Kutuplu Bir Anahtarlı Relüktans Motorun Tasarımı, İncelenmesi ve Kontrolü, Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Dergisi. 19 (3), 339-346

[12] Reddy, A.V. , Kumar, B.M., 2018. Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motor Using Pole Embrace and Pole Configuration Methods, International Journal of Applied Engineering Research. 13(10), 8525-8529.

[13] Fenercioğlu, A. ve Dursun, M., 2011. Design and Analysis of outer Rotor In-Wheel Motor, International Review of Electrical Engineering, 6(2), 7545-751.

[14]Xu, Z., Lee, D.H., Ahn, J.W., 2014. Design of a Novel 6/5 Segmental Rotor Type Switched Reluctance Motor, IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Canada.

Robot Çalışma Hücrelerinin Cryengine Kullanımıyla Sanal Gerçeklik Temelli Görselleştirilmesi

Ekim Otan Karaoğlu[1], Dilek Tükel[1,2]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Doğuş Üniversitesi
[2]Altınay Robot Teknolojileri
dtukel@dogus.edu.tr

Özet

Dijital ikiz bir sürecin, ürünün veya hizmetin sanal bir modelidir. Sanal ve fiziki dünyaların eşleştirilmesi, verilerin analizine ve sistemlerin izlenmesine, sorunları oluşmadan önce engellenmesine ve simülasyonları kullanarak gelecek için plan yapmaya izin verir. Endüstri 4.0 ve Nesnelerin İnterneti'nin yaygınlaşması ile birçok ürün, hizmet ve işlem artık dijital birer ikize sahiptir. Bu dijital ikizler sayesinde çalışma alanlarının kontrolü ve takibi daha erişilebilir hale gelmiştir. Bu projenin amacı önde gelen oyun motorlarından Cryengine 5.5 kullanarak sanal gerçeklik (VR) ortamında bir robot çalışma hücresi dijital ikizi örneği yaratarak çalışma alanlarına kolay ve uzaktan erişim sağlanabileceğini göstermektir.

Abstract

A digital twin is a virtual model of a process, product or service. This pairing of the virtual and physical worlds allows analysis of data and monitoring of systems to head off problems before they even occur and even plan for the future by using simulations. Many products, services and processes have a digital twin due to the Industry 4.0 and Internet of things becoming more common. These digital twins have made the control and monitoring of workspaces more accessible. This project aims to demonstrate that easy and remote access to workspaces is possible by creating a digital twin example of a robotic workcell in a virtual reality (VR) environment using one of the leading game engines Cryengine 5.5.

1. Giriş

Tiyatro ve sahne sanatları, mekân, dekor, sahne düzeni ve efektler-yanılsamalar kullanarak seyircileri, oyuncuları ve yaratıcıları bir araya getiren dinamikleri oluşturma ve sanal gerçeklik konusunda öncüdür. 1933 yılında Fransız oyun yazarı Antonin Artaud denemelerinde tiyatroyu "la réalité virtuelle" diye tanımlayarak ilk kez "Sanal Gerçeklik"(VR) terimini kullanmıştır[1]. Günümüzde ise VR kullanıcıların etkileşim içinde olduğu ve kullanıcıya duyusal geribildirimler yapan bilgisayarla üretilmiş simülasyonları tanımlamak için kullanılıyor. Terim bu anlamıyla 1982'de yazar Damien Broderick tarafından bilim kurgu romanı "Judas Mandala"da kullanılmıştır ve 1980lerin sonunda VR araştırmacısı Jaron Lanier sayesinde popülerlik kazanmıştır [2].

VR üzerinde 1950'lerden beri çalışılmış olsa da en önemli ilerlemeler 2009'da Palmer Luckey'nin kafaya takılan göstergelerin yetersiz olduğunu fark edip kendi prototipini geliştirmesiyle başladı. Birkaç iterasyon sonunda Luckey, kitlesel fonlama sitesi Kickstarter'da Oculus Rift'i duyurdu. Oculus Rift id Software'den John Cormack ve Valve'dan Gabe Newell gibi büyük oyun endüstrisi isimlerinin desteğini alarak Kickstarter'da başarılı bir kampanya gerçekleştirdi ve hedefinin on katına çıkarak 2,4 milyon Amerikan doları topladı. Bir sonraki büyük gelişme Valve'ın düşük persistanslı ekranlar icat etmesiydi ve Valve bu teknolojiyi açık kaynak olarak paylaştı. Yıllar içinde Google, Apple, Microsoft, Facebook ve birçok büyük teknoloji firması daha kendi VR Ar-Ge takımlarını oluşturarak VR teknolojileri geliştirmeye başladılar. Günümüzde bu gelişmelerin çoğu VR gözlükler halinde piyasaya sürülerek meyve verdi [3,4].

VR gözlükler genellikle eğlence sektöründe kullanılmaktadır. VR gözlükler için yaratılan sanal ortamlar çoğunlukla oyun motorlarında geliştirilmektedir. Oyun motorları bilgisayar oyunlarının geliştirilmesini kolaylaştırmak için yazılmış programlardır. Bir oyun motoru; görüntü işleme motoru, ses işleme motoru, fizik motoru, yapay zeka sistemleri ve bir ana algoritmadan oluşur.

Cryengine, Almanya'da üç türk kardeşin kurduğu Crytek firmasının kendi yarattığı oyun motorudur [5]. Özellikle 2007'de Cryengine 2.0 ile yaptıkları oyunları Crysis'in daha önce benzeri olmayan gerçekçilikteki grafikleri (Şekil 1) sayesinde oyun motorları endüstrisinde önemli bir payda yakalamış ve günümüze kadar Cryenigine'in her yeni sürümüyle son teknoloji oyun motorları sunmaya devam etmiştir.

Oyun motorlarından yararlanabilecek bir diğer kavram ise dijital ikizlerdir. Dijital ikiz kavramı, bir ürün, hizmet veya işlemin ve bunların diğer parçalarının yaşam döngüsünün sanal bir kopyasının olması ve gerçek versiyonuyla gerçek zamanlı bir şekilde etkileşimde olmasıdır. Dijital ikizler, Nesnelerin İnternetinden yararlanarak kendilerini gerçek versiyonlarına göre eşzamanlı olarak yenileyen, fiziksel

versiyonlarının güncel ve doğru birer temsilidirler. Bu da sensörlerle elde edilen fiziksel verilerle sağlanır.

Şekil 1: Crysis oyunundan gerçekçi bir ekran görüntüsü

Projede bir robot çalışma hücresinin (Şekil 2) dijital ikizinin görsel örneği yapılması amaçlanmaktadır. Bir robot çalışma hücresi, robot, robotun kontrol sistemi, güvenlik alanı ve diğer yan donanımlardan oluşan bir sistemdir. Robotlar verimlilikleri nedeniyle 3. Sanayi Devrimiyle birlikte endüstride daha yaygın hala gelmişlerdir.

Şekil 2: Robot Çalışma Hücresi

Aynı zamanda Arttırılmış Gerçeklik (AR) endüstriye girişiyle dijital ikizler için kullanılan 3 boyutlu modeller artmıştır. AR'ın kendine ait pek çok avantajı olsa da VR bu avantajlara uzaktan erişim ekleyebilir. Benzer kaynaklarla ve maliyetlerle üretilecek VR temelli bir dijital ikiz, işçilerin aynı işi evlerini terk etmeden yapmasını sağlayabilir. Güncel oyun motorları hem AR hem de VR desteği sunmaktadırlar. Crytek, PlayFusion isimli AR oyun motoru geliştiricisiyle girdiği partnerlikle Cryengine'e de AR özellikleri ekleneceğini duyurdu [6].

Bu projede gerçek bir robot çalışma hücresi kullanılmamıştır. Bunun yerine, Cryengine'de, VR ortamında, bir robot hücresini ve o hücrenin temel çalışma prensiplerini görsel bir şekilde aktarmak (Şekil 3) hedeflenmiştir.

Şekil 3: Üçüncü kişi kamerasından oyun testi

2. Sistem Elemanları

VR destekleyen bir ekran kartı ve işlemciye sahip bir bilgisayar seçildi. VR gözlük olarak Google Cardboard ve Cardboard destekli bir akıllı telefon kullanıldı. Google Cardboard, VRidge programı kullanılarak bilgisayara HTC Vive gözlükler olarak tanıtıldı. Robot kolunun 3D modellemesi ve animasyonu Blender 2.79 ile yapıldı. Cryengine ile bir oda ve robot hücresinden oluşan bir sahne yaratıldı ve kullanıcı ile robot hücresi arasındaki etkileşimler tasarlanıp kodlandı.

2.1. Bilgisayar

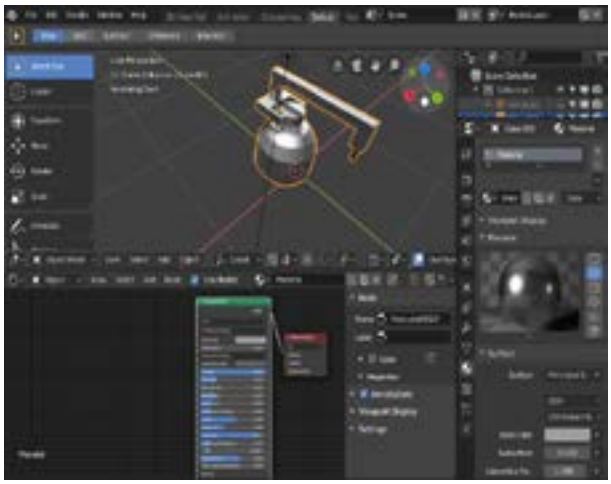
VR gözlükler iki göz için ayrı ayrı yüksek çözünürlüklü ve yüksek çerçeve hızlı görüntüler işlediklerinden, bilgisayarların ekran kartları ve işlemcileri için ağır yükler oluşturmaktadırlar. Bu sebeple, HTC Vive'ın Tablo 1'deki minimum sistem gereksinimleri göz önünde bulundurularak bir bilgisayar seçilmiştir.

Minimum sistem gereksinimleri	
Ekran Kartı:	Nvidia GeForce GTX 970
İşlemci:	Intel i5-4590
Ram:	4 GB

Tablo 1: HTC Vive Minimum Sistem Gereksinimleri

2.2. Blender 2.79

Blender açık kaynak bir 3D modelleme ve animasyon programıdır[7]. Diğer 3D modelleme programlarının aksine açık kodlu olduğu için sadece film ve oyun yapımında değil, protein ve benzeri biyolojik makromoleküllerin görselleştirilmesi gibi birçok farklı alanda da kullanılmaktadır. 2.79 versiyonun seçilme sebebiyse, en yeni sürüm olması yanı sıra, bir kullanıcı tarafından geliştirilmiş BCRYExporter eklentisi ile Cryengine'e kolay aktarım sağlanabilmesidir. Robot kolunun modeli, iskeleti, dokusu ve animayonları bu program üzerinden yapılıp (Şekil 4) Cryengine'e aktarılmıştır.



Şekil 4: Blender Ekran Görüntüsü

2.3. Google Cardboard ve Akıllı Telefon:

Google Cardboard, Google'ın geliştirdiği bir sanal gerçeklik platformudur. Özellikle VR'a olan ilgiyi arttırmak için kolay erişilebilir ve ucuz maliyetli bir platform olarak tasarlanmıştır. Asıl olarak, akıllı telefonun jiroskop sensörlerini kullanarak 3D ortamda hareket takibi özelliği sunmaktadır. Kafa aparatı (Şekil 5) Google'ın kendi sitesindeki talimatları izleyerek kolayca yapılabilir veya ucuz bir şekilde başka sağlayıcılardan temin edilebilir.

Şekil 5: Google Cardboard Kafa Aparatı

2.4. VRidge:

VRidge, mobil VR takımlarına bilgisayar VR oyunlarını çalıştırma yeteneği veren bir teknolojidir [8]. Bilgisayardaki ve telefondaki VRidge uygulamaları birbirine bağlandığında, bilgisayar, akıllı telefonu HTC Vive VR gözlüğü olarak tanımaktadır. VRidge, görüntüyü telefona USB kablo veya WiFi bağlantı aracılığıyla gönderebilmektedir (Şekil 6).

Şekil 6: VRidge Telefon Bilgisayar Bağlantısı[7]

2.5. Cryengine 5.5

Cryengine Sandbox ve geliştiricilere ücretsiz olarak sunduğu kaynak paketi gameSDK kullanılarak kolaylıkla bir oyun yaratılabilmektedir. GameSDK içerisinde birçok model ve kod hazır bulunmaktadır ve VR desteği Cryengine içinde entegredir.

3. Çalışma Senaryosu

Cryengine'in geliştiricilerine ücretsiz olarak sunduğu, birçok kodun ve modelin hazır bulunduğu gameSDK ve Blender[7] da hazırlanan robot modeli ve animasyonuyla bir oda ve robot hücresinden oluşan bir sahne kurulmuştur.

Şekil 7: Cryengine Sandbox'ta Kurulan Sahne

Robot ve kullanıcı arasındaki etkileşim Cryengine de bulunan görsel komut aracı FlowGraph ile kodlanmıştır(Şekil 7).

Şekil 8: FlowGraph ile Kodlanan Robot Etkileşimleri

3.1. VRidge Bağlantısı

Akıllı telefondan ve bilgisayardan VRidge uygulaması açılarak USB veya WiFi üzerinden bilgisayara telefon HTC Vive VR seti olarak bağlanmaktadır. Bağlantı gerçekleştikten sonra Cryengine'de oluşturulan bölüm kullanıcılar tarafından VR içinde deneyimlenmeye hazırdır.

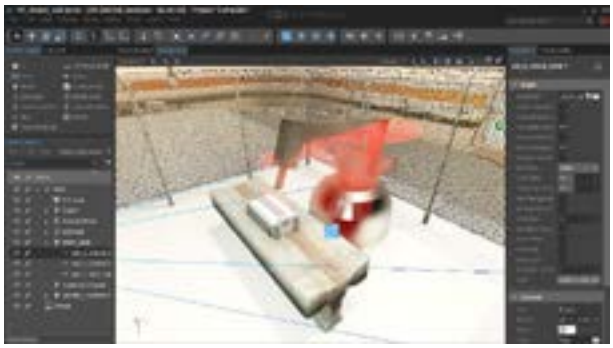
3.2. Kullanıcı Kontrolleri

Kullanıcılar telefon üstündeki jiroskoplar sayesinde etraflarına kafalarını çevirerek bakabilmektedir. VR takımının kontrolör ve sensör gibi diğer parçaları projede kullanılmadığından, hareket etme ve nesnelerle etkileşime geçme klavye üzerinden yapılmaktadır.

W, A, S ve D tuşları sırasıyla ileri, sola, geriye ve sağa hareket etmek için kullanılmaktadır. Boşluk tuşu zıplama ve C tuşu ise çömelme için kullanılmıştır. Etkileşim ve kullanma tuşu ise F'dir.

3.3. Kullanıcı Robot Etkileşimleri

FlowGraph'de hazırlanan kod sayesinde, Cryengine her saniye robot kontrol panelindeki tuşların ve robot güvenlik ortamının kapısının durumlarını takip etmektedir. Kullanıcı, kapı ve kontrol paneli üzerindeki tuşlarla yakın mesafede olduğu durumda F tuşuna basarak etkileşime girebilir. Kapı üzerinde aynı zamanda fizik işlemleri vardır. Eğer kullanıcı kapanmakta olan kapının önünde durursa kapının hareketini engelleyebilir. Kapının kapalı olduğu, ON-OFF tuşunun ON ve RDY-EMG tuşunun RDY kısmında bulunduğu durumlarda robot, çalışma animasyonunu sürdürecektir. Eğer kontrol panelindeki ON-OFF tuşu kullanıcı tarafından OFF konumuna geçirilirse robot çalışma animasyonu durur ve tekrar ON konumuna getirildiğinde çalışmaya devam eder. RDY-EMG butonu EMG durumuna geçtiğindiyse robot durur ve odadaki ışıklar acil durum belirtmek amacıyla kırmızı yanmaya başlar. Tekrar RDY konumuna getirildiğinde robot yine çalışmasını sürdürür ve odadaki ışıklar tekrar beyaz ışık vermeye devam eder. Eğer robot güvenlik ortamının kapısı açılırsa robot kontrol panelindeki RDY-EMG tuşu otomatik olarak EMG durumuna geçer, kırmızı ışıklar yanar ve robot durur. Kapı açık kaldığı sürece RDY-EMG tuşuyla etkileşime girildiği takdirde tuş bir saniyeliğine RDY konumuna geçse de tekrar EMG konumuna dönecektir ancak kapı kullanıcı tarafından kapatıldığında robot panelindeki RDY-EMG tuşuyla etkileşilerek tekrar sürekli olarak RDY konumuna geçirilebilir. Bu sayede ışıklar tekrar beyaza döner ve eğer ON-OFF tuşu da ON konumundaysa robot çalışmaya devam eder.



Şekil 9: Cryengine Sandbox'ta Robot Çalışma Animasyonu

4. Sonuç

Bu projede Blender kullanılarak bir robot modeli hazırlanmış ve modele bir iskelet sistemi eklenerek animasyonları yapılmıştır. Daha sonra bu model ve animasyon Cryengine'de kurulan bir sahneye aktarılmıştır. Sahne içerisine robot hücresinin geri kalan elemanları konulmuş ve robot hücresinin kullanıcıyla etkileşimleri kodlanmıştır. VRidge programından yararlanılarak düşük maliyetli Google Cardboard VR teknolojisi kullanılmış ve Cryengine içerisinde VR ortamda kullanıcıların etkileşebileceği bir çalışma alanı hazırlanmıştır.

Kaynakça

[1] Artaud, Antonin. Le théâtre et son double. Paris: Gallimard, 1938; The Theater and its Double. Trans. Mary C. Richards. New York: Grove Press, 1994.

[2] Chavan, Sagar. Augmented Reality vs. Virtual Reality: Differences and Similarities, International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET) Volume 5, Issue 6, June 2016.

[3] "Comparison of VR headsets: Project Morpheus vs. Oculus Rift vs. HTC Vive". Data Reality. 15 August 2015.

[4] Grieves, Michael. "Digital Twin: Manufacturing Excellence through Virtual Factory Replication". Florida Institute of Technology.

[5] Akçetin, Eyüp, Çelik, Ufuk, Yaldır, Abdülkadir, Herand, Deniz., Dijital Oyunlar ve İstihdam, II. Uluslararası Girişimcilik, İstihdam ve Kariyer Kongresi 12-15 Ekim 2017 Muğla / Türkiye

[6] https://press.cryengine.com/crytek-begins-strategic-partnership-with-playfusion-to-bring-additional-features-to-cryengine

[7] https://www.blender.org/manual/

[8] https://riftcat.com/media

Sürücü Taklitine Dayalı Otonom Sürüş

Ali Demir
AR-GE Elektrik-Elektronik Komponent Geliştirme
TOFAŞ Türk Otomobil Fabrikası A.Ş.
Bursa, Türkiye
Email: ali.demir2@tofas.com.tr

***Özetçe* —Bu çalışmada insan sürücü tarafından kullanılan otomobilden elde edilen veriler ile otomobilin sürücüsüz olarak aynı yolu izlemesi sağlanmıştır. Kullanılan yöntemde kontrolcü araç ve simülasyon üzerinde yapılan deneyler ile elde edilen katsayılar kullanılarak ayarlanmıştır. Klasik PID döngüsünün elektrikli direksiyon sistemindeki salınımları bastıramadığı gözlemlenmiş ve yeni bir kontrolcü yapısı önerilmiştir. Ardından yeni oluşturulan kontrolcü yapısı ile aracın otonom olarak gitmesi sağlanmış ve direksiyonda meydana gelen salınımların giderildiği gözlemlenmiştir. Araç otonom olarak, sürücü ile aynı güzergahı, sadece sürücünün sürüş esnasındaki girdilerini kullanarak tekrar etmeyi başarmıştır. Çalışmada elde edilen çıktılar araçların statik ortamlarda, yeni sensörlere ihtiyaç duymadan otonom olarak hareket etmelerine olanak sağlamakta ve hergün tekrar edilmek zorunda olan manevraların sürücüsüz yapılmasına olanak sağlamaktadır.**

Anahtar Kelimeler—Otonom Sürüş, EPS Kontrol, Yanal Araç Kontrolü

I. Giriş

Günümüzde otonom araç teknolojileri günden güne hayatımızda daha fazla yer almaya başlamıştır. Özellikle otomotiv alanında sürücüsüz araca doğru ilerlenirken, araçlar üzerindeki ileri sürücü destek sistemleri gittikçe yaygınlaşmakta ve araçlar daha güvenli hale getirilmektedir. EPS (elektrik destekli direksiyon) sistemi de gelişen ileri sürücü destek sistemlerine paralel olarak araçlarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu sistemler şu an sadece sürücüye destek amacıyla kullanılsa da yakın zamanda otonom araçlar için de kullanılacağı öngörülmektedir. Bu çalışmada bu öngörüye dayanarak hali hazırda bir araç üzerinde bulunan EPS sistemi için bir kontrol algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen bu algoritma ile araçların, daha önce bir sürücü tarafından yapılan manevraları daha sonra birebir uygulayarak belli bir alanda otonom gitmesi sağlanmaktadır. Böylece hergün tekrar edilen manevraların araç sahipleri tarafından tekrar edilmesi gereksinimini ortadan kaldırmaktadır.

Literatürde EPS (elektrik destekli direksiyon) kontrolü üzerine yapılmış birçok çalışmada bulunmaktadır [1], [2]. [3]'de yapılan çalışmada geçiri tabanlı kontrol uygulayarak yoldan gelen tepkilerin sürücü açısından daha iyi anlaşılması sağlanmıştır. EPS'nin kontrolü için kayan kipli kontrolcü ile çalışan sistemler de mevcuttur [4], [5]. Kademeli ve bulanık mantık tabanlı kontrol sistemlerinin tercih edildiği [6] çalışmalar da mevcuttur. Bir diğer kademeli kontrol uygulaması olarak [7]'de verilebilir. Literatürde, EPS sisteminde direksiyonun merkeze dönüş performansını arttırmaya yönelik tasarlanan kontrol algoritmaları da bulunmaktadır [8]. EPS sistemindeki titreşimleri gidermek için yapılan bir çalışmada [9] kararlılık düzenleyicinin geliştirilmesi önerilmiştir. Bir otonom araç çalışması [10] için de EPS sisteminin ethernet üzerinden araç üzerindeki bir bilgisayar ile sürülmesi sağlanmıştır. Hibrit kontrol çözümleri ile gerçek araç üzerinde denemeler de yapılmıştır [11]. İki ayrı çalışmada da geri adım tasarımına dayalı kontrolcüler geliştirilerek tork yükleme tabanlı kontrolcüler geliştirilmiştir [12], [13].

Şekil 1. Geliştirilen Sistem Döngüsü

Bu çalışmada ise klasik kontrol yöntemi olan PID üzerinde birkaç değişiklik yapılıp klasik kontrolcü yapısı ile bastırılamayan yada bastırıldığında kontrolcü cevabının yavaşlamasına sebep olan EPS cevabındaki titreşimler ortadan kaldırılmıştır. Yapılan çalışmada bir sürücünün daha önceden belirlenen bir güzergahı takip etmesi istenmiş ve ardından aynı güzergahın araç tarafından otonom olarak takip edilmesi sağlanmıştır.

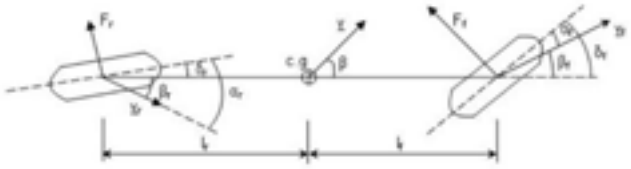
Geliştirilen yapıya ait görsel şekil - 1'de verilmiştir.

Bu çalışmaya literatürde en benzer çalışma [14]'de yapılmıştır. [14]'de yapılan çalışmada bu çalışmaya benzer şekilde kaydedilen direksiyon açısının yanı sıra aracın gerçek konumu, o konumdaki global eksen takımındaki ilerleme yönü gibi veriler de kaydedilmiş olup, GPS gibi ek algılayıcılar gerektirmektedir. Bu çalışmada ise sadece her araçta bulunan teker odometre verisi ve direksiyon açı verisi kullanılmaktadır.

II. Sistem Dinamik Modelleri

A. Araç Modeli

Çalışma düşük hızlarda gerçekleştirildiğinden dinamik model etkilerinin daha düşük olacağı öngörüsü ile hareket edilmiştir. Araç modeli olarak iki teker araç modeli tercih edilmiştir. Teker modelleri için doğrusal modelleme yöntemi tercih edilmiştir. Modelleme de kullanılan parametreler Şekil - 2'de verilmiştir.



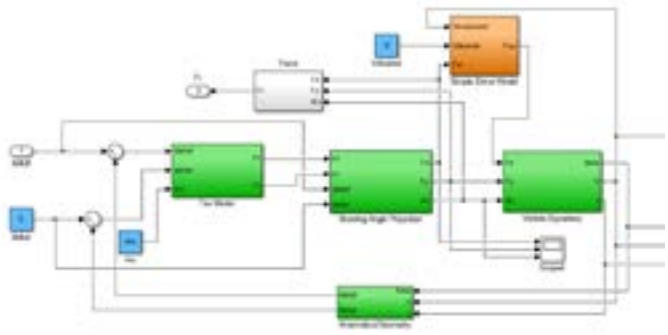
Şekil 2. İki Teker Araç Modeli

Ön ve arka tekerlere ait kuvvetler sırasıyla denklem (1) ve (2)'de gösterilmiştir.

$$F_f = \mu a_f C_f \tag{1}$$

$$F_r = \mu a_r C_r \tag{2}$$

Burada μ yol ile tekerlek arasındaki katsayı, C_f ve C_r ise ön ve arka tekerlere ait nominal dönüş sertliklerini ifade etmektedir.



Şekil 3. Araç Dinamik Modeli

Bir sonraki aşamada dönüş açısı izdüşümünden yararlanılarak araca etki eden kuvvetler denklem (3)'te elde edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \sum X \\ \sum Y \\ \sum M_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -sin\delta_f & -sin\delta_r \\ cos\delta_f & cos\delta_r \\ l_f cos\delta_f & -l_r cos\delta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_f \\ F_r \end{bmatrix} \tag{3}$$

Elde edilen kuvvetler ile aracın dinamik modeli elde edilmiş olup denklem (4)'te verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \sum mv(\dot{\beta}+\dot{\psi}) \\ \sum m\dot{v} \\ \sum J\ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -sin\beta & cos\beta & 0 \\ cos\beta & sin\beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum F_x \\ \sum F_y \\ \sum M_z \end{bmatrix} \tag{4}$$

Ardından araç kinematik hesaplamaları (5) ve (6)'da sunulmuştur.

$$\beta_f = tan^{-1}(tan\beta + \frac{\dot{\psi} l_f}{v cos\beta}) \tag{5}$$

$$\beta_r = tan^{-1}(tan\beta - \frac{\dot{\psi} l_r}{v cos\beta}) \tag{6}$$

Araç üzerine etki eden kuvvetlerden yararlanılarak yoldan gelen tepki kuvveti denklem (8)'de gösterilmiştir.

$$M_s = -d_s cos\gamma_p cos\gamma_c F_x - c_g cos\gamma_p cos\gamma_c F_y - cos\gamma_p cos\gamma_c M_z \tag{7}$$

$$F_r = \frac{cos\gamma_p cos\gamma_c}{l_n} M_s \tag{8}$$

Denklem (7)'de verilen γ_c ve γ_p açıları caster ve camber açılarını, d_s fırçalama yarıçapını, c_g tekerin yol ile geometrik girişimini ve l_n mafsal kolu uzunluğunu ifade etmektedir.

Elde edilen araç modeli şekil - 3'de gösterilmiştir.

B. EPS Modeli

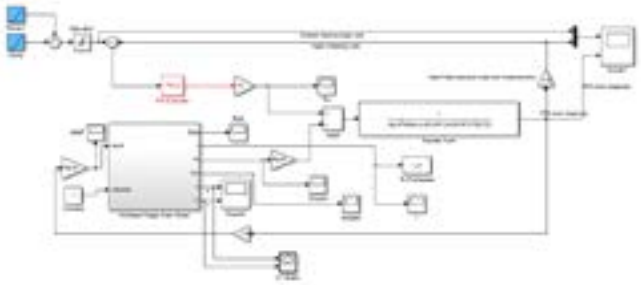
EPS modelinin oluşturulmasında [4]'den yararlanılmıştır. Denklem (9)'da belirtilen transfer fonksiyonu simüle edilmiştir.

$$J_{eq}\ddot{\theta_m} = \frac{K_c\theta_c}{N} - (\frac{K_c}{N^2} + \frac{K_r R_p^2}{N^2})\theta_m - B_{eq}\dot{\theta_m} - F_m sign(\dot{\theta_m}) - \frac{R_p}{N} F_r \tag{9}$$

Denklem (9)'da J_{eq} EPS motoru ve direksiyon kolonunun eşlenik eylemsizlik momentini, θ_m motorun açısal pozisyonunu, θ_c direksiyon kolonunun açısal pozisyonunu, K_c direksiyon sertlik katsayısını, N motor dişli oranını, K_r teker yay oranını, R_p direksiyon kolonu pinyon yarıçapını, B_{eq} eşlenik sönümleme katsayısını, F_m motor sürtünme kuvvetini ve F_r ise yoldan gelen tepki kuvvetini ifade etmektedir.

III. Kontrolcüler ve Denemeler

Bu bölümde klasik PID kontrolcüsü ile yapılmış simülasyon modeli ve aynı PID kontrolcünün araç üzerindeki cevapları gösterilmiştir. Ardından araç için geliştirilen yeni kontrolcü yapısı tanıtılmış ve yeni kontrolcü ile aracın sistem cevabı incelenmiştir.

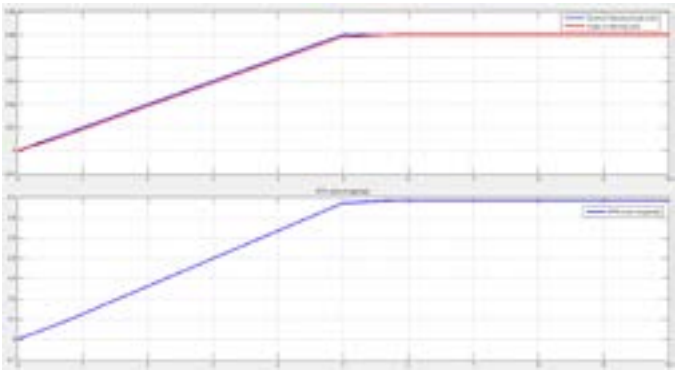


Şekil 4. Sistem Simülasyon Modeli

A. Simülasyon

Önceki bölümlerde verilen araç ve EPS modellerinden yararlanılarak bir simülasyon modeli oluşturulmuş ve bu simülasyonda EPS ile aracın yanal kontrolü sağlanmıştır. Aracın doğrusal hızı sabit kabul edilmiştir. Simülasyon modelinin görseli şekil - 4'te gösterilmiştir.

Şekil - 4'te simülasyon modeli verilen sistemin rampa fonksiyonuna cevabı şekil - 5'te verilmiştir.



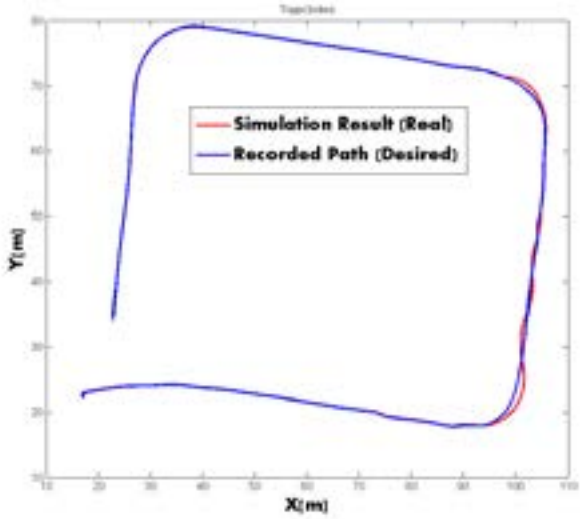
Şekil 5. Sistem Simülasyon Modelinin Rampa Fonksiyonuna Cevabı

Sistemde sadece aracın direksiyon açısı kontrol edilmiş olup doğrusal hız sabittir. Simülasyon ortamında kaydedilen güzergah global eksen takımındaki konum bilindiğinden EPS'nin çalışma performansını gözlemlemek için aracın yönelimi ile güzergahtaki bir sonraki nokta arasındaki açı kontrolcüye teker ile direksiyon arasındaki dişli katsayısı da gözetilerek referans olarak verilmiştir. Simüle edilen EPS'nin güzergah takip performansı şekil - 6'da verilmiştir.

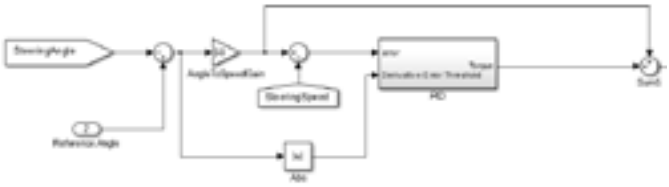
B. Önerilen Kontrolcü Yapısı

Araç üzerinde yapılan gözlemlerde direksiyonda rahatsız edici düzeyde titreşimler gözlemlenmiştir. Bu titreşimleri gidermek için ilk olarak PID yapısı korunup sadece katsayıları değiştirişmiştir. Titreşimleri baskılamak için yüksek türevleme katsayıları verilmesi gerektiği gözlemlenmiştir. Fakat PID'nin türevleme (D) katsayısı çok arttırıldığında bu sefer de direksiyonun istenen açıya gelme süresi yani sinyalin oturma süresi çok artmış ve aracın doğrusal hızı sabit olduğundan, bu gecikme aracın istenen güzergahtan sapmasına sebep olmuştur.

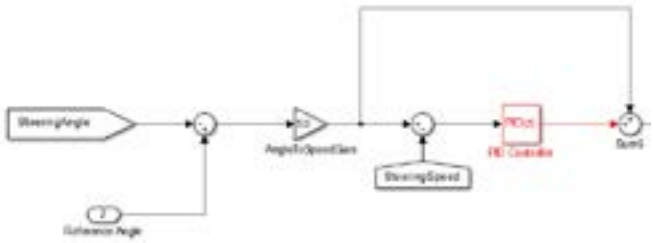
Önerilen kontrolcü yapısında ise PID'nin türevleme katsayısı başta 0 olarak verilmiş, ardından istenen direksiyon açısı



Şekil 6. EPS Güzergah Takip Performansı



Şekil 7. Çalışmada Önerilen Kontrolcü Yapısı



Şekil 8. Kıyaslama İçin Kullanılan Kontrolcü Yapısı

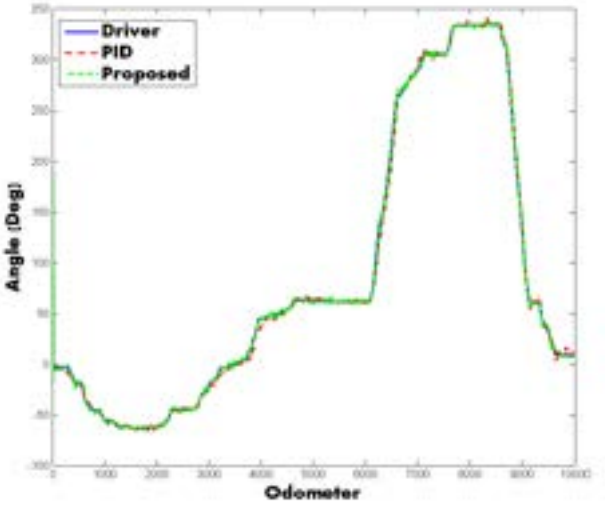
ile gerçek direksiyon açısı arasındaki fark yani hata sinyali belli bir sınırdan daha az olduğunda PID'nin türevleme işlevi aktif hale getirilmiştir. Böylece türevlemenin geçici cevap süresini arttırması engellenmiş ve türevleme bileşeni sadece sistemin kararlı yapıya geçmesi gerektiği bölgede aktif hale getirilmiştir. Bu çalışmada kullanılan kontrolcü yapısı şekil - 7'de, kıyaslama için kullanılan klasik PID yapısı ise şekil - 8'de gösterilmiştir.

C. Araç Üzeri Çalışmalar

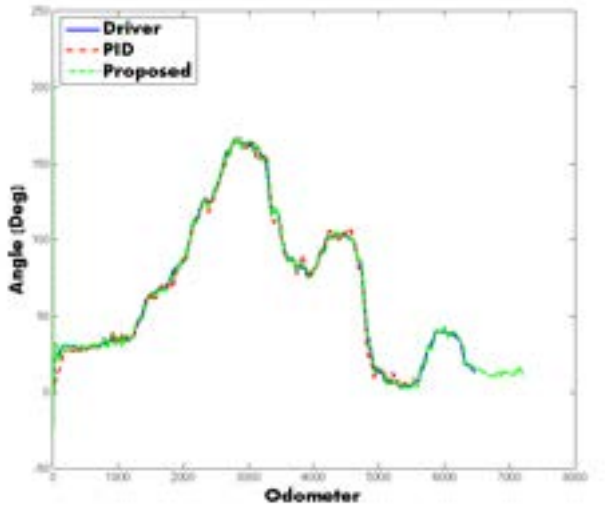
Araç üzerinde yapılan çalışmalarda ilk olarak bir sürücü daha önceden belirlenen bir güzergahı takip ederek sürüş gerçekleştirmiştir. Bu sürüş esnasında aracın odometre datası ve direksiyon açıları aynı anda kaydedilmiştir. Otonom sürüş zamanında ise kaydedilen odometre datası ile aracın o anki odometre datası eşlenmiştir. Eşleme ile ilgili pozisyondaki

kaydedilmiş direksiyon açısı da kontrolcüye referans olarak beslenmiştir.

Klasik PID kontrolcüsü ve bu çalışmada sunulan kontrolcü yapıları ile otonom sürüş tekrarlanmış ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak farklı senaryolar için şekil - 9, 10 ve şekil - 11 'de verilmiştir. Simülasyondaki dinamik model yapısı ile aracın gerçek dinamik modeli arasındaki farklar gözetilerek bir diğer PID kontrolcünün katsayıları araç üzerinde gerçek zamanlı olarak ayarlanmıştır.

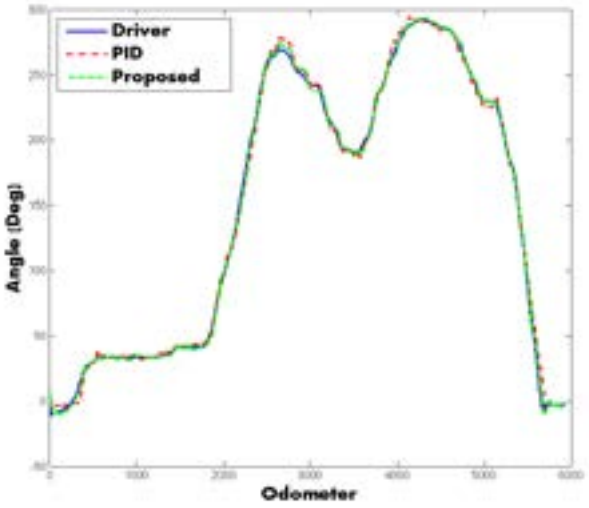


Şekil 9. Araç Üzeri Denemelerde Kontrol Yapılarının Kıyaslanması Senaryo - 1



Şekil 10. Araç Üzeri Denemelerde Kontrol Yapılarının Kıyaslanması Senaryo - 2

Araç üzerinde yapılan çalışmalarda DSpace'in microautobox platformu kullanılmış olup, CAN hattına EPS sistemine müdahale için gerekli mesajlar basılmıştır. EPS aktif hale getirildikten sonra, yine aynı platform üzerinde koşan kontrolcünün tork isterleri ile EPS sürülmüştür. Yapılan çalışmada



Şekil 11. Araç Üzeri Denemelerde Kontrol Yapılarının Kıyaslanması Senaryo - 3

EPS'nin tork limitleri gözönünde bulundurulup kontrolcü çıkışı sınırlandırılmıştır.

IV. Sonuçlar

Bu çalışmada yeni bir sensöre ihtiyaç duyulmaksızın, sadece araç üzerindeki sensörler kullanılarak statik ortamlarda otonom sürüş sağlanmıştır. Şekil - 10 ve şekil - 11'de de görüldüğü üzere referans direksiyon açı sinyali bu çalışmada sunulan kontrolcü yapısı ile daha iyi takip edilmiştir. Aradaki fark az gibi gözükse de mesafe arttıkça oluşan toplamsal hatanın gittikçe artması sonucu deneyler sırasında iki kontrolcünün izlediği yollar arasında bariz farklar oluşmuştur. Şekil - 10'da verilen PID kontrol sinyalinin deney sonuna kadar gösterilememesi de bundandır. Araç izlemesi gereken güzergahtan saptığı için fiziksel bir engel ile karşılaşmış olup, kaza riskinin engellenmesi adına deneye son verilmiştir. Bu çalışmada sunulan kontrolcü ise her iki senaryoda da başarılı bir şekilde otonom sürüşü gerçekleştirmiş olup, iki ayrı deneyi de başarılı bir şekilde tamamlamayı başarmıştır. Önerilen kontrolcü sadece daha düşük hata seviyelerine ulaşmakla kalmamış, aynı zamanda direksiyondaki titreşimleri de ciddi oranda sönümleyerek daha konforlu bir yolculuk deneyimi sağlamıştır.

Eğer aracın, global eksen takımındaki hareket modeli de sisteme eklenirse toplamsal hataların her iki kontrolcü ile sönümlenebileceği aşikardır. Fakat bu çalışmanın amacı yeni sensörler olmaksızın statik ortamlarda otonom sürüşün sağlanması olduğundan, yeni sensörleri gerektirecek modellemeler çalışmaya dahil edilmemiştir.

Kaynakça

[1] M. Park, S. Lee, M. Kim, J. Lee, and K. Yi, "Integrated differential braking and electric power steering control for advanced lane-change assist systems," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, vol. 229, no. 7, pp. 924–943, 2015.

[2] R. C. Chabaan, "Optimal control and gain scheduling of electrical power steering systems," in *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2009, pp. 53–59.

[3] T. Yang, "A new control framework of electric power steering system based on admittance control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 762–769, March 2015.

[4] A. Marouf, M. Djemai, C. Sentouh, and P. Pudlo, "A new control strategy of an electric-power-assisted steering system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3574–3589, Oct 2012.

[5] A. Marouf, M. Djemai, C. Sentouh, and P. Pudlo, "Sensorless control of electric power assisted steering system," in *2012 20th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED)*. IEEE, 2012, pp. 909–914.

[6] J. Perez, V. Milanes, and E. Onieva, "Cascade architecture for lateral control in autonomous vehicles," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 12, no. 1, pp. 73–82, March 2011.

[7] X. Chen and K. Li, "Robust control of electric power-assisted steering system," in *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2005, pp. 473–478.

[8] J.-H. Kim and J.-B. Song, "Control logic for an electric power steering system using assist motor," *Mechatronics*, vol. 12, no. 3, pp. 447–459, 2002.

[9] D. Lee, K. Kim, and S. Kim, "Controller design of an electric power steering system," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 26, no. 2, pp. 748–755, March 2018.

[10] V. Milanés, J. Pérez, E. Onieva, C. González, and T. De Pedro, "Electric power controller for steering wheel management in electric cars," in *2009 Compatibility and Power Electronics*. IEEE, 2009, pp. 444–449.

[11] J. E. Naranjo, J. Vinuesa, C. González, R. García, T. de Pedro, and I. Parra, "Hybrid steering control for intelligent vehicle. navigation," in *ICRA 2007 Workshop: Planning, Perception and Navigation for Intelligent Vehicles*, 2007.

[12] W. Kim, Y. S. Son, J. Y. Yu, C. M. Kang, and C. C. Chung, "Torque overlay based robust steering wheel angle control for lateral control using backstepping design," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 12 035–12 041, 2014.

[13] W. Kim, Y. S. Son, and C. C. Chung, "Torque-overlay-based robust steering wheel angle control of electrical power steering for a lane-keeping system of automated vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 4379–4392, 2016.

[14] T. Hellstrom and O. Ringdahl, "Follow the past: a path-tracking algorithm for autonomous vehicles," *International journal of vehicle autonomous systems*, vol. 4, no. 2, pp. 216–224, 2006.

EEMKON 2019

ELEKTRONİK VE YENİ TEKNOLOJİLER SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

Görüntü İşleme Temelli Dost - Düşman Algılama Sistemi

Faruk Ahmet Kara[1], Kaan Bal[2], Furkan Kızılkoca[3], Şuayb Çağrı Yener[4*]

[1234]*Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 54050 Esentepe/SAKARYA*

[1]*faruk.kara3@ogr.sakarya.edu.tr* [2]*b140100048@sakarya.edu.tr* [3]*b140100018@sakarya.edu.tr*
[4]*syener@sakarya.edu.tr*

Özet: Askeri alandaki ilerlemeler, ülkelerin güvenlikleri açısından son derece kritik öneme sahip olmakla birlikte, bu alana yönelik teknolojilerin gelişimine de doğrudan bağlıdır. Çeşitli aygıtlarla elde edilen görüntülerin sayısallaştırılarak ardından farklı amaçlarla analizi ve kullanımına dayanan görüntü işleme teknikleri, günümüzde çeşitli uygulamalarda önemli olanaklar sağlamaktadır. Bu çalışmada askeri operasyonlarda kullanılmak üzere kamuflaj üzerindeki bayrağın görüntü işleme ve makine öğrenmesi yöntemleri ile tespiti yapılmıştır. Bayrak tespiti için görüntünün ayırt edici özellikleri çıkarılmıştır. Daha sonra elde edilen özellikler kullanılarak SVM (Support Vector Machine - Destek Vektör Makinesi) yöntemi ile makine öğrenmesi yapılmıştır. Çeşitli test görüntüleri kullanılarak bu sınıflandırmaya uygun biçimde "dost" ve "düşman" algılaması yüksek başarımla yapılmıştır.

1. GİRİŞ

Askeri alandaki ilerlemeler ülkelerin güvenliği ve gelişmişlik seviyesi açısından stratejik bir öneme sahiptir. Savunma sanayisinin gelişiminde ülkeler için bu sistemlerin ekonomik yönünün yanı sıra yerli ve milli olarak üretilmelerinin de büyük önemi vardır. Günümüzdeki askeri operasyonlar ve bunların yoğunluğu dikkate alındığında, bu alana yönelik gelişmiş teknolojik sistemler bu alana yönelik gelişmiş çözümler sağlamaktadır. Askeri birlikler içerisinde operasyon ya da gözetleme anında dost-düşman tanımlamalarının en hızı ve en yüksek doğrulukta yapılmasının gerekliliği açıktır.

Görüntü işleme, herhangi bir aygıt aracılığıyla alınan görüntüler üzerinde belli amaçlara yönelik işlem gerçekleştirmeyi sağlayan tekniktir. Görüntü işleme; herhangi bir görüntünün netliğini artırma, görüntü üzerinde bulunan herhangi bir nesnenin elde edilebilmesi ya da nesnelerin tanımlanabilmesi gibi birçok amaçla kullanılmaktadır. Herhangi bir görüntünün yazılım aracılığıyla kullanılabilmesi için sayısallaştırılması gerekmektedir. Sayısallaştırma, görüntünün renk bilgilerinin kodlandığı diziler halinde elde edilmesidir. Literatürde görüntü işleme temelli yapılan farklı alanlara yönelik çalışmalar bulunmaktadır [1]-[3].

Makine öğrenmesi matematiksel ve istatistiksel yöntemler kullanarak mevcut verilerden çıkarımlar yapan, bu çıkarımlarla bilinmeyene dair tahminlerde bulunan bir yöntemdir [4]-[6]. SVM (Support Vector Machine - Destek Vektör Makinesi) yöntemi, derin öğrenme, yapay sinir ağları gibi çeşitli değişik metotlar bu alana yönelik kullanılmaktadır. SVM yöntemi aranan nesnenin tespitine yönelik sınıflandırma algoritmalarında önemli olanaklar sağlamaktadır. [4]-[7]. SVM temelli çalışmalar literatürde yer almaktadır. [5]-[11]. Bu algoritmaları kullanan çalışmalardan birinde destek vektör makineleri kullanılarak epileptik atakların belirlenmesi gerçekleştirilmiştir [7].

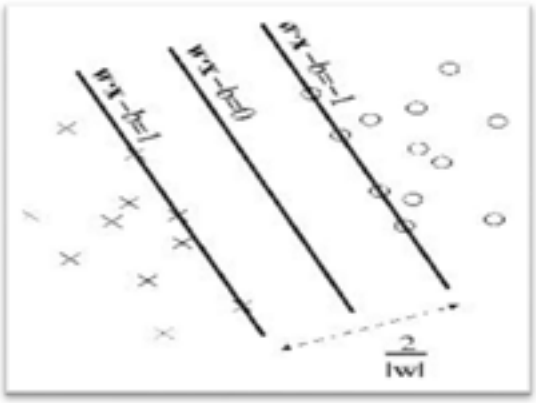
SVM'in askeri uygulamalarda kullanılmasına yönelik literatürde çeşitli çalışmalar bulunmakta olup, yöntem tanımlanan problemin çözümünde önemli olanaklar katmaktadır [12-16]. [12]'de askeri operasyonlarda keşif amaçlı yapılan bu projede SVM metodu kullanılmış. Tüm plan örnekleri tam tamsayı dize gösterimlerinden farklılaştırma kapasitesi yüksek bir faktörler alt kümesine yansıtılmıştır. Bu kümelerin öngörülen plan örnekleri verilen her küme için destek vektörlerini öğrenmek üzere önceki sınıflandırmayı kullanarak SVM tarafından denetimli öğrenmeyi uygulanmıştır. [13]'te askeri araçların ürettiği sismik ve akustik sinyaller kullanılarak askeri araç türleri SVM dâhil olmak üzere dört farklı sınıflandırma yöntemiyle sınıflandırılmıştır. Deniz hedeflerinin tespiti için HSV renk boyutunda SVM sınıflandırma metodu kullanılmıştır [14]. Bu sınıflandırma yolu ile deniz üzerinde ki askeri araçların varlığı tespit edilmiştir. [15]'te kamuya açık veri tabanından alınan görüntüler yardımı ile SVM metodu kullanılarak üç eski Sovyet Birliği askeri aracı sınıflandırılmıştır. Bu sayede bu araçların askeri operasyonlarda tanınması sağlanmıştır. Otomatik, makine görüşüne dayalı bir askeri personel tanıma ve sınıflandırma sistemi [16]'da sunulmaktadır. Sınıflandırma Google görüntüleri ve seçilen askeri web sitelerinden alınan Ordu, Hava Kuvvetleri ve Donanma kamuflaj üniforma personel veri kümeleri setleri bir Destek Vektör Makinesi (SVM) kullanılarak yapılmıştır.

Bu çalışmada görüntü işleme temelli dost - düşman algılama sistemi oluşturulmuştur. Çalışma şu şekilde organize edilmiştir: Bu giriş bölümünün ardından, çalışmanın ikinci bölümünde, kullanılan görüntü işleme tekniklerine uygun olarak, özellik çıkartılması ve veri tabanı oluşturulması gibi işlemler yapılmıştır. Dost olarak Türk bayrağı taşıyan Türk askeri temel alınmıştır. Bayrağın özelliklerinin çıkartılması görüntü işleme metotları ile gerçekleştirilmiştir. Çıkarılan özellikler baz alınarak SVM ile sınıflandırarak makine öğrenmesi yapılmıştır. Çalışmanın gerçekleme aşamaları ve gerçeklenen sistemin çalışması dördüncü bölümde sunulmuştur. Çalışma sonuç bölümüyle bitirilmiştir.

2. MATERYAL VE METOT

Görüntü işleme ve makine öğrenmesi için yazılım platformu olarak MATLAB tercih edilmiştir. MATLAB yazılım dili olarak matris veri yapısına dayanması ve görüntü işleme için daha kullanışlı olmasının yanı sıra içinde bulundurduğu Image Processing Toolbox v.b (CACSD), paketleri ile bu projenin daha hızlı ve daha anlaşılır olmasını sağlamaktadır.

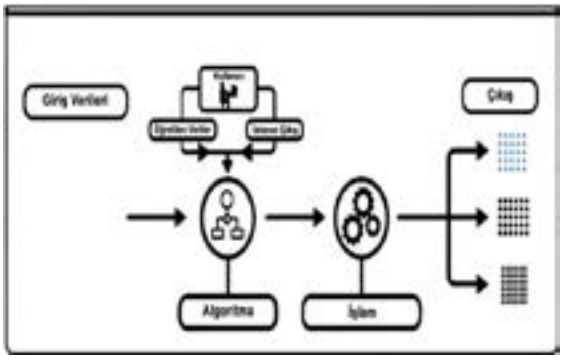
Makineyi düzgün yönetmek için kullanılacak veri setleri son derece önemlidir. Giriş değerleri ve çıkışta istenen değerler doğru şekilde verilmelidir. Veriler tam olarak iki sınıfa sahipken bir destek vektör makinesi (SVM) kullanılabilir.[7]-[11] Bir SVM, bir sınıfın tüm veri noktalarını diğer sınıfınkilerden ayıran en iyi hiper düzlemi Şekil 1'deki gibi bularak verileri sınıflandırır. Bir SVM için en iyi hiper düzlem, iki sınıf arasında en büyük kenar boşluğuna sahip olan anlamına gelir. Kenar boşluğu, iç veri noktaları bulunmayan hiper düzleme paralel döşemenin maksimum genişliğini ifade eder. Bu çalışmada dost ve düşman olarak sınıflandırma yapılmış ve veri setleri bu sınıflara göre verilmiştir.



Şekil 1. SVM sınıfları sınır çizgileri

3. ÖNERİLEN DOST-DÜŞMAN TANIMA SİSTEMİ

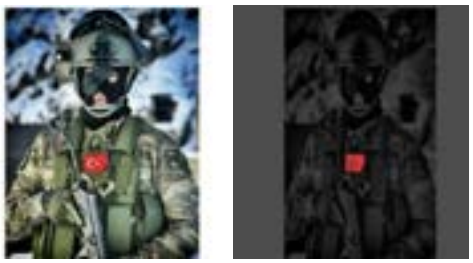
SVM ile makine öğrenmesi temelli süreç öncesinde sınıflandırma yapılabilmesi için Şekil 2'de verildiği gibi sınıflar belirlenmiş ardından her sınıf için belirli sayıda görüntü veri tabanı olarak MATLAB ortamına yüklenmiştir.



Şekil 2 Makine öğrenmesi süreç şeması

Görüntüler sınıflandırılırken birbirlerinden ayırt edilebilmesi için özelliklerinin çıkarılması gerekmektedir [17],[18]. Bu projede aranan bayrağın ayırt edici özelliklerinden biri kırmızı renk olduğu için yüklenen görüntülerin öncelikle Şekil 3'te görüldüğü üzere kırmızı renk dışındaki kısımları karatılarak tekrar geri veri tabanı olarak yüklenmesi sağlanmıştır. Bu şekilde özelliği çıkartılacak ve makineye öğretilecek verilerin dikkat edilmesi gereken hususları ön plana çıkartılmıştır.

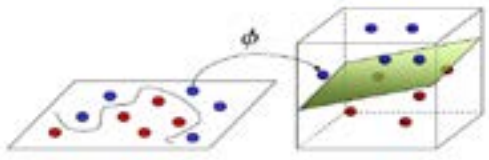
Askeri kamuflaj üzerindeki Türk Bayrağı'nın tespiti için, Türk Bayrağı'nın karakteristik özelliklerinden faydalanılmıştır. Türk Bayrağı'nın karakteristik özelliklerinden olan renk faktörü önemli ve büyük bir etkendir. Ayrıca ay ve yıldızın sahip olduğu geometrik özellikler de bayrağın tespitinde önemli bir yer tutar.



(a) (b)

Şekil 3. (a) Orijinal fotoğraf, (b) kırmızı rengi çıkarılan görüntü

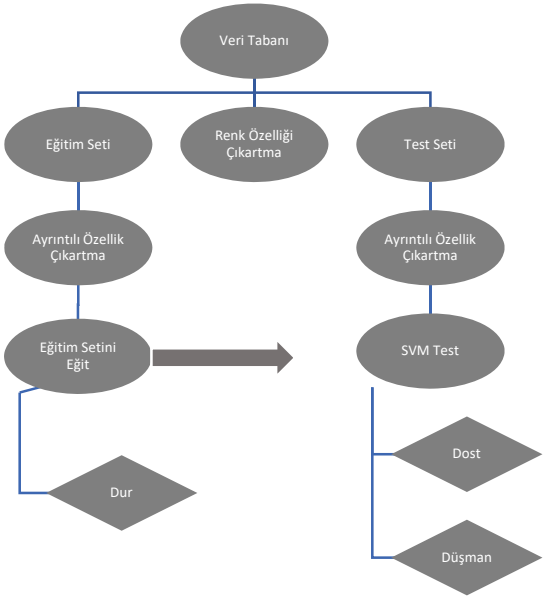
Yeni görüntüler ile birlikte eğitim için yeterli olduğu görülen veri tabanındaki datalar "Eğitim Seti" ve "Test Seti" olarak iki parçaya ayrılır. Test Seti sistemin kendi içinde görüntüleri test etmesi için Eğitim Seti ise makine öğrenmesinde kullanılmak için oluşturulmuştur. Test Seti veri tabanının %30'unu, Eğitim Seti ise %70'ini kullanır. Oluşturulan setlerin 'BagofFeatures' kodu ile Şekil 4'de gösterildiği gibi ayrıntılı özellikleri çıkartılır.



Giriş uzayı **Özellik uzayı**

Şekil 4. Özellik çıkartma

Eğitim setindeki veriler çıkartılan ayrıntılı özellikler üzerinden eğitilir. Eğitilen veriler Test Seti üzerinden test edilir. Sistem doğru sınıflandırma yapmak için Şekil 5'te verilen adımlara uygu biçimde çalıştırılmaktadır.



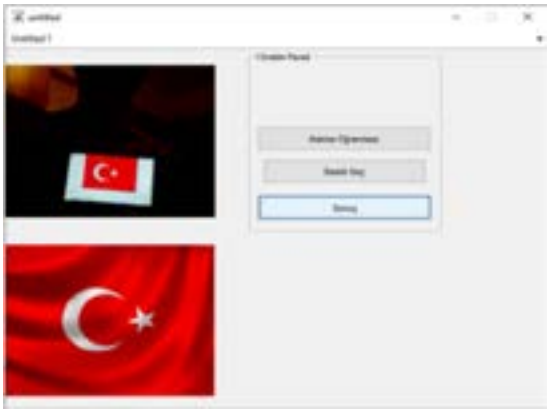
Şekil 5. Akış diyagramı

4. GERÇEKLENEN SİSTEM

Bu çalışmada MATLAB programında daha sistematik işlem yapılabilmesi için GUI kullanılarak bir arayüz oluşturulmuştur. GUIDE MATLAB'ın GUI tasarımcılarına sunduğu içerisinde çeşitli araçlar içeren ve kolaylık sağlayan bir grafiksel GUI geliştirme ortamıdır. GUIDE kullanılarak tıkla ve sürükle-bırak tekniği ile GUI ara yüzüne nesneler (örneğin butonlar, text kutuları, liste kutuları, grafikler vs.) kolaylıkla eklenebilir. GUI temeli bu tasarım ileride gerçekleştirilebilecek gömülü sistem temelli bir tasarım için de uygundur.

Bu çalışmada GUI ortamında hazırlanan arayüzde sınıflandırılacak fotoğraf için bir axes bölmesi ve hangi sınıfta olduğunu göstermek amaçlı kullanılacak bir axes bölmesi ile toplamda iki axes bölmesi kullanılmıştır. Kullanıcının denetleme yapmadan önce makine öğrenmesi yapması gerekmektedir. Bunun için arayüzde 'Makine Öğrenmesi' butonu kullanılmıştır. Bu butona tıklandığında MATLAB GUI'de bu butona ait bir alt fonksiyonu çalıştırır. Bu alt fonksiyon içerisinde makine öğrenmesini gerçekleştiren kodlar bulunmaktadır. Makine öğrenmesi yapıldıktan sonra denetlenecek görüntünün yüklenmesi gerekmektedir. Bu alt fonksiyonda webcam kullanılarak bir fotoğraf çekilmesi istenmiştir. Çekilen fotoğraf başta hazırlanan axes noktasında gösterilir. Çekilmiş olan fotoğrafın içerisinde Türk Bayrağı'nın olup olmadığının denetlenmesinin yapılması için 'sonuç' butonu kullanılır. Bu alt fonksiyonda karşılaştırma yapılır. Görüntü içerisindeki sorgulama sonucunda eğer Türk Bayrağı'na rastlanmışsa önceden belirlenen axes noktasında Şekil 6'da görüldüğü gibi bir Türk Bayrağı eğer Türk Bayrağı bulunamamışsa Şekil 7'de görüldüğü gibi 'Düşman' yazılı bir görsel ile karşılaşılır.

Gerçeklenen bu sistemde fiziksel ekipman olarak Şekil 8'de gösterildiği gibi kodların çalıştırıldığı bir bilgisayar fotoğraf çekmek için bir webcam kullanılmıştır.



Şekil 6. Başarılı olarak "dost" algılama sonucu

Şekil 7. Başarılı olarak "düşman" algılama sonucu

Şekil 8. Sistemin fiziksel görünümü

5. SONUÇ

Bu çalışmada görüntü işleme ve makine öğrenmesi kullanılarak dost düşman tanıma sistemi yapılmıştır. Sistemin doğru çalışma kriteri, Türk Bayrağı'nın askeri kamuflaj üzerinde bulunup bulunmadığının tam ve doğru tespitine dayanmaktadır. Sistem bu kritere göre "dost" ya da "düşman" asker olarak sınıflandırma yapmaktadır.

Elde edilen herhangi bir askeri fotoğraf üzerinde Türk Bayrağı tespiti korelasyon yöntemi ile de yapılabilir. Ancak çekilen fotoğraftaki bayrak ile veritabanında tanımlı bayrak arasında geometrik ve ölçüm özellikleri açısından uyumsuzluk olabilir. Bu durumdan kurtulmak amacıyla taraması gerçekleştirilecek Türk Bayrağı için veri özelliklerini artırmak bir çözümdür. İkinci bir çözüm yöntemi ise yüklenen fotoğrafın yatay ve dikey yönde germe gibi değişiklerin uygulanmasıdır. Ancak denenen bu iki çözüm yolunda da orijinal ile değişiklik uygulanan fotoğraflar arasında bir eşik değer tanımı söz konusu olmadığından yeterli düzeyde başarı sağlayamamıştır. Bu anlamda herhangi bir şekilde deneysel olarak belirlenebilecek bir kriterde korelasyonun bulduğu en yüksek değer aranan veriyi (yani Türk Bayrağı'nın konumu) sağlayamamaktadır.

Bu çerçevede çalışma kapsamında doğruluğu en yüksek olarak belirlenen çözüm olarak SVM algoritması kullanılmıştır. SVM algoritması ile yapılan bu ikili sınıflandırma başarı oranı %85 civarındadır. Sistemin başarımının gerçek biçimde tespiti için zorlayıcı nitelikte test fotoğrafları kullanılmıştır. Bunların bazılarında Türk Bayrağı'nın karakteristik özellikleri fotoğrafa tam olarak yansımamıştır. Daha fazla sayıda ve çeşitte test fotoğrafı kullanılarak başarım oranının arttığı gözlenmiştir.

Bu çalışmada sunulan sistem PC temelli olarak gerçekleştirilmiştir. Yazarlar gelecekte bu çalışmanın daha performanslı ve hızlı çalışan halini gömülü sistem temelli bir gerçekleme üzerinde çalışmayı amaçlamaktadır. Bu tüm bir sistem insansız hava araçları başta olmak üzere karada ve havada hareket halindeki askeri araçlar üzerinde kullanılabilir.

Kaynakça

[1] "Space Technology Hall of Fame:Inducted Technologies/1994". Space Foundation. 1994.

[2] Veysi Gökhan, Prof. Dr. Arif Nacaroğlu, "Design of The Fast Gaussian Fılters For Image Processing Applications",2019,

[3] Azriel Rosenfeld, Picture Processing by Computer, New York: Academic Press, 1969.

[4] A.Shoeb and J Guttag, "Application of Machine Learning To Epileptic Seizure Detection."

[5] I.Guler and E.D.Ubeyli , "Multiclass Support Vector Machines for EEG-Signals Classification," IEEE Trans.Inf.Technol.Biomed,vol.11,no.2,pp.117 126,Mar.2007.

[6] J. Yoo, "On-chip epilepsy detection: Where machine learning meetspatient-specific healthcare" in 2017 International SoC Design Conference (ISOCC), 2017, pp. 146-47.

[7] Furkan Hasan Sakaci, Emine Cetiner, Suayb Cagri Yener, Destek Vektör Makineleri Algoritması Kullanılarak Epileptik Atakların Belirlenmesi,2019.

[8] Hua Li ,YongXin Zhang, "An Algorithm of Soft Fault Diagnosis for Analog Circuit Based on The Optimized SVM by GA" , The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 2009

[9] Yan Yang, Juan Wang, and Yongyi Yang "Improving SVM Classfier with Prior Knowledge in Microcalcification DetectionT" Department of Electrical and Computer Engineering, Illinois Institute of Technology, 2012

[10] M. Kang and N. J. Jameson, "Machine Learning: Fundamentals," in Prognostic and Health Management of Electronics, Chichester, UK: John Wiley and Sons Ltd, 2018, pp. 85-109

[11] Y. Zhang et al. "Multi-kernel extreme learning machine for EEG classification in brain-computer interfaces" Expert Syst. Appl., vol. 96,pp. 302 310, 2018.

[12] Johan Schubert ; Anna Linderhed "Learning boundaries on military operational plans from simulation data" IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. 2011

[13] Hanguang Xiao ,Congzhong Cai,Qianfei Yuan "A Comparative Study of Feature Extraction and Classification Methods for Military Vehicle Type Recognition Using Acoustic and Seismic Signals" Advanced Intelligent Computing Theories and Applications. With Aspects of Theoretical and Methodological Issues . 2007.pp 810-819

[14] Saeed Mirghasemi ; Ehsan Banihashem "Sea target detection based on SVM method using HSV color space" IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD).2009

[15] Victor-Emil NEAGOE, Serban-Vasile CARATA, Adrian-Dumitru CIOTEC " An Advanced Neural Network-Based Approach For Military Ground Vehicle Recognition In Sar Aerial Imagery " SCIENTIFIC RESEARCH AND EDUCATION IN THE AIR FORCE-AFASES 2016

[16] Martins E. Irhebhude∗, Eran A. Edirisinghe " Personnel Recognition in the Military using Multiple Features" International Journal of Computer Vision and Signal Processing, 5(1), 23-30(2015).

[17] Rafael C. Gonzales , Richard E. Woods , Sayısal Görüntü İşleme , Palme Yayıncılık, 2017

[18] Rafael C. Gonzales , Steven L. Eddins, Richard E. Woods , Digital Image Processing Using MATLAB, 2004.

Hidrokarbon Grubu Gazların Kızılötesi Optik Gaz Algılama Sistemi Modellemesi Ve Frekans Cevabı Analizi

Şeymanur Topuk
UESTCO Enerji Sistemleri Ltd. Şti. Ümraniye/İstanbul
seymanurtopuk@gmail.com
seymanur.topuk@uestco.com

Abstract–In this work, the system MATLAB/Simulink modeling has been performed by using thermopile sensor technology and infrared spectrum analysis method of flammable/combustible -hydrocarbon group- gases in the environment. This is a preliminary study of an industrial product system.

Özetçe– Bu çalışmada, ortamda bulunan yanıcı/patlayıcı -hidrokarbon grubu- gazları termopil sensör teknolojisi ve kızılötesi spektrum analizi yönteminden yararlanarak, kızılötesi (IR) gaz ölçüm sistemin MATLAB/Simulink modellemesi yapılmıştır. Endüstriye yönelik yapılan bu çalışma, endüstriyel ürün niteliği taşıyan bir sistemin ön çalışmasıdır.

I. GİRİŞ

Yanıcı/patlayıcı gaz ölçüm sistemlerinde çeşitli sensör teknolojileri kullanılmaktadır. Katalitik ve kızılötesi bunlardan en yaygın olanlarıdır.

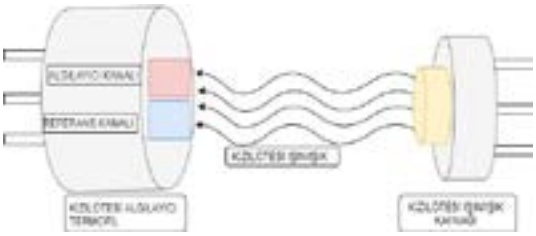
Katalitik tabanlı gaz ölçüm sistemleri, kullanılan en eski ve en basit yapıya sahip sistemlerdir. Hidrokarbon grubu yanıcı/patlayıcı gazlarını (metan, bütan, propan vb.) yakarak gaz tespiti yapar, miktara bağlı elektriksel bir çıktı üretir. Bu sistemlerde 'Pellistör' kullanılır. Ortamdaki gaz miktarına bağlı olarak değişen sıcaklık, bir karşılaştırma devresi ile ölçülerek algılama yapılır. Pellistörler, gaza uzun süre veya yüksek oranda maruz kalması ile ömürleri kısalır veya bozulur. Zehirlenme olarak adlandırılan bu durum sürekli ve düzenli kalibrasyon zorunluluğunu da beraberinde getirir.[1]

Kızılötesi (IR) gaz ölçüm sistemleri diğer yöntemlere göre oldukça yeni ve modern olmakla birlikte endüstride kullanımı gittikçe yaygınlaşmaktadır. Katalitik gaz ölçüm sistem bir ortamdaki tüm yanıcı/patlayıcı (metan, bütan, propan vb.) gazı algılarken, kızılötesi gaz ölçüm sisteminde tek bir gaza (sadece metan gibi) yönelik bir gaz tespiti yapar. Ayrıca, katalitik gaz ölçüm sistem, yanıcı/patlayıcı gaza direkt olarak bir tepkimeye girerken kızılötesi gaz ölçüm sistemlerinde bu durum söz konusu değildir. Bundan dolayı kızılötesi gaz ölçüm sistemin çalışma ömrü diğer yöntemlere göre daha uzundur. Endüstriyel anlamda, daha uzun ömürlü olan sistemler maliyet düşürücüdür. Bu nedenle, kızılötesi gaz ölçüm sistemlerinin endüstrideki yeri hızla artmaktadır.

Kızıötesi gaz ölçüm sistemlerinde kızılötesi algılayıcılar kullanılmaktadır. Kızılötesi algılayıcılardan olan termopiller, kızılötesi ısı ve ışımalara karşı çok küçük elektrik enerjisi üretir.

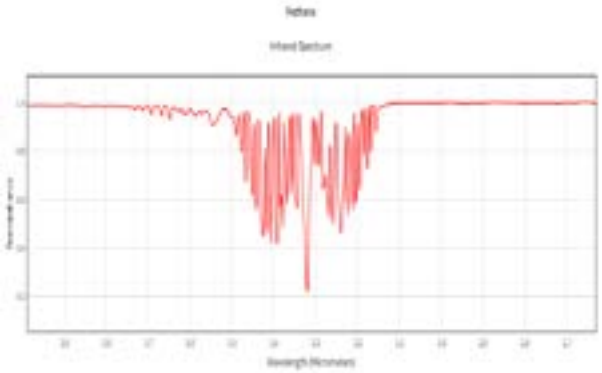
Tipik olarak bu sistem, bir kızılötesi ışık kaynağı ve bir kızılötesi ışık algılayıcıdan oluşur. Kızılötesi (IR) algılama yöntemi, kızılötesi ısı/ışımanın belirli dalga boylarında emilimine dayanır. Genellikle iki kanallı termopiller kullanırken, tekli ve çok kanallı termopiller de bulunmaktadır. Bu çalışmada iki kanallı termopil modellenmiştir. Birinci kanalı (algılayıcı kanalı) sönümleme dalga boyunda, ikinci kanal (referans kanalı) sönümleme dalga boyunun dışında seçilir. (Şekil 1).

Bunlara ek olarak, ortamda bulunan yanıcı/patlayıcı gazları dünya standartlarında belirlenmiş 'LEL' birim cinsinden ölçüm yapılır. Alt Patlama Sınırı(Lower Explosion Limit(LEL)) olan bu birim, yanıcılık sınırını temsil eder ve hacimsel olarak yanma ve patlama oluşturabilecek en az gaz miktardır. 100 LEL, yanıcı/patlayıcı gazların yanması/patlaması için gerekli olan minimum hacimsel miktardır.



Şekil 1: Kızılötesi algılayıcı şematik modeli

Şekil 2'de görülen hidrokarbon grubuna ait olan metan gazının kızılötesi ışımaya vermiş olduğu geçirgenlik görülmektedir. Kızılötesi ışığı, 3.3-3.4 μm de %20 geçirdiği görülmektedir. Bundan dolayı, kaynak ile algılayıcı arasında metan (yanıcı/patlayıcı) gaz bulunursa algılayıcıya iletilen ışıma seviyesi düşer ve algılayıcı kanalında daha az ışık sönümlenmesi olur ve miktara bağlı elektriksel bir çıktı üretir. Referans kanalındaki sönümlenme dalga boyunda dışında bir optik filtre seçildiğinden dolayı sönümlenme ve elektriksek çıktısı yanıcı/patlayıcı gazın varlığından etkilenmez. Gaz konsantrasyonu, iki kanalın elektriksel çıktı arasındaki bağıl değerler karşılaştırılarak belirlenir.



Şekil 2: Metan gazının IR spektrumdaki, geçirgenlik vs dalga boyu analizi[2]

II. KIZILÖTESİ KAYNAĞIN VE KIZILÖTESİ ALGILAYICININ MODELLENMESİ

A. KIZILÖTESİ KAYNAĞIN MODELLENMESİ

Endsütride bir çok kızılötesi kaynak seçeneği vardır. Bu çalışmada, Heimann HSL EMIRS Serisi referans alınmıştır. Kızılötesi kaynak, belirli aralıkla (belirli frekansla) çalıştırılır. Bunun nedenleri, kaynağın ısınarak enerji kaybına yol açmaması, enerjiden tasarruf edilerek kullanım ömrünü arttırılması (Şekil 6) ve en önemlisi ise frekans cevabını analizini yapmaya olanak sağlamasıdır. Şekil 6'da görülen, 'Isınma zaman sabiti' ve 'Soğuma zaman sabiti' bilgilerinden yararlanarak ikinci dereceden transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi çıkarılmıştır.

Isınma zaman sabitine göre;

$$ZamanSabiti = 11 \ \ [ms], \ \ 11\ 10^{-}3[s] \tag{1}$$

$$\frac{1}{ZamanSabiti} = a, \ \ a = 90,9091 \tag{2}$$

Oturma süresi

$$Ts = \frac{4}{a} = 0,0440[s] \tag{3}$$

Yükselme süresi

$$Tr = \frac{2,2}{a} = 0,0242[s] \tag{4}$$

İkinci dereceden bir sistem olarak varsayarsak;

$$Tf = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega\zeta + \omega_n^2} \tag{5}$$

Sistemi 'Kritik Sönümleme' olduğunu varsayarak;

$$\zeta = 1 \tag{6}$$

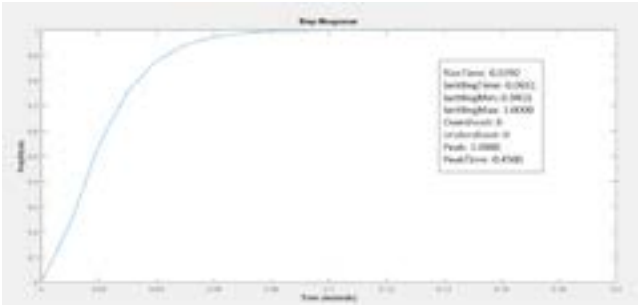
Bu durumda;

$$\omega_n = 90,9091 \tag{7}$$

Böylece ikinci dereceden transfer denklemimiz;

$$Tf_1 = \frac{90,9091^2}{s^2 + 2(90,9091)(1) + 90,9091^2} \tag{8}$$

Tf1 transfer fonksiyonun adım fonksiyonuna cevabı Şekil 3'deki gibidir.



Şekil 3 : Tf1'in Adım Fonksiyon Cevabı

Soğuma zaman sabitine göre;

$$ZamanSabiti = 17 \ \ [ms], \quad 17\ 10^{-}3 \ \ [s] \tag{9}$$

$$\frac{1}{TimeConstant} = a, \ \ a = 58.8235 \tag{10}$$

Oturma süresi

$$Ts = \frac{4}{a} = 0,0680 \ [s] \tag{11}$$

Yükselme süresi

$$Tr = \frac{2,2}{a} = 0,0374 \ [s] \tag{12}$$

İkinci dereceden bir sistem olarak varsayarsak;

$$Tf = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega\zeta + \omega_n^2} \tag{13}$$

Sistemi 'Kritik Sönümleme' olduğunu varsayarak;

$$\zeta = 1 \tag{14}$$

Bu durumda;

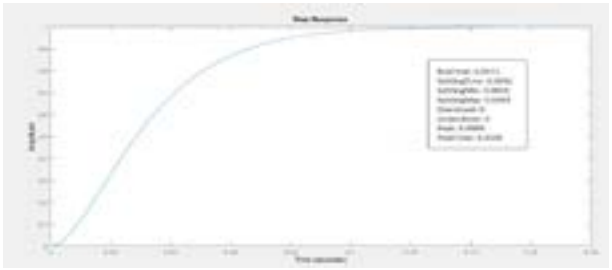
$$\omega_n = 58.8235 \tag{15}$$

Böylece ikinci dereceden transfer denklemimiz;

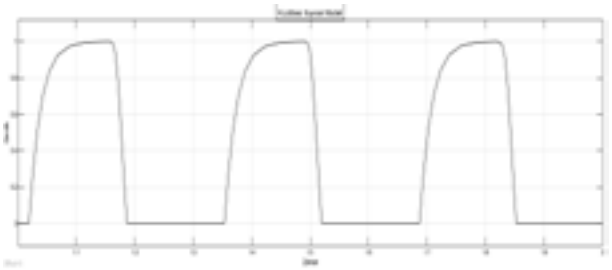
$$Tf_2 = \frac{58.8235^2}{s^2 + 2(58.8235)(1) + 58.8235^2} \tag{16}$$

Tf2 transfer fonksiyonun adım fonksiyonuna cevabı Şekil 4'teki gibidir.

Şekil 7'de görüldüğü gibi, kızılötesi kaynağın maksimum sinyal genliğini elde edilebilmesi için ışın kaynağının sürülme frekansının (modülasyon frekansı) 1-2 Hz arasında olması gerektiği görülmektedir. Kızılötesi algılayıcı ve ölçüm periyodunu göz önünde bulundurulduğu için 3 Hz sürülmesi tercih edilmiştir. Kızılötesi kaynağının, 3 Hz darbe fonksiyonuna cevabı Şekil 5'teki gibidir.



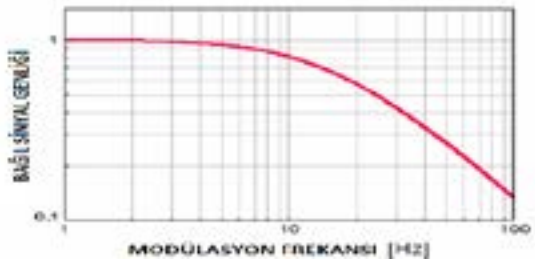
Şekil 4 : Tf2'in Adım Fonksiyon Cevabı



Şekil 5 : Kızılötesi kaynağının Darbe Fonksiyon ([3Hz]) Cevabı

Elektriksel karakteristik (Tc=25°C)					
Parametre	Min	Typ	Max	Birim	Koşul
Isınma Zaman Sabiti		11		ms	
Soğuma Zaman Sabiti		17		ms	
Kullanım Ömrü		>40000		saat	%50 görev çevrimi

Şekil 6: Heimann HSL EMIRS Serisi Elektriksel Karakteristik Tablosu[3]



Şekil 7: Heimann HSL EMIRS Serisine Ait Modülasyon ve Bağıl Sinyal Genliği [3]

B. KIZILÖTESİ ALGILAYCININ MODELLENMESİ

Endsütride bir çok termopil algıyacı vardır. Bu çalışmada, Heimann HTS E21 (Şekil 8) 'Zaman sabiti' bilgisinden yararlınalarak, aşağıdaki gibi modellenmiştir.

Elektriksel karakteristik (Tc=25°C)

Parametre	Min	Typ	Max	Birim	Koşul
Zaman Sabiti		10	13	ms	
Voltaj Sinyali Algılayıcı Kanalı(3.36)	65	100	125	µV	Test düzeneği: Kızılötesi kaynak olarak HSL algılayıcıya uzaklığı 10 mm
Voltaj Sinyali Referans Kanalı(2.9)	120	155	185	µV	

Şekil 8: Heimann HTS E21 Elektriksel Karakteristik Tablosu [4]

Zaman sabitine göre;

$$ZamanSabiti = 10 \ \ [ms], \quad 10^{-}2 \ \ [s] \tag{17}$$

$$\frac{1}{TimeConstant} = a, \quad a = 100 \tag{18}$$

Oturma süresi

$$Ts = \frac{4}{a} = 0,04 \ [s] \tag{19}$$

Yükselme süresi

$$Tr = \frac{2,2}{a} = 0,022 \ [s] \tag{20}$$

İkinci dereceden bir sistem olarak varsayarsak;

$$Tf = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega\zeta + \omega_n^2} \tag{21}$$

Sistemi 'Kritik Sönümleme' olduğunu varsayarak;

$$\zeta = 1 \tag{22}$$

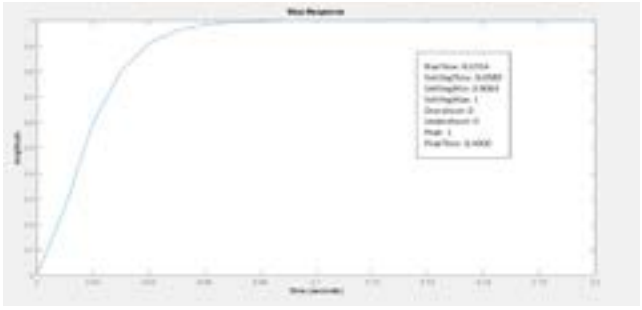
Bu durumda;

$$\omega_n = 100 \tag{23}$$

Böylece ikinci dereceden transfer denklemimiz;

$$Tf_3 = \frac{100^2}{s^2 + 2(100)(1) + 100^2} \tag{24}$$

Bu transfer fonksiyonun adım fonksiyonuna cevabı Şekil 9'daki gibidir.

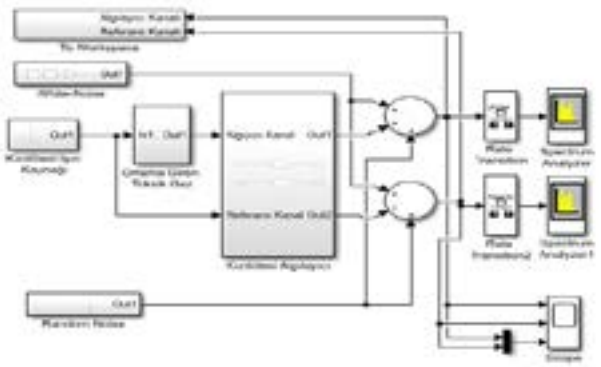


Şekil 9: Tf3'ün Adım Fonksiyon Cevabı

Şeklinde hem kızılötesi ışın kaynağı ve kızılötesi algılayıcının transfer fonksiyonu çıkarılmış oldu.

III. SİSTEM MODELLEMESİ

İkinci bölümde yapılan modellemeler kullanılarak, MATLAB/Simulink'te sistem ve ortam oluşturuldu. Kızılötesi ışımanın gerçirgenliği maksimum 1, minimum 0,1 olarak belirlenmiştir. Bir diğer deyişle, ortamda bulunan yanıcı/patlayıcı gazın bulunduğu minimum 0 LEL ve maksimum miktar 100 LEL olarak belirlenmiştir.
Yanıcı/patlayıcı gaz, ışık kaynağının algılayıcıya vermiş olduğu sinyali sönümler. Bu nedenle, ortama giren yanıcı/patlayıcı gazın belli bir ivme ile arttığı varsayılarak, üst limiti 0,9 (100 LEL) olarak modellenmiştir. Işık kaynağından gelen giriş ile ortama giren gaz miktarı ters mantık olarak çıkış üretmesi sağlandı. Bu çıkış, algılayıcı kanalına giriş olarak atandı. Referans kanalının optik filtresi, sönümlenmenin olduğu dalgaboyunun dışında seçildiği öngörüldüğünden, kızılötesi ışımanın geçirgenliği 1 olarak belirlendi.
Ayrıca, gerçek ortam modeli oluşturulması için -simulink ortamı ideal bir ortam olduğundan- çeşitli rastgele gürültüler eklendi.

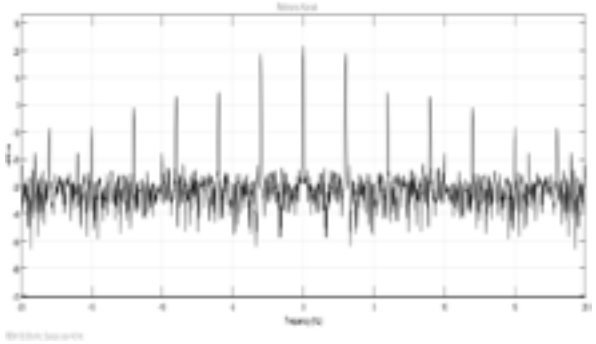


Şekil 10: Ortam, Algılayıcı, Işın Kaynağı ve Frekans Analiz için Gerekli Olan Senaryolar için Tasarlanan MATLAB/Simulink Modeli

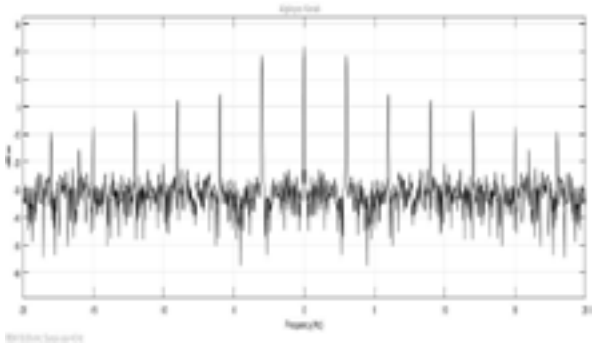
IV. SONUÇ

Kızılötesi algılayıcının, referans kanalına ait frekans cevabı Şekil 11'de ve algılayıcı kanalına ait frekans cevabı analizlerinin sonuçları Şekil 12, Şekil 13 ve Şekil 14'te görülmektedir.
Ortamda yanıcı/patlayıcı gaz bulunmama, 50 LEL miktarında yanıcı/patlayıcı gaz bulunma ve ortamda maksimum (100 LEL) yanıcı/patlayıcı gaz bulunma durumları olmak üzere üç farklı senaryo oluşturulmuştur.

Yanıcı/patlayıcı gazın bulunmadığı senaryodaki kızılötesi algılayıcının her iki kanalı, kızılötesi ışık kaynağından gelen tüm ışımayı sönümlediğinden 3 Hzdeki frekans cevabı belirgin bir şekilde Şekil 11'de (referans kanalı) ve Şekil 12'de (algılayıcı kanalı) görülmektedir. Bunlara ek olarak, algılayıcının frekans cevabını elektriksel çıktısı 0 Hzde, 3Hzden kaynaklı 6 Hz, 9 Hz'deki harmonikler ve ortama eklenmiş gürültüler açıkça görülmektedir.

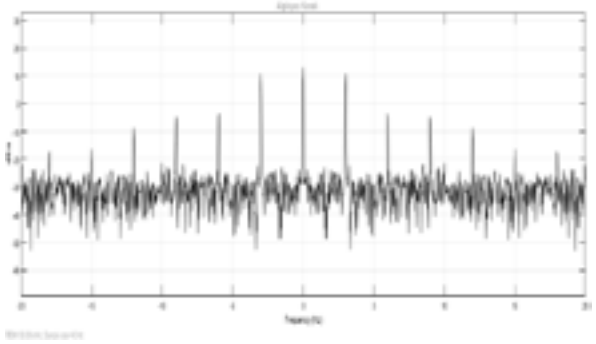


Şekil 11: Tüm senaryolardaki Referans Kanalının Frekans Cevabı

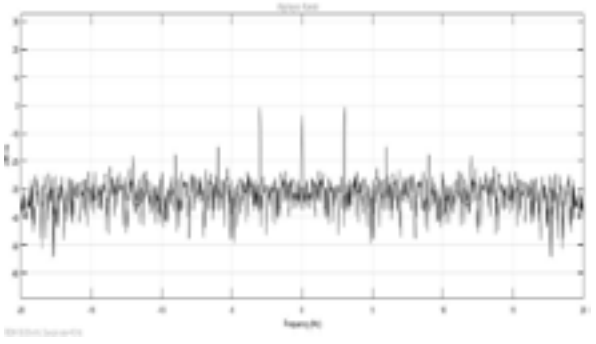


Şekil 12: Yanıcı/patlayıcı Gazın Ortamda Bulunmadığı (0 LEL) Senaryodaki Algılayıcı Kanalının Frekans Cevabı

Yanıcı/patlayıcı gazın ortamda 50 LEL miktarında bulunduğu senaryodaki algılayıcı kanalının frekans analizi Şekil 13'te görülmektedir. Ortamda bulunan yanıcı/patlayıcı gaz, kızılötesi ışımayı belirli oranda sönümler. Bundan dolayı, kızılötesi algılayıcıya kızlötesi kaynağından iletilen sinyalde düşüş gözlemlenerek, 3Hz'deki ve harmoniklerinin şiddetlerinde bir miktar düşüş görülmektedir.



Şekil 13: Yanıcı/patlayıcı Gazın Ortamda 50 LEL Miktarında Bulunduğu Senaryodaki Algılayıcı Kanalının Frekans Cevabı



Şekil 14: Yanıcı/patlayıcı Gazın Ortamda Maksimum (100 LEL) Bulunduğu Senaryodaki Algılayıcı Kanalının Frekans Cevabı

Ortamda yanıcı/patlayıcı gazın belirli bir ivmeyle arttığı senaryodaki maksimum (100 LEL) gaz miktarına ulaştığındaki frekans analizi Şekil 14'te görülmektedir. Ortamda bulunan yanıcı/patlayıcı gaz, kızılötesi ışımayı belirli oranda sönümlediği için, algılayıcının sönümlediğinden ışıma oranı düşüş gözlemlenmiştir. 3Hz'deki ve harmoniklerinin, 0 Hz'deki (algılayıcının elektriksel çıktısı) şiddetlerinin de düştüğünü görülmektedir.

Sonuç olarak, yapılan bu çalışmada kızılötesi kaynağından iletilen sinyalin gücü 100[mW]'dan 1[mW]'a düşüşü gözlemlenmiştir. Buna bağlı olarak kızılötesi algılayıcının, algılayıcı kanalının elektriksel çıktısında da düşüş gözlemlenmesi beklenmektedir. Buna karşın kızılötesi algılayıcının referans kanalında sinyal gücünde bir düşüş gözlenmemiştir. Bu sebeple referans kanalının elektriksel çıktısında da düşüş gözlemlenmesi beklenmemektedir.

Bu çalışma sonucunda, ileri teknolojiye sahip olan kızılötesi gaz ölçüm sistemlerinin teorik olarak çeşitli senaryolar üzerinden frekans analizi yapılarak, çalışma mantığı üzerinde fikir sahibi olunmuştur.

KAYNAKÇA

[1] Tanju ATAYLAR, "Zehirli ve Patlayıcı Gaz Kaçak Algılama Sistemlerin Tasarım ve Uygulama Esasaları", TMMOB Elektrik Tesisat Ulusal Kongresi (2011), s:9

[2] William E. Wallace, 'Infrared Spectra'in NIST Chemistry WebBook, NIST Standard Reference Database Number 69, Eds. P.J. Linstrom and W.G. Mallard, National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg MD, 20899, https://doi.org/10.18434/T4D303

[3] Heimann Sensor HLS EMIRS

[4] Heimann Sensor HTS E21

Sirkülasyon Pompası Uygulamalarında Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü ve EEI Optimizasyonu için Kontrol Metodu Geliştirilmesi

Mutullah Eşer[1], Coşku Kasnakoğlu[1], Seçil İtişken[2]

[1]*Elektrik ve Elektronik Mühendislği Bölümü, TOBB ETÜ, Ankara, Türkiye*
mutullaheser@etu.edu.tr, kasnakoglu@etu.edu.tr
[2]*KSB Pompa Armatür San. ve Tic. A.Ş.*
Şeker Mah. Fatih Sultan Mehmet Bulvarı No:451/A 06790 Etimesgut, Ankara , Türkiye
secilitisken@ksb.com.tr

ÖZET

Bu çalışmada ıslak rotorlu sürekli mıknatıslı senkron motora sahip sirkülasyon pompasının vektör kontrol uygulaması ve pompanın enerji verimlilik endeksi (EEI) değerini azaltmak için geliştirilen kontrol algoritması sunulmuştur. Yeni nesil sirkülasyon pompalarının sürekli mıknatıslı motorlarının kontrolünde vektör kontrol kullanılmaktadır. Bu sayede debi ve basma yüksekliği gibi sistem parametreleri de d-q eksen akımları sayesinde tahmin edilebilmekte ve kontrol daha verimli hale gelmektedir. Geliştirilen kontrol algoritmasının temel prensibi pompanın EEI değerini optimize etmek için sistem debisine göre vektör kontrolde farklı hız referansları vermektir. Debiye göre farklı hız referanslarını içeren tablonun Mathcad ortamında oluşturulması için geliştirilen analitik yöntem çalışmada sunulmuştur. Önerilen kontrol yöntemi EEI değeri 0.23 olan bir ıslak rotorlu sirkülasyon pompasına uygulanarak EEI değeri 0.20'ye düşürülmüştür.

1. GİRİŞ

Pompaların dünyadaki enerji tüketiminde %20'lik bir orana sahip olduğu dikkate alındığında eski teknolojili sabit devirli pompaların sebep olduğu enerji sarfiyatının büyüklüğü gözler önüne serilmektedir [1]. Enerji verimliliği ve yeşil enerjinin elzem konular olduğu günümüzde yüksek verimli sirkülasyon pompalarının pazar payının artması sonucu olarak bu konu üzerine yapılan çalışmalar da hız kazanmıştır. Sirkülasyon pompaları kombi, kazan, güneş enerjisi gibi kapalı sistemlerde suyun hareketini sağlayan cihazlardır. Bu tip sistemlerde su sistemin dışına çıkmaz sadece ısı taşıma amacıyla kullanılır ve sirkülatörler hidrolik sistemdeki ısı kaynağı tarafından ısıtılan akışkanın sistemdeki diğer birimlere ulaştırılmasını sağlarlar.

Enerji verimlilik endeksi (EEI) pompa gruplarının standartlara göre enerji verimliliği açısından değerlendirilmesinin bir sonucudur. EEI, belirli bir uygulama türünde kullanılan sabit veya değişken hızlı pompa grubunun performansının enerji verimliliğini temsil eden boyutsuz bir değerin belirleneceği şekilde tanımlanır. Günümüzde birçok Avrupa ülkesinde ürünlerin olması gereken EEI değerleri hakkında kanunlar çıkartılmıştır [1].

Isıtma ve güneş enerji sistemleri gibi birçok kullanım alanı olan ıslak rotorlu sirkülasyon pompalarının Avrupa pazarında satışa sunulabilmesi için sağlaması gereken en önemli koşul pompanın enerji verimlilik endeksinin 0.22'den küçük olmasıdır [2]. Birçok üretici yüksek verimli motor ve çark kullanmasına rağmen, uygun olmayan kontrol algoritması nedeniyle bu şartı sağlayamamaktadır. Bu çalışma kapsamında geliştirilen ve sunulan analitik yöntem ile pompa motorunun uygulamadaki verimi arttırılarak, enerji verimlilik endeksi düşürülmüştür.

Islak rotorlu bir sirkülasyon pompası temel olarak üç kısımdan oluşur bunlar:

- Sürekli mıknatıslı senkron motor
- Motor sürücü elektronik kart
- Pompa gövdesi ve çarktır.

Günümüzde üreticiler pazar ihtiyaçlarına cevap verebilmek için pompa grubu içerisinde kullanılan motorun geniş bir hız aralığında kontrol edilmesi, yüksek verimli olması, bağlı olduğu hidrolik sisteme ait debi, basma yüksekliği gibi parametreleri tahmin etmesi ve bağlı bulunduğu sistemde kullanılan kombi gibi diğer cihazlar ile haberleşmesini istemektedirler. Klasik asenkron motora sahip üç hızlı sirkülasyon pompaları ve sürücüleriyle bu istekleri karşılamanın imkansız olması nedeniyle üreticiler yüksek verimli motor tipleri ve kontrol yöntemleri üzerine yoğunlaşmışlardır. Bunun sonucu olarak ise vektör kontrol ile kontrol edilen, yüksek verimli kalıcı mıknatıslı motora sahip ıslak rotorlu sirkülasyon pompalarının kullanımı artmıştır.

Senkron motorlar her zaman senkron hızda dönen elektrik makinalarıdır. Rotorlarında sürekli mıknatısların bulunduğu senkron motor yapısı sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) olarak adlandırılır. Bu tip motorların statorları alternatif akım ile beslenmektedir. Stator yapıları silisli saclardan oluşur ve sargılar oluklara yerleştirilir. Yüksek hızlı uygulamalarda oluksuz stator yapısı da kullanılmaktadır [3]. Rotor manyetik alanı ise doğru akım veya rotora monte edilen kalıcı mıknatıslar ile oluşturulur. Kalıcı mıknatıslar hava aralığında yüksek manyetik akı yoğunluğu sağlar böylece motor yüksek tork çıkışı ve dinamik performansa sahip olur.

SMSM sürücü, mikroişlemci tabanlı vektör kontrol ile altı mosfetin uygun şekilde tetiklenmesi ile motorun fazlarını enerjilendiren elektronik karttır.

Sensörsüz vektör kontrol, tasarımcılara istenilen kontrol başarımını sağlamak ve motor üzerinde sensörü kaldırma imkanı sunar [4]. Ayrıca vektör kontrol algoritmasında eksen akımları sayesinde motor ve sistem parametrelerinin tahmini de yapılabilmektedir.

Bu çalışmada sirkülasyon pompası uygulamalarında SMSM'nin vektör kontrolü ve EEI optimizasyonu için geliştirilen kontrol algoritmasının analiz ve uygulama sonuçları sunulmuştur. Çalışmanın ikinci bölümünde SMSM 'nin matematiksel modeli verilmiştir. Üçüncü bölümde ise SMSM'nin vektör kontrolü ve sirkülasyon pompası uygulamaları için geliştirilen debi tahmin algoritması kısaca özetlenmiştir. Daha sonra ise öncelikle geliştirilen EEI optimizasyon algoritması açıklanmış son olarak ise Mathcad çıktıları ve elde edilen deneysel sonuçlar sunulmuştur.

2. SMSM'NİN DQ REFERANS DÜZLEMİNDE MATEMATİKSEL MODELİ

Sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol ile kontrol edilmesi için motorun matematiksel modelinin bilinmesi oldukça önemlidir. Matematiksel modeldeki tutarsızlıklar ve hatalar kontrolün başarısız olmasına neden olabilir. Bu bölümde, kalıcı mıknatıslı motorun d-q modeli ele alınmıştır. SMSM'nin d-q eksen modeli aynı zamanda motorun dinamik modeli olarak da adlandırılır.
SMSM'nin d-q eşdeğer devreleri kullanılarak elde edilen gerilim denklemleri (1) ve (2) denkleminde verilmiştir.

$$v_d = R_s.i_d + \frac{d}{dt}\Psi_d - \omega_r\Psi_q \quad (1)$$

$$v_q = R_s.i_q + \frac{d}{dt}\Psi_q + \omega_r\Psi_d \quad (2)$$

Burada, R_s: stator direnci; Ψ_d, Ψ_q: d-q eksen akıları; ω_r: rotor mekanik hızı.
d-q ekseni manyetik akıları matris formatında eşitlik (3)'de verilmiştir. Burada, L_d, L_q: d-q eksen endüktansı; Ψ_m: sürekli mıknatıs akısı.

$$\begin{bmatrix}\Psi_d \\ \Psi_q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_d & 0 \\ 0 & L_q\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}i_d \\ i_q\end{bmatrix} + \Psi_m.\begin{bmatrix}1 \\ 0\end{bmatrix} \quad (3)$$

Yukarıdaki manyetik akı ifadesi gerilim eşitliğinde yerine konulursa gerilim ifadeleri eşitlik (4)'deki gibi elde edilir. Burada, ω_e: elektriksel rotor hızı.

$$\begin{bmatrix}u_d \\ u_q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}i_d \\ i_q\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}L_d & 0 \\ 0 & L_q\end{bmatrix}.\rho\begin{bmatrix}i_d \\ i_q\end{bmatrix} + \omega_e.\Psi_m.\begin{bmatrix}0 \\ 1\end{bmatrix} \quad (4)$$

SMSM'da üretilen tork eşitlik (5)'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2}p\left[\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\right] \quad (5)$$

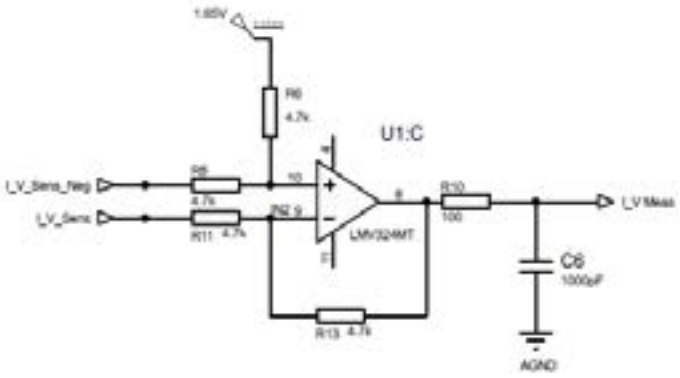
Bu bölümde verilen tüm eşitlikler SMSM'un matematiksel modelinin anlanması ve bu çalışmanın diğer bölümlerinin temelini oluşturduğu için oldukca önemlidir.

3. SİRKÜLASYON POMPALARINDA VEKTÖR KONTROL UYGULAMASI

Sürekli mıknatıslı motorlar diğer motor tiplerine göre üstün özellikleri nedeniyle savunma ,otomotiv, robotik, beyaz eşya gibi endüstrinin birçok alanında yaygın olarak kullanılmaktadır. SMSM kullanılan yeni nesil ıslak rotorlu sirkülasyon pompaları vektör kontrol yöntemi ile kontrol edilir. Vektör kontrol, d-q referans düzleminde SMSM'nin matematiksel modelini ve hız / akım denetleyicisini kullanır [5]. Vektör kontrol, sensöre ihtiyaç duymadan rotor konumunun tahminini sağlar. Sirkülasyon pompası uygulamalarında rotorun konumunun tam olarak bilinmesine ihtiyaç duyulmaz, bu nedenle bu tip uygulamalarda hız ve rotor konumu yaklaşık olarak tahmin edilir.
Sirkülasyon pompası uygulamalarında SMSM'nin kullanılmasının bir diğer avantajı ise pompanın debi ve basma yüksekliği gibi parametrelerinin sensör kullanmadan vektör kontrol q ekseni akımı sayesinde tahmin edilebilmesidir. Pompanın bağlı bulunduğu sistemin ihtiyaçlarını karşılamak için kontrolünde elde edilen bu tahmin değerleri kullanılarak SMSM'nin hız kontrolü yapılmakta ve pompanın sistemdeki verimi arttırılmaktadır. Yeni nesil ıslak rotorlu bir sirkülasyon pompasının temel parçaları Şekil 1'de gösterilmiştir.

Şekil 1. Sirkülasyon pompasının temel parçaları

Motorun konum ve hız tahmini açık çevrim akı tahmini sonucu kullanılarak yapılır. Açık çevrim akı kestirimi yöntemi, karmaşık olmayan matematiksel işlemler gerektirir bu nedenle uygulanması, diğer akı kestirim yöntemlerinden daha kolaydır [6]. Bu yöntemin temeli, stator akısının tahmin edilmesine dayanır. Stator akısını tahmin etmek için ilk olarak motor faz akımları şönt dirençleri kullanılarak ölçülür [7-8]. Motor faz akımı şönt direnç üzerinde gerilime dönüştürülür fakat bu gerilimin mikroişlemcinin ADC'sinde işlenebilmesi için yükseltilmeli ve DC öteleme gerilimi eklenmelidir. Bu proses için kullanılan donanımsal yapı Şekil 2'de gösterilmiştir.

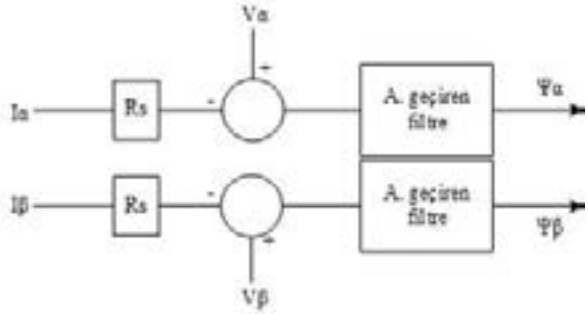


Şekil 2. SMSM faz akımı ölçüm devresi

Faz akımlarının ölçümünden sonraki adım ise ölçülen bu akım değerlerinin Clarke dönüşümü kullanılarak α-β düzleminde ifade edilmesidir. Bu dönüşümden sonra akı bağı eşitlik (6) kullanılarak tahmin edilir. Burada, Ψ_α, Ψ_β: α-β eksen akıları. Bu hesaplama zıt emk değerinin integraline dayanır.

$$\begin{bmatrix}\Psi_\alpha\\ \Psi_\beta\end{bmatrix} = \int\left(\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}R_S & 0\\ 0 & R_s\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}\right) \approx \Psi_m\begin{bmatrix}\cos(\theta_e)\\ \sin(\theta_e)\end{bmatrix} \quad (6)$$

Bu integral alçak geçiren filtre yöntemiyle hesaplanır. Alçak geçiren filtre metodu saf integral hesabına göre daha az matematiksel işlem içerir [9]. Bir başka avantajı ise bu yöntemin daha düşük hafızalı bir mikrodenetleyici ile uygulanabilmesidir. Bu yöntemin temel prensibi, zaman sabitini yüksek seçerek filtrenin bir integratör olarak çalışmasını sağlamaktır [10-11]. Bu şekilde DC bileşen de yok edilir. Daha yüksek verimli bir integral hesabı için seri iki filtre kullanılmıştır. Açık çevrim akı tahmini blok diyagramı Şekil 3'de verilmiştir..



Şekil. 3. Açık çevrim akı tahmini blok diyagramı

Rotorun konumunu tahmin etmek için, açık çevrim akı tahmini işleminden elde edilen veriler kullanılır. Konum ve hız tahmini için kullanılan denklemler aşağıda verilmiştir.

$$\frac{\Psi_\beta - LI_\beta}{\Psi_\alpha - LI_\alpha} = \frac{\Lambda_m \sin(\theta)}{\Lambda_m \cos(\theta)} \quad (7)$$

$$\frac{\Psi_\beta - LI_\beta}{\Psi_\alpha - LI_\alpha} = \tan(\theta) \quad (8)$$

$$\theta_e = \tan^{-1}\left((\Psi_\beta - LI_\alpha)/(\Psi_\alpha - LI_\beta)\right) \quad (9)$$

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (10)$$

Burada, θ_e : rotorun elektriksel pozisyonu; ω_e : rotorun elektriksel hızı; Λ_m : mıknatıslanma sabiti; θ : rotor pozisyonu; L: stator indüktansı.
Yukarıdaki denklemler kullanılarak bulunan elektriksel pozisyon ve hız, aşağıdaki denklemler kullanarak mekanik hıza ve pozisyona dönüştürülür. Burada, p: kutup çifti sayısı.

$$\theta_m = \frac{\theta_e}{p} \quad (11)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{p} \quad (12)$$

Debi tahmini için geliştirilen ve uygulanan yöntemin detayları ve uygulama sonucu elde edilen deneysel sonuçlar aşağıda sunulmuştur.
Debi tahmininde motorun q ekseni akımından faydalanılır. Altı farklı hız değerinde alınan ölçümler ile debi ve akım arasında ikinci dereceden bir polinom ile ilişki kurulur. Ara hız değerlerinde ise mevcut denklemler ile hesaplanan debi değerlerinin ağırlıklı ortalaması alınarak debi tahmini yapılır. Bu hesaplamaların yapılabilmesi için motor kontrolü için seçilen mikroişlemcinin özellikleri konusunda dikkatli olunmalıdır. Eşitlik 13'de geliştirilen debi tahmin fonksiyonu verilmiştir.

$$Q_{rpmx} = f(I_{qx}) = a_0 x + a_{1x} I_{qx} + a_2 {I_{qx}}^2 \quad (13)$$

Motorun hızı, denklem oluşturulan minimum hız değerinden küçükse minimum hız debi tahmin denklemi, hız değeri denklem oluşturulan maksimum hız değerinden büyükse maksimum hız debi tahmin denklemi kullanılır.

$$\text{n} < 1600 \rightarrow f_{1600}(Q, I) \quad (14)$$

$$\text{n} > 3400 \rightarrow f_{3400}(Q, I) \quad (15)$$

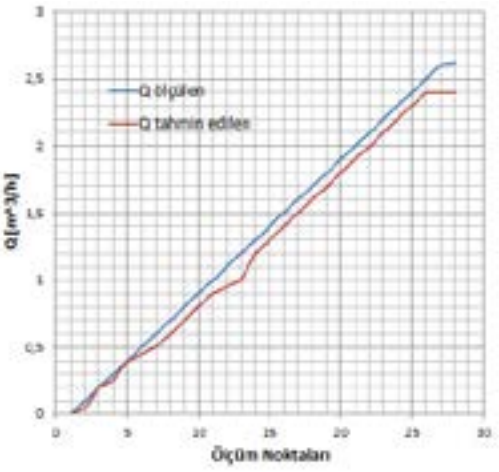
Ara hız değerlerinde ise interpolasyon yapılarak debi değeri tahmin edilir. Örneğin hız 2000 rpm ile 2400 rpm arasında ise aşağıdaki yöntem ile debi tahmin edilir.

$$Q_{2000} = f_{2000}(I)$$

$$Q_{2400} = f_{2400}(I)$$

$$\frac{Q_{2000}(400 - x) + Q_{2400}\, x}{400} = Q_{2000+x}$$

Debi tahmin algoritmasının test edilmesi sonucu elde edilen sonuçlar Şekil 4'de gösterilmiştir. Tahmin edilen debi ile test sistemi üzerindeki debimetre ile ölçülen debi değeri arasındaki fark $0.1\, m^3/h$'i geçmemektedir ve bu oldukça iyi bir sonuçtur.



Şekil 4. Debi tahmin algoritması deneysel sonuçları

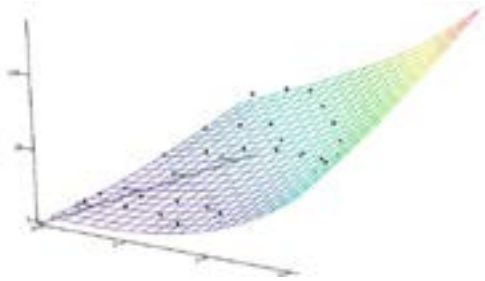
4. EEI OPTİMİZASYONU İÇİN UYGULANABİLİR BİR KONTROL YAPISI

Bu çalışmada enerji verimlilik endeksi 0,2'den büyük olan sirkülasyon pompaların mıknatıslı senkron motorları için geliştirilen kontrol algoritması ile enerji verimlilik endeksi azaltılmıştır. Bu kontrol algoritması belirlenen debi değerleri için oluşturulan başvuru çizelgesini (lookup table) kullanarak debi değerine göre motorun referans hızını değiştirir bu sayede pompanın daha verimli çalışması sağlanmaktadır. Geliştirilen kontrol algoritmasının vektör kontrol ile birleştirilmiş blok diyagramı Şekil 9'da verilmiştir.

Geliştirilen algoritmada EEI değerinin hesaplanması için deneysel ölçümler yerine yarı-analitik metodoloji kullanılmıştır. Yarı analitik metodun kullanılmasındaki temel hedef EEI hesabı için gerekli olan deneysel uğraşı azaltmak ve farklı üreticilere ait pompaların EEI değerinin kolaylıkla sistematik olarak belirlenmesini sağlamaktır. Bu hesaplamalar için Mathcad yazılımı kullanılmıştır. Yarı analitik yöntemin işlem aşamaları aşağıdaki gibidir.

Farklı referans hız değerleri için pompaya hidrolik performans testi uygulanarak debi, basma yüksekliği, elektriksel güç ve hız değerleri kaydedilir. Daha sonra ise bu deneysel veriler analiz için Mathcad ortamında tanımlanır.

Birinci adımda alınan ölçümler kullanılarak regrasyon ile debinin fonksiyonu olarak şebekeden çekilen elektriksel güç için üçüncü derceden polinom katsayıları belirlenir. Bu adımın temel amacı, ilk adımda elde edilen deneysel verileri kullanarak motorun giriş gücünü tahmin etmektir. Güç regrasyonu ve deneysel ölçüm noktaları sonucunda elde edilen yüzey, Şekil 5'te gösterilmektedir.



Şekil 5. Mathcad ile elde edilen güç regrasyon yüzeyi $(Q(m^3/h), H(m), P_{el}\ (W))$

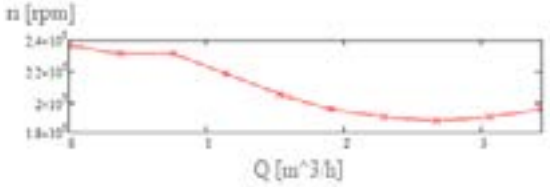
Optimum EEI değeri için Q ve H aralığı belirlenir. EEI değeri, ilk adımdaki tüm Q ve H ölçüm çiftleri için hesaplanır ve bu değerler kontur eğrisi olarak çizilir. Çizilen grafiğin yardımıyla enerji verimliliği endeks değerinin optimum olduğu aralık belirlenir. EEI hesaplamasının Mathcad'de tanımlanması Şekil 6'da verilmiştir.

$$H_{100} := H_{fit}(Q_{100}, k_h)$$
$$EEI(Q_{100}, H_{100}) = 0.201$$

Şekil 6. Mathcad ortamında EEI değerinin hesaplanması

Belirlenen on referans debi değeri için (motor kontrol programında referans tablosu (lookup table) içinde referans hız değerleri verilecek olan noktalar) hız değerleri algoritma içinde BF olarak isimlendirilen katsayılar değiştirilerek modifiye edilir ve Mathcad tarafından yarı analitik olarak hesaplanan EEI değeri gözlemlenerek minimum EEI elde edilene kadar hız değerleri BF katsayıları aracılığıyla değiştirilir.

Oluşturulan çarpık hız vektörü ile hızın debiye göre değişiminin Mathcad analizi sonucu beklenen değişimi Şekil 7'de gösterilmiştir.

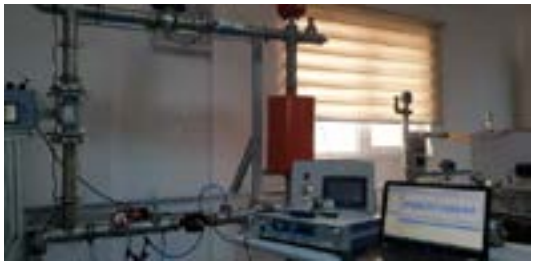


Şekil 7. Referans hız tablosuna (lookup table) göre debiye bağlı olarak hızın değişimi $(Q(m^3/h), n\ (rpm))$

Mathcad analizine göre, hız referansı vermek için kontrol algoritmasına tablo eklendikten sonra pompanın EEI değeri 0,201'dir. Çalışma kapsamında bu referans hız tablosu bir pompa üzerinde test edildi ve elde edilen sonuçlar 5. bölümde sunulmuştur.

5. DENEYSEL SONUÇLAR

Bu bölümde, deneysel olarak elde edilen ölçüm sonucuyla Mathcad ortamındaki analizden elde edilen EEI değeri arasındaki tutarlılık gösterilmiştir. Bu sayede EEI değerini düşürmek için geliştirilen kontrol algoritması da test edilerek doğrulanmıştır. Şekil 8'de deneysel ölçümler için kullanılan test sistemi gösterilmiştir.



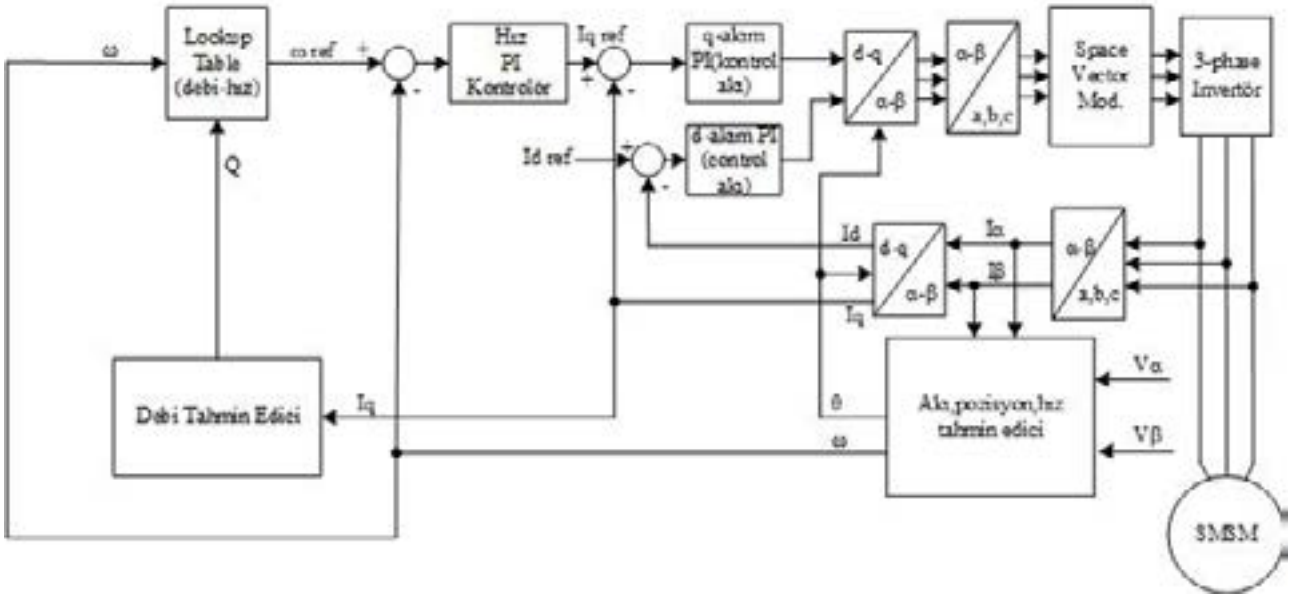
Şekil 8. Test sistemi

Test aşaması iki bölümden oluşmaktadır. İlk bölümde, EEI optimizasyon algoritması olmayan pompa için EEI değeri hesaplanmıştır. İkinci bölümde ise EEI değerini optimize etmek için geliştirilen kontrol algoritmasının kullanıldığı pompa için EEI değeri hesaplanmıştır. Geliştirilen kontrol algoritması ile pompanın en verimli çalışma noktası istenilen noktaya kaydırılmış ve pompanın verimliliği arttırılarak enerji verimlilik endeksi düşürülmüştür.

Her iki durum için de pompanın en verimli çalışma noktaları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. En verimli çalışma noktalarının karşılaştırılması

Kontrol Tipi	Q [m³/h]	H [m]
Standart vektör kontrol	2.07	5.14
Önerilen vektör kontrol	2.32	4.04



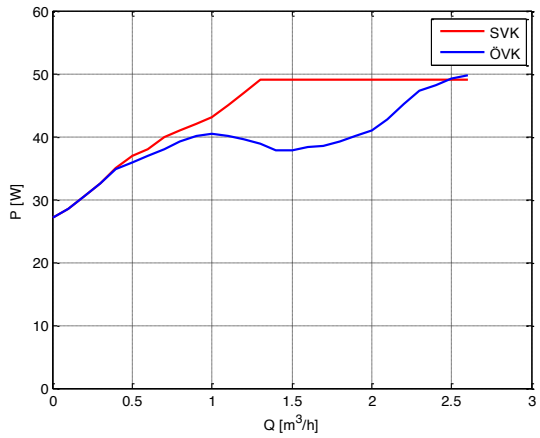
Şekil. 9. Vektör kontrol ile birleştirilmiş geliştirilen kontrol algoritmasının blok şeması

İki aşama için de hesaplanan EEI değerleri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. EEI değerlerinin karşılaştırılması

Kontrol Tipi	EEI Değeri
Standart vektör kontrol	0.230
Önerilen vektör kontrol	0.202

Standart vektör kontrol (SVK) ve önerilen vektör kontrolün (ÖVK) uygulanması sonucu pompanın şebekeden çektiği elektriksel güç değişimini gösteren grafik Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 10. Pompa debi - elektriksel güç değişim grafiği

6. SONUÇLAR

Sonuç olarak, deneysel verilerle geliştirilen kontrol algoritmasının sirkülasyon pompası uygulamasında pompa verimliliğini arttırdığı doğrulandı. Geliştirilen kontrol algoritması vektör kontrol ile birleştirerek, pompa uygulamasında SMSM'nin verimliliği arttırılmıştır. Ayrıca Mathcad ortamında geliştirilen analiz programı ile pompa uygulamalarında EEI hesaplaması için gerekli deneysel ölçüm sayısı azaltılmıştır. Geliştirilen kontrol algoritması için analiz sonuçlarının tutarlılığı deneysel ölçümlerle doğrulandı. Mathcad analizi ile oluşturulan referans hız tablosu, tüm dünyada üretim yapan bir pompa şirketinin ıslak rotor sirkülasyon pompalarının yazılımına uygulanmıştır. Kullanılan standart kontrol algoritması yerine geliştirilen kontrol algoritmasının kullanılması sayesinde, pompaların EEI değeri düşürülmüş ve pompalar dünya pazarına satılmıştır.

7. REFERANSLAR

[1] A framework for setting of ecodesign requirements for energy-related products, Directive 20097125/EC of the European Parliament and of the Council of 21 October 2009 establishing

[2] The European Parliament and of the Council with regard to ecodesign requirements for glandless standalone circulators and glandless circulators integrated in products, Commission regulation (EC) No 641/2009 implementing Directive 2005/32/EC

[3] Tu, W., Xiao, G., Suo, C., and Yang, K., "A Design of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Based on V/F Control", 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 1-5,2017.

[4] Xu, P. L., and Zhu, Z. Q., . "Novel Carrier Signal Injection Method Using Zero-Sequence Voltage for Sensorless Control of PMSM Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(4), 2053-2061, 2016.

[5] Ha, J. I., and Sul, S. K., "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection", IEEE Transactions on Industry Applications, 35(1), 45-51, 1999.

[6] H. Kim, S. Yi, N. Kim et.al. "Using Low Resolution Position Sensors in Bumpless Position/Speed Estimation Methods for Low Cost PMSM Drives," Proc. IEEE-IAS Conf., pp. 2518-2525, Oct. 2005.

[7] Renesas Electronics Corporation, "SH2/2A Sensorless Vector Control of Three-Phase Permaneng Magnet Synchronous Motors", Application Note REU05B0103-0100, 2017.

[8] D.P. Marčetić, V. R. Jevremović, "Application of Shaft Sensorless Induction Motor Drive in a Washing-Machine, " Proc. 14th Int. Symp. Power Electron., 2007.
[9] Singh, B., Singh, S., "State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives", Journal of Power Electronics, Volume 9, Number 1, 2009.
[10] Senjyu, T., Shimabukuro, T., and Uezato, K., "Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Without Position and Speed Sensors, Proceedings of PESC", 1995.
[11] S. Karakas, M. Gokasan. “An Adaptive Approach for Online Fine Tuning of Current PI Controllers in Washing Machines,” IEEE-ICM Conf., Apr. 2011.

Düşük Güçlü Kablosuz Sensör Ağının STEVAL-FKI868V2 ile Gerçeklenmesi ve Performans Analizi

Alperen Yazar, Koray Gürkan
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Avcılar Yerleşkesi 34320, Avcılar, İstanbul
alperenyazar@gmail.com, kgurkan@istanbul.edu.tr

***Özet*— Günümüzde sürekli gelişen en önemli araştırma alanlarından bir tanesi olan düşük güç tüketen sistemler hayatımızın her alanında yer almaktadır. Sürekli güncellenerek yenilenen bu sistemlerin daha verimli olması ve kablosuz sistemler için enerji tüketimi artmadan menzil kapasitesinin arttırılması amaçlanmaktadır. Bu çalışmada kablosuz sensör ağı için Nucleo-L053R8 ve S2-LP RF modüllerini içeren STEVAL-FKI868V2 deneme kitleri kullanılmıştır. Çalışmada modülasyon türüne ve veri boyutuna göre spektrum analizi, menzil ve güç tüketimi ölçümleri yapılmıştır. Modüllerin aynı anda iletişimine olanak sağlayan Çoklu Erişimde Çakışma Saptamalı Taşıyıcı Sezme Mantığı (CSMA) motoru da test edilmiştir.**

I. GİRİŞ

Günümüzde giderek önem kazanan nesnelerin interneti (IoT) çalışmalarına altyapı oluşturmak üzere sürekli olarak gelişen kablosuz ağ teknolojilerinde menzilin arttırılması, düşük güç tüketimi ve düşük maliyetli sistemlerin tasarlanması amaçlanmaktadır. Kablosuz sistemler sayesinde çevresel verilerin uygulama sahasından sağlıklı bir şekilde toplanarak değerlendirilmek üzere uzak bir istasyona aktarılması hedeflenmektedir. Bu sistemlerin düşük güç tüketerek sahada uzun süre aktif olması batarya ömrü açısından önemlidir. Bu sebeple geliştirilen RF tümleşik devre çözümleri giderek çok daha verimli olmaktadır. ISM bandında çalışan ve düşük güç tüketen RF devrelerin çıkış güçlerinin sınırlı olması sebebiyle verilerin uzak bir istasyona aktarılmasında sorunlar yaşanmaktadır. Yaşanan bu sorunlara çözüm olarak farklı tipte kablosuz sensör ağ (Wireless Sensor Network – WSN) topolojileri oluşturulmuştur. Bu topolojilerde uygulama sahasının ihtiyaçlarına göre çözümler üretilerek erişim mesafesi giderek artmaktadır.

Fiziksel verilerin toplanarak uzak bir istasyona iletildiği WSN'ler farklı tipte modülasyonlar kullanarak haberleşebilmektedir. Genellikle frekans ve genlik modülasyonlarının kullanıldığı bu sistemlerde bazı firmaların kendi geliştirmiş olduğu özel modülasyon çeşitleri de yer almaktadır. IEEE 802.15.1 (Bluetooth), IEEE 802.15.6 (Bluetooth düşük enerji) IEEE 802.15.4 (Zigbee), IEEE 802.11 (Wi-Fi) protokollerine ilişkin performans ölçümleri literatürde bulunmaktadır [1-4]. Düşük güçlü kablosuz ağ (LPWAN) kavramı, düşük bant genişliğine sahip, pille çalışan cihazları uzun mesafelerde düşük bit oranlarıyla birbirine bağlayan kablosuz geniş alan ağı teknolojisini ifade eder. Bluetooth, Zigbee ve Wi-Fi, tüketici düzeyinde nesnelerin interneti (IoT) bağlantısı için yeterliyken, özellikle endüstriyel alanda makineden makineye (M2M) ve nesnelerin interneti ağları için tasarlanan düşük güçlü kablosuz ağlar, geleneksel mobil ağlara göre daha yüksek güç verimliliği ile daha düşük bir maliyetle çalışır. Ayrıca, daha geniş bir alanda daha fazla sayıda bağlı cihazı da destekleyebilirler. Dar Bant-Nesnelerin İnterneti (NB-IoT) gibi GSM tabanlı lisanslı, LoRA, Sigfox gibi 1 GHz altı lisanssız düşük güçlü kablosuz ağ çözümleri bulunmaktadır. Sigfox, IoT ve akıllı şehir cihazlarını yönetmek için tasarlanmış geniş bir protokolün yanı sıra bir ağdır. Ağ, on ABD kentinde ve aynı zamanda birçok Avrupa ülkesinde kurulmaktadır. Sigfox, bir başka LPWAN olan LoRa ile doğrudan bir rekabetçi olarak görülmemelidir. Bazı benzerlikleri paylaşsalar da, teknolojilerinin farklı güçleri vardır. Sigfox dar bant iletişimde üstündür, yani bir müşterinin bir baz istasyonu ile çok verimli bir şekilde bağlantı kurabileceği anlamına gelir. Aktarım yöntemi gürültüyü büyük ölçüde azaltır ve tüm uygulama uygun fiyatlı kalır. Akıllı sayaçlar ve çoğunlukla yalnızca veri göndermesi gereken diğer cihazlar için mükemmeldir. Öte yandan, LoRa daha geniş bir yelpazeye dayanmaktadır, bu da daha fazla gürültü ile başa çıkması gerektiği anlamına gelmektedir. Aynı zamanda daha fazla güç ve daha pahalı baz istasyonları gerektirir, ancak iki yönlü iletişimleri çok daha etkili bir şekilde ele alabilir. Bu nedenle, örneğin makineden makineye uygulamalarda veya envanter takibinde öndedir [5].

Bu çalışmada lisanssız Sigfox LPWAN ağına uygun STM firmasının ürünü olan S2-LP RF modülleri kullanılarak düşük güçlü kablosuz sensör ağı kurulmuştur. Modül farklı modülasyon türlerine izin verdiğinden çalışmada modülasyon türüne ve veri boyutuna göre spektrum analizi, menzil ve güç tüketimi ölçümleri yapılmıştır. Modüllerin aynı anda iletişimine olanak sağlayan Çoklu Erişimde Çakışma Saptamalı Taşıyıcı Sezme Mantığı (CSMA) motoru da test edilmiştir.

II. S2-LP RF MODÜLÜ

STM firmasına ait S2-LP RF modülü 1 GHz altı ISM bandında yayın yapabilir ve farklı tipte sayısal modülasyonları desteklemektedir. S2-LP RF tümleşik devresi 2(G)FSK, 4(G)FSK, OOK ve ASK modülasyonlarını desteklemektedir. Modül 0.1 ile 500 kB/s veri oranına sahiptir. Katalog bilgisine göre RX modunda çalışırken 7 mA, +10 dBm çıkış gücüne ayarlandığında TX modunda 10 mA akım çekmektedir ve -130 dBm alıcı hassasiyetine sahiptir. RF çıkış gücü +16 dBm'e kadar çıkabilmektedir. SPI arayüzü sayesinde sistemde yer alan mikrodenetleyici ile haberleşebilmektedir. Dâhili CSMA/CA motoru sayesinde çoklu sistemlerde veri kaybı önlenebilir. IEEE 802.15.4g dahili donanım paketi desteği de yer almaktadır. Modülasyon, çıkış gücü vs. ayarlamalar yazılımsal olarak kontrol edilmektedir [6].

Şekil. 1. STEVAL-FKI868V2 modülü

Sistemde geliştirme kartı üzerinde yer alan STM32L053R8 mikrodenetleyicisi de düşük güç tüketim değerlerine sahiptir. ARM Cortex M0+ mimarisi kullanılarak üretilen mikrodenetleyici sistemde yer alacak sensörler ile S2-LP RF modülü arasındaki iletişimi sağlamaktadır (Şekil 1). S2-LP RF modülün tüm konfigürasyonları STM32L053R8 mikrodenetleyicisi üzerinden belirlenmektedir [7].

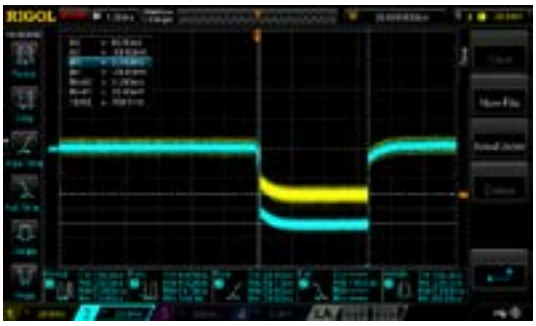
III. GERÇEKLEŞTİRİLEN TESTLER

Test süresince kullanılacak olan STEVAL-FKI868V2 geliştirme kiti üzerinde S2-LP RF modülü ve STM32L053R8 mikrodenetleyici yer almaktadır. RF modül ve mikrodenetleyici SPI (Serial Peripheral Interface) protokolü üzerinden haberleşmektedir. S2-LP RF modülünün modülasyon tipi, modülasyon parametreleri ve çıkış gücü yazılımsal olarak değiştirilmektedir.

a) Güç Testleri

S2-LP RF modülü ultra düşük güç tüketimi değerlerine sahiptir. Bu sebeple değişen veri boyutuna göre en yüksek menzil sağlayan modülasyon için güç tüketimi hesaplanmıştır. RF modülün üzerinde yer alan besleme girişine seri olarak 120 Ω direnç bağlanmıştır. Direnç üzerine düşen gerilim çift kanallı sayısal osiloskop (Rigol) ile gerçek zamanlı görüntülenerek sistemin çektiği akım hesaplanmıştır (Şekil 2). Test 2GFSK1 modülasyonunda 9600 kB/s veri oranında gerçekleştirilmiştir. (Modülasyon türü menzil testinden sonra belirlenmiştir.) Tüm testler boyunca da 868 MHz merkez frekansında 100 kHz bant genişliğinde yayın yapılmıştır. Alıcı tarafı bilgisayar tarafına bağlanarak gelen verilerin doğruluğu test edilmiştir.

Test kapsamında değişen veri boyutuna göre gönderme süresi ve güç tüketim değerleri Tablo 1'de yer almaktadır. Veri boyutu ile gönderme süresi arasındaki ilişkiyi açıklayan grafik Şekil 3'de, veri boyutu ile güç tüketimi arasındaki ilişkiyi açıklayan grafik ise Şekil 4'de yer almaktadır.

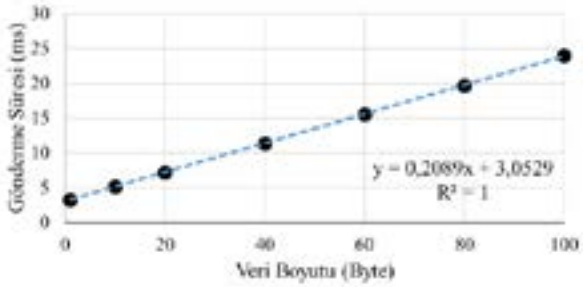


Şekil. 2. Güç ölçümü için görüntülenen akım değişimi

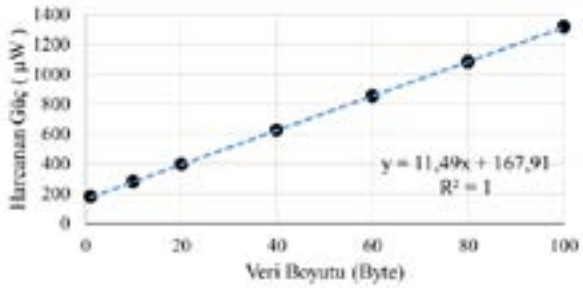
Yapılan testler sonucunda elde edilen veriler kullanılarak veri boyutu ve gönderme süresi arasında ilişki kurulduğunda doğrusallık tespit edilmiştir. Byte başına 209 mikro saniye gecikme hesaplanmıştır. Harcanan güç grafiğini göre ise yine doğrusallık görülmüş olup byte başına 11.5 mikro Watt anlık güç harcanmaktadır.

Tablo 1. Test sonuçları

Veri Boyutu (byte)	Gönderme Süresi (ms)	Akım (mA)	Gerilim (V)	1 Saniyede Ortalama Güç (µW)	1 Saatte Harcanan Enerji (Wh)
1	03.28	16.67	3.3	180	0.649
10	05.16	16.67	3.3	284	1.022
20	07.22	16.67	3.3	397	1.430
40	11.40	16.67	3.3	627	2.257
60	15.56	16.67	3.3	856	3.081
80	19.72	16.67	3.3	1085	3.905
100	24.00	16.67	3.3	1320	4.752



Şekil. 3. Veri boyutu ile gönderme süresi ilişkisi



Şekil. 4. Veri boyutu ile güç tüketimi ilişkisi

b) Modülasyon ve Mesafe Testleri

S2-LP RF modülünün çıkış gücü maksimum değeri olan +14 dBm olarak ayarlanmıştır. Test süresince verici cihaz sabit bir noktaya yerleştirilerek alıcı cihaza sürekli olarak 20 byte veri göndermiştir. Maksimum erişim mesafesinin belirlenebilmesi için gerçekleştirilen arazi testlerinde 10 adet sağlıklı paketin alıcı cihaza ulaştığı son nokta maksimum erişim menzili olarak kabul edilmiştir. S2-LP RF modülünün modülasyon tipi değiştirilerek gerçekleştirilen testlerde 2FSK, 4FSK, 2GFSK05, 2GFSK1, 4GFSK05, 4GFSK1 sayısal modülasyonları ve ASK modülasyonu test edilmiştir. İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa Avcılar Yerleşkesi'nde gerçekleştirilen test rotası Şekil 5'de gösterilmiştir. Test sonuçları Tablo 2'de yer almaktadır. Genel olarak 2GFSKx en yüksek menzili vermiştir.

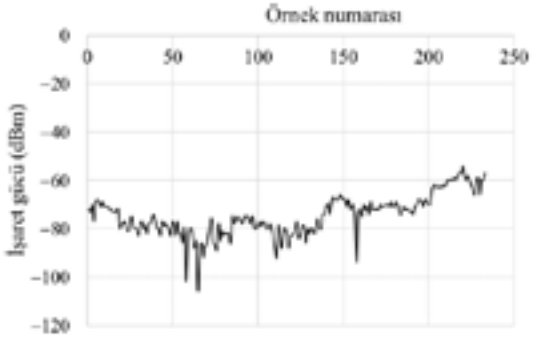
Şekil. 5 Test rotası

Tablo 2. Test Sonuçları

Modülasyon Tipi	Maksimum Erişim Mesafesi (m)
2FSK	232
4FSK	360
2GFSK05	430
2GFSK1	420
4GFSK05	264
4GFSK1	365
ASK	160

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa Avcılar Yerleşkesi'nde yer alan futbol sahasında gerçekleştirilen bir diğer test ile 2GFSK1 modülasyonun maksimum çıkış gücü olan +14 dBm değerindeki ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Sabitlenen verici cihazdan saniyede bir kez 30 byte veri yollanmıştır. Yollanan veriler ve gelen sinyalin gücü alıcı cihaz tarafından görüntülenerek kayıt edilmiştir. Test süresince izlenen rota Şekil 6'da yer almaktadır. İzlenen rotada geçen süre ile işaretin geliş gücü arasındaki ilişki Şekil 7'de yer almaktadır.

Şekil. 6. Test rotası



Şekil. 7. Gelen gücünün değişimi

c) CSMA (Carrier Sense Multiple Access) Testleri

Alıcı cihaza birden fazla cihazın aynı anda veri göndermesine ilişkin gerçekleştirilen testleri kapsamaktadır. S2-LP RF modülünde yer alan CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) motorları kullanılarak gerçekleştirilen testlerde verici cihazlar yayın yapmadan önce kanalı dinleyerek sinyal göndermektedir. Üç verici cihazdan gönderilen veriler alıcı cihazda toplanarak kayıt edilmiştir. Her cihaz saniyede bir kere 29 byte veri gönderecek şekilde ayarlanmıştır. Test süresince her cihazın 7440 paket veri göndermesi beklenmektedir. Alıcı cihazdan elde edilen verilere göre 1. cihaz 7163 paket, 2. cihaz 7204 paket ve 3. cihaz 7223 paket veriyi sağlıklı bir şekilde iletmiştir.

IV. SONUÇ

Kablosuz sensör ağı dört adet STEVAL-FKI868V2 modülü ile gerçeklenmiştir. Performans testlerinde gönderilen veri sayısı ile harcanan anlık güç ve gönderme süresi arasında doğrusal bir ilişki görülmüştür. Elde dilen güç ölçümlerine göre bataryalı sistemler için uygun bir modüldür. Alıcı cihaza 3 cihazın aynı anda veri göndermesi durumunda sağlıklı paket veri iletim oranı %96.2, %96.8 ve %97.0 şeklindedir. Mesafe testlerinde en uzun menzil 2GFSK05 modülasyon türü ile sağlanmıştır.

BİLGİLENDİRME

Bu proje TÜBİTAK 2209-B Sanayiye Yönelik Lisans Araştırma Projeleri Desteği programı ile desteklenmiştir.

KAYNAKLAR

[1] C. Pham, "Investigating and experimenting CSMA channel access mechanisms for LoRa IoT networks," 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Barcelona, 2018, pp. 1-6.

[2] M. Yigit, E. A. Yoney and V. C. Gungor, "Performance of MAC protocols for wireless sensor networks in harsh smart Grid environment," 2013 First International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), Batumi, 2013, pp. 50-53.

[3] N. Zhu and I. O'Connor, "Performance evaluations of unslotted CSMA/CA algorithm at high data rate WSNs scenario," 2013 9th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Sardinia, 2013, pp. 406-411.

[4] Lindner T., Wyrwał D., Kubacki A. (2020) "Low Power Wireless Protocol for IoT Appliances Using CSMA/CA Mechanism", Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 920. Springer, Cham.

[5] K. Mekki, E. Bajic, F. Chaxel, F. Meyer, "A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment", ICT Express (2018).

[6] https://www.st.com/en/wireless-transceivers-mcus-and-modules/s2-lp.html

[7] https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l053r8.pdf

Inkjet Baskı Tekniği ile Giyilebilir Sıcaklık Sensörü Tasarımı

Burcu Arman Kuzubaşoğlu[1*], Senem Kurşun Bahadır[2]

[1,2] *İstanbul Teknik Üniversitesi, Tekstil Mühendisliği Bölümü, İnönü Cd. No.65 Gümüşsuyu- Beyoğlu 34437, İstanbul*

[1] armanb@itu.edu.tr; [2] kursuns@itu.edu.tr

ÖZET: Karbon nanotüp bazlı sıcaklık sensörü, iletken mürekkebin inkjet baskı tekniği kullanılarak kumaş yüzeyine transfer edilmesiyle elde edilmiştir. Geliştirilen karbon nanotüp bazlı iletken mürekkep ile basılan sensörün performansı 35 °C ile 50 °C arasında incelenmiştir. Üretilen sensör 0.97 %/°C TCR ve 1076 K termal indeks değerine sahiptir. Sonuçlar göstermektedir ki, üretilen sensör, literatürdeki yer alan KNT bazlı sıcaklık sensörleri ve ticari sıcaklık sensörleri ile karşılaştırılabilir performans sergilemiştir. Geliştirilen sensör, giyilebilir elektronik alanında kullanılabilir.

1. GİRİŞ

Hastalıkların teşhisinde vücut sıcaklığı verisi oldukça etkili ve kritik bir değişkendir. Standart bir klinik termometrenin rahatsız edici yapısındansa giyilebilir ve esnek sıcaklık sensörlerinin rahatlığı ve ortadan kaldırdığı enfeksiyon riski kişilerin vücut sıcaklığındaki değişimleri izlemek ve kontrol etmekte tercih sebebidir [1]. Düzenli bir sıcaklık ölçümü gereken durumlarda özellikle ateşlenme dediğimiz 38,3 °C ve üzeri vücut sıcaklıkları söz konusu olduğunda tekstil bazlı esnek sıcaklık sensörleri uygun bir alternatif olarak görülmektedir. Literatürde geleneksel dokuma, örme, nakış ya da kumaş üzerine iletken baskı /kaplama teknikleri kullanılarak bu amaçla yapılan çok çeşitli çalışmalar mevcuttur [2,3].

Tekstil tabanlı bir giyilebilir sıcaklık sensörünün uygun şekilde çalışması için bazı koşulları sağlaması önemlidir: sensör 35-42 ºC arasındaki vücut sıcaklıklarda doğru ölçüm yapabilmeli; hassas ölçüm yapabilmeli, hafif; biyouyumlu ve çevresel etkenlere karşı dayanıklı olmalıdır [4]. Ayrıca cildi tahriş etmemeli ve sıcaklık değişimlerine çok hassas bir şekilde cevap verebilmedir (37-39 ◦C arasında ± 0,1 ◦C ve 37 ºC'nin altında ve 39 ºC'nin üzerinde en az ± 0,2 ◦C doğruluk) [5]. Bunların yanında, yıkamaya karşı fonksiyonelliğini koruması da beklenen özellikler arasındadır.

Vücut sıcaklık değerini ölçmede kullanılan çok sayıda cihaz bulunmaktadır. Bunlar, sıcaklık detektörleri (RTD), ısıya duyarlı dirençler (termistörler), cıva termometreleri, kızılötesi sensörler ve termokupldır [5]. RTD'ler, iletken bir malzemenin direnç değerinin sıcaklıkla değişmesinden istifade edilerek oluşturulan hassas sıcaklık algılayıcısıdır [2]. RTD sensörleri, yüksek doğrulukta ve hızda çalışabilmesinden dolayı birçok sağlık uygulamalarında kullanılmaktadır. Sıcaklık direnç katsayısı (TCR) değeri, direnç tipi sıcaklık sensörlerinin hassasiyetini belirtmede kullanılan bir değerdir [2,6]. Oda sıcaklığı ve 45 ◦C arasında hassas vücut sıcaklığı ölçümlerinin yapılabilmesi için yüksek bir TCR değerine sahip sensörler kullanılmaktadır [7].

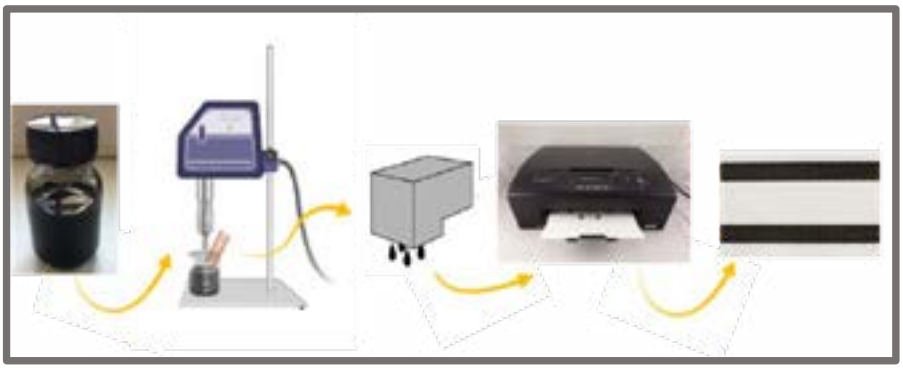
Nano malzemelerin yüksek yüzey-hacim oranına ve oldukça küçük boyutlara sahip yapılar olması, sensör uygulamalarında fayda sağlamaktadır. Yüksek yüzey alanına sahip olmaları materyaller arası etkileşimin artmasına sebep olmakta, bunun sonucu olarak da yüksek hassasiyet sağlamaktadır. Küçük boyutlara sahip olmaları ise hızlı bir tepki süresi sağlamaktadır. [8].

Baskı teknolojilerinin basit proses adımları, düşük malzeme israfı, düşük üretim maliyetleri ve kolay desenleme teknikleri elektronik tekstil uygulamalarında kullanımını çok cazip kılmaktadır [9]. Bunların yanında, inkjet baskı (mürekkep püskürtmeli) yönteminin en önemli özelliği ise litografi gibi ekstra işlemlere ihtiyaç duymadan doğrudan desen basabilmesidir [10]. Bu baskı yöntemi ile, koloidal veya kimyasal çözelti formunda çok çeşitli nano ve mikro malzemeler bir substrat malzemesi üzerinde transfer edilebilir [11,12]. İnkjet baskı tekniğinde kullanılacak olan mürekkebin viskozite ve yüzey gerilimi değeri sırasıyla 1-25 mPa.s ve 25-50 mN/m aralığında olmalıdır [13,14].

1. MALZEMELER VE YÖNTEM

1.1 Malzemeler

Çok duvarlı karbon nanotüp Nanokar Kim. Mad. firmasından temin edilmiştir. Karbon nanotüplerin (KNT) dış çapı 8-18 nm, iç çapı 5-10 nm ve uzunluğu 10-20 μm aralığındadır. Sürfaktan olarak dodesil sülfat sodyum tuzu (SDS) (Merck Millipore) kullanılmıştır. Tafta kumaş, Huzhou Hengxin'den temin edilmiştir. Kumaşın kalınlığı ve ortalama ağırlığı 0,105-0,115 mm ve 62±5 g/m2'dir. Yalıtım malzemesi olarak poliürethan (PU) bant kullanılmıştır (Bemis ST604).



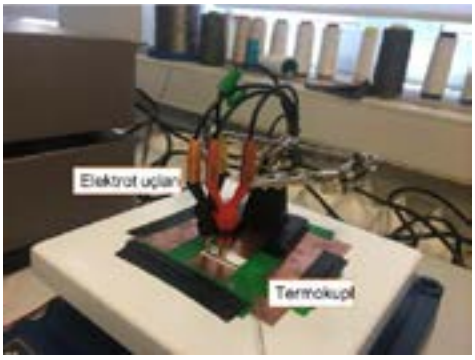
Şekil 1. Proses aşamaları.

1.2 Sensör Üretim Yöntemi

İlk olarak %0,2 KNT içeren mürekkep hazırlanmıştır. Karbon nanotüpler ve SDS distile su içerisinde 0,5 çevrim ve %70 amplitüdle çalışan sonikatör ile 30 dakika boyunca işleme tutularak dispersiyon oluşturulmuştur (UP400S ultrasonikatör (400 watt, 24kHz)).
Baskı işleminde ofis tipi inkjet baskı cihazı kullanılmıştır. Kartuş temizlendikten sonra hazırlanan KNT bazlı iletken mürekkep kartuşa enjekte edilmiş ve baskı işlemi ile tafta dokuma kumaş üzerine transfer edilmiştir. Serpentin deseni, oda sıcaklığında gri tonlamalı yazdırma modunda 4800 dpi × 1200 dpi çözünürlükte basılmıştır. Elektriksel direnç ölçümü için KNT mürekkep üst üste aynı desen üzerine 5 kat basılmış ve her bir baskı arasında mürekkebin kuruması için 5 dakika bekletilmiştir. Sensörün yalıtımını sağlamak ve dayanıklılığını arttırmak için PU bazlı bant kullanılmıştır. Proses şeması şekil 1'de gösterilmektedir.

1.3 Karakterizasyonlar

Hazırlanan iletken mürekkebin inkjet baskı makinasına uygunluğu onun viskozite ve yüzey gerilimi değerlerine bağlıdır. KNT bazlı mürekkebin yüzey gerilimi ~34.06 mN/m (Theta Lite optik tansiyometre) ve viskozitesi 2.64 ± 0.1 mPa.s (Reomat viskozimetre) olarak bulunmuştur.
Basılı sensörün performansının ölçümü için veriler bilgisayara RS232 üzerinden aktarılmıştır. Tüm çıktı verileri, PC ile Excelinx yazılımı ile Keithley 2700 kullanılarak elde edilmiştir. KNT baskılı sensörün direnç tepkisi, 0.6 mm x 1.0 mm çapında bir Omega TT-K-30-SLE (ROHS) tipi termokupl ile bir ısıtıcı üzerinde (DAIHAN 20D) yaklaşık 35°C ila 50°C sıcaklık aralığında incelenmiştir. Ölçüm görüntüsü şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Test görüntüsü.

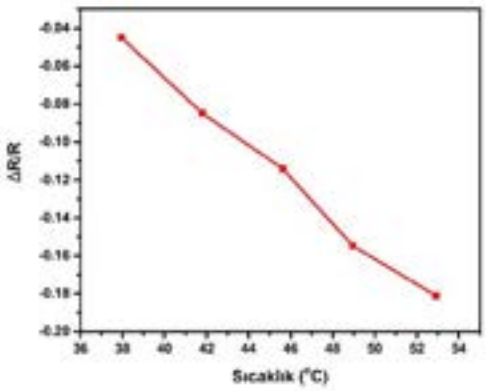
2. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Düşük direnç elde etmek için karbon nanotüp mürekkebi ile üst üste 5 adet baskı yapılarak yoğun bir karbon nanotüp ağının oluşması sağlanmıştır. Şekil 3'de inkjet baskı işlemi kullanılarak tafta kumaş üzerine imal edilmiş sensörün fotoğrafı ve dijital optik mikroskop görüntüsü yer almaktadır.

Şekil 3. Geliştirilen sensörün fotoğrafı ve optik mikroskop görüntüsü.

Üretilen KNT basılı sensörün elektriksel direnç değeri 7.73 ± 0.85 MΩ'dur.

Şekil 4, sıcaklığa maruz kalan KNT baskılı sıcaklık sensörünün direnç değişimini göstermektedir. Sıcaklık 35 ◦C'den 50 ◦C'ye yükseltildiğinde, direnç değeri NTC (negatif ısıl katsayı) termistör karakteristiğine işaret ederek düşüş göstermiştir.



Şekil 4. Sensörün sıcaklığa karşı direnç değişimi.

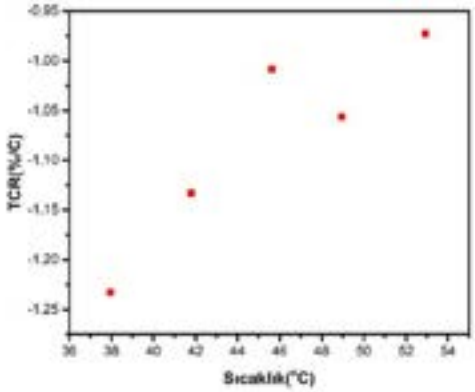
TCR (α), genel olarak, sıcaklıktaki değişimin her bir derecesi ile % cinsinden dirençteki değişim olarak ifade edilir ve aşağıdaki ifade ile tanımlanır:

$$\alpha = \frac{1}{R(T_0)} \frac{R(T) - R(T_0)}{T - T_0} \quad (1)$$

Burada R (T), T sıcaklığındaki direnç, R (T_0), test edilen örneğin T_0 sıcaklığındaki direncidir. Geliştirilen sensör ile elde ettiğimiz TCR değeri 0.97 %/◦C'dir. Şekil 5'te farklı sıcaklıklardaki TCR verileri gösterilmektedir.

Sensörün hassasiyeti hakkında malzeme sabiti (termal endeks, β) bilgi verir ve aşağıdaki formülden hesaplanır:

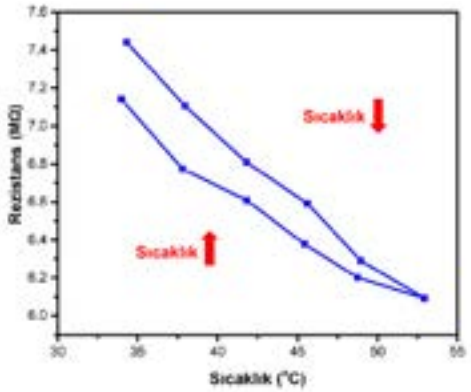
$$\beta = \frac{In^{R(T_0)}/_{R(T)}}{\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}} \quad (2)$$



Şekil 5. Basılı sensörün farklı sıcaklıklardaki TCR değerleri.

Literatürde, seramik ve yarı iletken sıcaklık sensörleri için hassasiyet parametresi olan termal endeks genellikle 1000 K ile 10000 K arasındadır [15]. Yüksek ß değeri, yüksek sıcaklık stabilitesine karşılık gelmektedir [16]. Geliştirilen sensörün hesaplanan termal indeks değeri 1076 K'dir. Bu da hassas sıcaklık sensörü uygulamalarına uygun olduğunu ortaya koymaktadır.

Şekil 6, basılı sensör için artan sıcaklık ve düşüşüne bağlı direnç verilerini göstermektedir. Değerlerin birbirine yakın olması üretilen sensörün stabilitesini koruduğunu göstermektedir.



Şekil 6. Basılı sensörlerinin sıcaklık artış ve azalışına bağlı direnç verileri.

3. SONUÇ

Bu çalışmada, tafta kumaş üzerine hassas ve kararlı KNT bazlı sıcaklık sensörü geliştirilmiştir. Düşük maliyetli ve basit bir baskı yöntemi ile karbon nanotüp bazlı mürekkep ile dizayn edilen serpantin sensör görüntüsü tafta kumaş üzerine basılmıştır. Serpantin tasarımının kullanılması ile aynı zamanda sabit bir gerilme altında sensörün hassasiyeti de olumlu yönde etki sağlaması beklenmektedir. Geliştirilen sensör, NTC tipi bir davranış sergilemiştir. Basılı sensör 35-50 ◦C arasında iyi derecede hassasiyet göstermektedir. Vücut sıcaklığı ölçüm uygulamaları için potansiyel göstermektedir.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından 218M746 proje no ile desteklenmiştir.

KAYNAKÇA

[1]. Campbell, I. (2008). Body temperature and its regulation. Anaesthesia & Intensive Care Medicine, 9(6), 259-263.

[2]. Majumder, S., Mondal, T., & Deen, M. J. (2017). Wearable sensors for remote health monitoring. Sensors, 17(1), 130.

[3]. Gonçalves, C., Ferreira da Silva, A., Gomes, J., & Simoes, R. (2018). Wearable e-textile technologies: A review on sensors, actuators and control elements. Inventions, 3(1), 14.

[4]. Bielska, S., Sibinski, M., & Lukasik, A. (2009). Polymer temperature sensor for textronic applications. Materials Science and Engineering: B, 165(1-2), 50-52.

[5]. Li, Q., Zhang, L. N., Tao, X. M., & Ding, X. (2017). Review of flexible temperature sensing networks for wearable physiological monitoring. Advanced healthcare materials, 6(12), 1601371.

[6]. Yang, J., Wei, D., Tang, L., Song, X., Luo, W., Chu, J., ... & Du, C. (2015). Wearable temperature sensor based on graphene nanowalls. Rsc Advances, 5(32), 25609-25615.

[7]. Honda, W., Harada, S., Arie, T., Akita, S., & Takei, K. (2014). Wearable, human-interactive, health-monitoring, wireless devices fabricated by macroscale printing techniques. Advanced Functional Materials, 24(22), 3299-3304.

[8]. Yoon, H. (2013). Current trends in sensors based on conducting polymer nanomaterials. Nanomaterials, 3(3), 524-549.
[9]. Nathan, A., Ahnood, A., Cole, M. T., Lee, S., Suzuki, Y., Hiralal, P., ... & Haque, S. (2012). Flexible electronics: the next ubiquitous platform. Proceedings of the IEEE, 100(Special Centennial Issue), 1486-1517.
[10]. Xu, R., Fleming, P. D., Pekarovicova, A., & Bliznyuk, V. (2005). The effect of ink jet paper roughness on print gloss. Journal of imaging science and technology, 49(6), 660-666.
[11]. Moonen, P. F., Yakimets, I., & Huskens, J. (2012). Fabrication of transistors on flexible substrates: from mass-printing to high-resolution alternative lithography strategies. Advanced materials, 24(41), 5526-5541.
[12]. Khan, S., Lorenzelli, L., & Dahiya, R. S. (2014). Technologies for printing sensors and electronics over large flexible substrates: a review. IEEE Sensors Journal, 15(6), 3164-3185.
[13]. Izdebska, J., & Thomas, S. (2015). Printing on polymers: fundamentals and applications. William Andrew.
[14]. Cummins, G., & Desmulliez, M. P. (2012). Inkjet printing of conductive materials: a review. Circuit World, 38(4), 193-213.
[15]. Dinh, T., Phan, H. P., Qamar, A., Woodfield, P., Nguyen, N. T., & Dao, D. V. (2017). Thermoresistive effect for advanced thermal sensors: Fundamentals, design considerations, and applications. Journal of Microelectromechanical Systems, 26(5), 966-986.
[16]. Sahoo, S., Parashar, S. K. S., & Ali, S. M. (2014). CaTiO 3 nano ceramic for NTCR thermistor based sensor application. Journal of Advanced Ceramics, 3(2), 117-124.

Manyetik Bağlaşım Temelli Kablosuz Pasif Isı Sensörü

Yeliz Dikerler[1], Seyit Ahmet Sis[1]

[1]*Elektrik Elektronik Müh., Mühendislik Fak.*
Balıkesir Üniversitesi
yelizdikerler@gmail.com, seyit.sis@balikesir.edu.tr

ÖZET

Zorlu ortamlar ve izleme sistemleri için fiziksel bağlantıların mümkün olmadığı yerlerde çalışabilen sıcaklık sensörlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Sinyal iletişimi için fiziksel temas veya batarya gibi güç kaynağı gerektiren mevcut sıcaklık sensörlerinin çoğu ihtiyaçları karşılayamamaktadır. Bu çalışmada, sıcaklık değişimlerini ölçmek için kullanılabilen manyetik bağlaşımla kablosuz pasif bir sıcaklık sensörü tasarımı ve deneysel olarak gerçekleştirilmesi sunulmaktadır. Frekans kayması ve empedans değişimi tespitine dayanan endüktif kapasitif (L-C) sensör temassız olarak sıcaklık değişimlerinin izlenmesi için entegre edilmiştir. Sensördeki bobin yapılarının tasarımı ANSYS-Maxwell-14.0 programında yapılmıştır. Sonuç olarak sıcaklık değişimlerinin izlenmesinin, sensör devresinde fiziksel bağlantı, güç kaynakları veya aktif elemanlar gerektirmeden gerçekleştirilebileceği doğrulanmaktadır.

Anahtar kelimeler: Pasif sensörler, manyetik bağlaşım, kablosuz sensörler.

GİRİŞ

Sıcaklık değişimlerinin izlenmesi, gıda endüstrisi, lojistik, tarım, taşınabilir tıbbi ekipman, akıllı kablosuz sağlık izlemesi gibi günlük yaşamdaki birçok alanda kritik öneme sahiptir. Bu tür uygulamaların birçoğunda, dışarıdan sistem ile temasın zor olduğu ortamlardaki ve fiziksel bağlantıların mümkün olmadığı sıcaklık izleme sistemlerindeki zorluklar ortaya çıkmaktadır. Sensör bulunan bir devre ile, zorluklar azaltılabilmekte ve nesne/alan etrafındaki sıcaklık değişimleri takip edilebilmektedir. Son on yılda bu konuda birçok çalışma yapılan ve fiziksel bağlantı ihtiyacını ortadan kaldıran kablosuz sensörler, veri toplama ve aktarma yöntemine bağlı olarak aktif veya pasif modda çalışmaktadırlar. Aktif sensörler dahili bir kaynakla güçlendirilirken pasif sensörler uzaktan güç almaktadır.

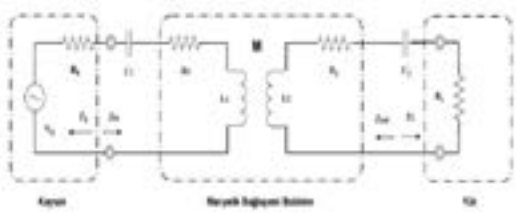
Kablosuz pasif sensörlerin en yaygın çeşidi olan endüktif kapasitif (L-C) devre bazlı sensörler endüktans, kapasitans ve direnç değerleri ile belirlenen bir rezonans frekansına sahip devrelerdir ve bu değerlere bağlı olarak rezonans frekansının sıcaklığa bağlı olarak değişkenlik göstermesi ile ilgili parametre izlenebilmektedir [1]-[5]. Bu sensör tasarımı için, empedans değeri termistör direncinin bir fonksiyonu olarak değişkenlik göstermektedir [1]. İlgili parametrede değişiklikler, frekans tepkisini değiştiren endüktif kuplaj yada diğer bir ifadeyle manyetik bağlaşımyoluyla okuyucu tarafından izlenebilmektedir. Küçük boyutları, basit yapıları, düşük maliyetleri, entegrasyon kolaylığı ve sabit karakterizasyonları nedeniyle endüktif kapasitif (L-C) sensörleri kablo ile temasın zor olduğu ortamlarda kısa mesafeler için güç iletiminde özellikle avantaj sağlamaktadır.

Bu çalışmada, manyetik bağlaşımla kablosuz pasif bir endüktif kapasitif (L-C) sensörü ile sıcaklık değişimleri takibinin yapılabilmesi için iki RLC devresi tasarlanmıştır. Devrelerde 6.5 MHz Endüstriyel Bilimsel Tıbbi (ISM) çalışma frekansında görev yapan harici (algılama) ve iç (sensör) bobinleri 1 cm mesafede konumlandırılmış ve bobinler baskılı devre kartı (PCB) üzerinde basıldıktan sonra sensör devresi Rohde & Schwarz FSH8 ağ analizör cihazı ile test edilmiştir. Baskılı devre kartı (PCB) üzerine basılabilmesi, ince uyumlu, hafif ve uygun maliyetli yapılar üretilmesine olanak sağlamaktadır. Bobin değerlerinin geometrisi ve verimliliğinin belirlenmesinde bir radyo frekans devre analiz programı kullanılarak gerekli incelemeler yapılmıştır. Düşük Frekanslı Elektromanyetik Alan Simülasyonu ANSYS-Maxwell-14.0 programı ise, bobinleri simüle etmek, değerlerini hesaplamak ve bobin tasarımını doğrulamak için kullanılmıştır. Oda sıcaklığından (27,5 ^{o}C) 100 ^{o}C'ye kadar 10 ^{o}C'lik artışlarla ve 100 ^{o}C'den oda sıcaklığına (27,5 ^{o}C) kadar 10 ^{o}C'lik azalışlarla ölçülen sıcaklık bilgisi, 5 sargılı harici bobin ve bu bobin ile eşdeğer olan iç bobin arasındaki endüktif kuplaj yoluyla algılanmıştır. Sensör devresi tarafından ölçülen sinyale göre değişkenlik gösteren rezonans frekansı ve giriş tarafından gözlemlenen yansıma katsayısı (Γ), karmaşık bir güç sistemine ihtiyaç duyulmadan harici bobin kullanımı ile kolaylıkla ölçülebilmiş ve bir ağ analizör cihazı yardımıyla izlenebilmiştir.

MANYETİK BAĞLAŞIMLA KABLOSUZ PASİF SENSÖR DEVRE MODELİ

Sıcaklık değişimlerinin takibi için manyetik bağlaşımla kablosuz pasif endüktif kapasitif (L-C) sensöründe harici(algılama) ve iç (sensör) bobini olarak görev yapan iki RLC devrenin eşdeğer devre modeli Şekil 1'de gösterilmektedir. RLC devrelerinde bobinlerin rezonansta çalışabilmesi ve sensör ile alıcı tarafın etkileşiminin yüksek tutulabilmesi için devreye seri olarak harici kapasitörler bağlanmaktadır. Bu kapasitörlerin değerleri, tasarım frekansında rezonansı sağlayacak şekilde seçilmektedir. Bobin bulunan iki RLC devresinin, manyetik kuplaj ile birbirine bağlanması bobinler arası karşılıklı endüktans(M) aracılığıyla gerçekleşmektedir. V_S güç kaynağına bağlı devre modelindeki tüm R, L ve C

parametreleri çevrim geometrisine bağlı olarak değişmektedir.Manyetik bağlaşımla kablosuz pasif bir endüktif kapasitif (L-C) sensöründeki iki RLC devresinde bulunan eşdeğer bobinlerin, manyetik kuplaj ile birbirine bağlanması *M* değerine bağlı olarak zayıf kuplajlanma veya güçlü kuplajlanma rejimi ile adlandırılan iki farklı rejimde gerçekleşmektedir.Bobinler arası mesafenin belli bir mesafenin üzerinde olması durumu ya da diğer bir ifadeyle bobinler arası karşılıklı endüktansın(*M*) belli bir değerin altında kaldığında sistemin çalıştığı rejim zayıf kuplajlanma rejimidir. Güçlü kuplajlanma rejimi ise bobinler arası mesafenin belli bir değerin altında kalması ya da karşılıklı endüktansın(*M*) belli bir değerin üzerinde olması durumudur. Bu rejimde, mesafeden bağımsız, başka bir deyişle güç aktarımında mesafe değişse bile yüke sabit bir güç sağlayabilen kuplajlanmış bobinler birçok uygulamada avantaj sağlamaktadır [6]-[7].



Şekil 1: Manyetik Bağlaşımla Kablosuz Pasif Sensör Eşdeğer Devre Modeli

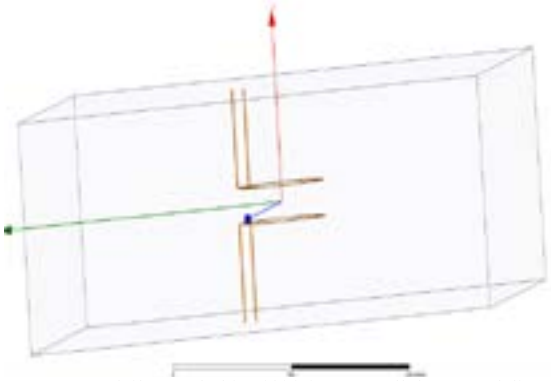
Bobinler arası manyetik kuplajlanmayı belirleyen diğer bir kavram olan kuplaj katsayısı *k*, endüktif sistemlerinin kablosuz aralığını belirleyen bir faktör olup, 0 ile 1 arasında değişkenlik göstermektedir. Kuplaj katsayısının 0 olması bobinler arası hiçbir manyetik bağlantının bulunmadığı, 1 olması ise harici bobin devresinde üretilen tüm manyetik akının sensör bobin devresine aktarıldığı anlamına gelmektedir.

BOBİN SİMÜLASYONU, ÜRETİMİ VE KARAKTERİZASYONU

Şekil-1 de verilen devre modeli bir devre simülatörü kullanılarak sistematik şekilde analiz edilerek optimal devre parametreleri belirlenmiştir. Rezonans frekansı ve yansıma katsayısı değişimlerinden yaralanılan sıcaklık izlemesinde, takibin yapılabilmesi için yansıma katsayısının ve yansıma katsayısının minimum noktası olan frekansın gözle görülür değişim göstermesi istenmektedir. Devrede L_1=L_2=3036 nH, C_1=C_2=220 pF ve R_L=43 Ω değerlerinde parametreler seçildiğinde istenilen ideal değişimler meydana gelmektedir. R_L sıcaklık ölçümünün yapılacağı ortama konulacak termistörü temsil etmektedir. Termistörün rezistans değeri oda sıcaklığında yaklaşık 43 Ω iken, sıcaklık arttıkça bu değer düşmektedir. Bu analizlere göre sıcaklık değişimlerinin takibinde kablosuz pasif sensörün sahip olması gereken en ideal endüktans, kapasitör, kuplaj katsayısı, bağlanma mesafesi ve karşılıklı endüktans değerleri Tablo 1'de sıralanmıştır. Yukarıda değerleri verilen bobinlerin geometrilerinin tasarlanması, endüktans değerlerinin hesaplanması ve doğrulanması ANSYS-Maxwell-14.0 programı ile gerçekleştirilmiştir. Şekil-2 de bağlaşımdaki bobin çiftinin Maxwell modeli gösterilmektedir.

Tablo 1: Devre model parametre değerleri

Harici Bobin Endüktansı (L_R)	3036 nH
Sensör Bobin Endüktansı (L_S)	3036 nH
Termistör Direnci (R_L)	43 Ω
Harici Kapasitansı (C_R)	220 pF
Sensör Kapasitansı (C_S)	220 pF
Kuplaj Katsayısı (k)	0.209
Harici Bobin Yarıçapı (r_R)	37.36 mm
İç Bobin Yarıçapı (r_S)	37.36 mm
Bağlanma Mesafesi (d)	11 mm
Karşılıklı Endüktans (M)	633 nH



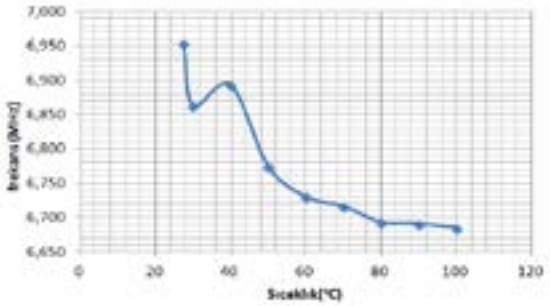
Şekil 2: Kuplajlanmış bobin çifti için Maxwell devre modeli.

KABLOSUZ PASİF SICAKLIK SENSÖRÜ İÇİN DENEY DÜZENEĞİ VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

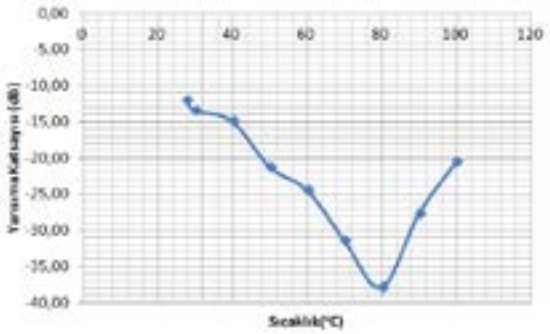
PCB devre kartına bastırılmış bobinlere, tasarımda belirlenen ideal parametre değerlerine göre kapasitör, direnç, termistör elemanları ve harici bobin devresinin ağ analizör cihazına bağlanmasını sağlayacak konnektör lehimlenerek bağlanmıştır.Devreler tamamlandıktan sonra, sıcaklığa dayanıklı özel hazırlanmış cam fanusta gerçekleştirilecek deneylerde harici bobin devresi cam fanus üzerine, sensör olanı ise tam karşısına bulunacak şekilde fanus içine sabitlenmiştir.Fanus içinde sıcaklık artışını sağlayacak olan ısıtıcı ve sıcaklık takibini yapacak termometre, sensör devresindeki algılama elemanı olan termistörün yakınına yerleştirilerek düzenek oluşturulmuştur. Şekil-3 de sensörün test edilmesi için kurulan deney düzeneği gösterilmektedir.

Şekil 3: Deney Düzeneği

Devrenin bağlantı işlemlerinin tamamlanmasından sonra, ölçümler için özel hazırlanan fanus oda sıcaklığında (27,5 ^{o}C) bulunduğundan teste 27,5 ^{o}C'de başlanmış, ısıtıcı yardımıyla 100 ^{o}C'ye kadar 10 ^{o}C'lik artışlarla arttırılmıştır. Sıcaklık artış testinden sonra, 100 ^{o}C ile oda sıcaklığı (27,5 ^{o}C) aralığında sıcaklık azalış testi gerçekleştirilmiştir. Bir önceki test sonunda sıcaklığı 100 ^{o}C olan cam fanus oda sıcaklığına kadar kontrollü bir şekilde 10 ^{o}C'lik azalışlarla soğutulmuştur. Test süresince kontrollü bir şekilde ısıtılan kablosuz pasif sensörün sıcaklık değişimine bağlı yansıma katsayısı cevabı, her adımda ağ analizör cihazı ekranından izlenmiş ve daha sonra sıcaklık değişimlerinin takibinde yararlanılan yansıma katsayısının ve rezonans frekansının yorumlanabilmesi için cihaza kaydedilmiştir. Yansıma katsayısının minimum olduğu nokta, sensör devresinin o sıcaklıktaki rezonans frekansını göstermektedir. Sıcaklık testleri boyunca ağ analizör cihazı ekranından izlenen yansıma katsayısı grafiğine göre tek bir rezonans dip noktası olduğundan bobinlerin zayıf kuplajlanma rejiminde çalıştığı gözlemlenmiştir. Şekil-4 ve Şekil-5 de sırasıyla sıcaklık artışı boyunca gözlemlenen rezonans frekansındaki ve yansıma katsayısı dip noktasındaki değerler sıcaklığa göre çizdirilmiştir. Şekil-4'de görüldüğü üzere oda sıcaklığında (27,5 ^{o}C) 6.950 MHz de gözlemlenen rezonans frekansı 100 ^{o}C'ye çıkıldığında 6,67 MHz'e kadar düşmektedir. Şekil-5 de verilen yansıma katsayısı grafiğine bakıldığında ise, yine giriş tarafından bakıldığında (faunusun dışı) çıkış tarafındaki (faunusun içi) sıcaklık değişimine göre giriş yansıma katsayısında oldukça yüksek bir değişim olduğu görülmektedir.



Şekil 4: Girişte gözlemlenen rezonans frekansının sıcaklığa göre değişimi



Şekil 5: Girişte gözlemlenen yansıma katsayısının sıcaklığa göre değişimi.

Yansıma katsayısı oda sıcaklığından (27,5 ^{o}C) yaklaşık 80 ^{o}C'ye kadar doğrusala yakın bir davranış şekliyle azalış sergilemiştir. Bu değişim -10 dB seviyelerinden -38 dB seviyelerine kadardır. 80 ^{o}C ile 100^{o}C arasında ise, yansıma katsayısı sıcaklığa göre doğru orantılı şekilde artış sergilemiştir.

SONUÇ

Bu çalışmada, zorlu ortamlar ile fiziksel bağlantıların mümkün olmadığı yerlerde sıcaklık değişimlerinin izlenmesinde kullanılabilen sıcaklığa dayanıklı bir manyetik bağlaşımla kablosuz pasif sıcaklık sensörü tasarımı ve deneysel olarak gerçekleştirilmesi sunulmaktadır. Sistemdeki yansıma katsayısı ve rezonans frekans kaymasının tespitine dayanan bu sensör, temassız olarak, güç kaynakları gerektirmeden sıcaklık değişimlerinin izlenmesinin gerçekleştirilmesine katkı sağlamaktadır.

REFERANSLAR

[1] Huang, Q.A., Dong, L. and Wang, L.F., "LC Passive Wireless Sensors Toward a Wireless Sensing Platform: Status, Prospects, and Challenges", *Journal of Microelectromechanical Systems,* vol.1, 1057-7157, 2016.

[2] Rodriguez, R.I. and Jia, Y., "A wireless inductive-capacitive (L-C) sensor for rotating component temperature monitoring", *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems,* vol.4, no. 2, 325-336, June 2011.

[3] DeRouin, A. J., Pereles, B. D., Sansom, T. M., Zang, P.and Ong, K. G., "A Wireless Inductive-Capacitive Resonant Circuit Sensor Array for Force Monitoring", *Journal of Sensor Technology,* 63-69, 2013

[4] Wang, Y., Chen, Q., Wang, Y., "A Passive Wireless Temperature Sensor for Harsh Environment Applications", *Sensors,* vol.8, 7982-7995, December 2008

[5] Li, C., Tan, Q., Jia, P., Zhang, W., Liu, J., Xue, C. and Xiong, J., "Review of Research Status and Development Trends of Wireless Passive LC Resonant Sensors for Harsh Environmets", *Sensors*, vol.15, 13097-13109, June 2015

[6] Bıçakçı, S. ve Sis, S.A., "Rf Uygulamalarda Genel Amaçlı Tınlama Frekansı Takip Edici Sistem Tasarımı", *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi,* vol.5, no. 2, 211-221, 2017

[7] Sis, S.A. and Kavut, S., "A Frequency-Tuned Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transfer System With Near-Constant Efficiency up to 24 cm Distance", *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences,* 3168-3180, 2018.

Uçtan Uca Sürücüsüz Araç Eğitimi

Koray AKİ[1], Ahmet Emir DİRİK[2]

Bursa Uludağ Üniversitesi
[1]Yeniköy Altı Çalılık Mevki Yeniköy - Orhangazi / BURSA
korayaki@uludag.edu.tr

Bursa Uludağ Üniversitesi
[2]Mühendislik Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü 16059, Nilüfer, Bursa
edirik@uludag.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada, Evrişimsel Sinir Ağları (Convolutional Neural Networks) kullanılarak, uçtan uca sürücüsüz araç eğitimi için Derin Öğrenme (Deep Learning) tabanlı bir model oluşturulmuştur. Çalışmamızın ana amacı, oluşturulan model ile sürücüsüz aracın sürüş pistinde özerk hareketini sağlamaktır. Sürüş simülatöründe araçta bulunan kameralardan görüntü ve bununla birlikte direksiyon açısı alınarak oluşturulan modelin eğitimi gerçekleştirilmiştir. Sinir ağı çıktı olarak direksiyon açısını tahmin etmektedir. Önerilen ağın eğitimi NVIDIA model kullanılarak gerçekleştirilmiş ve bazı hiper parametreler değiştirilerek en iyi sürüş için performans değerlendirilmesi yapılmıştır. Gerçekleştirilen modelin gerçek zamanlı testleri sürüş simülatöründe yapılmıştır. Gerçekleştirilen testlerde sürücüsüz araç başarılı bir şekilde sürüş pistinde hareket etmeyi başarmıştır.

1. GİRİŞ

Makine öğrenmesi (Machine Learning, ML) ve Derin Öğrenme (Deep Learning, DL) alanındaki gelişmeler, pek çok farklı alanda ve özellikle de karmaşık problemlerin çözümü gibi birçok uygulamanın geliştirilmesine olanak sağlamaktadır. Makine öğrenmesi otomotiv endüstrisinde sürücüsüz araçların geliştirilmesinde çok büyük etkiye sahiptir. Makine öğrenmesi, nesne tespiti, yol planlaması ve haritalama gibi birçok sürücüsüz araç alt sisteminde kullanılmaktadır. 2000'li yıllardan itibaren sürücüsüz araç gelişimi oldukça hızlanmıştır. Araçların otomatik park etmesi, şerit takibi, trafik ışıklarını tanıma ve nesnelerin tespiti gibi birçok alanda kullanılmaktadır.

Makine Öğrenmesinin alt dalı olan Derin Öğrenme, girdi olarak yüksek boyutlu verileri olan sorunları çözmek için kullanılmaktadır. Derin Öğrenme yöntemleri, yüksek boyutlu verileri, Sinir Ağı (Neural Network, NN) olarak adlandırılan çok katmanlı bir mimari kullanan fonksiyon belirleyiciden geçirip, yüksek boyutlu verilerden ilgili özellikleri çıkarabilir. Son zamanlarda meydana gelen gelişmeler nedeniyle derin öğrenmeye ilgi oldukça artmıştır. Evrişimsel Sinir Ağlarının (Convolution Neural Networks, CNN) ve DL mimarilerinin geliştirilmesine en önemli katkı ImageNet yarışmasında DL algoritmalarının sağladığı iyileştirmelerdir [1]. ImageNet yarışmasında fotoğraftaki objelerin sınıflandırılmasında 2011 yılında %75 civarında olan başarım seviyesini 2012 yılında %85 seviyelerine çıkartmışlar ve 2015 yılında ise daha yüksek bir performans sergileyerek insanlardan daha iyi performans göstermiştir. Diğer bir gelişme ise sinir ağlarının daha hızlı eğitilmesini sağlayan grafiksel işlem birimlerinin (Graphical Processing Units, GPU) hesaplama kapasitesinin arttırılmasıdır. Birkaç yıl içinde ImageNet yarışmasını kazanan algoritmalar NN ve DL mimarilerinin gelişmesinde araştırmacılara ilhan kaynağı olmuştur. Geliştirilen mimarilerden bazıları; Toronto Üniversitesi'nden SuperVision grubu tarafından tasarlanan 1,2 milyon görüntüyü 1.000 sınıfa ayırabilen AlexNet [2], Oxford Üniversitesi'nden VGG (Visual Geometry Group) tarafından tasarlanan VGG-16 modeli [3], Google araştırmacıları tarafından tasarlanan GoogLeNet [4], 152 katman derinliği ile 2016 yılında Microsoft araştırmacıları tarafından tasarlanan ResNet (Residual Neural Network) [5] ve 2015 yılında Politecnico di Milano ve Montreal Üniversitesi araştırmacıları tarafından tasarlanan ReNet (A Recurrent Neural Network)'tir [6]. Bu gelişmelere ek olarak AlphaGo isminde bilgisayar programı, kısa sürede çözülemeyeceği iddia edilen, Go oyununda dünya şampiyonu olan Lee Sedol'u, Mart 2016'da yenmeyi başardı. Go oyununda elde edilen bu büyük ilerleme derin öğrenme çalışmalarına ilişkin yeniden bir tartışma başlattı ve derin öğrenmeyi daha popüler hale getirdi.

2. İLGİLİ ÇALIŞMALAR

Ülkemizde ve dünya genelinde her geçen gün araç kullanımı artmaktadır. Bugün hemen hemen her evde en az bir araç bulunmaktadır. Bununla birlikte, otomobillerin yaygın kullanımı, trafik kazalarına, hava kirliliğine ve trafik sıkışıklığı gibi hayatımızı olumsuz etkileyecek durumlara yol açmaktadır. Otonom araçlar bu sorunları azaltmayı ve yüksek maliyetli harcamalardan tasarruf etmeyi sağlayabilmektedir.

Bugün piyasadaki birçok araç, uyarlanabilir hız kontrolü, şerit kontrolü ve park yardımı gibi bazı otomasyon seviyelerini içerir (Çizelge 2.1). Otonom araçları Seviye 0'dan Seviye 5'e kadar altı seviyede inceleyebiliriz. Seviye 0'da, sürücü aracın frenini, direksiyonunu, gaz kelebeğini ve hareket gücünü kontrol eder. Seviye 0'da tüm sorumluluk sürücüye aittir. Seviye 1'de, bazı kontrol fonksiyonları otomatiktir ancak birbirlerinden bağımsız olarak çalışır. Sürücü bu otomatik sistemlere kontrol verebilir veya sistemler sürücünün kontrolünü otomatik olarak alabilir. Seviye 1 araçtaki sistemlere örnek olarak hız kontrolü ya da direksiyon yönlendirmesinde sürücüye yardımcı olabilir. Seviye 1'de de tüm sorumluluk sürücüye aittir. Seviye 2'de, iki veya daha fazla kontrol işlevi birlikte çalışabilir. Sistem hızı ve direksiyonu aynı anda kontrol edebilir ama bu seviyede de sorumluluk sürücüye aittir. Seviye 3'te araçlar "çevresel algılama" kabiliyetlerine sahiptir ve yavaş hareket eden bir aracın hızlanması gibi kararlar alabilir. Seviye 3'te, sürücü araca tam kontrol verebilir. Sistem hızı ve direksiyonu kontrol ederken yolu sensörleriyle izler ancak sürücünün gerekli durumlarda hazır olarak beklemesi gerekmektedir. Seviye 4'te, sistem tüm seyahat boyunca kontrolü ele alabilir, gerekli durumlarda sürücüden yardım ister fakat yanıt alamasa bile sürüşe devam eder. Seviye 4 araçlar otonom sürüş modunda çalışabilir. Ancak, mevzuat ve altyapı

gelişinceye kadar otonom araçlar sınırlı bir alanda (genellikle en yüksek hızların ortalama 30mph'a ulaştığı kentsel bir ortam) içinde kullanılabilmektedir. Bazı firmalar Seviye 4 araç testlerini gerçekleştirmeye başlamıştır. Son olarak Seviye 5'te araçta bir direksiyon olmasa bile sensörlerle yolu takip edebilir ve sürücüye ihtiyaç duymadan yola devam edebilir. Seviye 5 araçlarda direksiyon, gaz ya da fren pedalları bile olmayacak. Kamuya açık olmayan alanlarda Seviye 5 araçların test sürüşleri gerçekleşmektedir [7-11].

Çizelge 2.1. Otonom Süriş Seviyeleri

Seviye	Sürücü	Araç	Kontrol
0	Tam kontrol	Kontrol Yok	Sorumluluk sürücüde
1	Sorumluluk sürücüye aittir	Gaz ya da direksiyon kontrolü olabilir	Sorumluluk sürücüde
2	Sorumluluk sürücüye aittir	Gaz ve direksiyon kontrolü olabilir	Sorumluluk sürücüde
3	Gerekli durumlarda sürücü hazır olmalıdır	Tam kontrol olabilir	Sorumluluk araçta
4	Gerekli durumlarda araca yardım edebilir	Sürücü etkileşimi gerektirmez	Sorumluluk araçta
5	Kontrol yok	Tam kontrol	Sorumluluk araçta

Herhangi bir seviyedeki otonom araç, sürüş ortamı hakkında bilgi toplayabilmelidir ve bu bilgilere dayanarak kontrol kararları verebilmelidir. Araçlarda direksiyon, gaz ve fren pedalı vardır ve bu bileşenlerle araç kontrol edilebilir. Otonom araç hareket halindeyken radar, LiDAR ve kamera olmak üzere kullanılan üç ana sensör vardır. Her sensör farklı bilgiler sağlar ve bazı dezavantajları da vardır. Sırasıyla radyo dalgaları ve lazerler kullanan Radar ve LiDAR, aracın yakınındaki nesnelerin mesafelerini algılar, ancak nesnelerin görünümü hakkında bilgiler vermez. LiDAR, kar ve yağmurdan da etkilenebilir [12]. Kamera temel olarak insan gözüyle aynı bilgileri sağlar ve bu nedenle sürüş için uygundur. Bununla birlikte, bir görüntüden sürüş için gereken bilgileri çıkarmak çok daha zordur.

Otonom araçların geliştirilmesine yönelik ilk başarılı girişim 1950'lerde başladı. İlk tamamen otonom araçlar 1984'te [13, 14] ve 1987'de [15] geliştirildi. DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency's) yarışmasında, 2004 ve 2005 yıllarında Grand Challenge etkinliklerinde [16, 17] sırasında otonom araçlar alanında önemli atılımlar yapıldı. 2004 yılında yarışa giren 15 araçtan hiçbiri yarışı tamamlayamadı. 2005 yılında gerçekleştirilen etkinlikte, bu sefer 23 takımdan 5'i bitiş çizgisine ulaştı. 2007 yılında gerçekleştirilen yarışmada, simüle edilmiş bir şehir ortamında araçların otonom bir şekilde hareket etti. Tamamen otonom hareket eden araçlardan altı tanesi yarışı tamamladı [18]. Bu yarışmada sürücülerin karmaşık görevlerini, makinelerin bağımsız olarak yerine getirebileceği gösterilmiştir. DARPA'nın yarışmasından sonra otonom araç testleri hız kazanmıştır. Dikkat çeken örnekler arasında 2009 yılından 2013 yılına kadar gerçekleşen otonom araç yarışmaları [19], 2010'da Hyundai tarafından düzenlenen otonom araç yarışması [20], 2010'da VisLab kıtalararası otonom araç yarışması [21], 2013'te kamuya açık alanlarda otonom araç testleri [22] ve Bertha Benz'in otomotiv tarihindeki ilk kara yolculuğunu tamamlamasından çok daha sonra, aynı rota tamamen otonom olarak tamamlanmıştır [23]. Aynı zamanda, araştırma hem akademik ortamda hem de endüstride hız kazanmaya devam etmiştir. Google'ın sürücüsüz aracı ve Tesla'nın otopilot sistemi son zamanlarda oldukça dikkat çekmektedir [24, 25]. Waymo, 2009 yılında Google ile sürücüsüz araç projesi başlattı. Waymo bugün, mevcut en gelişmiş sürücüsüz araç üreten şirkettir. Waymo, bilgisayar simülasyonlarında milyarlarca mil, 25 şehirde 5 milyon milden fazla otonom sürüş gerçekleştirmiştir. Şirket ulaştırma sektöründe, sürücüsüz araçlar kullanarak sürücüsüz servis hizmeti vermeyi planlıyor. Tesla, Tesla otopilotlarının ilk versiyonunu 2014 yılında Model S olarak piyasaya sürdü. Otomotiv sektöründe faaliyet gösteren diğer şirketlerden daha genç olsa da, Tesla bugün sürücüsüz araç pazarına liderlik ediyor. Bu günlerde caddelerde test edilen otonom araçlar olsa da, halen bazı zorluklarla karşılaşılmaktadır. Bojarski ve ark. [26] aracın önüne yerleştirilen tek bir kameradan alınan görüntüler ile CNN'i eğitmişlerdir. Elde edilen eğitim verileriyle sistem, şerit çizgileri olan veya olmayan yollarda ve otoyollarda trafikte sürüş yapmayı öğrenmiştir. Eğitim için bir NVIDIA DevBox ve Torch 7 kullanılmıştır, ayrıca aracın nereye gideceğini belirlemek için Torch 7 çalıştıran bir NVIDIA DRIVE (PX) otonom çalışan araç bilgisayarı kullanılmıştır. Sistem saniyede 30 kare hızında (FPS) çalışmıştır. Gerçekleştirilen modeldeki eksikliklerini gidermek için Bojarski ve ark. [27] yoldan elde edilen görüntüler ile direksiyon açılarını tahmin eden PilotNet adında sinir ağı tabanlı bir sistem geliştirmişlerdir. PilotNet sürücü tarafından toplanan görüntülerle eşleşmiş direksiyon açılarıyla eğitilmiştir. Gerçekleştirilen testlerde PilotNet'in yoldaki şerit çizgileri olmadan da çeşitli sürüş koşullarında şeridi başarıyla takip etmiştir. Yiping ve ark. [28] Venodyle-HDL32E lazer ve kamera kullanarak sürücü davranışlarıyla birlikte yolun kamera görüntüsünü kaydetmişlerdir. Lazer bilgisinin kullanılmasının, sadece video karelerinin kullanımına kıyasla tahmin doğruluğunu büyük ölçüde arttırdığını belirtmişlerdir. Xu ve ark. [29] otonom araçta 3 boyutlu bir nesne algılama sistemi geliştirmişlerdir. Geliştirdikleri sistemde kamera ve LiDAR kullanmışlardır. Oh ve Kang [30], araçlarda LiDAR yalnızca görünür mesafesindeki engelleri ölçebildiğinden, çalışmalarında aracın nerede olduğunu bulmak için LiDAR ve sterio kamerayı birlikte kullanmışlardır. Chavez-Garcia ve Aycard [31] hareketli nesneleri tespit etmek için radar, LiDAR ve kamerayı birlikte kullanmışlardır. Cho ve ark. [32] gerçek dünyada sürücüsüz araçların yanlarından geçen yayaları ve araçları tespit edebilmeleri için kamera, radar ve LiDAR'ı birlikte kullanmışlardır. Ravankar ve ark. [33] otonom robot ve araçların virajları daha yumuşak bir şekilde dönmeleri ve bu alanda yaşanan zorluklar üzerine bir inceleme gerçekleştirmişlerdir.

Literatür incelendiğinde sürücüsüz araçların yollarda kontrollü bir şekilde ilerlemesi için derin öğrenme algoritmaları kullanılmıştır. Bu çalışmada sadece kamera görüntüleri kullanılarak sürücüsüz aracın sürüş simülatöründe, CNN modeli kullanılarak otonom bir şekilde hareket etmesi sağlanmıştır. Sürücüsüz araçlar için kullanılan birçok sensör olmasına rağmen, kamera sürücüsüz araçlarda vazgeçilmez bir sensördür. Kameralar sürücüsüz aracın çevresini görselleştirmesini sağlar. Kameralar yol dokusunun sınıflandırılmasında çok etkilidir ve radar veya LiDAR gibi algılama için kullanılan diğer sensörlerden daha ekonomiktir. Kameraların kısıtı veriler işlenirken gösterdiği performans yani işlem gücüdür. Kamera görüntüleri CNN'in eğitimi için kullanılmış ve çıkış olarak direksiyon açısı elde edilmiştir.

3. DERİN ÖĞRENME (DEEP LEARNİNG)

Derin Öğrenme (Deep Learning, DL), Makine Öğrenmesi (Machine Learningi ML)'nin alt dalıdır. Doğrusal yapıda olan

geleneksel ML algoritmalarının yanında DL algoritmalarında uygulanacak olan yapının karmaşıklığına göre değişen bir hiyerarşi vardır. Başarı oranı belli bir seviyeye ulaşıncaya kadar DL süreci devam eder. DL sürecinde kullanılacak verinin DL'ye uygun olup olmadığı belirlenir. Eğer veri uygunsa veri kümesi tanımlanır ve analiz için hazırlanır. Veriler hazırlandıktan sonra uygulanacak DL algoritması seçilir ve tanımlı veriler ile kullanılan algoritma eğitilir. Eğitim süreci bittikten sonra, eğitilen modelin tanımsız veriler ile performansı test edilir.

1950'li yıllardan NN çalışmaları başlamıştır. İnternetin gelişimiyle birlikte, veri miktarı artmış ve artan veriyle birlikte sistemlerin öğrenme, karar verme, akıl yürütme gibi işlevleri gerçekleştirmesi için standart YSA modellerinin yetersiz kalması farklı bakış açılarını beraberinde getirmiştir. LeCun ve ark. [34] tarafından çevrimiçi el yazısı tanıma için LeNet mimarisi ile CNN kullanmışlardır. Geri yayılım (back propagation) algoritması ile eğitilmiş çok katmanlı sinir ağlarının, başarılı bir gradyan tabanlı öğrenme tekniği olduğu belirtilmiştir. Hinton ve Salakhutdinov [35], yüksek boyutlu verileri, yüksek boyutlu giriş vektörlerini yeniden oluşturmak için küçük bir merkezi katmanla, çok katmanlı bir sinir ağını eğiterek düşük boyutlu kodlara dönüştürülebilir olduğunu belirtmişlerdir. Bu çalışmadan sonra DL popülerleşmiştir. 2000'li yılların başında popüler olmaya başlayan YSA, bilgisayar işlemcileri dışında, daha fazla işlem gücü gerektiren yapılar için grafik işlemcilerin de kullanılmasıyla birlikte sığ alanlardan derin ağ yapılarına geçiş yapmıştır. Bu yaklaşımla birlikte görüntü işleme uygulamalarından, doğal dil işleme uygulamalarına ve medikal uygulamalar gibi karmaşık problemlerin çözülmesi için farklı alanlarda kullanılmaya başlanmıştır.

Verilerden öğrenebilen yeni bir yaklaşım olan DL, çok katmanlı veri temsillerini öğrenmesi üzerine odaklanmıştır. Derin öğrenmenin derinliği, yaklaşımın başardığı hiçbir derinlemesine anlayışa referans değildir, bunun yerine ardışık temsil katmanları fikrini ifade eder. Bir veri modelinde kaç katmanın olduğu, modelin derinliği olarak adlandırılır. Modern DL genellikle onlarca, hatta yüzlerce ardışık katmanı içerir ve hepsi eğitim gerçekleştiğinde öğrenir. DL'de her ardışık katman, kendinden önceki katmandaki çıktıyı giriş verisi olarak alır. Bu arada, makine öğrenmesine yönelik diğer yaklaşımlar, bir veya iki katmandan oluşan veri temsillerini öğrenir.

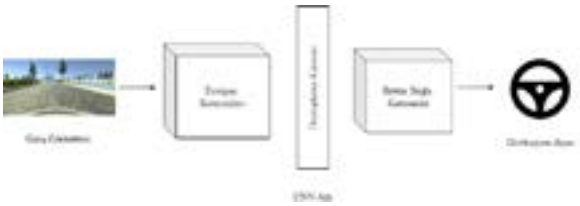
4. MATERYAL VE YÖNTEM

Sürücüsüz araçlar genel kamu kullanımı için uygun bir seçenek haline gelmeden önce çözülmesi gereken problemleri vardır. Eğer sürücüsüz araçlar güvenli bir şekilde yolda hareket edemezse kamuya açık yollara çıkması güvenlik açısından endişe verici olacaktır ve kamuya açık alanlarda kullanılmasına izin verilmeyecektir. Milyonlarca görüntüde hiçbir zaman %100 algılama başarısı elde edilemez. Ancak amacımız bu tespit oranını mümkün olduğunca arttırmaktır. Sürücüsüz araçların başlıca problemleri aşağıda sıralanmıştır.

- Sürücüsüz araç şeridi takip ederken şerit çizgilerini tam olarak yakalayamaması ya da şerit olmayan yollarda nasıl davranacağına karar vermesi,
- Sürücüsüz araç hareket halindeyken istikrarlı bir şekilde ivedilikle şeride kendisini (orta noktaya ya da istenen değerine) sabitleyememesi,
- Sürücüsüz aracın hızı arttığında kontrolünü kaybetmesi,
- Farklı yol koşullarında çevresel faktörlerden (farklı ışık seviyeleri, kar yağmur vb. ortamlar) etkilenmesi,

Yukarıda belirtilen sorunları çözmek çok karmaşık görünse de, belirtilen problemlerin çözümü için DL tabanlı sistemler kullanılmaktadır. Fiziksel hasarı önlemek için sürücüsüz araç simülasyon ortamında eğitilmiş ve test edilmiştir. Sürücüsüz araç eğitimini gerçekleştirmek için Udacity Inc. tarafından hazırlanan simülatör kullanılmıştır [36]. Veriler toplandıktan sonra öğrenme başarımının arttırılması için veri arttırma işlemi ve bazı görüntü işleme yöntemleri kullanılmıştır. Model seçimi ve hiper parametreler ayarlandıktan sonra toplanan verilerle eğitim işlemi gerçekleştirilmiştir.

Son yıllarda sürücüsüz araçların geliştirilmesine yönelik yarış muazzam bir şekilde hızlanmıştır. Pek çok bileşen sürücüsüz bir araç oluşturur ve en önemlilerinden bazıları ona güç veren sensörler ve DL yazılımıdır. Hesaplama yeteneklerindeki artışla, artık önemli detayları öğrenebilen ve aracın beyni haline gelebilecek, araca bir sonraki kararlar hakkında talimat verebilecek karmaşık ve derin sinir ağları kullanılmaktadır. Bu çalışmada, direksiyon açısını tahmin etmek ve sürücüsüz aracın simülatör ortamında kendi kendine hareket etmesi DL modeli oluşturularak sağlanmıştır. Oluşturulan modelde Tensorflow tabanlı Keras kütüphanesi kullanılmıştır. Oluşturulan modele kameralardan elde edilen görüntüler verilerek aracın direksiyon açısı tahmin edilmiştir. Şekil 4.1'de kameradan gelen görüntülerin sinir ağında eğitiminin şeması gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Derin Öğrenme Eğitim Modeli

Sürücüsüz aracın özerk hareketi için süreç; veri toplama, toplanan verilerin oluşturulan model kullanılarak eğitimi ve sürücüsüz aracın test edilmesi olmak üzere üç bölümde ele alınmıştır. İlk olarak, DL modelinin eğitimi için kullanılacak verilerin toplanması işlemi gerçekleşmektedir. Simülatör sürüş ortamında bir kullanıcı tarafından aracın sürülmesi gerekmektedir. Sürüş sırasında sürüş simülatörü mevcut kameralarla görüntüleri ve direksiyon açılarını kaydetmektedir. Eğitim sürüşü modunda elde edilen veriler, kamera görüntüleri ve her karedeki direksiyon açısı değerleridir. Görüntüler özellik seti ve direksiyon açıları etiket seti olarak kullanıldı. Sadelik nedeniyle aracın hızı PID kontrolör kullanılarak sabitlendi. Bu yaklaşım kullanılarak toplanan veriler, daha fazla insan etkileşimi olmadan, yalnızca girdi verilerine dayanarak sürüş yapmayı öğrenecek sinir ağını eğitmek için kullanılmıştır. Bu teknik aynı zamanda davranış klonlaması olarak da adlandırılmaktadır. Eğitim verileri toplandıktan sonra, otonom sürüş için sinir ağı, direksiyon açısını tahmin etmek için bu veri seti üzerinde eğitildi. Son olarak, eğitilmiş model, aynı simülatör ortamında gerçek zamanlı bir özerk sürüş olan çıkarım için kullanıldı. Sürücüsüz aracın insan etkileşimi olmadan, kendi kendine hareketi sırasındaki başarı ölçütü, sürüş simülatöründe her zaman yolda kalması ve yolun ortasından hareket etmesidir.

Sürüş simülatöründeki parkurun farklı özellikleri, sinir ağı modelinin eğitimi için zorluklar ortaya koymaktadır. Örneğin, modelin keskin dönüşlerde, farklı dokularda ve yolun farklı sınırlarında aracı nasıl kullanacağını öğrenmesi gerekiyor. Özerk sürüş için sürüş simülatöründeki parkurun en zorlu kısımları, hemen sonra gelen keskin dönüşlü

virajlardır. Sürüş pisti, genellikle virajlarda kırmızı ve beyaz şeritlerin arasında ve pist düz bir şekilde ilerlerken banketler arasında kalan yol olarak belirtilmiştir.

(a) (b) (c) (d)

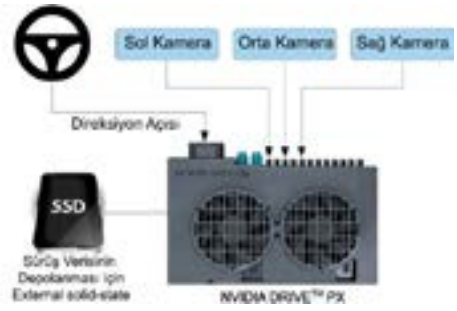
Şekil 4.2. Merkezi Kamera ile Farklı Karelerde Yakalanan Giriş Verileri

Göl üzerindeki köprüyü gösteren yolun farklı dokusu 4.2.a'da gösterilmiştir. Köprüde yol tuğla ile kaplıyken, pistin diğer kısımlarında çoğunlukla asfalt yol bulunur. Ayrıca, pistin bu kısmının kenarlarında alçak bir duvar vardır. Şekil 4.2.b'de pist düz olarak ilerlerken banketler arasında ve farklı parlaklık değerine sahip görüntü karesi gösterilmiştir. Sürüş pistinin kırmızı ve beyaz şeritler arasında kalan kısmı Şekil 4.2.c'de gösterilmiştir. Şekil 4.2.d'de gösterildiği gibi pistin belirli bir kısmında tek taraflı şerit ve diğer tarafında toprak bir yol bulunmaktadır. Sürüş simülatöründeki yolun bu farklı özellikleri, farklı senaryolarda bağımsız özerk sürüşe yol açan modelin daha iyi genelleştirilmesine yardımcı olur.

(a) (b) (c)

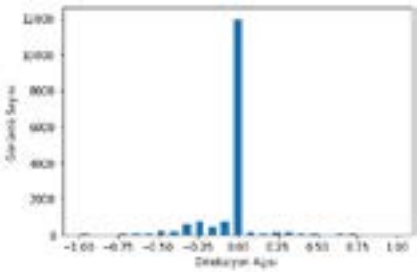
Şekil 4.3. Kamera Görüntüleri a. Sol Kamera b. Orta Kamera c. Sağ Kamera

Veri Toplama: Veri toplama işlemi, araç sürüş simülatör pistinde eğitim modundayken yapılır. Sürüş simülatöründe, veri toplama aracının ön camına üç kamera monte edilmiştir. Kameralardan biri aracın ortasına, diğerleri ise aracın sağ ve sol taraflarına yerleştirilmiştir. Şekil 4.3'de kameralardan aynı anda bir görüntü karesi için alınan görüntüler verilmiştir.



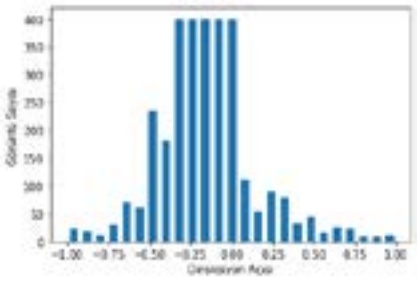
Şekil 4.4. Veri Toplama Sistemi [26]

Şekil 4.4'de gösterilen, NVIDIA tarafından geliştirilmiş sürücüsüz araca yerleştirilen veri toplama sisteminden esinlenerek geliştirilmiş sürüş simülatöründe, eğitim sürüşünün sonunda, her bir karedeki görüntü başlıkları ve direksiyon açısı değerleri hakkında bilgi içeren tabloyla birlikte görüntüler de kaydedilmektedir. Direksiyon açı değeri -1 ile 1 arasında oluşmaktadır. Direksiyon açısının değeri negatif ise sola doğru ve değer pozitif ise sağa doğru bir yönelim gerçekleşmiştir. Veri toplama sürecinde araç kameralarından alınan görüntüler bir klasöre kaydedilmektedir. Her bir görüntü karesi için kaydedilen kamera görüntüleri arasındaki ufak farklar modelin daha iyi bir genellemesini sağlar. Kaydedilen görüntü kareleriyle eşleştirilmiş direksiyon açısı, aracın hız değeri, gaz ve fren kelebeğinin açıları log.csv dosyasında tutulmaktadır. Eğitim modunda, modelin doğru özellikleri öğrenmesini sağlayacak kaliteli örneklere sahip olmak için, özerk sürüş sırasında aracın otonom hareket etmesini beklediğimiz şekilde sürülmelidir. Veri toplama sırasında amaç aracın yolun ortasında hareket ettirilmesidir. Eğitim sürüşü gerçekleştirilirken, yüksek eğime sahip virajlarda özel dikkat gösterilmiştir. Çünkü oluşturulan modelin virajlarda nasıl davranacağını öğrenmesi çok önemlidir.



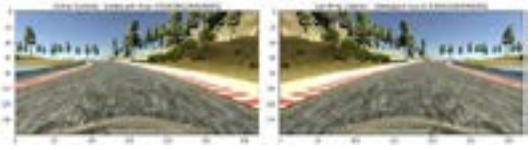
Şekil 4.5. Bütün Verinin Direksiyon Açılarının Histogramı

Veri toplama için, üç kameradan alınan verilerin toplandığı 20 dakikalık eğitim modu sürüşü sırasında veriler kaydedilmiştir. 20 dakikadan sonra bile, toplanan veri kümesi nispeten küçük olmasından dolayı, veri çoğaltma teknikleri uygulanmıştır.



Şekil 4.6. Eşik Değeri Uygulandıktan Sonra Direksiyon Açılarının Histogramı

İlk olarak verilerin direksiyon açılarına bakıldığında, direksiyon açısının 0 olduğu durumlar, yani aracın düz olarak ilerlediği durumlar yoğunluktadır. Şekil 4.5'de veri kümesinin histogram grafiği verilmiştir. Histogramdaki dağılıma bakılarak, dengeli bir veri kümesi oluşturmak ve öğrenmenin başarısını arttırmak için, bir eşik değeri (threshold) seçilerek, herhangi bir direksiyon açısı dağılımı 400'ün üzerinde olan değerler kırpılarak eğitim verisinden çıkarılmıştır. Eşik değeri uygulandıktan sonra oluşan histogram dağılımı Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



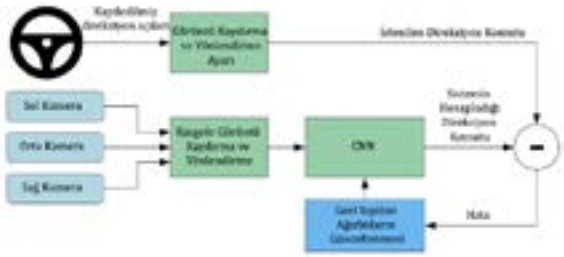
Şekil 4.7. Orijinal ve Çevrilmiş Görüntü Karesi

Sinir ağının öğrenmesi gereken en önemli özelliklerden biri virajlardır. Veri kümesi boyutunu iki katına çıkarmak ve özellikle virajlardaki başarım oranını arttırmak için, Şekil 4.7'de gösterildiği gibi görüntüler dikey olarak çevrilerek ve direksiyon açısı ters çevrilerek veri arttırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Eğitim verisinin sayısını iki katına çıkarmanın yanı sıra, görüntüleri çevirerek veri artırma, modelin başarısını arttırmasını sağlamıştır. Pist bir halka gibi olduğundan, bir yönde diğerinden daha fazla viraj vardır. Eğitim sırasında toplanan veriler arasında, solda daha fazla viraj bulunmaktadır. Şekil 4.6'da görüldüğü gibi sola doğru yönelim daha fazla oluştur. Toplanan verilerde yalnızca görüntülerde çevirme işlemi uygulanarak veri arttırma işlemi olmadan kullanırsak, o çerçevenin temel gerçeği düz kalsa bile model sola yönlendirmeyi öğrenecektir. Yatay bir çevirme kullanarak görüntüleri yansıtarak ve direksiyon açılarını ters çevirerek veri artırma, modelin hem saatin tersi yönünde hem de saat yönünün tersine yöneldiği düşünülen dengeli veri setleri sağlamıştır.

Çizelge 4.1. Veri Kümesi

	Eğitim	**Doğrulama**	**Toplam**
Örnek Sayısı	19.743	8.463	28.206
Toplam Veri Kümesi Yüzdesi	%70	%30	%100

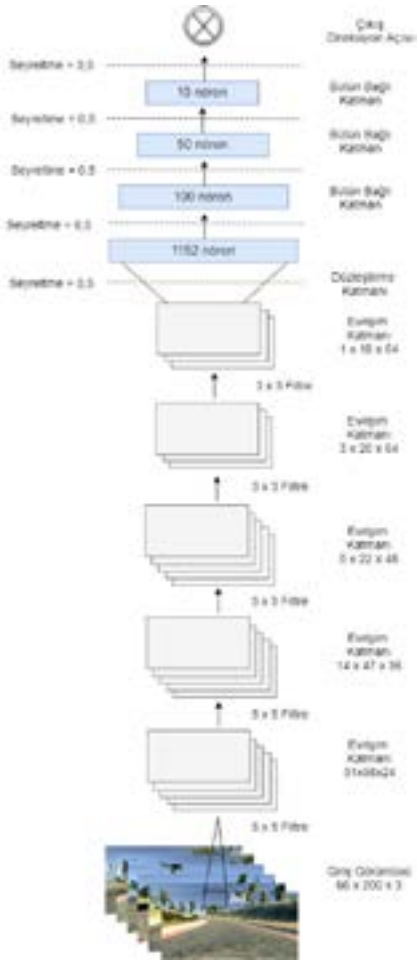
Veri kümesi: 20 dakikalık eğitim sürüşünde, 320×160×3 çözünürlükte toplam örnek sayısı 46.809 görüntüden oluşmaktadır. Kaydedilen her görüntü 320 piksel yüksekliğinde, 160 piksel genişliğinde ve üç kanal derinliğinde (Red Green Blue, RGB) görüntüden oluşmaktadır. Kaydedilen bir görüntünün ortalama bellek boyutu yaklaşık 20 KB'dir. Her görüntüye karşılık gelen, -1 ile 1 aralığında normalize edilmiş direksiyon açısı değeriyle eşleştirilmiştir.



Şekil 4.8. Sürücüsüz Araç için CNN Eğitimi [26]

Veri çoğaltma işlemleri uygulandıktan sonra, veri setimizdeki toplam örnek sayısı 93.618 olmuştur. Direksiyon açılarının dengelenmesi için belli bir eşik değeri uygulanmış ve direksiyon açısının 0 olduğu çoğu görüntü silinmiştir. Kırpma işleminden sonra veri setinde 28.206 tane görüntü kalmıştır. Veriler eğitim ve doğrulama kategorilerine ayrılmıştır. Çizelge 4.1'de gösterildiği gibi, eğitim için verilerin %70'i, 19.743 görüntü, örnek ve doğrulama için verilerin %30'u, 8.463 görüntü eğitim için ayrılmıştır.

Önerilen Yöntem: Eğitim sisteminin bir blok şeması Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Sürücüsüz araç hareket halindeyken aracın üç kamerasından toplanan görüntüler rastgele kaydırılır ve döndürülür ve ardından sinir ağı beslenir. Bu girdilere dayanarak, sinir ağı tek bir değer, direksiyon açısını üretir. Temel olarak, giriş görüntülerine dayanarak, sinir ağı aracın hangi açıdan yönlendirilmesi gerektiğine karar verir. Bu çıktı değeri, sinir ağının kararındaki hatayı hesaplamak için insan sürüşünden toplanan direksiyon verileriyle karşılaştırılır. Model, bu hatayı azaltmak için ağırlıkları geriye yayılım algoritmasını kullanarak günceller.



Şekil 4.9. CNN Modeli Mimarisi [26]

Bu çalışmada farklı model ve farklı veri kümeleri kullanılarak DL tabanlı sürücüsüz araç eğitimi gerçekleştirilmiştir. Modelin eğitimi, Intel(R) Core(TM) i7 2600@3.40 GHz işlemci, 16 GB ram ve NVDIA GeForge GTX 1080 grafik kartı olan bilgisayarda gerçekleştirilmiştir. Kullanılan modellerde en başarılı sonuç NVDIA modelinden esinlenerek oluşturulan model CNN mimarisinde gerçekleşmiştir. Oluşturulan modelin mimari yapısı Şekil 4.9'da verilmiştir. CNN modelinde *elu* aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Giriş görüntüleri üzerinde ilk önce normalize işlemleri uygulanmıştır ve sonra normalize görüntüler CNN'e giriş olarak verilmiştir. CNN'in ilk evrişim katmanında 5×5'lik 24 tane filtre bulunmaktadır. Evrişim katmanında görüntülerin farklı özellikleri çıkartılmıştır. Oluşturulan CNN modeli mimarisinde beş tane evrişim katmanı ile bir tane düzleştirme katmanı ve dört tane de tam bağlı katman bulunmaktadır. İkinci erişim katmanında 5×5 boyutunda 36 tane filtre, üçüncü evrişim katmanında 5×5 boyutunda 48 tane fitre, dördüncü evrişim katmanında 3×3 boyutunda 64 tane filtre ve en son evrişim katmanında 3×3 boyutunda 64 tane filtre kullanılmıştır. Evrişim katmanlarından sonra aşırı uyumu engellemek için 0,5 seyreltme uygulanmış ve

sonrasında matris düzleştirme katmanında tek boyutlu bir vektöre dönüştürülmüştür. Düzleştirme katmandaki tüm düğümlerin tek bir çıktıyla birleştirildiği, direksiyon açısı değerlerini öngören, bütün bağlantılı katman uygulanmıştır. Düzleştirme katmanından sonra 0,5 seyreltme uygulanarak bütün bağlı katmanlar kullanılmıştır. Çizelge 4.2'de CNN katman modelleri ve kullanılan parametreler gösterilmiştir. Modelde toplam parametre sayısı 252.219'dir. Oluşturulan modelde 27 milyona civarında bağlantı bulunmaktadır. Oluşturulan modelde en iyileme yöntemi olarak *Adam En İyileme* kullanılmıştır. Yığın parametresi 100 olarak belirlenmiştir. İlk denemelerde ReLU aktivasyon fonksiyonu kullanılmış, fakat modelin başarısının düşük çıkması sonucu *elu* aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Önerilen model, 100 adım için eğitilmiş, fakat erken durdurma kullanılarak 549 dakika 9 saniyede eğitim 81 adımda eğitim tamamlanmıştır.

Çizelge 4.2. CNN Katman Modelleri ve Parametreler

Katman	Çıkış Modeli	Parametre
Evrişim 1	31 × 98 × 24	1824
Evrişim 2	14 × 47 × 36	21.636
Evrişim 3	5 × 22 × 48	43.248
Evrişim 4	3 × 20 × 64	27.712
Evrişim 5	1 × 18 × 64	36.928
Seyreltme 1	1 × 18 × 64	0
Düzleştirme	1 152	0
Bütün Bağlı 1	100	115.300
Seyreltme 2	100	0
Bütün Bağlı 2	50	5.050
Seyreltme 3	50	0
Bütün Bağlı 3	10	0
Seyreltme 4	10	0
Bütün Bağlı 4	1	11

Model eğitiminden sonra, modelin başarısı test edilmiş ve başarım oranı en yüksek olan modelin kaybı 0,0334 olarak ölçülmüştür. Erken durdurma yöntemi kullanılarak eğitim gerçekleştirildiği için, bütün modeller farklı adım değerlerinde eğitimlerini tamamlamıştır. Bu çalışmada oluşturulan diğer modellerde kullanılan veri setindeki örnek sayısı ve kullanılan katmanlar Çizelge 4.3'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.3. DL Tabanlı Oluşturulan Modellerin Özellikleri

	Model 1	Model 2	Model 3	Model 4	Model 5
Evrişim Katmanı Sayısı	5	5	5	5	5
Bütün Bağlı Katman Sayısı	4	5	5	4	4
Adım Sayısı	100	44	48	64	81
Aktivasyon Fonksiyonu	ReLU	ReLU	eLU	eLU	eLU
Yığın	100	100	100	100	100
Yığın Normalizasyonu	-	Uygulandı	Uygulandı	-	-
Örnek Sayısı	74.484	46.809	71.031	71.031	46.809
Eğitim Süresi	860dk 49sn	301dk 39sn	394dk 34sn	517dk 41sn	549dk 9sn

Kayıp fonksiyonu için, ortalama hata karesi, gerçek direksiyon açısı ile modelin tahmin ettiği direksiyon açısı arasındaki hatayı minimuma indirmek için kullanılmıştır. Oluşturulan modellerin örnek sayıları ve eğitim sürüşü sırasında kullanıcının pistteki aracı ne kadar iyi yönlendirdiği modelin başarısını etkilemektedir. Model 2 ve Model 3'te diğer modellerden farklı olarak yığın normalizasyonu (batch normalization) kullanılmıştır. Çizelge 4.3'de özellikleri belirtilen modellerden, Model 5 en yüksek başarım oranına sahiptir. Modellerin hepsinde en iyileme yöntemi olarak Adam en iyileme kullanılmıştır. Adam optimizasyonu, CNN eğitimi için en etkili optimizasyon algoritmalarından biridir. Deneysel sonuçlar Adam'ın pratikte iyi çalıştığını ve diğer rasgele optimizasyon yöntemleriyle olumlu şekilde karşılaştırdığını göstermektedir.

5. BULGULAR

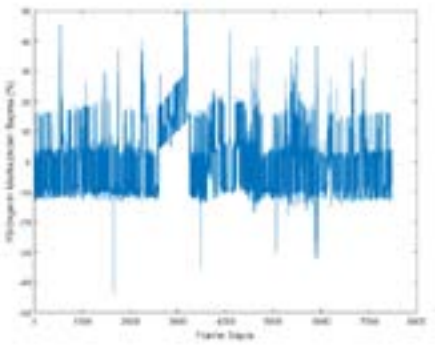
Sürüş simülatöründe oluşturulan DL tabanlı modellerin sürüş pistindeki şeritlerin tam ortasından ilerlemesi istenmektedir. Araç sürüş pistinde otonom olarak ilerlerken şeritlerin merkezinden sapmalar yaşanmaktadır. Otonom sürüşün test edilebilmesi için araç sürüş pistinde ilerlerken, aracın şeritlerin orta noktasından sol ve sağ şeride olan mesafesinin ölçülmesi gerekmektedir. Aracın her şeritten ne kadar uzakta olduğunu hesaplamanın birkaç yolu vardır. Simülatör ortamında araca yerleştirilen kameralardan yararlanıp ya da sürüş kaydı yapılıp görüntü işleme yöntemleri kullanılabilir. Görüntü işleme yöntemleriyle sürüş pistindeki şeritler bulunup işaretlenebilir ya da şeritleri bulmak için derin öğrenme yöntemleri de kullanılabilir. DL yöntemleri kullanılacaksa, LiDAR gibi diğer sensörlerden gelen konumları kullanabilir ve sinir ağı sensörlerden gelen bilgiler kullanılarak eğitilebilir.

Şekil 5.1. Sürücüsüz Araç Pisti

Bu çalışmada otonom sürüş sırasında, aracın hareketi kayıt altına alınmıştır. Bu video kaydı performans değerlendirilmesinde kullanılmıştır. Sürücüsüz araç test edilirken, sürüş pistindeki bir tam turdaki performansı değerlendirilmiştir. Sürücüsüz aracın hızı 10 mph olarak belirlenmiş ve aracın şeridin orta noktasından ne kadar sapma yaptığı ölçülmüştür. Sürüş pistindeki iki şeridin arasında kalan mesafe Şekil 5.1'de gösterildiği gibi 100 birim olarak değerlendirilmiştir. Hata değeri ölçülürken şeritlerin tam ortası 0 olarak kabul edilmiştir. Şekil 5.2'de kesikli çizgilerle gösterilen çizgi aracın sürekli hareket etmesi istenen konumdur. İstenen notadan sola doğru sapmalar 0 ile -50 arasında ve sağa doğru sapmalar ise 0 ile 50 arasında değerlendirilmiştir.

Şekil 5.2. Sürücüsüz Aracın Orta Çizgiden Sapması

Araç Konum Tespiti ve Test İşlemi: Sürücüsüz aracın testleri Udacity tarafından geliştirilen sürüş simülatöründe gerçekleştirilmiştir. Sürüş simülatöründe bir tam tur için testler gerçekleştirilmiştir. Sürücüsüz aracın sürüş simülatöründe bir tam turu kayıt altına alınmış ve aracın konumu ve şeritlerin konumu bulunmuştur. Kayıt altına alınan video görüntüsü görüntü karelerine ayrılarak aracın konumu tespit edilmiştir. Bu işlem için ilk önce aracın farklı konumlardaki görüntüsü alınmıştır. Aracın farklı konumlardaki görüntüsünde parlaklık değerleri farklı olduğundan, tüm parlaklık değerlerinin ortalaması alınmıştır. Her bir görüntü karesine çapraz korelasyon işlemi uygulanarak aracın konumu tespit edilmiştir. Aracın konumu tespit edildikten sonra aracın orta noktası merkez noktası olarak kabul edilmiştir. Sürüş simülatör pistinde şeritlerin tespiti için, yol harici bölgeler görüntüden kırpılmıştır. Sürüş simülatöründe şeritlerin tespit edilmesi için iki farklı yöntem uygulanmıştır. Sürüş pistinde köprü haricindeki yollarda sarı şeritler vardır, fakat köprüde şeritler bulunmamaktadır. Köprü haricinde olan yollardaki sarı şeritlerin bulunması için, görüntü karelerinde sarı pikseller segmentasyon işlemi uygulanarak tespit edilmiş ve hough dönüşümü uygulanmıştır. Hough dönüşümüyle şeritler belirlenip, araca en yakın çizgi şerit çizgisi olarak kabul edilmiştir. Sürüş pistinde köprüde sadece hough dönüşümü uygulanmıştır. Çizgilerin sonsuz olduğu ve sıfır olduğu bölgelerde eğim (slope) alınmıştır. Doğru şerit çizgileri bulunduktan sonra Şekil 5.2'de gösterildiği gibi aracın görünge merkezinden sapması hesaplanmış ve başarım oranı en yüksek olan modelin yörünge merkezinden sapma grafiği 5.3'de verilmiştir.



Şekil 5.3. Yörünge Merkezinden Sapma - Model 5

81 adımda eğitimini tamamlayan DL tabanlı modelin sürüş pistinde, otonom sürüş sırasında 10 mph hızla bir tam turu kayıt altına alınmıştır [37]. Sürücüsüz araç yol boyunca yörünge merkezinde kalmayı başarmıştır. DL tabanlı tüm modeller iyi bir performans sergilemiştir ve yörüngenin merkezinden önemli bir sapma olmadan özerk sürüş turunu başarıyla tamamlamıştır. DL tabanlı modellerin yörünge merkezinden sapmalarına ait ortalama mutlak hata, standart sapma ve ortalama değerleri hesaplanmıştır. Bu değerler Çizelge 5.1'de gösterilmektedir.

Çizelge 5.1. DL Tabanlı Modellerin Performans Değerlerinin Karşılaştırılması

Model	Ortalama Mutlak Hata (%)	Standart Sapma (%)	Ortalama
Model 1	9,1975	11,4351	5,05e-14
Model 2	9,6467	12,2948	-1,12e-13
Model 3	10,2401	13,7285	-2,05e-15
Model 4	9,4816	11,9870	-1,15e-13
Model 5	9,1907	11,2850	6,25e-14

6. TARTIŞMA VE SONUÇ

Deneysel sonuçlardan da görülebileceği gibi, kullanılan model araca monte edilmiş üç kameradan gelen görüntülerle eğitilmiştir. Gerçekleştirilen sistemde daha fazla teknolojiye ihtiyaç duyulsa da CNN'deki düğüm sayısı, ağırlıkların sayısı ve eğitilebilir parametreler oldukça yüksektir. Bunun nedeni, çıkış katmanında çok sayıda düğüm üreten evrişim katmanı için, tüm giriş görüntüsünün kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Aynı zamanda görüntü kareleri CNN modeline girmeden önce, görüntülerin parlaklık değerleri, direksiyon açıları ve yönleri değiştirilerek veri artırma işlemleri uygulanmıştır. Veri artırma işlemi modelin aşırı uyumunu önlemiş ve başarım oranının yüksek olmasını sağlamıştır. Derin öğrenme tabanlı sürücüsüz araç sistemleri için bu çalışmadan bazı sonuçlar çıkarılmıştır.

- Sürücüsüz aracın eğitim sürüşü sırasında, farklı yol koşulları ve farklı hava şartlarında veri toplanması eğitimin başarısını yüksek tutacaktır.
- Yolun eğimi tek bir yöne doğru olduğunda model o yönde öğrenme gerçekleştireceği için, elde edilen verilerde belli bir eşik değerine göre kırpma gerçekleştirilmiştir. Bu tarz problemlerle karşılaşmamak için eğitim sürüşünün gerçekleştirileceği yolun eğiminin dengeli olması gerekmektedir.
- Eğitim verileri toplandıktan sonra eğitim için gerekli olmayan görsellerin kırpma yöntemiyle temizlenmesi modelin başarısını artıracaktır.
- Modele verilecek girişlerin her biri için aynı değer aralığına sahip olması için toplanan verilerde normalizasyon yapılmalıdır. Normalizasyon işlemi eksik öğrenme ve aşırı öğrenmeyi engelleyecektir.
- Modelin önyargısı ve aşırı öğrenmeyi engellemek için seyreltme işlemi kullanılmalıdır.
- Evrişim katmanları özellik çıkarımlarından sorumlu olduğundan daha fazla evrişim katmanı kullanılabilir.

Bu çalışma Doç Dr. Ahmet Emir DİRİK danışmanlığında, Koray AKİ tarafından hazırlanan "Derin Öğrenme Tabanlı Sürücüsüz Araç Sistemleri" başlıklı tezden alınmıştır.

KAYNAKLAR

1. Russakovsky, O., Deng, J., Su H., Krause J., Satheesh S., Ma, S., Berg, A.C. 2015. Imagenet Large Scale Visual Recognition Challenge. International Journal of Computer Vision., 115(3): 211–252.
2. Krizhevsky, A., Sutskever, I., Hinton, G.E. 2012. Imagenet Classification With Deep Convolutional Neural Networks. Neural Information Processing Systems Foundation, 25: 1097–1105.
3. Simonyan, K., Zisserman, A. 2015. Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale İmage Recognition. https://arxiv.org/pdf/1409.1556.pdf-(Erişim tarihi: 05.08.2019).
4. Szegedy, C., Liu W., Jia, Y., Sermanet, P., Reed, S., Anguelov, D., Erhan, D. 2015. Going Deeper With Convolutions. Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 7–12 June 2015, Boston, MA, USA.
5. He, K., Zhang, X., Ren, S., Sun, J. 2016. Deep Residual Learning For Image Recognition. Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 27-30 June 2016, Las Vegas, NV, USA.
6. Visin F., Kastner, K., Cho, K., Matteucci, M., Courville, A., Bengio, Y. 2015. Renet: A Recurrent Neural Network Based Alternative to Convolutional Networks.

https://arxiv.org/pdf/1505.00393.pdf-(Erişim tarihi: 05.08.2019).
7. Aldana, K. 2013. U.S. Department of Transportation Releases Policy on Automated Vehicle Development. http://www.nhtsa.gov.edgesuite-staging.net/About+NHTSA /Press+Releases/U.S.+Department+of+Transportation+Releases+Policy+on+Automated+Vehicle+Development-(Erişim Tarihi: 05.08.2019).
8. Anonim, 2013. National Highway Traffic Safety Administration. Preliminary Statement of Policy Concerning Automated Vehicles. https://www.nhtsa.gov/staticfiles/ rulemaking/pdf/Automated_Vehicles_Policy.pdf-(Erişim tarihi: 05.08.2019).
9. Anonim, 2019a. U.S. Department of Transportation. Automation white paper. http://www. its.dot.gov/research_areas/pdf/WhitePaper_automation.pdf-(Erişim tarihi: 05.08.2019)
10. Anonim, 2019b. The 6 Levels of Vehicle Autonomy https://www.synopsys.com/ automotive /autonomous-driving-levels.html-(Erişim tarihi: 05.08.2019).
11. Blanco, M., Atwood, J., Vasquez, H. M., Trimble, T. E., Fitchett, V. L., Radlbeck, J., Morgan, J. F. 2015. Human Factors Evaluation of Level 2 and Level 3 Automated Driving Concepts. https://www.nhtsa.gov/sites/nhtsa.dot.gov/files/ 812182_humanfactor seval-l2l3-automdrivingconcepts.pdf-(Erişim tarihi: 05.08.2019).
12. Chen, C. 2016a. Extracting Cognition out of Images for the Purpose of Autonomous Driving. PhD thesis, Department of Operations Research and Financial Engineering, Princeton University, ABD.
13. Kanade, T., Thorpe, C., Whittaker, W. 1986. Autonomous land vehicle project at CMU. Proceedings of the 1986 ACM Fourteenth Annual Conference on Computer Science; 4–6 February 1986, OH, USA.
14. Shanker, R., Jonas, A., Devitt, S., Huberty, K., Flannery, S., Greene, W., Swinburne, B., Wallace, R., Stentz, A., Thorpe, C., Moravec, H., Whittaker, W., Kanade, T. 1985. First results in robot road-following, Proceedings of the 9th International Joint Conference on Artificial Intelligence, 18–23 August 1985, CA, USA.
15. Dickmanns, E.D., Zapp, A. 1987. Autonomous High Speed Road Vehicle Guidance by Computer Vision. IFAC Proceedings Volumes, 20(5): 221–226.
16. Thrun, S., Montemerlo, M., Dahlkamp, H., Stavens, D., Aron, A., Diebel, J., Fong, P., Gale, J., Halpenny, M., Hoffmann, G. 2006. Stanley: The Robot That Won the DARPA Grand Challenge. Journal of Field Robot, 23(9): 661–692.
17. Montemerlo, M., Thrun, S., Dahlkamp ,H., Stavens, D., Strohband, S. 2006. Winning the DARPA Grand Challenge with an AI Robot. Proceedings of the 21st National Conference on Artificial Intelligence, 16–20 July 2006, MA, USA.
18. Buehler, M., Iagnemma, K., Singh, S. 2009. The DARPA Urban Challenge: Autonomous Vehicles in City Traffic: Springer, Ed.: Buehler, M., Singh, S., Iagnemma, K., NY, USA, pp:125-162.
19. Xin, J., Wang, C., Zhang, Z., Zheng, N. 2014. China Future Challenge: Beyond the Intelligent Vehicle, IEEE Intelligent Transportation Systems. 16(2): 8-10.
20. Cerri, P., Soprani, G., Zani, P., Choi, J., Lee, J., Kim, D., Yi, K., Broggi, A. 2011. Computer Vision at the Hyundai Autonomous Challenge. International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC), 5-7 Oct. 2011, Washington, DC, USA.
21. Broggi, A., Cerri, P., Felisa, M., Laghi, M. C., Mazzei, L., Porta, P. P. 2012. The Vislab Intercontinental Autonomous Challenge: An Extensive Test for a Platoon of Intelligent Vehicles. International Journal of vehicle Autonomous System, 10: 147-164.
22. Broogi, A., Cerri, P., Debattisti, S., Laghi, M. C., Medici, P., Molinari, D., Panciroli, M., Prioletti, A. 2015. Proud-Public Road Urban Driverless-Car Test. Intelligent Transportation Systems, 16(6): 3508-3519.
23. Ziegler, J. ve ark. 2014. Making Bertha Drive an Autonomous Journey on a Historic Route. Intelligent Transportation Systems Magazine, 6(2): 8-20.
24. Anonim, 2016a. Waymo, Google Self-Driving Car Project, https://www.google.com/ selfdrivingcar-(Erişim tarihi: 06.08.2019).
25. Anonim, 2016b. Tesla Motors: Model S Press Kit, https://www.teslamotors.com/ presskit/autopilot.-(Erişim tarihi: 06.08.2019).
26. Bojarski, M., Del Testa, D., Dworakowski, D., Firner, B., Flepp, B., Goyal, P., Jackel, L., Monfort, M., Muller, U., Zhang, J. 2016. End to End Learning for Self-Driving Cars. https:// arxiv.org/pdf/1604.07316.pdf.
27. Bojarski, M., Yeres, P., Choromanska, A., Choromanski, K., Firner, B., Jackel, L., Muller, U. 2017. Explaining How a Deep Neural Network Trained with End-to-End Learning Steers a Car. https://arxiv.org/pdf/1704.07911.pdf.
28. Yiping, C., Wang, J., Li, J., Lu, C., Luo, Z., Xue, H., Wang, C. 2018. LiDAR-Video Driving Dataset: Learning Driving Policies Effectively; Proceedings of the 2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition; 18–23 June 2018, Salt Lake City, UT, USA.
29. Xu, D., Jain, A., Anguelov, D. 2018. PointFusion: Deep Sensor Fusion for 3D Bounding Box Estimation; Proceedings of the 2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 18–23 June 2018, Salt Lake City, UT, USA.
30. Oh, S., Kang, H. 2016. Fast Occupancy Grid Filtering Using Grid Cell Clusters from LIDAR and Stereo Vision Sensor Data. IEEE Sensors Journal, 16(19): 7258–7266.
31. Chavez-Garcia, R.O., Aycard, O. 2016. Multiple Sensor Fusion and Classification for Moving Object Detection and Tracking. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems Journal, 17(2): 525–534.
32. Cho, H., Seo, Y., Vijaya Kumar, B.V.K., Rajkumar, R.R. 2014. A Multi-Sensor Fusion System for Moving Object Detection and Tracking in Urban Driving Environments. Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 31 May–7 June 2014, Hong Kong, China..
33. Ravankar, A., Ravankar, A.A., Kobayashi, Y., Hoshino, Y., Peng, C.-C. Path Smoothing Techniques in Robot Navigation: State-of-the-Art, Current and Future Challenges. Journal of Sensors, 18(9): 3170.
34. Y. LeCun, L. Bottou, Y. Bengio, and P. Haffner. 1998. Gradient-Based Learning Applied to Document Recognition. Proceedings of the IEEE.
35. Hinton, G. E., Salakhutdinov, R. R., 2006. Reducing the Dimensionality of Data with Neural Networks, Computer Science. New Life for Neural Networks, 313: 504-507.
36. Udacity, 2018, Udacity Inc. Self-Driving Car Simulator.https://github.com/udacity/self-driving-car-sim-(Erişim tarihi: 06.08.2019).
37. Aki., K. 2019. Sürüş Simülatöründe Derin Öğrenme Tabanlı Sürücüsüz Araç Testi https://www.youtube.com/ watch?v=01kLVx6xMQQ-(Erişim tarihi: 07.08.2019).

Elektronik Tekstil Uygulamalarında Kullanıma Yönelik Yüksek İletkenlik ve Esnekliğe Sahip Bir SEBS-Ni Kompozit Geliştirilmesi

Hatice Açıkgöz Tufan[1], Umut Kıvanç Şahin[2]

[1,2] *İstanbul Teknik Üniversitesi, Tekstil Teknolojileri ve Tasarımı Fakültesi, Tekstil Mühendisliği Bölümü, Gümüşsuyu-Beyoğlu, İstanbul*

[1] acikgozh@itu.edu.tr , [2] sahinumut3@itu.edu.tr

ÖZET

Elektronik tekstiller günümüzde giderek kullanımı yaygınlaşan ve pazar payı büyüyen bir sektörü oluşturmaktadır. Elektronik tekstil devreleri üretilirken en çok karşılaşılan problemlerden biri devredeki elektrik iletiminin sürekli olmayışıdır ve bunun başlıca sebebi kullanılan yapıştırıcıların kırılgan bir yapıya sahip olmasıdır. Bu çalışmada, elektronik tekstil uygulamalarında yapıştırıcı olarak kullanılmak üzere esnek ve iletken bir kompozit tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu amaç için esnek bir yapıya sahip olan stiren-etilen-bütilen-stiren (SEBS) elastomerik polimeri ve yüksek iletkenliklere sahip metal partiküllerden nikel (Ni) partikülleri kullanılmıştır. Kloroform kullanılarak hazırlanan karışımlardan SEBS-Ni filmler üretilmiş, elektriksel direnç ölçümleri yapılmış ve partikül dağılımları incelenmiştir.

1. GİRİŞ

Günümüzde teknolojik gelişmeler ilerledikçe teknolojik ürünlerin ve kavramların kullanımı hayatımıza daha çok dahil olmaktadır. Elektronik tekstiller (e-tekstil), çevre koşullarını ve etkilerini algılayıp tepki veren veya adapte olan yapılardır [1]. Son yıllarda kullanımı yaygınca yer bulan elektronik tekstiller, gelecek için büyük bir potansiyel vadetmektedir. Elektronik tekstil ürünlerinde çevresel etkileri algılayıp buna tepki verebilmesini sağlayacak bazı elektronik devreler bulunur [2], [3]. Bu ürünlerde, elektronik elementlerin teknolojik özelliklerinden faydalanılırken, tekstil ürünlerinin de konfor, elastikiyet, hareket kabiliyeti gibi özellikleri ön plana çıkarak fonksiyonel ürünler elde edilebilmektedir [4], [5]. Bu devrelerde algılama görevini sensörler, tepki verme görevini uygulayıcı kısımlar yapmaktadır, sensör ile uygulayıcı arasındaki bağlantı ise iletken ipliklerle sağlanmaktadır. Elektronik tekstillerde en çok karşılaşılan problemlerden biri elektrik akımında yaşanan kopuşlar ve düzensizliklerdir ki bu problem elektronik parçaların iletken ipliklerle bağlantı yaptığı noktalarda gerçekleşmektedir. Bağlantı noktalarında oluşan bu problem için kullanılan iletken yapıştırıcılar ve lehimleme yöntemleri sonucunda oluşan yapılar sert ve kırılgan olmaktadır, dahası kullanım sırasında kullanıcının kullanımını sınırlamakta ve o noktanın eğilme dayanımını düşürmektedir. Her alanda olduğu gibi elektronik tekstil alanında da oldukça fazla çalışma yürütülmektedir, fakat bağlantı noktalarından kaynaklanan hataları gidermek için yapılan çalışmalar oldukça sınırlı kalmıştır [6]. Literatürde üzerinde durulan en yaygın birleştirme yöntemleri fiziksel bağlama, kaynak teknolojisi kullanımı, lehim kullanımı ve iletken yapıştırıcıların kullanımı olarak özetlenebilir [5], [7]–[10]. Yaygın şekilde kullanılmakta olan bu teknikler kullanıcının hareketlerini kısıtlamakta ve elektrik akımının iletiminde sorunlara yol açarken tekstil yüzeyinin yıpranmasını da hızlandırmaktadır [6]. Bu çalışmada, piyasadaki iletken yapıştırıcılara alternatif olabilecek esnek ve iletken bir yapı elde edilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla, önceki çalışmamızda olumlu sonuçlar vaat eden [11] elastomerik bir polimer olan stiren-etilen-bütilen-stiren (SEBS) ve nikel partiküller kullanılmıştır.

2. MALZEMELER VE YÖNTEM

Bu çalışmada, iletken ve esnek yapıda bir kompozit elde edebilmek adına stiren-etilen-bütilen-stiren (SEBS) elastomerik polimeri ve nikel (Ni) partiküller kullanılmıştır. Ni partiküller mikro (2,5 µm) boyutlarda kullanılmıştır. Oluşturulan deney tasarımı Tablo 1.'de gösterilmektedir.

Tablo 1. SEBS ve Ni kullanılarak hazırlanan deney tasarımı

Numune Kodu	Kloroform (ml)	SEBS (vol %)	Ni (vol %)
SEBS-Ni-10-m	20 ml	10 vol %	10 vol %
SEBS-Ni-20-m	20 ml	10 vol %	20 vol %
SEBS-Ni-40-m	20 ml	10 vol %	40 vol %
SEBS-Ni-50-m	20 ml	10 vol %	50 vol %

Nikel partiküller ve SEBS kloroform içinde manyetik karıştırıcı kullanılarak herhangi bir sıcaklık uygulamadan 600 rpm karıştırma hızında dağıtılmıştır. Yaklaşık üç saat karıştırma süresinin ardından, homojen bir karışım elde edilmiş ve film oluşabilmesi için petri kaplarına dökülmüştür.

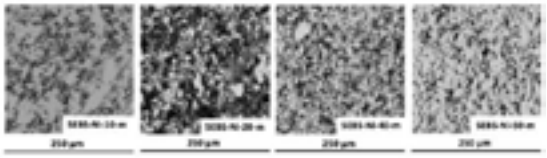
Üretilen SEBS-Ni filmlerindeki nikel partiküllerinin dağılımını incelemek için optik mikroskop (Motic B1 Advannced Series) ve taramalı elektron mikroskobu (SEM – Phenom ProX) kullanılmıştır. Filmlerin elektriksel iletkenlik özelliklerini değerlendirebilmek adına Agilent 34401 A multimetre kullanılarak lineer direnç ölçümleri yapılmıştır.

Üretilen filmler bir güç kaynağı kullanılarak bir LED ampule bağlanmış ve düşük bir enerji miktarı ile ampulün ışık vermesini sağlayacak kadar yüksek iletkenliğe sahip olduğu gösterilmiştir.

3. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

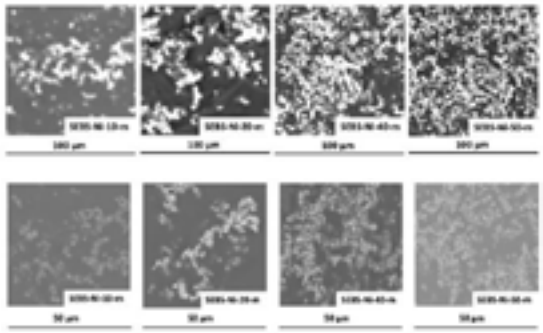
Şekil 1.'de gösterilen optik mikroskop görüntülerinde açık renkli alanlar nikel partiküllerin varlığını, koyu renkli

kısımlar ise SEBS polimerinin varlığını temsil etmektedir. Partikül boyutları optik mikroskopta inceleme yapabilmek için oldukça küçük olsa dahi görüntüler bize nikel partiküllerin homojen dağılımı ile ilgili fikir vermekte olup SEBS-Ni filmlerinin kendi içerisinde nikel partiküller ile oluşturduğu iletken bir yola sahip olduğunu göstermektedir.



Şekil 1. SEBS-Ni filmlerinin optik mikroskop görüntüleri

SEBS-Ni filmlerine ait SEM görüntüleri Şekil 2.'te verilmektedir. Partikül boyutlarına daha uygun bir karakterizasyon yönetimi olan SEM analizinde nikel partiküllerin dağılımı ve SEBS içinde yerleşimi daha net bir şekilde gözlemlenebilmektedir. Optik mikroskop görüntülerinde olduğu gibi açık renkli kısımlar nikel partikülleri, koyu renkli kısımlar ise SEBS polimerini temsil etmektedir. Konsantrasyon artışı ile kompozit yapıdaki nikel partikül varlığının arttığı ve nikel partiküllerinin iletkenliği sağlayacak şekilde yapıda bir iletim hattı oluşturduğu açık bir şekilde görülmektedir.



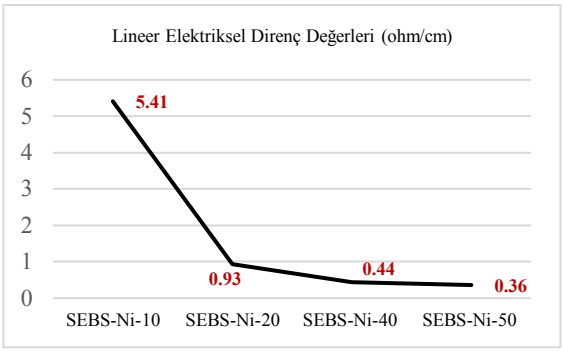
Şekil 2. SEBS-Ni filmlerinin SEM görüntüleri

Tablo 2.'de SEBS-Ni kompozitlerinin lineer elektriksel direnç ve hesaplanan standart sapma değerleri verilmiştir. Hacimce %10 nikel kullanıldığında dahi çok yüksek iletkenlik seviyelerinin elde edildiği ve standart sapmanın oldukça düşük olduğu görülmektedir. Bu iletkenlik ve standart sapma değerleri nikel miktarı arttırıldıkça daha da iyileşmektedir. %50 nikel kullanıldığında lineer direnç değeri 0.36 ohm/cm'e kadar düşmekte de standart sapma 0.01 ohm/cm'e kadar gerilemektedir. Standart sapmanın oldukça düşük oluşu üretimi yapılan iletken fimlerin ve elektriksel direnç ölçümlerinin güvenilirliğini göstermektedir.

Tablo 2. SEBS-Ni fimlerinin elektriksel direnç değerleri

Numune Kodu	Lineer elektriksel direnç (ohm/cm)
SEBS-Ni-10-m	5.41 ± 0.45
SEBS-Ni-20-m	0.93 ± 0.03
SEBS-Ni-40-m	0.44 ± 0.03
SEBS-Ni-50-m	0.36 ± 0.01

Şekil 3.'te SEBS-Ni numunelerinin lineer elektrik dirençleri kullanılarak çizilen nikel miktarının artışı ile elektriksel direnç değerlerinin değişimini gözlemleyebildiğimiz grafik görülmektedir. Elde edilen iletkenliklerin oldukça yüksek olduğu ve elektronik tekstil uygulamalarında yüksek iletkenlik gerektiren sensör uygulamaları vb. alanlarda kullanıma uygun olduğu tespit edilmiştir.

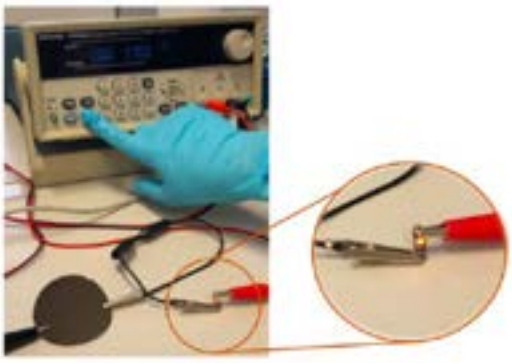


Şekil 3. Lineer elektriksel direnç değerlerinin nikel dolgu miktarının artışı ile değişimi

Üretilen SEBS-Ni film yapıların esnekliği manuel olarak test edilmiştir ve Şekil 4.'da gösterilmektedir. Film önce ikiye katlanmış ve ardından serbest bırakılmıştır, kısa süre içerisinde SEBS-Ni filminin eski haline döndüğü gözlenmiştir.

Şekil 4. SEBS/Ni filmlerin esnekliği

Şekil 5.'teki düzenek kullanılarak, yüksek iletkenliğe sahip SEBS-Ni fimleri bir güç kaynağı kullanılarak LED ampule bağlanmıştır. 2 volt gibi düşük bir enerji beslenerek LED ampuldeki ışığın yandığı gösterilmiş ve sadece ölçüm yapılan noktalarda değil, film üzerindeki tüm noktalarda yüksek iletkenlik elde edildiği kanıtlanmıştır.



Şekil 5. SEBS-Ni film kullanılarak yakılan LED ampul

4. SONUÇ

Bu çalışmada, elektronik tekstil sensör uygulamalarında kullanılmaya yönelik esneklik ve yüksek iletkenlik özelliklerine sahip bir yapıştırıcı elde edilmesi hedeflenmiştir. Stiren-etilen-bütilen-stiren (SEBS) ve farklı oranlarda mikro boyutlu nikel partiküller kullanılarak film üretimi yapılmıştır. Üretilen filmlerin elektriksel direnç ölçümleri ve mikroskobik analizleri yapılmıştır. Elektriksel direnç ölçümleri değerlendirildiğinde düşük nikel miktarlarında dahi yüksek iletkenlik özellikleri tespit edilirken bu oran arttırıldığında iletkenlik özelliklerinde iyileşmeler elde edildiği tespit edilmiştir. Elektriksel direnç ölçümleri ve mikroskop görüntüleri birlikte değerlendirildiğinde Ni partiküllerin SEBS polimeri içerisinde iyi dağıtılmış olduğu ve bu sayede yüksek iletkenlik özellikleri elde edildiği sonucuna varılmıştır.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma İTÜ-Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi (İTÜ-BAP) tarafından 40857 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir. Yazarlar bu desteklerinden dolayı İstanbul Teknik Üniversitesi'ne teşekkürlerini sunar. Bu çalışmada yer alan sonuçlar, Umut Kıvanç Şahin danışmanlığında Hatice Açıkgöz Tufan tarafından hazırlanan doktora tezinin bir parçasıdır.

KAYNAKÇA

[1] M. Stoppa and A. Chiolerio, "Wearable electronics and smart textiles: A critical review," *Sensors (Switzerland)*. 2014.

[2] A. M. Grancarić *et al.*, "Conductive polymers for smart textile applications," *Journal of Industrial Textiles*. 2018.

[3] K. Cherenack and L. Van Pieterson, "Smart textiles: Challenges and opportunities," *Journal of Applied Physics*. 2012.

[4] S. Patel, H. Park, P. Bonato, L. Chan, and M. Rodgers, "A review of wearable sensors and systems with application in rehabilitation.," *J. Neuroeng. Rehabil.*, 2012.

[5] L. M. Castano and A. B. Flatau, "Smart fabric sensors and e-textile technologies: A review," *Smart Materials and Structures*. 2014.

[6] M. Suh, "E-textiles for wearability: Review of integration technologies," *Textile World*, 2010. [Online]. Available: https://www.textileworld.com/textile-world/features/2010/04/e-textiles-for-wearability-review-of-integration-technologies/.

[7] E. P. Simon, C. Kallmayer, R. Aschenbrenner, and K. D. Lang, "Novel approach for integrating electronics into textiles at room temperature using a force-fit interconnection," in *EMPC-2011 - 18th European Microelectronics and Packaging Conference, Proceedings*, 2011.

[8] T. Linz, M. Von Krshiwoblozki, and H. Walter, "Novel packaging technology for body sensor networks based on adhesive bonding: A low cost, mass producible and high reliability solution," in *2010 International Conference on Body Sensor Networks, BSN 2010*, 2010.

[9] K. H. Cherenack, T. Kinkeldei, C. Zysset, and G. Troster, "Woven Thin-Film metal interconnects," *IEEE Electron Device Lett.*, 2010.

[10] S. Y. Jung, H. E. Hong, and K. W. Paik, "A Study on the Cu-Rod Anisotropic Conductive Films (ACFs) for Flex-on-Fabric (FOF) Interconnections Using an Ultrasonic Bonding Method," in *Proceedings - Electronic Components and Technology Conference*, 2016.

[11] H. Açıkgöz-Tufan and U. K. Şahin, "Elektronik Tekstil Uygulamalarında Kullanıma Yönelik İletken ve Esnek Bir Kompozit Geliştirilmesi," in *UÇTEK 2019 ULUSAL ÇUKUROVA TEKSTİL KONGRESİ 26-27 EYLÜL 2019 BİLDİRİLER KİTABI*, 2019, pp. 355–360.

Memristör Uygulaması için TiO_2 ve TiO_2:Cu film Büyütme Oranında HiPIMS Frekansının Etkisi

Hasan Efeoğlu[a,b], Banafsheh Alizadeh Arashloo[a]

[a]*Nanobilim Nanomühendislik Bölümü,*
[b]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,*
Atatürk Üniversitesi Erzurum/Türkiye

Programlanabilir direnç özelliği ile memristör yüksek yoğunluklu hafıza (RAM) uygulamaları için potansiyel adaydır. Günümüz elektronik uygulamalarında ayrık elemanların boyutları fiziksel boyutun sınır değerlerine ulaşmıştır. Bu noktada nanometre skalada iki terminalli memristör çözüm olarak görülmektedir. Deneysel memristörün TiO_2 malzemesi ile gerçekleştirilmesinden sonra, farklı metal-oksit yapıları teorinin ön gördüğü ve pratikte uygulanabilir memristör yapıların gerçekleştirilmesi hedefi ile araştırmalara konu olmaktadır. Bu çalışmada TiO_2 ince filmleri düşük frekanslı HiPIMS tekniği ile büyütüldü. HiPIMS tekniği ile elde edilebilen yüksek yoğunluklu plazma oksit yığma hızı geleneksel DC fe RF yöntemlerine göre artırılabilmesine karşın hedefin zehirlenmeden kararlı oksit filmin büyütülmesi; güç yoğunluğuna, kısmi oksijen basıncına, plazma darbe süresine ve frekansına da sıkıca bağlılık sergilemektedir. Bu çalışmada HiPIMS darbe süresine ve frekansa bağlı olarak TiO_2 ve TiO_2:Cu ince filmleri büyütüldü ve memristiv özellikleri I-V-t ölçümleri ile araştırıldı.

GİRİŞ

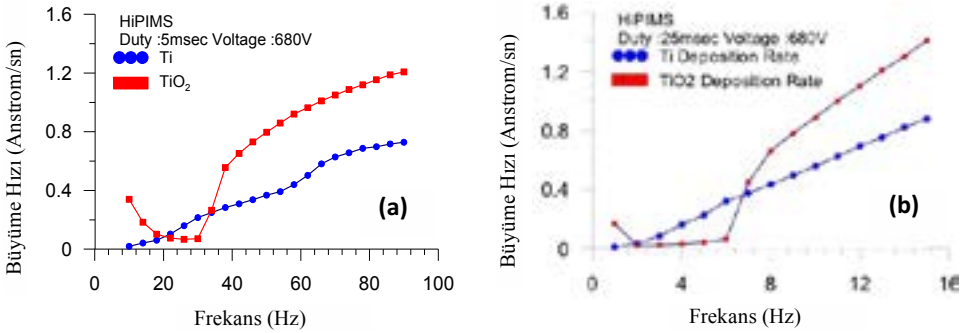
Elektronikte dördüncü pasif devre elemanı olarak bilinen memristör ilk kez literatürde (1) 1971 yılında LO Chua tarafından teorik olarak modellenip, aktif devre elemanlanlı simülasyon çalışması ile öngörüldü. Ancak memristörün deneysel geçekleşmesi 2008 yılında HP araştırmacıları (2,3) tarafından Pt/TiO_2/Pt ekleminin akım gerilim karakteristiğinin memristör özelliği ile tanımlanması sonrası deneysel olarak gerçekleştirilmiş oldu. Günümüze kadar literatürde pek çok araştırmacı farklı metal-oksit yapıların memristiv özellikleri rapor edildi(4,5). Memristör iki terminalli bir aygıt olup iç direnci üzerinden geçen akımla orantılı olarak yeniden tanımlanabilir özelliğe sahiptir. CMOS teknolojisinde ULSI günümüz teknolojisinin önemli bir uygulama alanı olmasına karşın boyut anlamında fiziksel sınırlama ile sınırlanmaktadır. Nanoteknoloji tabanlı memristör hafıza elemanı yüksek yoğunluklu hafızaların geliştirilmesinin yanında enerji verimliliği ve üretim sürecinin basitliği nedeni ile artan ilgi görmektedir. Örneğin, memristiv davranış sergileyen metal/metal-oksit/metal yapısı çok seviyeli direnç olarak programlanabilirliği yanında anot katot terminali konfigüre edilerek diyota da dönüştürülebilmektedir. Memristiv özellik metal-oksit filminin kalınlığı nanometre boyutunda olduğunda gözlenebilir bir davranıştır. Sandviç yapıda birkaç nanometre kalınlıkta metal-oksit film reaktif sputter kullanıldığında kolayca elde edilebilmektedir. Fakat reaktif sputter tekniğinde hedef zehirlenmesi film büyüme oranını önemli oranda düşürmektedir. Son yıllarda geliştirilen darbeli yüksek güçlü magnetron sputter tekniğinde (6) (HiPIMS-*High Power Impulse Magnetron Sputter*) hedef zehirlenmesine fırsat vermeden film yığılma hızında artış bazı sınırlamalar ile elde edilebilmektedir. Bu sınırlamaların analizi için darbe gücünün, darbe süresinin ve frekansının ince film büyütme hızı üzerinde etkisinin analiz edilmesini gerektirmektedir. Bu çalışmada HiPIMS güç kaynağının magnetrona uyguladığı gücün sabit gerilimde darbe süresi ve frekansının TiO_2 filmin büyüme hızı üzerinde etkisi araştırıldı. Ayrıca memristör çalışmaları için de TiO_2 filmi büyütülürken senkronize ikinci HiPIMS güç kaynağının beslediği Cu yüklenmiş ikinci magnetronda Cu katkılaması gerçekleştirildi.

DENEY VE SONUÇLAR

Aktif memristör yapıları bu çalışmada prime kalite silisyum dilimler üzerinde fabrika edildi. Fabrikasyon öncesi silisyum dilimlerde organik ve inorganik temizlik süreçlerinde kullanılan RCA1 ve RCA2 yöntemi ile temizlendi. 1050^{o}C'de kuru oksijen altında 20dk süre ile yüzeyinde oksit büyütülen silisyum SiO_2/Si altlık olarak kullanıldı. Sputter sistemine yüklenen Si altlıklar $2x10^{-6}$ Torr vakum elde edildikten sonra ince film büyütme gerçekleştirildi. Reaktif sputter için kullanılan Ar ve O 6N saflık derecesinde olup, akış oranları Ar için 30sccm ve O için 0.35sccm olarak seçildi ve vakum seviyesi $3.37x10^{-3}$ Torr seviyesinde sabit tutuldu. Cu katkılama öncesi metalik Ti ve TiO_2 ince filmlerin büyüme hızları HiPIMS güç kaynağının çıkış geriliminin darbe süresine ve frekansına bağlı olarak analiz edildi.

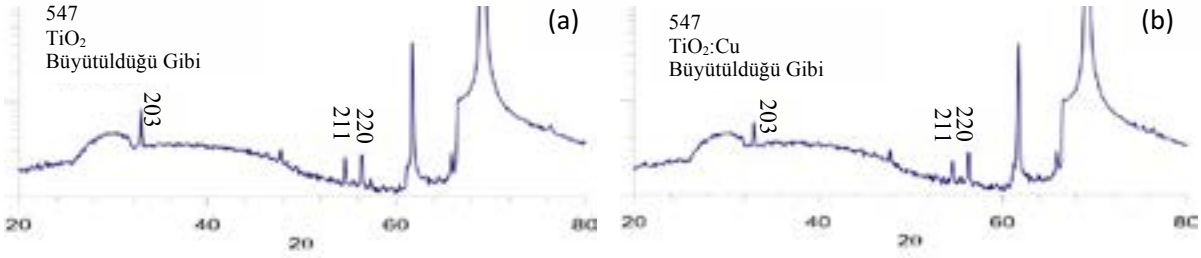
Şekil 1a ve b'de görüldüğü 5-25ms aralığında seçilen darbe süreleri için metalik Ti filmin büyüme hızı ve frekans arasında lineer ilişki bulunmaktadır. Bu lineer ilişki 10-15-20ms darbe süreleri içinde geçerli olduğu görüldü. Bu çalışmanın konusu

olan TiO_2 ince filmlerin büyüme hızı aynı şartlar altında 0.35sccm O gazının da sisteme verilmesi ile film büyüme hızı ölçülemeyecek küçük olmasına karşın frekans arttıkça ölçülebilir seviyeye ulaştı. Örneğin, Şekil 1a'da 5ms darbe için 40Hz frekansta TiO_2 ince filmin büyüme hızı 0.5Angst./sn seviyesine ulaştı. Benzer davranış Şekil 1b'de 25sn darbe süresi içinde geçerli olup aynı büyüme hızı 8Hz frekansında elde edildi. Düşük frekans bölgesinde oksit büyüme hızının çok düşük olması hedef metalin zehirlenmesi sonrası metalik Ti hedefin sputter veriminin düşmesi ile ilişkilendirilmektedir.



Şekil. 1 Darbe süresinin Ti ve TiO_2 ince filmlerin büyüme hızı üzerindeki etkisi.

İnce filmlerin kristal yapıları XRD ölçümleri ile analiz edildi. Şekil 2'de 20-60 arası bakground seviyesi amorf yapının olduğunu göstermektedir. Bu durum ince filmlerin oda sıcaklığında altlık üzerinde büyütülmesinin bir doğal sonucudur. Ancak HiPIMS tekniğinde büyütülen ince filmin yüzeyinde yüksek enerjili iyonların varlığından dolayı kristalleşmede beklenmektedir. Bu durum Şekil 2a ve b'de 54.42 ve 56.70°'de deki piklerin TiO_2'nin rutile fazına ait olması ve 32.97°'deki pikin ise Ti_3O_5'e ait olmasından kısmen bir kristalleşmenin de oluştuğu anlaşılmaktadır. Şekil 2b'deki bakır katkılı difraksiyonun bakır katkısız TiO_2 ile aynı olması yapılan katkılamada bakırın kirlilik seviyesinde olduğunu göstermektedir. Diğer ifade ile matris yapıyı bozmadan darbeli HiPIMS ile TiO_2'nin Cu ile kontrollü olarak katkılanması mümkün gözükmektedir. Bu çalışmada Şekil 1b'ye göre metalik Ti hedefe HiPIMS çıkışındaki DC gerilimin süresi 20msn ve frekansı 12Hz olarak seçildi ve ince film büyüme hızı olarak 1A/sn kullanıldı.



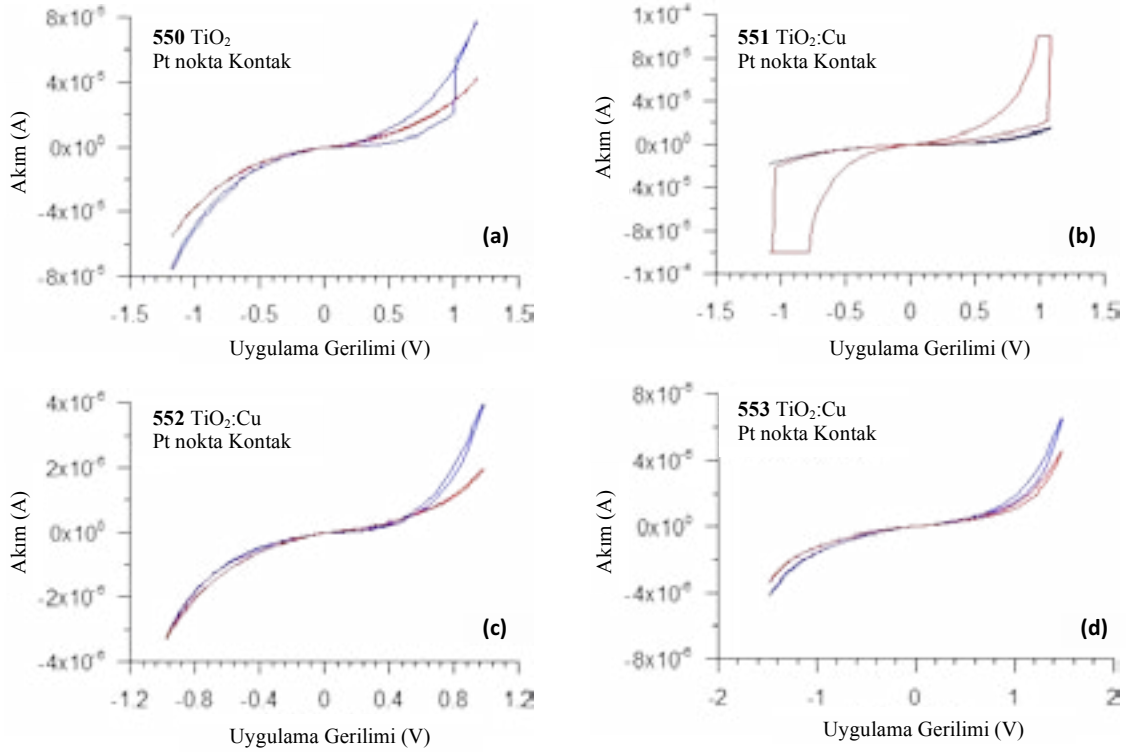
Şekil 2. Silisyum altlık üzerinde katkısızı TiO_2 ve Cu katkılı TiO_2 ince filmlere ait XRD ölçümleri.

Memristör yapısı için alt elektrot olarak silisyum üzerine Pt(10nm)/Ti(70nm) metalizasyonu yapıldı. Burada Ti ara tabakası Pt filmin tabana tutunmasını artırmak ve arka elektrotun direncini küçültmek için kullanıldı. TiO_2 ve TiO_2:Cu ince filmlere ait büyütme parametreleri Tablo 1'de görülmektedir. TiO_2/Pt/Ti/Si şeklinde oluşturulan yapılarda üst kontak olarak Pt prob kullanıldı. Pt probunun temas noktasının noktasal olmasından dolayı ön kontak nokta kontak olarak tanımlandı.

Tablo 1. TiO_2:Cu yapısı için Cu katkılama parametreleri. Herbir numune için film kalınlığı 30nm'dir.

Numune No	HiPIMS Parametreleri Ti Hedef			HiPIMS Parametreleri Cu Hedef		
	Darbe Süresi (ms)	Frekans (Hz)	Bias (V)	Darbe Süresi (ms)	Frekans (mHz)	Bias (V)
550	20	12	680	-	-	-
551	20	12	680	20	33	680
552	20	12	680	20	25	680
553	20	12	680	20	20	680

Cu ve Ti metalik hedeflerine uygulanan gerilimler 680V'da sabit tutuldu. Cu katkılama için Cu hedefe uygulanan gerilimin 20msn darbe süresi için frekans değiştirilirken diğer tüm parametreler sabit tutuldu. Bakır katkılama oranı Cu magnetronuna bağlı HiPIMS güç kaynağının çıkış geriliminin frekansı tetikleme frekansı değiştirilerek ayarlandı. Yukarıda ifade edildiği gibi Ar ve O akış oranları tüm film büyütme süreçlerinde sabit tutuldu. I-V-t döngü ölçümleri Şekil 3'de görülmektedir. Mavi renkli döngüler o numuneye ait birinci döngü olup kırmızı renkli döngüler ise ikinci döngüye ait grafiklerdir. Tüm ölçümlerde uygulanan gerilim değişim hızı 0.5V/sn'dir. Katkısız TiO_2 filminde elde edilen I-V-t ilişkisinin kararsız olduğu Şekil 3a'da görülmektedir. En düşük Cu katkılamanın yapıldığı numunede anahtarlamanın ikinci döngüde oluştuğu görülmektedir, Şekil 3b. Buna karşın Cu katkılamanın bir kademe artırıldığı numunede aynı gerilim aralığı için akımın maksimum değerinin azalması yapının direncinin arttığını göstermektedir. Buna karşın Şekil 3a,b,c'de gerilimin her iki polaritesinde yapının direncinin iki döngü sonunda arttığı görülmektedir ki bu durum yapılan ilave döngülerde de direncin artmaya devam ettiği görülmüştür. Cu katkılamanın en yüksek olduğu numunede ise, Şekil 3d, ikinci döngü sonucunda direnç artışındaki kararlılık görülmektedir.



Şekil 3. Cu katkısız ve katkılı numunelere ait I-V-t döngü ölçümleri .

SONUÇ

TiO_2 ve TiO_2:Cu ince filmleri memristör uygulaması için reaktif HiPIMS tekniği ile fabrika edildi. Cu katkılama için iki magnetrona bağlı HiPIMS güç kaynakları harici tetikleme ile senkronize olarak çalıştırıldı. İnce film büyütme esnasında altlık sıcaklığı oda sıcaklığında olmasına karşın XRD ölçümleri rutil TiO_2 ve Ti_3O_5 fazlarının oluştuğunu göstermektedir. 0.5V/sn tarama hızı ile yapılan I-V-t ölçümlerinde memristörün karakteristik özelliği olan histerisiz oluşumu gözlendi. Histerisiz eğrilerinde döngü alanlarının küçük olması proses süreci ile ilgili olduğu gibi büyütülen filmlerin ısıl işlem ile kristalizasyonun artırılması ile iyileşeceği beklenmektedir.

Bu çalışma TUBITAK tarafından 117F405 nolu proje ile desteklenmiştir.

REFERANSLAR

1- Chua LO, "Memristor: the missing circuit" IEEE Trans. Circuit Theory 18, 1971

2- D.B. Strukov, G.S. Snider, D.R. Stewart, and R.S. Williams, "The Missing Memristor Found," Nature, vol. 453, pp. 80-83, 2008.

3- R. Williams, "How We Found the Missing Memristor," IEEE Spectrum, vol. 45, no. 12, pp. 28-35, Dec. 2008

4- W. Wang, T.T. Jing, and B. Butcher, "FPGA Based on Integration of Memristors and CMOS Devices," Proc. IEEE Int'l Symp. Circuits and Systems (ISCAS), pp. 1963-1966, 2010.

5- Khalid, Muhammad,Review on Various Memristor Models, "Characteristics, Potential Applications, and Future Works", TRANSACTIONS ON ELECTRICAL AND ELECTRONIC MATERIALS, Volume: 4(20), pp 289-298

6- V. Stranak, J. Kratochvil, J. Olejnicek, P. Ksirova, P. Sezemsky, M. Cada, and Z. Hubicka, **"**Enhanced oxidation of TiO_2 films prepared by high power impulse magnetron sputtering running in metallic mode" Journal of Applied Physics **121**, 171914 (2017)

Buck Dönüştürücü Tabanlı Mikro Evirici Tasarımı

Gençali ÇİÇEK [1], Revna ACAR VURAL [2], Basri KUL[3]

[1,2]Yıldız Teknik üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye
[1]gencali.cicek@gmail.com, [2]racar@yildiz.edu.tr

[3]Uludağ Üniversitesi Teknik Bilimler Yüksekokulu, Bursa, Türkiye
basrikul@gmail.com

Özet

Bu çalışmada solar sistemler için hazırlanan geleneksel eviricilerden farklı bir yöntem sunulmaktadır. Paneldeki güç, trafonun birincil kısımda anahtarlanarak yarım dalga sinüs gerilimi elde edilir. Bu gerilim YF trafo kullanarak istenen gerilim seviyesine yükseltilir. Çıkış katında elde edilen gerilim iki alternansa tam köprü dönüştürücü kullanılarak yüke aktarılır. Daha iyi yük adaptasyonunu sağlamak için dalga şekilleri yazılımsal olarak kontrol edilir. Çıkıştaki anahtarlama elemanlarının sıfır akım geçişlerinde yön değiştirmesi ve düşük hızda(50Hz) anahtarlanması verimi artırmaktadır. Bu yöntemle ihtiyaç duyulan kapasitör sığa değeri azaltılır, maliyet düşürülür ve boyutu küçültülür. Standart panel güçlerine (320W) göre tasarım yapılmış yarım yükte test edilerek %93.8 verim sağlanmış tır.

Anahtar kelimeler: Micro evirici, S3 evirici, mikro şebeke.

1. GİRİŞ

Yenilenebilir enerji kaynaklarının arkasındaki güç, doğal çevreyi koruyarak insanların ihtiyaç duyduğu enerjiyi temiz ve çevre dostu olarak üretebilmesidir. Bu kaynakların (Rüzgar enerjisi, Güneş enerjisi ve yakıt hücreleri gibi) şebekeyle senkron veya şebekeden bağımsız çalıştırılması son yıllarda büyük önem kazanmıştır.[1]-[6]. Bu kaynaklardan fotovoltaik uygulamaların kullanımı oldukça yaygın hale gelmiştir.

Güneş enerji santrallerinden üretilen güç, tüketici aletlerinde direkt olarak kullanılamaz. Panellerden DC olarak üretilen bu gücü AC güce dönüştüren sistemlere evirici denmektedir. Eviriciler üzerinde birçok araştırma yapılmış ve halen yapılmaya devam etmektedir.

Solar bir sistemin dizilimine göre eviriciler temel olarak 3'e ayrılmaktadır. Bunlardan ilki olan merkezi dizili sistemlerde, paneller birbirlerine seri bağlanarak giriş gerilimi yüksek DC voltaja çıkarılır.[6] Daha sonra bu gerilim anahtarlanarak AC gerilime dönüştürülür. Genellikle trafosuz tasarlanırlar ve kullanılan eleman sayısı azdır. Ancak bu sistemin birçok dezavantajı vardır. Giriş geriliminin yüksek olması yangın ve elektrik şoku tehlikelerini beraberinde getirir. Bunula birlikte tüm sistemin verimi en düşük verime sahip olan panelin verimi kadardır. Bunun yanında tüm dizi aynı açıyla yerleştirilmelidir. Bir panelde oluşan arıza tüm sistemi durdurmaktadır. Dizideki güç bir eviciri ile dönüştürüldüğünden arıza durumunda tüm sistem kapatılır. Bu konuyla ilgili birçok araştırma yapılmış ve araştırmacılar tarafından karşılaştırılarak incelenmiştir. [7-8]

Bahsedilen sorunların çözümü için geliştirilen her bir modüle ayrı ayrı düzenleyici konulması ikinci yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu yöntemle panel açıları birbirinden bağımsız hale getirilmiş, her bir panel üzerinden maksimum güç alınması sağlanmıştır. Ancak giriş gerilimi hala yüksek olduğu için hiçbir arıza olmasa bile yaşlanmadan kaynaklanan yangın riskleri devam etmekte ve güç halen tek evirici üzerinden dönüştürülmektedir. [9]

Üçüncü yöntem ise her bir panel için ayrı ayrı evirici tasarımıdır. Bu yöntemle yüksek DC giriş gerilim problemlerinin tamamı ortadan kalkar, kablolama maliyetleri düşer, paneller istenilen açılarda yerleştirilebilir, güneş ışınlarının ilk panele gelmesiyle güç üretimi başlar son panelden çıkana kadar devam eder, evirici arızasında sadece ilgili panel güç üretimini durdurur. Sistem tak çalıştır mantığıyla kurulduğu için diziye panel eklemesi kolaydır. Tüm paneller maksimum verimde kullanılır, ve maksimum güç izleme noktası (MPPT) her bir panel için aktif olarak çalışır. Bu evirici yapısının isterleri maliyeti düşük, yüksek verime sahip, küçük boyutlu ve düşük THD değerine sahip olmasıdır. Bu konuyla ilgili bir çalışmada [5], düşük DC giriş gerilimi Buck dönüştürücü kullanılarak tek alternansta 2 sinüs dalgası oluşturur. Daha sonra Push Pull dönüştürücü kullanarak 1.2kW hat trafosu ile 50Hz'de anahtarlanır ve çıkışında 240VAC gerilim üretir. Araştırmacı pratikteki verimin %91,6 olarak bulmuştur.

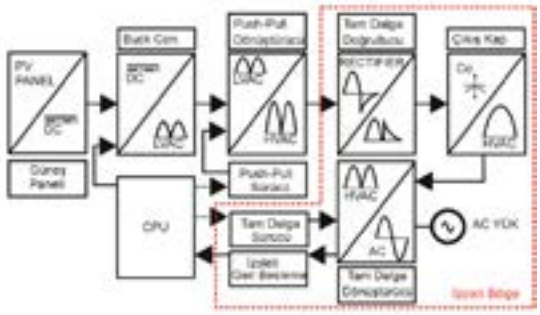
Bu çalışmada Buck dönüştürücü kullanılarak DC giriş gerilimi, daha trafoya ulaşmadan yarım dalga sinüs gerilimine dönüştürülür. Trafo girişine verilen bu gerilim 60kHz'de push-pull dönüştürücü ile anahtarlanarak yarım dalga sinüs gerilimi şebeke gerilimine yükseltilmiştir. Elde edile yarım dalgalar 50Hz'de çalışan tam dalga dönüştürücü kullanılarak yüke aktarılır. Tasarlanan devre ortalama bir panel gücünde (200W) test edilerek doğruluğu ispatlanmıştır. Böylece daha küçük boyutlu, düşük maliyetli evirici elde edilmiş ve yüksek verimden ödün verilmemiştir.

2. EVİRİCİ TASARIMI

2.1. Devrenin Çalışma Prensibi

Sistem, DC bir gerilimi AC gerilime yeni bir yöntemle dönüştürmeyi amaçlamaktadır. Şekil 1'de tasarıma ait blok diyagramı gösterilmektedir. Bu yöntemde giriş gerilimi bir Buck dönüştürücü kullanarak DC gerilimi yarım alternans olacak biçimde sinüs gerilimine dönüştürür. Dönüştürülen gerilim Push Pull dönüştürücünün (PPC) giriş gerilimi olarak kullanılır. Push-pull dönüştürücünün anahtarladığı yüksek frekans

trafodaki sarım oranlarıyla düşük AC gerilim(LVAC) yüksek AC gerilime (HVAC) dönüştürülür. Trafonun çıkışında tam dalga doğrultucu devresi kullanılarak trafonun mıknatıslanma indüktansında biriken enerjinin geri kazanılması sağlanır. Biriken enerji 50Hz frekansta anahtarlanan tam köprü dönüştürücü üzerinden tam dalga olacak şekilde çıkışa aktarılır.



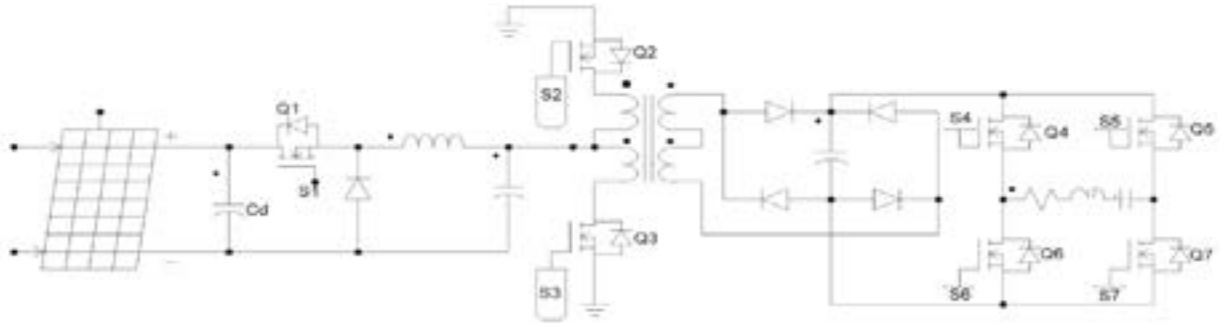
Şekil 1: Hedeflenen eviricinin blok diyagramı

Evirici güneş panelinden aldığı DC gücü kaynak olarak kullanır ve bu güç güneş ışınlarının gelme açısına ve ışığın şiddetine bağlı olarak değişir. Bu sebeple panel tarafından üretilen güç Buck dönüştürücünün girişine decoupling kapasitörü (Cd) kullanılarak aktarılır. Şekil 3'te tasarıma ait şematik gösterilmektedir. Girişteki decoupling elektrolikit kondansatörü eviricilerin ömrü için sınırlayıcı bir bileşendir.[10-13] Bununla birlikte elektrolikit kondansatörlerin çalışma ömürleri [14]'de tartışılmıştır. Buck dönüştürücüsünün iş çevrim değeri, çıkış geriliminin sinüs dalgasını takip edecek şekilde oluşturularak tabloya kaydedilir. Bu sırada *Co* kapasitörü üzerindeki gerilim sürekli ve izoleli okunur böylece çıkış geriliminin, referans sinüs dalgasına benzerliği kontrol edilir. Benzerlik bozulmuşsa yazılım, tabloyu güncelleyerek iş çevrim değerlerini değiştirir. Böylece her çeşit yükte çıkış dalga şekli sinüs olarak elde edilir.

Çıkış dalga şeklinin güncelleme fonksiyonuna ait akış diyagramı Şekil 2'de gösterilmektedir. Buna göre yazılım çıkış gerilimini okur ve tablo ile karşılaştırır. Eğer çıkış gerilimi tablodaki değerden büyük ise Buck dönüştürücünün PWM değeri azaltılır. Şayet çıkış gerilimi hala tablodan büyükse ve PWM değeri minimum değere ulaşmış ise bu durumda yazılım, KA3525 Push-Pull sürücü devresini tetikleyerek PPC mosfetlerinin PWM değerini azaltır. Böylece çıkış geriliminin endüktif yüklerde de doğru dalga şeklinde olması amaçlanmıştır. Tablodan küçük durumlar içinde anlatılan durumların tersi geçerlidir.

Şekil 2: Adaptif sinüs algoritması

Buck dönüştürücü çıkışında oluşturulan 24V genlikli yarım dalga sinüs gerilimi 1:13 sarım oranı olan HF trafo kullanılarak tepe değeri 312V olan yarım dalga sinüs gerilimine yükseltilir. Transformatörün anahtarlama frekansı, evirici boyutunu küçültmek ve verimi etkilememek için 60kHz seçilmiştir. Ayrıca transformatör kullanıldığı için devrenin çıkışında doğal olarak galvanik izolasyon elde edilir.[15] Burada trafonun çıkışını direkt olarak yüke bağlanması trafonun mıknatıslanma endüktansından dolayı söz konusu değildir. Çünkü aynı alternans boyunca her bir anahtarlama, bulunduğu yöne ters olacak biçimde mıknatıslanma akımından dolayı gerilim oluşturur. Bunu engellemek için transformatör nüve sıfırlama (transformer core reset) devreleri bulunsa da çift primere sahip push pull trafolarda bu devreler kullanılamamaktadır. Mıknatıslanma endüktansında biriken enerjiyi çıkışta kullanabilmek için trafo çıkışında tam dalga doğrultucu devresi ve *Co* kapasitörü kullanılmıştır. *Co* kapasitöründe biriken enerji AC dalga şeklini takip etmesine rağmen tek alternanslıdır.



Şekil 3:Hedeflenen eviricinin tasarımı

Bu gerilimi yük üzerinde 50Hz aralıklarla ters çevrilmesi gereklidir. Bu sebeple alternans değişimlerini sağlayabilmek için 50Hz frekansta çalışan tam dalga dönüştürücü kullanılır. Frekansın çok düşük olması çıkış katındaki kontrolü basitleştirir ve verimi artırır. Ayrıca akımın sıfıra indiği noktalarda anahtarlama yapıldığı için, anahtarlama kayıpları minimize edilir.

Devre üzerinde güç, depolanmadan yüke aktarıldığı için ihtiyaç duyulan kapasitör büyüklükleri (Cd hariç) ciddi oranda azaltılmıştır. Buda maliyeti ve sistemin boyutlarını azaltmaktadır.

2.2. Dönüştürücünün Parametre Tanımlamaları

Buck dönüştürücünün giriş gerilimi ile çıkış voltajı arasındaki ilişki

$$V_o = DV_{in} \quad (1)$$

bağıntısı ile belirlenir.

Sistemin sürekli olabilmesi için devre CCM'de çalıştırılmalıdır. Bu sebeple çalışma frekansı bilinen buck dönüştürücü için gerekli olan en düşük indüktans $(L)_{min}$ değeri

$$(L)_{min} = \frac{(1-D)R}{2f}, sürekli\ akımda \quad (2)$$

Pratikte bu değerden daha büyük seçilmelidir. Çıkış kapasitörünün (Co) değeri ise aşağıdaki eşitlikle bulunabilir.

$$C_o = \frac{(1-D)}{\frac{\Delta V_O}{V_O} 8Lf^2} \quad (3)$$

Burada $\frac{\Delta V_O}{V_O}$ çıkış dalgalılık gerilimini, L seçilen bobin değerini ve f anahtarlama frekansını göstermektedir.

Yapılan tasarıma ait hesaplanan ve tasarım kriterleri için seçilen değerler Tablo 1 de gösterilmektedir.

Tablo 1 : Tasarıma ait parametreler

Dizayn parametreleri	Giriş gerilimi: 24-30VDC
	Dönüştürücü giriş gerilimi: 24VDC
	$I_{o_max} = 15A$
	$f_{buck} = 100kHz$
	$f_{push-pull} = 60kHz$
	$L = 33\mu H/15A$
	$f_{full\ Brigde} = 50Hz$
	$C_o = 1\mu F/400V$
	$C_b = 70\mu F/50V$
	$V_{out,peak} = 310V$
	$V_{out,RMS} = 220VAC$
Trafo çeşidi = EE42	
Birincil Sargı	4 tur 4 paralel/ çift sargı
İkincil Sargı	52 tur tek sargı
Yardımcı Sargı	3 tur

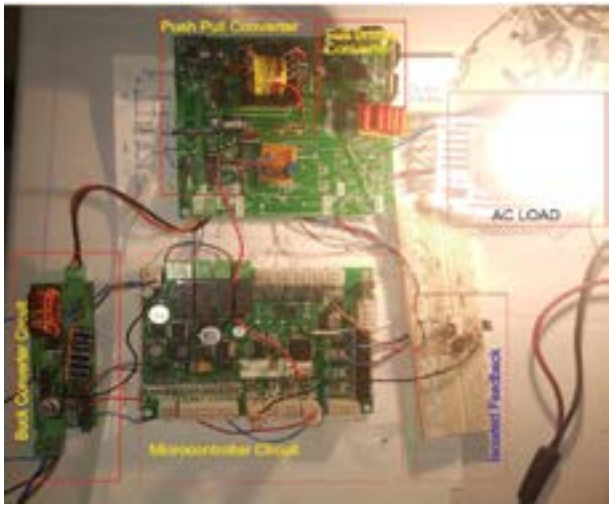
2.3. Şebekeden Bağımsız Çalışma

Yukarıda hesaplanan parametrelere göre tasarlanan devrenin Buck dönüştürücü için ST firmasına ait STL65DN3LLH5, Push Pull devresinde IRFP150N ve çıkış tam dalga dönüştürücüde IXTQ460P2 mosfetleri tercih edilmiştir. Push Pull sürücü devresi için KA3525 entegresi kullanılmış, geri besleme devresi işlemcinin DAC birimi ile kontrol edilmektedir. Tüm birimler NXP firmasına ait LPC1769 işlemcisi ile kontrol edilmektedir.

Sistemde bulunan Buck ve tam dalga dönüştürücü işlemci tarafından, Push-Pull dönüştürücü ise KA3525 tarafında kontrol edilmektedir. İstenmesi halinde tam köprü dönüştürücü yapısı da NE555 entegresi kullanılarak işlemciden ayrılabilir, böylece çıkış, girişten tamamen bağımsız hale getirilebilir ve maliyet düşürülebilir. Bu tasarımda tam dalga dönüştürücü, optocoupler (PC817) kullanılarak işlemci tarafından kontrol edilmiştir.

Çıkış gerilimini okumak için Avago firmasına ait HCPL7800 opto-izolatörü kullanılmış ve çıkış geriliminin tüm bölgesi izoleli olarak işlemci birimine aktarılmıştır.

Tüm diyotlar hızlı tepkilere cevap verebilmesi için kart üzerinde diyot olarak 1UF5408 tercih edilmiştir. Tasarımın gerçekleştirilmesine ait resimler Şekil 4'de gösterilmektedir.



Şekil 4:Hedeflenen devrenin uygulaması

3. DENEYSEL SONUÇLAR

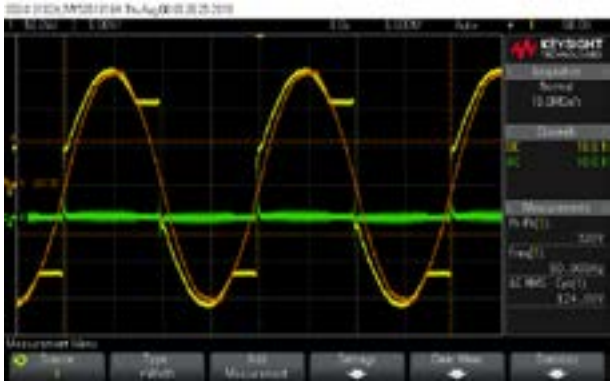
Hazırlanan devre Agilent DSO-X 3102A osiloskop kullanılarak rezistif ve indüktif yükler altında gerilim dalga şekilleri çıkarılmıştır.

Hedeflenen tasarım 100W halojen ampul üzerinde denenmiş ve Şekil 5'teki gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir. Buradaki gerilim değerleri ½ katsayı ile ve akım değerleri 27R direnç üzerinden okunarak Şekil 6'da gösterilmiştir.

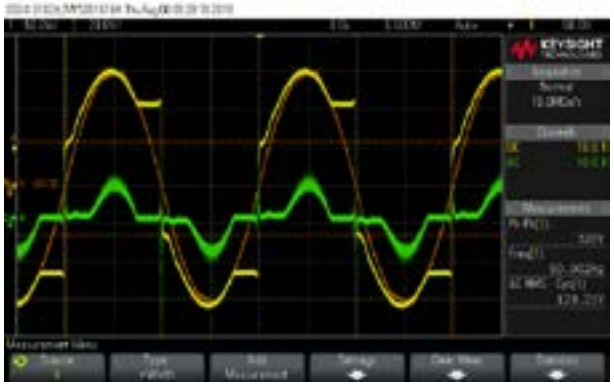
Şekil 5: 100W Rezistif yük altında çıkış dalga şekilleri. Sarı: evirici çıkış gerilim dalga şekli, Turuncu: referans sinüs gerilimi

Şekil 6: 100W rezistif yükte gerilim dalga şekilleri. Sarı: Evirici çıkışı, Turuncu: şebeke gerilimi ve Yeşil Çıkış akımını göstermektedir.

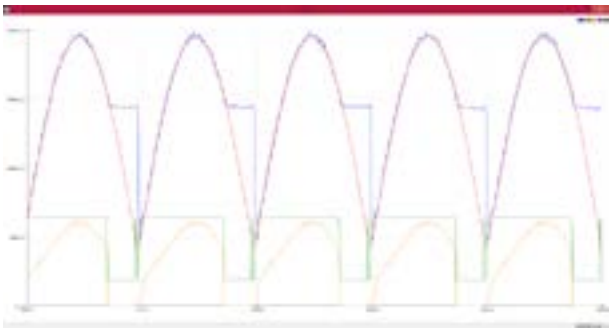
100W enduktif yuk için elde edilen gerilim grafiği Şekil 7'de, akım grafiği ise Şekil 8'de gösterilmiştir. Ayrıca sinüs tablolarına ve kontrol yöntemine ait grafikte Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 7: 100W indüktif yük gerilim dalga şekilleri. Sarı: evirici çıkışı, turuncu: şebeke gerilimi, yeşil: rezervedir.

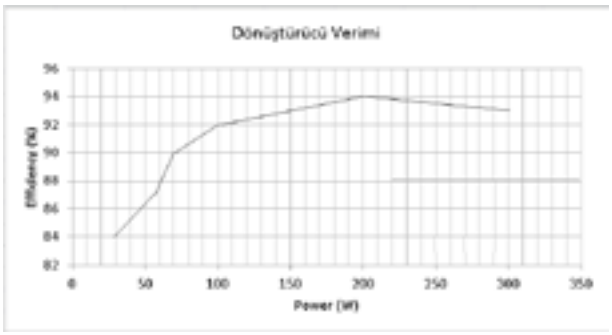


Şekil 8: 100W indüktif yük altında akım dalga şekli. Sarı: evirici çıkış gerilimi, Yeşil: Çıkış akımı ve Turuncu: Şebeke gerilimi



Şekil 9: Görsel üzerinde Kırmızı: referans çıkış dalgası, Mavi: Gerçek değer, Yeşil: Push Pull dönüştürücünün PWM değeri ve Turuncu: Buck dönüştürücü PWM değeri

Yapılan deneyler sonucunda sistem farklı güçlerde rezistif yük altında verimlilik ölçülmüş ve Şekil 10 elde edilmiştir. Buna göre 200W gücünde maksimum verime ulaşılmıştır.



Şekil 10: Farklı yüklerde evirici verimi

4. SONUÇLAR

Geleneksel eviricilerde ikincil tarafta üretilen sinüs dalgasının aksine, bu çalışmada sinüs dalgasının birincil tarafta anahtarlanarak elde edilecek kazanımlar ve kayıplar incelenmiştir. Yapılan deneylere göre amaçlanan topolojinin çok seviyeli eviricilere göre sinüs dalgasına daha çok benzediği ortaya koyulmuştur. Devre üzerinde enerji depolanmadığı için kapasitör sığasının büyüklüğünü önemli ölçüde azaltılmış, maliyet düşürülmüş ve boyut küçültülmüştür. Elektrolikit kapasitörler eviricinin kullanım ömrünü belirleyen önemli bir kriter olduğu düşünüldüğünde bu sığa büyüklüğünün azaltılması evirici ömrüne olumlu yansıyacağı açıktır. Diğer topolojilerde, çıkıştaki 310VDC gerilimi tam dalga dönüştürücü ile yüksek frekansta anahtarlayarak sinüs oluşturuluyordu. Bu tasarımda ise sinüs birincil tarafta oluşturduktan sonra çıkışa aktarılmış böylece verim artırılmış, kontrol karmaşıklığı azaltılmıştır. Ayrıca bu topolojiyle çıkış katındaki kontrol ihtiyacının tamamını birincil tarafa taşıyarak trafonun ikincil tarafı bağımsız hale getirilebilmektedir. Sistem üzerindeki bütün güç, buck dönüştürücünün çıkışında bulunan kapasitörden çekildiği için bu kapasitörün ESR değerinin düşük tutulması gerekmektedir. Aksi durumda bu kapasitörde ısı artışı gözlemlenmiştir. Evirici verimi maksimum %93,8 olarak bulunmuştur.

5. KAYNAKLAR

[1] Y. Li, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Design, analysis, and real time testing of a controller for multibus microgrid

system," *IEEE Trans. Power Electron.*, cilt. 19, sayı. 5, s. 1195–1204, Eylül, 2004.

[2] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power Energy Mag.*, cilt. 5, sayı. 4, s. 78–94, Tem/Ağs. 2007.

[3] F.Katiraei, R. Iravani,N.Hatziargyriou, andA.Dimeas, "Microgrids management," *IEEE Power Energy Mag.*, cilt. 6, sayı. 3, s. 54–65, May/Haz. 2008.

[4] C. L. Chen,Y.Wang, J. S. Lai,Y. S. Lee, and D.Martin, "Design of parallel inverters for smooth mode transfer microgrid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, cilt. 25, sayı. 1, s. 6–15,Ocak, 2010.

[5] Reddy, B. Dastagiri, M. P. Selvan, and S. Moorthi. "Design, operation, and control of S3 inverter for single-phase microgrid applications." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.9 (2015): 5569-5577.

[6] Calais, Martina, et al. "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview." 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Ktg. Sayı.02CH37289). Cilt. 4. IEEE, 2002.

[7] Meneses, David, et al. "Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.6 (2013): 2649-2663.

[8] Kjaer, Soeren Baekhoej, John K. Pedersen, and Frede Blaabjerg. "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules." *IEEE transactions on industry applications* 41.5 (2005): 1292-1306.

[9] Rahim, Nasrudin Abdul, and Jeyraj Selvaraj. "A novel multi-string five-level PWM inverter for photovoltaic application." *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2011.

[10] H. Oldenkamp, I. J. de Jong, C. W. A. Baltus, S. A. M. Verhoeven, and S. Elstgeest, "Reliability and accelerated life tests of the AC module mounted OKE4 inverter," in \Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conf., s. 1339–1342, 1996.

[11] P. Rooij, M. Real, U. Moschella, T. Sample, and M. Kardolus. (2001) Advanced Reliability Improvements of AC-Modules (ARIA), ECN-C-01-093. Netherlands Energy Research Foundations (ECN). [Online]. Available: www.ecn.nl

[12] C.W. G. Verhoeve, C. F. A. Frumau, E. de Held, andW. C. Sinke. (1997) Reliability testing of ac-module inverters. Conf. Rec. 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference. [Online].Available:www.ecn.nl

[13] R. H. Bonn, "Developing a 'next generation' PV inverter," in Conf. Rec. 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conf., s.1352–1355, 2002.

[14] Dubilier, Cornell. "Aluminum electrolytic capacitor application guide." Accessed 6th Eylül, 2011.

[15] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, and T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview," IEEE Trans. Power Electron., cilt. 19, sayı. 5, s. 1305–1314, Eylül, 2004.

Blok Tabanlı Sıkıştırılmış Algılama Metotlarının İncelenmesi ve Karşılaştırılması

Review and Comparison of Block Based Compressed Sensing Methods

Murat Emre ERKOÇ[1], Nurhan KARABOĞA[2]

[1,2]*Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Kayseri*

[1]merkoc@erciyes.edu.tr, [2]nurhan_k@erciyes.edu.tr

Özet

Sıkıştırılmış algılama son yıllarda ortaya çıkan bir işaret edinim ve işleme yöntemidir. Sıkıştırılmış algılama, bir işareti sıkıştırırken aynı anda da algılama işlemi yapar. Ancak büyük boyutlu işaretler söz konusu olduğunda, sıkıştırılmış algılamayı işaretin tamamına tek seferde uygulamak hesaplama maliyeti ve hafıza gereksinimi açısından pratikte pek mümkün olmamaktadır. Bu yüzden, sıkıştırılmış algılamayı görüntü gibi büyük boyutlu işaretlere uygularken görüntünün birbirinden bağımsız küçük bloklara ayrılarak uygulanması önerilmiştir. Bu çalışmada, literatürde bulunan belli başlı blok tabanlı sıkıştırılmış algılama yöntemleri incelenmiş ve farklı test görüntüleri üzerinde eşit koşullarda karşılaştırma yapılmıştır. Elde edilen test sonuçlarına göre, derin öğrenmenin kullanıldığı blok tabanlı yöntem karşılaştırılan diğer yöntemlerden daha iyi sonuç vermiştir.

Abstract

Compressed sensing is a new signal acquisition and processing method. Compressed sensing performs the compression and sensing operations simultaneously. However, the computational complexity of signal reconstruction and memory requirement of measurement matrix are prohibitively high. Therefore, when applying compressed sensing to high dimensional signals such as images, it is proposed to divide the image into non overlapping small blocks. In this study, some existing block based compressed sensing methods are reviewed and compared by using test images. According to these test results, the method with deep neural network is better than other compared methods.

1. GİRİŞ

Sıkıştırılmış Algılama (SA), seyrek bir işareti Nyquist örnekleme oranından daha düşük bir örnekleme oranıyla geri elde etmeyi sağlar [1-3]. Diğer bir ifadeyle, SA örnekleme/algılama ve sıkıştırma işlemlerini aynı anda yapar. Bu yöntem, kablosuz sensör ağları, tıbbi görüntüleme, makine öğrenmesi, yüz tanıma, kamera tasarımı, analog-sayısal dönüştürücü gibi birçok uygulama alanında kullanılmaktadır [4]. Ancak görüntü gibi büyük boyutlu işaretler söz konusu olduğunda, ölçüm matrisinin depolanması için hafıza gereksinimi ve seyrek işareti geri elde etmek için de hesaplama karmaşıklığı çok fazla artmaktadır. Bu artış, SA'nın pratik uygulamalarda kullanılmasını sınırlandırmaktadır. Büyük boyutlu görüntü işaretlerini daha etkili biçimde sıkıştırabilmek için blok tabanlı sıkıştırılmış algılama (BSA) yöntemi geliştirilmiştir[5]. Bu yöntemde görüntü işareti, birbiriyle örtüşmeyen küçük bloklara ayrılır. Her blok aynı ölçüm operatörü tarafından bağımsız olarak örneklenir. Blok tabanlı olmayan SA yöntemlerine kıyasla BSA yönteminde, ölçüm matrisi boyutunun küçük olması, örnekleme işleminin basit ve verimli bir şekilde uygulanmasını sağlar. Bu sayede hafıza gereksinimi ve kodlayıcı (enkoder) biriminin karmaşıklığı önemli ölçüde azalarak, SA'da işaret yeniden oluşturma işlemi önemli ölçüde hızlanır. Blok tabanlı ölçüm, gerçek zamanlı uygulamalar için daha avantajlıdır çünkü kodlayıcı birimi, görüntünün tamamının algılanmasını beklemek zorunda değildir. Kodlayıcı birimi doğrusal izdüşümü hesaplanan her bir bloğu diğer bir işaret işleme birimine gönderebilir [5].

Literatürde BSA yöntemleri hakkında çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Bu çalışmada ise bu zamana kadar sunulan belli başlı yöntemler kısaca incelenerek görüntü işaretinin yeniden oluşturulmasındaki performansları karşılaştırılacaktır. Çalışmanın ikinci kısmında, SA ve BSA'nın temel yapısından bahsedilmiştir. Üçüncü kısımda, karşılaştırılacak BSA yöntemleri anlatılmış ve bu yöntemlerin altı farklı işaret için karşılaştırmaları verilmiştir. Son kısımda ise, çalışmada elde edilen sonuçlar vurgulanmıştır.

2. BLOK TABANLI SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA

SA temel olarak; işareti seyrek olarak temsil etmek, ölçümleme/algılama ve seyrek işaret yeniden oluşturma şeklinde üç ana kısımda incelenebilir [6]. İşareti seyrek olarak ifade etmek, uygun bir domende izdüşümlerini hesaplayarak çoğu örneğinin sıfır yapılması prensibine dayanır. Çoğu işaret kendi domeninde ya da dönüşüm (transform) domeninde seyrek yapılıdır. Fourier, dalgacık ve kosinüs dönüşümleri işareti seyrek olarak ifade etmek için kullanılan dönüşümlerdir. SA'nın ölçümleme işleminde ise işaret uzunluğundan daha küçük sayıda ölçüm yapılarak gözlem vektörü oluşturulur. Bu durum matematiksel olarak (1) ile ifade edilir.

$$y = \Phi x \tag{1}$$

Denklem (1)'de $x \in R^N$ seyrek işareti, $\Phi \in R^{MxN}$, $M < N$ için ölçüm matrisini ve $y \in R^M$ gözlem vektörünü ifade etmektedir. Ayrıca, ölçümlerde gürültü söz konusu olduğunda ölçüm / algılama işlemi (2) ile ifade edilmektedir.

$$y = \Phi x + n, n \in R^M \tag{2}$$

Ölçüm işleminde, (1)'deki seyrek işaret ve ölçüm matrisi çarpılarak gözlem vektörü oluşturulur. Son kısım olan seyrek işaret yeniden oluşturma aşaması ise gözlem vektöründen yani ölçümlerden, x işaretinin geri oluşturulmasıdır. Literatürde çeşitli seyrek işareti yeniden oluşturma yöntemleri mevcuttur. Bu yöntemler genel olarak konveks optimizasyon, konveks olmayan optimizasyon, açgözlü, eşikleme, kombinasyonel, ve Bayesian algoritmaları/yöntemleri olarak altı sınıfa ayırılır [7].

Bu yöntemlerin hepsi ölçüm sayısı M ve ölçüm matrisini kullanarak N uzunluklu x işaretini ya da eşdeğer olarak x'in seyrek katsayı vektörü s'yi elde eder. Ayrıca işaretin seyrekliği farklı bir tabana dönüşüm yapılarak elde edildiyse, işareti yeniden oluşturma işleminde taban/dönüşüm matrisi ψ ve bazı durumlarda da seyreklik seviyesi bilgisi kullanılır.

SA yönteminin NxN piksel boyutunda bir görüntü işaretine uyguladığını düşünelim. Blok tabanlı olmayan SA yönteminde işlenecek olan görüntü işaretinin boyutu $x \in R^{N^2}$, ölçüm matrisinin boyutu MxN^2 ve işareti seyrek yapmak için uygulanan dönüşüm matrisinin boyutunun N^2xN^2 olması gerekmektedir. Güncel olarak kullanılan yüksek çözünürlüklü kameralarda N'nin değer aralığı 2000-4000 arasındadır [8]. N'nin bu değer aralığı için SA yöntemini uygulamak, Φ ve ψ matrislerini kaydetmek için kullanılacak hafıza açısından pek mümkün değildir. Örnek olarak N=3000 ve algılama oranı R=0.1 için, Φ matrisinin boyutu 900.000x9.000.000, ψ matrisinin boyutu 9.000.000x9.000.000 olacaktır. Ayrıca SA yeniden oluşturma problemini çözmek için gereken hesaplama maliyeti mümkün olamayacak bir şekilde yüksek olur. Bunlara rağmen, BSA'da bir görüntü birbiriyle örtüşmeyen BxB piksel şeklinde bloklara ayrılmıştır ve her blok bağımsız bir şekilde sıkıştırılmış olarak örneklenir. Daha sonra, tam boyutlu görüntü, yeniden yapılandırılmış her görüntü bloğunun yeniden yapılandırılmış görüntü tuvalindeki yerine yerleştirmek ve ardından filtreleme yaparak bloklar arasındaki hataları gidermekle elde edilir.

$$y_i = \Phi_B x_i \qquad (3)$$

Blokların ölçüm matrisi Φ_B'nin boyutları B^2RxB^2 ve i. bloğun gözlem vektörü (3)' deki gibidir [8].

3. BLOK TABANLI SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA ALGORİTMALARININ İNCELENMESİ VE KARŞILAŞTIRILMASI

Bu zamana kadar BSA için çeşitli yöntemler sunulmuştur. Bu alanda yapılan bazı çalışmalar bu kısımda özetlenmiştir. BSA alanında ilk çalışma Gan, L. tarafından yapılmıştır [5]. Aynı örnekleme operatörü tarafından bağımsız bloklar şeklinde işlenen bu yöntem ilk olarak doğal görüntüler için önerilmiştir. Gan, L.' nin önermiş olduğu BSA yöntemi, diğer SA yöntemlerinden daha basit ve etkili olmasının yanında karmaşık geometriye sahip doğal görüntü işaretlerini başarılı bir şekilde işleyebilmektedir. Ayrıca bu yöntem, Wiener filtresi, konveks bir küme üzerine izdüşüm ve sert eşikleme gibi doğrusal ve doğrusal olmayan işlemler içermektedir. Bu alanda yapılan çalışmalardan biri de Mun, S. ve Fowler, J. E. tarafından yapılmıştır [9]. Bu çalışmada görüntü işareti için olan genel BSA çerçevesi, yineleme tabanlı yeniden oluşturma algoritmasıyla birleştirilmiştir. Ayrıca bu yöntemde, seyrek işaret oluşturulurken sık kullanılan dalgacık dönüşümü yerine karmaşık değerli, çift-ağaç yapılı dalgacık dönüşümü kullanılmıştır. Bu alanda yapılan diğer bir çalışma ise Unde, A. S. ve Deepthi, P. P. tarafından yapılmıştır [10]. BSA için önerilen bu yöntem iteratif yeniden-ağırlıklandırılmış l1 norm minimizasyonuna dayanmaktadır. L1 norm minimizasyonu istenilen seyreklik derecesini elde etmek için kullanılıp, Wiener süzgeci ise düzleştirme operatörü olarak kullanılmaktadır. Buradaki düzleştirme operatörü, bloklara ayırma işleminden dolayı görüntüde ortaya çıkan pürüzleri düzeltmek için kullanılmaktadır. Adler, A., Boublil, D. ve Zibulevsky, M. tarafından yapılan çalışma, BSA yönteminde derin öğrenme yaklaşımının kullanılması hakkındadır [8]. Bu yöntemde tam-bağlı sinir ağı, blok tabanlı doğrusal algılama ve doğrusal olmayan yeniden oluşturma işlemlerinin her ikisinde de kullanılmıştır. Öğrenme aşamasında, ölçüm matrisi ve doğrusal olmayan yeniden oluşturma operatörü birlikte optimize edilmiş ve önerilen yaklaşım hem yeniden oluşturma kalitesi hem de hesaplama zamanı açısından diğer yöntemlere göre daha iyi performans göstermiştir.

Bu çalışmada karşılaştırılan BSA yöntemleri literatürde var olan algoritmalardır. Bunlar, BCS-FOCUSS (Block Compressive Sensing-FOcal Underdetermined System Solver), BCS-DNN (Block Compressive Sensing-Deep Neural Network), BCS-SPL-DDWT (Smoothed Projected Landweber for Block Compressive Sensing-Dual tree Discrete Wavelet Transform), BCS-SPL-DWT (Smoothed Projected Landweber for Block Compressive Sensing-Discrete Wavelet Transform), BCS-SPL-DCT (Smoothed Projected Landweber for Block Compressive Sensing-Discrete Cosine Transform) algoritmalarıdır [8-10]. Bu algoritmalar Şekil 1'de verilen "*Lenna", "Barbara", "Peppers", "Mandrill", "Houses"* ve "*Cameraman*" test görüntülerine uygulanmıştır. Uygulamada, blok tabanlı sıkıştırılmış algılama bu şekillere uygulanıp yeniden oluşturma performansları üzerinden karşılaştırma yapılmıştır. Test görüntülerinin boyutu 512x512'dir. Bütün algoritmalarda ortak olarak test görüntüsü 16x16'lık bloklara ayrılmıştır. Daha sonra bu bloklar ayrı birer işaret gibi düşünülerek, bunlara ölçümleme/algılama işlemi uygulanmıştır. Algoritmaların karşılaştırmaları MATLAB yazılımı ve 2.2 GHz işlemcili bilgisayar kullanılarak elde edilmiştir.

Şekil 1:Test görüntüleri sırasıyla: "Lenna", "Barbara", "Peppers", "Mandrill", "Houses", "Cameraman".

Tablo 1'de BSA algoritmaları tarafından yeniden yapılandırılmış görüntülerin PSNR değerleri beş farklı algılama oranı (ölçüm sayısı/işaret uzunluğu) için verilmiştir. Tablo 2'de ise BSA algoritmaları tarafından yeniden yapılandırılmış görüntüler için yani iki görüntü arasındaki yapısal benzerlik endeksi olarak bilinen SSIM [1111] değerleri beş farklı algılama oranı göz önüne alınarak verilmiştir. Tablo 1 ve Tablo 2'deki PSNR ve SSIM değerleri incelendiğinde BCS-DNN algoritması farklı algılama oranı değerlerinde ve test görüntülerinde diğer algoritmalardan daha iyi sonuç vermiştir. Yalnızca DBCS-

FOCUSS algoritması, "Barbara" test görüntüsünde 0.25 ve 0.3 algılama oranındaki PSNR değeri küçük farkla BCS-DNN algoritmasından daha iyidir. DBCS-FOCUSS ve BCS-SPL-DDWT algoritmalarının performans değerleri birbirine yakın olsa da DBCS-FOCUSS algoritmasının sahip olduğu PSNR ve SSIM değerleri daha iyidir. Ayrıca DBCS-FOCUSS algoritmasının yapısı, SPL-BCS-DDWT algoritmasının sonuçlarını FOCUSS algoritmasının başlangıç koşulu olarak kullanmaktadır. FOCUSS algoritmasını uyguladıktan sonra da ek bir filtreleme yapmaktadır. Yani DBCS-FOCUSS'un SPL-BCS-DDWT'den daha yüksek PSNR ve SSIM değerine sahip olmasının nedenini bu ek işlemlere bağlayabiliriz. SPL-BCS-DDWT ve SPL-BCS-DWT algoritmalarının ikisi de işareti yeniden yapılandırmada dalgacık analizini kullanmaktadır. İki algoritmanın sonuçları karşılaştırıldığında SPL-BCS-DDWT algoritmasının sahip olduğu PSNR ve SSIM değerlerinin biraz daha büyük olduğu görülmektedir. SPL-BCS-DCT algoritması seyrek işareti yeniden oluşturmada kosinüs dönüşümünü kullanmaktadır. Bu algoritma, bütün test görüntülerinde karşılaştırılan algoritmalar içinde en düşük PSNR ve SSIM değerlerine sahiptir.

Tablo 1: BSA algoritmaları tarafından yeniden yapılandırılmış görüntülerin PSNR değerleri.

Algoritmalar	**Algılama oranı (*M*/*N*)**				
	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30
	'Lenna'				
BCS-FOCUSS	27.41	29.31	31.15	32.48	33.79
BCS-DNN	**31.63**	**33.44**	**34.97**	**36.37**	**37.45**
BCS-SPL-DDWT	27.33	29.26	30.87	32.10	33.24
BCS-SPL-DWT	26.91	28.88	30.44	31.63	32.70
BCS-SPL-DCT	27.09	28.95	30.39	31.51	32.48
	'Barbara'				
BCS-FOCUSS	22.85	23.70	24.73	**25.73**	**26.78**
BCS-DNN	**24.24**	**24.68**	**25.11**	25.56	25.98
BCS-SPL-DDWT	22.51	23.24	23.93	24.60	25.26
BCS-SPL-DWT	22.32	22.95	23.52	24.16	24.71
BCS-SPL-DCT	22.57	23.34	24.06	24.70	25.63
	'Peppers'				
BCS-FOCUSS	28.44	30.24	32.11	33.86	34.92
BCS-DNN	**33.49**	**35.23**	**36.65**	**37.73**	**38.77**
BCS-SPL-DDWT	28.64	30.74	32.53	33.78	34.83
BCS-SPL-DWT	27.89	30.15	32.07	33.37	34.47
BCS-SPL-DCT	28.01	27.34	31.63	29.85	33.88
	Mandrill				
BCS-FOCUSS	20.51	21.04	21.72	22.32	22.86
BCS-DNN	**22.04**	**23.01**	**23.89**	**24.73**	**25.5**
BCS-SPL-DDWT	20.64	21.19	21.79	22.28	22.78
BCS-SPL-DWT	20.23	20.79	21.48	22.05	22.57
BCS-SPL-DCT	20.17	20.60	21.20	21.66	22.15
	'Houses'				
BCS-FOCUSS	27.38	28.33	29.50	30.22	31.32
BCS-DNN	**30.28**	**31.73**	**32.93**	**33.96**	**34.97**
BCS-SPL-DDWT	26.84	28.04	29.07	29.86	30.57
BCS-SPL-DWT	26.58	27.81	28.80	29.59	30.27
BCS-SPL-DCT	26.32	27.52	28.60	29.36	30.07
	'Cameraman'				
BCS-FOCUSS	25.76	27.21	30.40	31.74	33.75
BCS-DNN	**32.11**	**34.61**	**36.8**	**38.61**	**40.18**
BCS-SPL-DDWT	25.37	27.18	29.20	30.68	32.23
BCS-SPL-DWT	24.89	26.97	28.80	30.255	31.74
BCS-SPL-DCT	25.26	27.29	29.06	30.56	31.60

Tablo 2: BSA algoritmaları tarafından yeniden yapılandırılmış görüntülerin SSIM değerleri.

Algoritmalar	**Algılama oranı (*M*/*N*)**				
	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30
	'Lenna'				
BCS-FOCUSS	0.879	0.917	0.946	0.962	0.973
BCS-DNN	**0.957**	**0.975**	**0.985**	**0.990**	**0.994**
BCS-SPL-DDWT	0.877	0.919	0.944	0.958	0.967
BCS-SPL-DWT	0.869	0.915	0.940	0.956	0.965
BCS-SPL-DCT	0.860	0.906	0.932	0.948	0.959
	'Barbara'				
BCS-FOCUSS	0.780	0.820	0.862	0.889	0.917
BCS-DNN	**0.859**	**0.883**	**0.902**	**0.920**	**0.936**
BCS-SPL-DDWT	0.769	0.812	0.841	0.866	0.885
BCS-SPL-DWT	0.765	0.808	0.838	0.863	0.882
BCS-SPL-DCT	0.747	0.797	0.831	0.857	0.873
	'Peppers'				
BCS-FOCUSS	0.909	0.933	0.956	0.969	0.976
BCS-DNN	**0,972**	**0.982**	**0.989**	**0.993**	**0.995**
BCS-SPL-DDWT	0.912	0.941	0.958	0.967	0.974
BCS-SPL-DWT	0.905	0.936	0.955	0.966	0.973
BCS-SPL-DCT	0.892	0.859	0.945	0.912	0.965
	Mandrill				
BCS-FOCUSS	0.653	0.707	0.761	0.810	0.840
BCS-DNN	**0.819**	**0.888**	**0.928**	**0.952**	**0.966**
BCS-SPL-DDWT	0.609	0.678	0.739	0.782	0.816
BCS-SPL-DWT	0.604	0.679	0.744	0.790	0.824
BCS-SPL-DCT	0.558	0.627	0.697	0.744	0.780
	'Houses'				
BCS-FOCUSS	0.834	0.871	0.905	0.923	0.945
BCS-DNN	**0.936**	**0.963**	**0.976**	**0.984**	**0.989**
BCS-SPL-DDWT	0.804	0.853	0.888	0.912	0.927
BCS-SPL-DWT	0.796	0.848	0.886	0.910	0.925
BCS-SPL-DCT	0.777	0.832	0.873	0.897	0.914
	'Cameraman'				
BCS-FOCUSS	0.879	0.919	0.955	0.969	0.980
BCS-DNN	**0.966**	**0.983**	**0.991**	**0.995**	**0.997**
BCS-SPL-DDWT	0.872	0.914	0.9432	0.958	0.969
BCS-SPL-DWT	0.866	0.911	0.941	0.957	0.968
BCS-SPL-DCT	0.861	0.907	0.936	0.953	0.963

4. SONUÇ

Bu çalışmanın amacı, literatürde yer alan BSA yöntemlerini inceleyip karşılaştırmak ve yeniden oluşturma performansı daha iyi bir BSA yöntemi geliştirmek için temel oluşturmaktır. Çalışmada BSA yöntemine ait beş farklı algoritma altı farklı işaret üzerinde incelenerek bir karşılaştırma yapılmıştır. Performans kriterleri olarak PSNR ve SSIM değerleri göz önüne alınarak, algılama oranının beş farklı durumu için gerçekleştirilen çalışmada, son yıllarda popüler olan derin öğrenmenin kullanıldığı BSA yöntemi diğerlerine göre daha iyi sonuç vermiştir. Ayrıca BCS-FOCUSS algoritmasında olduğu gibi, literatürde mevcut olan iki farklı algoritmayı uygun şekilde birleştirerek daha iyi sonuç veren bir BSA yöntemi geliştirilebilir.

5. KAYNAKLAR

[1] D. L. Donoho, "Compressed sensing," *IEEE Transactions on Information Theory,* vol. 52, pp. 1289-1306, Apr 2006.

[2] E. J. Candes, J. Romberg, and T. Tao, "Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information," *IEEE Transactions*

on Information Theory, vol. 52, pp. 489-509, Feb 2006.

[3] E. J. Candes, "The restricted isometry property and its implications for compressed sensing," *Comptes Rendus Mathematique,* vol. 346, pp. 589-592, May 2008.

[4] Q. Wang and G. R. Qu, "A new greedy algorithm for sparse recovery," *Neurocomputing,* vol. 275, pp. 137-143, Jan 31 2018.

[5] L. Gan, "Block compressed sensing of natural images," in *Proceedings of the 2007 15th International Conference on Digital Signal Processing*, 2007, pp. 403-406.

[6] Y. Arjoune, N. Kaabouch, H. El Ghazi, and A. Tamtaoui, "Compressive Sensing: Performance Comparison Of Sparse Recovery Algorithms," presented at the 2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference IEEE Ccwc-2017, 2017.

[7] M. Rani, S. B. Dhok, and R. B. Deshmukh, "A Systematic Review of Compressive Sensing: Concepts, Implementations and Applications," *IEEE Access,* vol. 6, pp. 4875-4894, 2018.

[8] A. Adler, D. Boublil, and M. Zibulevsky, "Block-based Compressed Sensing of Images via Deep Learning," presented at the 2017 Ieee 19th International Workshop on Multimedia Signal Processing (Mmsp), 2017.

[9] S. Mun and J. E. Fowler, "Block Compressed Sensing of Images Using Directional Transforms," presented at the 2009 16th IEEE International Conference on Image Processing, Vols 1-6, 2009.

[10] A. S. Unde and P. P. Deepthi, "Block compressive sensing: Individual and joint reconstruction of correlated images," *Journal of Visual Communication and Image Representation,* vol. 44, pp. 187-197, Apr 2017.

[11] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, and E. P. Simoncelli, "Image quality assessment: From error visibility to structural similarity," *IEEE Transactions on Image Processing,* vol. 13, pp. 600-612, Apr 2004.

Yüksek Frekans RKA Simülatör ve Analiz Aracı Predics'te İyileştirme Çalışmaları

Improvement Study on High-Frequency RCS Simulator and Analysis Tool Predics

Özkan Kırık[1], Şevket Demirci[1], Caner Özdemir[1,2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mersin Üniversitesi
ozkan@mersin.edu.tr, sdemirci@mersin.edu.tr, cozdemir@mersin.edu.tr

[2]Emtech Bilişim Teknolojileri, Mersin Teknoloji Geliştirme Bölgesi
caner.ozdemir@emtechbilisim.com

Özet

Bu çalışmada, Predics yazılımının yeteneklerinin ve hesaplama hassasiyetinin arttırılmasına yönelik olarak yapılan çalışmalar özetlenmiştir. Predics yazılımı tarafından girdi olarak alınan bilgisayar destekli tasarımların (BDT) temizlenmesi, ışın üçgen kesişim yöntemi iyileştirmeleri, bellek kullanımı optimizasyonu ve radar kesit alanı (RKA) simülatörüne polarizasyon desteğinin eklenmesi çalışmaları listelenmiştir. Kazandırılan yeteneklerin, Predics yazılımının performansına etkisi analiz edilerek sunulmuştur. Ayrıca RKA analiz aracı tarafında iki boyutlu(2B) Açısal RKA Haritası Analiz Ekranı, 2B ters yapay açıklıklı radar (TYAR) ve bir boyutlu (1B) Menzil/Çapraz-Menzil Analiz Ekranı ile üç boyutlu (3B) TYAR Analiz Ekranı güncellemeleri tanıtılmıştır.

Abstract

In this study, studies towards improving the capabilities and the calculation accuracy of Predics tool are summarized. For this purpose, studies including cleaning up computer aided design (CAD) files that are used as input to Predics, ray triangle intersection method improvements, memory usage optimization and adding polarization support to radar cross section (RCS) calculation are listed. Finally, the effect of the acquired skills on the performance of Predics software is analyzed and presented. Furthermore; at the analysis section of the code, two-dimensional (2D) angular RCS-map analysis screen, 2D inverse synthetic aperture radar (ISAR) analysis screen, one dimensional (1D) range/cross-range analysis screen and three dimensional (3D) ISAR analysis screen updates are introduced.

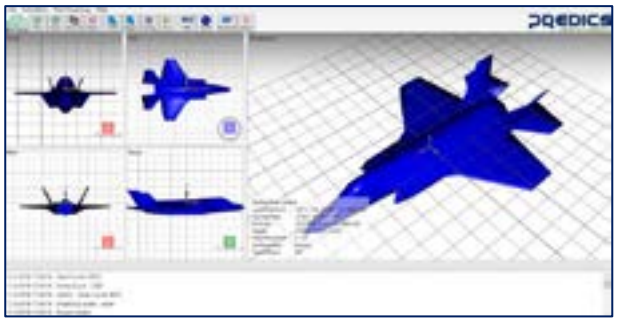
1. Giriş

Elektriksel olarak büyük ve karmaşık şekilli hedeflerden elektromanyetik saçılma problemi uzun yıllardır araştırmacıların dikkatini çeken önemli bir konu olmuştur [1-4]. Özellikle tam dalga çözücülerin (Moment metodu, Sonlu farklar zaman uzayı metodu, Sonlu elemanlar metodu vb.) [5, 6] bu tip hedeflerin hesaplanmasında yavaş kalmaları ve çok güçlü bilgisayar donanımı (bellek ve depolama alanı) gereksinimleri yüzünden hibrit çözücüler daha önem kazanmıştır. Örneğin Weinmann [3] fiziksel optik (FO) – fiziksel difraksiyon teorisi (FDT) ve ışın takip algoritmalarını beraber kullanarak hızlı ve etkin hibrit çözücü geliştirmiştir. Yakın zamanda ekibimiz tarafından geliştirilen yüksek frekanslarda elektromanyetik saçılma ve radar kesit alanı (RKA) hesabını yüksek hassasiyetle ve doğrulukla yapabilen bir hesaplama aracı olan Predics [7-9] yazılımı tanıtılmıştır. Bu çalışmada, daha önce geliştirmiş olduğumuz elektrik alan saçılmasını ve RKA hesabını fiziksel optik (FO) ve SIY yöntemleriyle yapan benzetim ve analiz aracımız olan Predics [7-9] yazılımının yeteneklerini ve hesaplama doğruluğunu daha da arttırmak için geliştirilen yeni modülleri tanıtacağız.

2. Predics Yazılımı Tanıtımı

Predics, yüksek frekanslarında yapısı karmaşık ve elektriksel olarak büyük hedeflerden elektromanyetik saçılma parametrelerini ve RKA değerini hesabını yapabilen bir hızlı ve hibrit bir yazılımdır [7-9]. Predics yazılımı, FO, geometrik optik (GO) teorisini ve elektromanyetik dalgalar hedefin etrafında saçılırken elektrik alan değerlerini izlemek ve hesaplamak için ışın izleme ve ışın takip algoritmalarını kullanır.

Predics yazılımının ana giriş ekranı ve benzetim parametreleri giriş ekranı Şekil 1a ve Şekil 1b'de gösterilmektedir. Predics, hedeflerin bilgisayar destekli tasarımlarını (BDT) girdileri olarak *.obj, *.raw, *.facet formatlarında alabilmekte ve elektromanyetik saçılma değerlerini ve RKA katsayılarını frekansa ve dikey / yatay açılara göre sağlayabilmektedir. Ayrıca Ters yapay açıklıklı radar (TYAR) görüntüleri de kullanıcıya fiziksel olgu analizi kapsamında iki boyutlu (2B) ve üç boyutlu (3B) olarak sağlanmaktadır.



(a)

(b)

Şekil 1: Predics yazılımı (a) ana giriş ekranı görüntüsü, (b) benzetim ekranı görüntüsü

3. Wavefront OBJ BDT Dosya Biçimi

Predics yazılımı, girdi olarak Wavefront OBJ dosya biçiminde üçgen yamalardan oluşan BDT almaktadır. Wavefront OBJ dosya biçimi metin tabanlı boşluklarla ayırılmış bir biçim olup BDT modeli oluşturan yamaların köşe koordinatları, Kartezyen koordinat sistemi ile yama tanımlarından önce tanımlanır. Her satırda v harfi ile başlayarak boşluklarla ayrılmış X, Y ve Z koordinatlarının yan yana yazılması ile bir köşe noktası tanımlanabilmektedir. Yamalar tanımlanırken köşe koordinatları yerine önceden tanımlanmış olan köşelerin sıra numarası ile referans verilerek tanımlanır. Şekil 2'de örnek bir dosya biçimi gösterilmektedir:

```
1  v 0.000000 7.500000 -7.500000
2  v 0.000000 -7.500000 -7.500000
3  v 0.000000 -7.500000 7.500000
4  v 0.000000 7.500000 7.500000
5
6  f 2 1 4
7  f 3 4 2
```

Şekil 2: Wavefront OBJ Dosya Biçimi

4. BDT Temizleme Modülü Eklenmesi

BDT dosyaları tasarlanırken veya formatlar arası ihraç veya dönüşüm yapılırken bir takım hatalar meydana gelmektedir. BDT temizleme modülü aşağıdaki fonksiyonların bileşiminden oluşmaktadır:

- Çift köşe noktaların (vertice) temizlenmesi
- Çift yamaların (face) temizlenmesi
- Yüzey alanı 0 olan yamaların temizlenmesi
- Kullanılmayan köşe noktalarının temizlenmesi

4.1. Çift köşe noktaların temizlenmesi

BDT içerisinde tanımlı olan köşe noktalarında tamamen aynı koordinatlara sahip birden fazla köşe noktası tanımı bulunması kenar tespiti ve yamaların komşuluk tespiti süreçlerinde sorunlara yol açmaktadır. Bu bağlamda çift köşe noktalarının temizlenmesi için geliştirilen fonksiyonun pseudo koduna aşağıda yer verilmiştir:

- OBJ dosyasını aç
- v ile başlayan satırları köşe noktası tanımı olarak oku, sıra numarası ile ilişkilendir.
- f ile başlayan satırları yama tanımı olarak oku
- Her bir köşe noktası için iterasyon başlatıp;
  - Hafızaya alınan köşe noktaları listesinde X, Y ve Z koordinatları aynı olan tanımları tespit et
  - Tespit edilen noktalara referans veren yamaları bul ve referansları ilk tanıma göre güncelle
  - Eşleşen köşe noktalarından ilk olanı hariç diğerleri için iterasyon başlat
    - İlgili köşe tanımını sil
    - Yama tanımlarındaki referansları kontrol ederek sıra numarası silinen köşenin sıra numarasından büyük olanların sıra numarası bir azalt

4.2. Çift yamaların temizlenmesi

BDT içerisinde aynı 3 köşe noktasına referans veren birden yamaların olması, hesaplama süresini uzatmakla birlikte SIY süreçleri içerisinde yer alan ışın takibi aşamasında performans kaybettirmektedir. FDT hesaplamasında kullanılacak olan kenar tespit süreçlerinde aynı koordinatlarda birden fazla kenar çizgisi oluşuna sebebiyet vermektedir. Ayrıca çift köşe noktaları temizlemesi yapıldıktan sonra da aynı 3 köşe noktasına referans veren yamalar oluşabilmektedir. Bu bağlamda çift yamaların temizlenmesi için geliştirilen fonksiyonun pseudo koduna aşağıda yer verilmiştir:

- OBJ dosyasını aç
- Dosyadaki her bir satır için iterasyon başlat
  - f ile başlayan satırları yama tanımı olarak oku, diğerlerini göz ardı et
  - Okunan yamayı oluşturan köşe noktası referansların sıralayarak bir hash fonksiyon vasıtasıyla hash listesine ekle
  - Ekleme başarısız olursa bu kayıt daha önce var anlamına gelir. Bu nedenle ilgili yama silinir.

4.3. Yüzey alanı 0 olan yamaların temizlenmesi

Yüzey alanı 0 olan yamaların benzetim sonuçlarına herhangi bir katkısı olmamakta, ışın takibi aşamalarında ciddi performans kaybettirmekte ve bellek rezervasyonu ihtiyacını arttırmaktadır. Bu bağlamda yüzey alanı 0 olan yamaların temizlenmesi için geliştirilen fonksiyonun pseudo koduna aşağıda yer verilmiştir:

- OBJ dosyasını aç
- v ile başlayan satırları köşe noktası tanımı olarak oku, sıra numarası ile ilişkilendir.
- f ile başlayan satırları yama tanımı olarak oku
- Her bir yama için iterasyon başlat
  - Yamayı oluşturan köşe noktalarının referanslarına başvurarak koordinatları temin et.

- Yamanın yüzey alanını hesapla
- Eğer sonuç 0 ise yamanın tanımını sil

4.4. Kullanılmayan köşe noktaların temizlenmesi

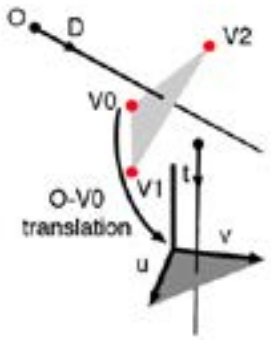
Bazı durumlarda BDT dosyası içerisinde yamalar tarafından referans verilmemiş köşe noktaları kalabilmektedir. Diğer temizleme süreçlerinin sonrasında da bu durumla karşılaşılabilmektedir. Artık kalan köşe noktaları, hesaplama performansına olumsuz bir etki oluşturmamakla birlikte bellek kullanımını arttırmak yönünde olumsuz etki yaratmaktadır. Kullanılmayan köşe noktalarının temizlenmesi için geliştirilen fonksiyonun pseudo koduna aşağıda yer verilmiştir:

- OBJ dosyasını aç
- v ile başlayan satırları köşe noktası tanımı olarak oku, sıra numarası ile ilişkilendir.
- f ile başlayan satırları yama tanımı olarak oku
- Yama tanımlarında kullanılan köşe noktası referans numaralarını bir listede biriktir
- Referans verilmeyen köşe noktalarını bu listeye göre tespit et ve iterasyon başlat
  - İlgili köşe noktası tanımını sil
  - Yama tanımlarındaki referansları kontrol ederek sıra numarası silinen köşenin sıra numarasından büyük olanların sıra numarası bir azalt

5. Işın - Üçgen Kesişim Yöntemi İyileştirmeleri

Predics yazılımda kullanılan SIY [2] tekniğinde ışın izleme ve takip aşamasında üç boyutlu ışın – üçgen kesişimi kontrollerine sıkça başvurulmaktadır.

Kullanılmakta olan ışın – üçgen kesişim yöntemi performans ve bellek kullanımı avantajlarından dolayı Möller – Trumbore Işın – Üçgen Kesişim Algoritması [10] ile değiştirilmiştir.



Şekil 3: Üçgen koordinat düzleminin u – v düzlemine taşınması

Möller – Trumbore algoritması, üçgeni içeren düzlemin denklemini hesaplamaya ihtiyaç duymadığı için ciddi bir hesaplama adımı ve dolayısıyla performans avantajı sağlamaktadır. Şekil 3'de gösterilen şekilde u – v düzlemine taşıma yapıldıktan sonra;

$$0 \leq u \leq 1$$
$$0 \leq v \leq 1$$
$$u + v \leq 1$$

koşulları sağlanıyorsa, ışın ile üçgen kesişmektedir.

C# programlama dilinde emplementasyonu tamamlanmıştır. Algoritmanın denklemleri ve yaklaşımı [10] te ayrıntılı olarak verilmiştir ve burada tekrar edilmeyecektir.

6. Bellek Kullanımı Optimizasyonu

Predics yazılımı çoklu iş parçacığı destekli şekilde tasarlanmıştır. Predics yazılımında RKA benzetimi yapılırken kullanılan SIY [2] tekniğinin koşturulduğu aşamalarda her bir frekans, dikey ve yatay açı açısı durumuna göre benzetim sonucunu bellekte ayrı ayrı saklaması gerekmektedir. Optimizasyon öncesi bellek tüketimi bayt cinsinden:

$$nYama * nFrekans * nTheta * nPhi * sizeof(Complex)$$

olarak hesaplanmaktadır. Yama sayısı yüksek BDT ler ve gözlem açısı – frekans çeşitliliği yüksek olan benzetimlerde bellek ihtiyacının çok yüksek değerlere çıkmaktaydı. Yapılan optimizasyon çalışmaları kapsamında, sonuç biriktirme aşaması iş parçacığı güvenli olarak yeniden kodlanmıştır. Bu bağlamda $nYama$ parametresinin bellek tüketimine etkisi kalmamış olup her bir iş parçacığı başına bir sonuç matrisi rezerve edilerek $nThread$ parametresi ile doğru oranlı bir denklem elde edilmiştir. Optimizasyon sonucu bellek tüketimi bayt cinsinden:

$$nThread * nFrekans * nTheta * nPhi * sizeof(Complex)$$

olarak elde edilmiştir. Benzetim aşamasında ihtiyaç duyulacak bellek alanı için BDT modelin büyüklüğünün ilişkisi kalmamıştır. Her bir iş parçacığı, kuyruktaki işi aldıktan sonra benzetim sonuçlarına etkisini her iş parçacığı için rezerve edilmiş sonuç matrisinde toplamaktadır.

7. RKA Simülatörüne Polarizasyon Desteğinin Eklenmesi

GO-FO-SIY teknikleri ile RKA benzetimi yapabilen Predics yazılımına geliştirilerek çoklu polarizasyon desteği eklenmiştir. Farklı polarizasyon türlerini tek bir benzetim içerisinde performans kaybı yaşatmadan yapabilmektedir. Desteklenen polarizasyon türleri:

- Dikey – Dikey
- Dikey – Yatay
- Yatay – Dikey
- Yatay – Yatay

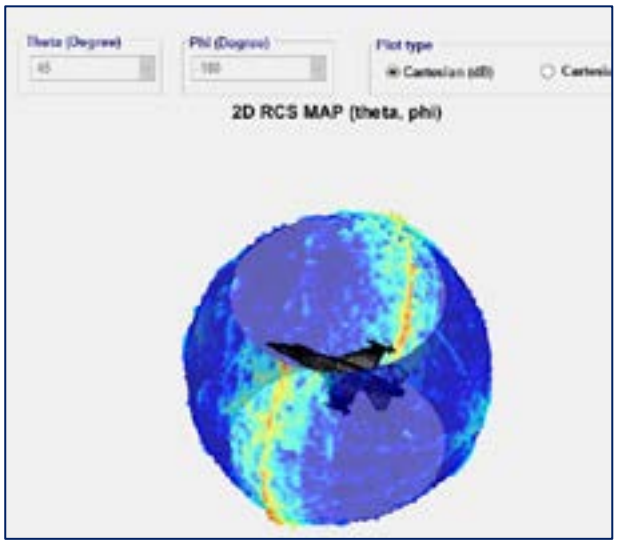
olarak listelenmiştir.

RKA benzetim sonuçlarının incelenebildiği RKA Analiz ekranında, RKA grafiği gösteriminde farklı polarizasyon türlerini karşılaştırma özelliği de geliştirilmiştir.

8. RKA Analiz ekranında yapılan iyileştirmeler

8.1. 2B Açısal RKA Haritası Analiz Ekranı

Predis yazılımı, tek bir benzetimde eşit aralıklı olmak üzere çoklu açıda RKA benzetimi yapabilmektedir. Gözlem noktası seçiminde küresel koordinat sistemine göre dikey ve yatay açı taraması yaptırarak RKA benzetimi koşturulabilmektedir.



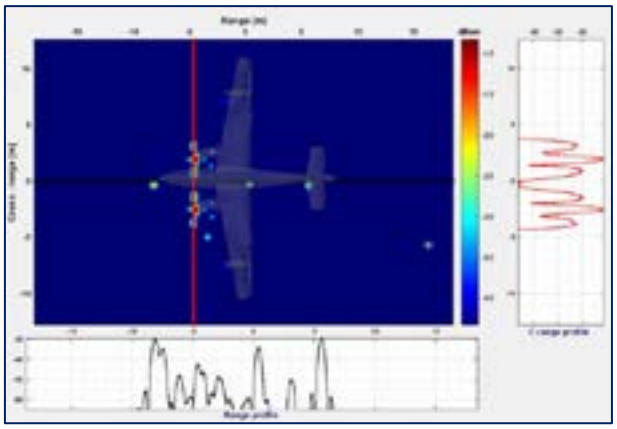
Şekil 4: RKA Haritası Analiz Ekranı

Açı taraması ile elde edilen RKA benzetimi sonuçları, küre üzerinde kendi gözlem açısının kesiştiği noktaya yerleştirilerek görselleştirilmiş RKA Haritası elde edilmektedir. Oluşan RKA Haritasının iç kısmına BDT olarak verilen hedef otomatik olarak yerleştirilir (Şekil 4).

8.2. 2B TYAR ve 1B Menzil/Çapraz-Menzil Analiz Ekranı

2 Boyutlu Ters Yapay Açıklıklı Radar (TYAR) benzetimi da yapabilen Predics yazılımına, elde edilen sonuçların interaktif olarak incelenmesine imkan tanıyan 2B TYAR ve 1 Boyutlu Menzil / Çapraz-Menzil Analiz modülü eklenmiştir. Şekil 5 te yer alan ekran görüntüsünde gösterildiği üzere seçilen nokta ile ilişkisini kaybetmeden 1 boyutlu menzil ve çapraz-menzil analizleri de birlikte incelenecek şekilde tasarlanmıştır.

TYAR Analizi modülünde TYAR görüntüsünün alt kısmına, verilen hedefin ilişkili bakış açısına göre görüntüsü yarı şeffaf olarak yerleştirilerek TYAR görüntüsünün yorumlanmasını kolaylaştırmaktadır.



Şekil 5: 2B TYAR ve 1B Menzil / Çapraz-Menzil Analiz Ekranı

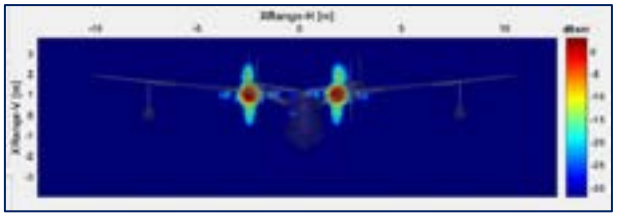
TYAR görüntüsünün çizilmesi aşamasında:

- Çizilecek TYAR görüntüsü için çizim aralığı belirleme
- Sonuçlara pencere fonksiyonu uygulama
- 16 kat'a kadar enterpolasyon uygulama

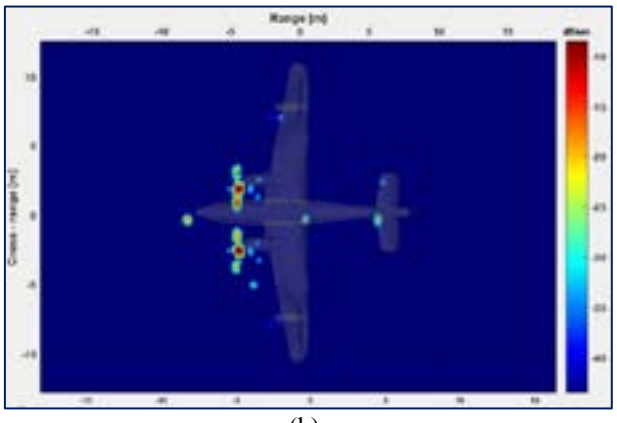
araçları geliştirilmiştir.

8.3. 3B TYAR Analiz Ekranı

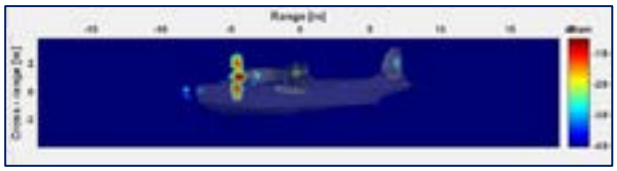
3 boyutlu TYAR benzetimi ihtiyaçlarını karşılamak üzere geliştirilen modül ile birlikte analiz ekranı da geliştirilmiştir. 3 boyutlu TYAR analiz ekranı kullanılarak Şekil 6a, 6b, 6c de gösterildiği üzere 3 ayrı boyuttan da TYAR görüntüsü kesiti alınabilmektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 6: 3B TYAR Analiz Ekranı
(a) *y-z* kesiti (b) *x-y* kesiti (c) *x-z* kesiti

2 boyutlu TYAR analizi ekranının sunduğu tüm araçlar, 3 boyutlu TYAR analizi ekranın da yer almaktadır.

9. Sonuçlar

Bu bildiri çalışmasında, Yüksek Frekans RKA Simülatör ve Analiz Aracı Predics'te yapılan iyileştirme çalışmaları tanıtılmıştır. İyileştirme çalışmaları kapsamında BDT Temizleme modülleri, ışın – üçgen kesişim yönetimi iyileştirmeleri, bellek kullanımı optimizasyonu, RKA simülatörüne polarizasyon desteğinin eklenmesi ve RKA analiz ekranında yapılan iyileştirmeler sonucunda benzetim ve analiz süreçlerinin kolaylaştığı gözlemlenmiştir. Güncellenen RKA analiz ekranları sayesinde RKA benzetimi sonrası elde edilen sonuçlar 1B menzil profili, 1B çapraz menzil profili, 1B frekansa göre RKA analizi, 1B açıya göre RKA analizi, 1B frekansa göre elektrik alanı, 1B açıya göre elektrik alanı, 2B RKA haritası, 2B / 3B TYAR analizi vb. birçok analiz kabiliyeti Predics yazılımına eklenmiştir. Analiz sonuçları lineer ve desibel olarak kartezyen ve kutupsal koordinatlarda gösterilebilmektedir.

10. Kaynakça

[1] Ling H, Chou RC, Lee SW. "Shooting and bouncing rays: calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity", *IEEE T Antenn Propag, vol*. 37, pp.194–205, 1989.

[2] Youssef NN., "Radar cross section of complex targets", *Proc IEEE*; Vol.77, pp. 722–734, 1989

[3] F. Weinmann, "Ray tracing with PO/PTD for RCS modeling of large complex objects," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 6, pp. 1797-1806, June 2006.

[4] Jin JM, Ling F, Carolan ST, Song JM, Gibson WC, Chew WC, Lu CC, Kipp R., "A hybrid SBR/MoM technique for analysis of scattering from small protrusions on a large conducting body", *IEEE T Antenn Propag*. Vol.49, pp. 1349–1357, 1998

[5] Liu K., Balanis C.A., Griesser T., "An integral equation solution for the RCS of large dihedral corner reflectors", *Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium* 1989, San Jose, CA, USA, USA

[6] Luebbers R, Steich D, Kunz K. "FDTD calculation of scattering from frequency-dependent materials*", IEEE T Antenn Propag*, Vol. 41, pp. 1249–1257, 1993.

[7] Özdemir, C., Yılmaz, B., and Kırık, Ö., "pRediCS: A new GO-PO based ray launching simulator for the calculation of electromagnetic scattering and RCS from electrically large and complex structures" *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, Vol. 22, pp. 1255-1269, 2014.

[8] Özdemir, C., Yılmaz, B., Kırık, Ö., Sütcüoğlu, Ö., "A Fast and Efficient RCS Calculation and TYAR Image Formation Tool: pRediCS", *10th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2014),* Berlin, 2014.

[9] https://predicsrcs.com/

[10] Möller T., Trumbore B. "Fast, Minimum Storage Ray / Triangle Intersection" Journal of Graphics Tools, v.2 n.1, 21–28, 1997

İki Özdeş Hindmarsh-Rose Nöronunun Sinaptik Bağlantı İle Senkronizasyonu

Emine Güneş[1], Enis Günay[2],

[1]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü*
Erciyes Üniversitesi
guness.emine@gmail.com,

[21]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü*
Erciyes Üniversitesi
egunay@erciyes.edu.tr

ÖZET

Hindmarsh-Rose modeli (HR), dinamik sistemler literatüründe iyi bilinen bir nöronal aktivite modelidir[1]. Basit yapısına rağmen HR modeli spike, burst ve kaos gibi farklı nöron davranışlarını sergileyebilmektedir. Bu çalışmada iki HR nöronu arasındaki sinaptik, kimyasal ve elektriksel bağlantı Hücresel Sinir Ağları (HSA) tabanlı bir tasarımla SIMULINK[2] aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. Sinaptik olarak bağlanmış iki HR nöronunun senkronizasyonu, sistem dinamikleri, iyon kanallarındaki aktivasyon ve inaktivasyonu temsil eden parametrelerindeki değişimlere verdiği tepkiler bu yolla gözlemlenmiştir.

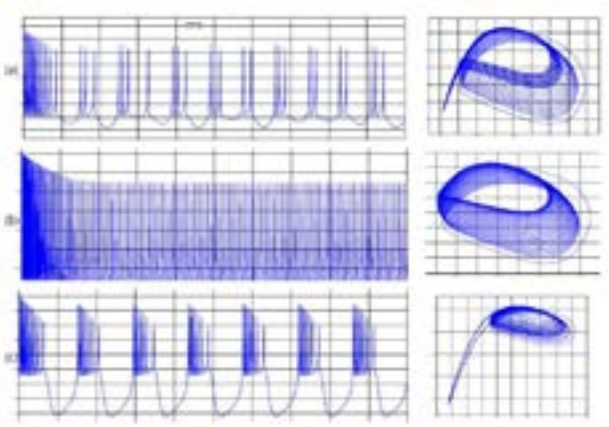
Anahtar Kelimeler: Hindmarsh-Rose modeli, HR modeli, senkronizasyon, sinaptik bağlantı

GİRİŞ

Nörobilimde en bilinen doğrusal olmayan dinamiklerden olan HR, hücre davranışlarıyla en çok çalışılan modellerden biri olmuştur ve gerçek biyolojik nöronlarda sergilenen neredeyse tüm davranışları taklit edebilir. Hem kuadratik hem de kübik lineer olmayan bileşenlere sahip, üç boyutlu bir denklem sisteminden oluşan HR modelinin matematiksel ifadesi Denklem 1'de gösterilmiştir.

$$\left.\begin{aligned} \dot{x} &= y + ax^2 - x^3 - z + I \\ \dot{y} &= 1 - dx^2 - y \\ \dot{z} &= \varepsilon(b(x - x_0) - z) \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Sistem altı parametreye sahiptir ve burada x(t) membran potansiyeli olarak tanımlanır, y(t) ve z(t), hızlı ve yavaş akış dinamikleri, yani iyonların membran içerisindeki iyon kanallarından taşıma hızını temsil eder[3]. Parametrelerin tipik değerleri I=3.6, $\varepsilon = 0.01$, b = 4, d = 5 ve $x_0 = -1.6$ şeklindedir. Örneğin HR sistemi, Lange (2006)'da a = 3.8 ve I = 3.6 değeri için spike, a = 2.6 ve I = 4 değeri için burst ve a = 2.9 ve I = 3.6 değeri için ise kaotik davranış sergiler[4]. Şekil 1'de HR Modeli için parametrelere verilen farklı değerlerin durum değişkenleri üzerindeki etkilerini göstermektedir. Burada değişimlerin gözlenebildiği parametre olan I harici olarak uygulanan akım olup farklı değerlerde farklı çıkışların oluşmasını sağlar. I=3 değerinde kaotik, I=5'te spike ve I=2.66 değerinde ise burst davranışı sergilemektedir.



Şekil 1: HR modeli için I'nın farklı değerleri için elde edilen farklı çıkışlar (a) I = 3 iken kaotik, (b) I = 5 iken spike ve (c) I = 2.66 iken burst

1. HR NÖRONUNUN RİTMİK DAVRANIŞLARI

Senkronizasyon, doğrusal olmayan dinamiklerde önemli bir veri kaynağıdır. Özellikle Pecora ve Carroll (1990) tarafından yapılan araştırma[5] sonucunda nöron ve sinir ağları üzerinde senkronizasyon çalışmaları hızlanmıştır. Bununla birlikte nöronal sistemlerin senkronizasyonunu sağlamak için birçok farklı nonlineer kontrol metodu geliştirilmiştir[6, 7, 8].

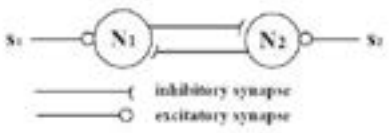
Burada, bu kontrol metodlarından biri olan MDÜ (Merkezi Desen Üreteçleri), elektriksel sinapsla bağlanmış HR nöronlarının bir çiftinde gerçekleşen senkronizasyonu incelemek amacıyla kullanılmıştır. İki nöron arasında tipik bir bağlantı şekli olan MDÜ, sinir sistemi içerisinde herhangi bir ritmik girdi almadan bağımsız olarak ritmik desenler üreten nöral devrelerdir. En az iki nöronla gerçekleşebilen bu ağ yapısı ile iki nöron arasındaki etkileşimler sonucunda sırasıyla bir işaret üretme yeteneği oluşmaktadır. Bir nöron kendi başına işaret üretemezken karşılıklı iletişim ve etkileşim içerisine girince sıralı ve ritmik işaretler meydana getirir[9, 10]. HR modelinin pratikte bir tür MDÜ olarak kullanılması çok

rastlanmamaktadır. Özellikle biyoloji alanında bu konuyla ilgili çok fazla çalışma yapılmamıştır. Fakat mühendislik alanında bu çalışmalara rastlamak mümkündür. HR modelinin MDÜ olarak kullanılabilinmesi için I parametresi düzenlenerek farklı ritmik desenler elde edilebilir. Burada MDÜ'yü oluşturmak için I kontrol parametresi seçilmiştir. [11].

2. SİNAPTİK BAĞLANTILI İKİ ÖZDEŞ HR NÖRONUNUN SENKRONİZASYONU

2.1. Elektriksel Sinapsla Bağlanmış İki Nöronun Dinamiği

İki nöron birbiriyle sinapslar yoluyla iletişim kurar. İki çeşit sinaps vardır; bunlar elektriksel ve kimyasal sinapslar olarak bilinir. Bir nöronun voltajındaki değişiklikler diğer nöronun voltajındaki değişikliklere yol açıyorsa bu durum elektriksel sinaps olarak adlandırılır. Nöronlar arasındaki bu bağlantı iki yönlüdür. Ritim üreticisi olarak da adlandırılan yapının Şekil 2'de sinaptik bağlantısı görülmektedir. Ağ iki simetrik nöron çiftinden oluşur ve iki nöron birbirini inhibe ederek bir nöron inhibitör çifti üretir.



Şekil 2: Nöron çiftinin ağ yapılandırmaları

İki nöronun elektriksel sinaps yoluyla bağlantısının dinamiği aşağıdaki denklemlerde verilmiştir. Burada g sinaptik bağlantının gücünü temsil eder.

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}_1 &= y_1 + a{x_1}^2 - {x_1}^3 - z_1 + I_{ext1} + g\,x_2 - x_1\\ \dot{y}_1 &= 1 - d{x_1}^2 - y_1\\ \dot{z}_1 &= \varepsilon(b(x_1 - x_0) - z_1)\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}_2 &= y_2 + a{x_2}^2 - {x_2}^3 - z_2 + I_{ext2} + g\,x_1 - x_2\\ \dot{y}_2 &= 1 - d{x_2}^2 - y_2\\ \dot{z}_2 &= \varepsilon(b(x_2 - x_0) - z_2)\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Şekil 2'de verilen ritim üreticisini anlamak için, yarım-merkez osilatör kavramını anlamak gerekir. Yarım merkezli osilatör olarak bilinen YMO, ayrı ayrı ritimler oluşturma gücüne sahip olmayan, ancak merkezde birleşmiş ritmik çıktılar üreten iki nörondan oluşan yapıdır. Bu ağ iki nöron arasındaki etkileşimle bir sinyal oluşturucu yani osilatör haline gelir. YMO'lar merkezde birbirlerinin hareketini (mutually inhibitory) durdurmaya çalışan bir bağlantı yapısına sahiptir[12].

2.2. Kimyasal Sinapsla Bağlanmış İki Nöronun Dinamiği

Nörotransmitter olarak adlandırılan maddeler kimyasal sinapsın kilit noktasını oluşturur. Bu kimyasal madde nöronun sinaps bölgesinde salgılanarak nöronun membranda bulunan protein yapıdaki reseptörleri uyarır ya da inhibe eder.

Burada ise amaç, özdeş ve birbirini inhibe edecek şekilde bağlanmış iki nöronun HR osilatörü oluşturup etkileşim içerisinde meydana getirdiği salınımları gözlemlemektir ve bu sistemin denklemleri, Denklem 4 ve Denklem 5'de verildiği gibidir [13].

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}_1 &= y_1 + a{x_1}^2 - {x_1}^3 - z_1 + I_{ext1} - g(x_1 - V_{syn})S(x_2)\\ \dot{y}_1 &= 1 - d{x_1}^2 - y_1\\ \dot{z}_1 &= \varepsilon(b(x_1 - x_0) - z_1)\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}_2 &= y_2 + a{x_2}^2 - {x_2}^3 - z_2 + I_{ext2} - g(x_2 - V_{syn})S(x_1)\\ \dot{y}_2 &= 1 - d{x_2}^2 - y_2\\ \dot{z}_2 &= \varepsilon(b(x_2 - x_0) - z_2)\end{aligned}\right\} \quad (5)$$

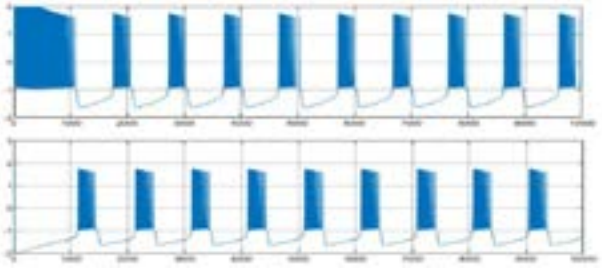
Kimyasal sinaps fonksiyonu S(x) ise Denklem 6'da verilmiştir. Sigmoid fonksiyonu da denilen bu fonksiyon sistemin nonlineer kalmasını sağlar.

$$S(x_i) = \frac{1}{1+e^{-k(x_i-\theta_{syn})}},\quad i = 1,2 \quad (6)$$

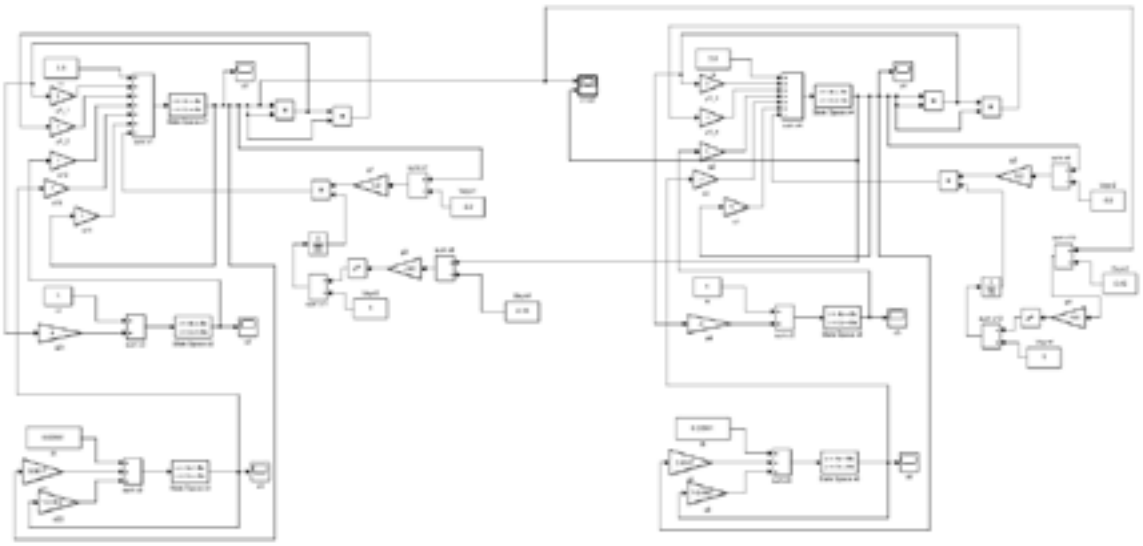
Yarı aktivasyon voltajı θ_{syn} = −0.15 ve tersine sinaptik potansiyel V_{syn} = −2.2 değerleri için nöronlar birbirini inhibe edecek şekilde davranış sergiler. Bu çalışmada sinaptik bağlantı gücü olan g= 0.2 ve pozitif bir sabit olan k=100 olarak kullanılmıştır.

Bu bilgiler ışığında, aşağıdaki iki özdeş nöronun kimyasal sinaptik bağlantısı, SIMULINK aracılığıyla modellenerek Şekil 3'te verilmiştir. İnhibitör fonksiyonu S(x), (denklem 6'da verilmiştir), iki nöronun birbirleriyle iletişim kurmasını sağlamıştır.

Simülasyon, çalışma içerisinde verilen değerler ışığında gerçekleştirilerek zaman domeninde iki nöron için sırasıyla x_1 ve x_2 için x(t) membran potansiyelinin çıktısı, Şekil 4'teki gibi elde edilmiştir.

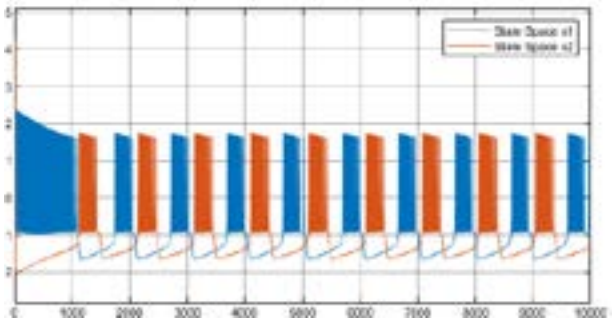


Şekil 4: Her bir nöron için sırasıyla x1 ve x2 için x(t) membran potansiyenlinin zaman domenindeki tepkisi



Şekil 3: İki nöronun sinaptik bağlantısının SIMULINK ile simülasyonu

Her nöron, belirli bir zaman aralığında sık ve hızlı aksiyon potansiyelleri yaratırken belirli zaman aralıklarında pasif kaldığı görülmektedir. Bununla birlikte, Şekil 4'te gösterildiği gibi, iki nöronun durumu aynı zaman aralıkları içerisinde incelenirse nöronlardan birinin pasif kaldığı anlarda diğer nöronun aktif davranışlar sergilediği Şekil 5'te görülebilir.



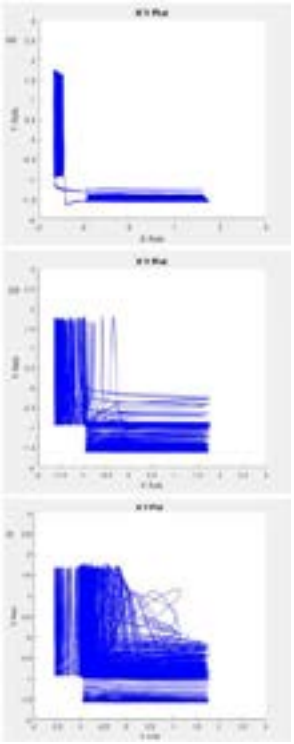
Şekil 5: Aynı zaman aralığında iki nöronun x(t) membran potansiyelinin birbirine göre durumu

HR modelinin etkin parametrelerinden biri olan harici akım parametresi I_{ext} 'in farklı değerlere verdiği cevaplar Şekil 6'da verilmiştir.

3. SONUÇ

Bu çalışmada, CNN tabanlı iki özdeş HR nöronunun arasında gerçekleştirilen bir sinaptik bağlantı sunulmaktadır. Sistemin dinamikleri, SIMULINK kullanılarak iyon kanalının aktivasyonunu ve inaktivasyonunu temsil eden parametreyi değiştirerek gözlenmiştir.

Sonuç olarak, uyarıcı sinapsların iki nöronu senkronize edebileceği ve düşük veya orta derecede inhibe edici sinaptik



Şekil 6: x1 - x2 düzleminde faz portrelerine karşılık gelen inhibitör bağlı HR sisteminin dinamik tepkileri (a) Iext1,2 = 3.6, (b) Iext1,2 = 3.8, (c) Iext1,2 = 4

eşleşmenin iki nöronu anti-senkronize edebileceği anlaşılmaktadır. Elde edilen bu simülasyon sonuçları sistemin ayrık devre elemanlarıyla gerçekleştirilmeye uygun olduğunu göstermektedir. Özdeş iki HR nöronun ile gerçekleştirilen bu simülasyonun daha fazla sayıda nöronla daha geniş bir ağ

sistemi kurmaya da öncülük ettiği görülmektedir. Bu yönüyle çalışma daha da gelişime açıktır.

KAYNAKLAR

[1] Hindmarsh J. L., and Rose R. M., "A model of neuronal bursting using three coupled first order differential equations" Proceedings of the Royal Society, B, 221,87– 102, 1984.

[2] SIMULINK, The MathWorks

[3] Hrg Dalibor, "Synchronization of two Hindmarsh–Rose neurons with unidirectional coupling" Neural Networks, 10.1016/j.neunet.2012.12.010, 2013

[4] de Lange, E. "Neuron models of the generic bifurcation type: network analysis and data modeling", Ph.D. dissertation. Ecole Polytechnique Federal de Lausanne., 2006

[5] Pecora, L. M., & Carroll, T. L. ," Synchronization in chaotic systems", Physical Review Letters, 64, 821, 1990

[6] Usha K. , Subha P.A. , "Star coupled Hindmarsh - Rose neural network with chemical synapses" International Journal of Modern Physics C, 10.1142/S0129183118500237, 2018

[7] Ying Wu, Jianxue Xu, and Mi He, "Synchronous Behaviors of Hindmarsh-Rose Neurons with Chemical Coupling" ICNC 2005: Advances in Natural Computation pp 508-511, 2005

[8] Steur, E., "On Synchronization of Electromechanical Hindmarsh-Rose Oscillators", Master's Thesis, Eindhoven University of Technology Department of Mechanical Engineering Dynamics and Control Group Eindhoven, September, 2007.

[9] Izhikevich E. M., "Dynamical Systems in Neuroscience: The Geometry of Excitability and Bursting", The MIT press, 2007.

[10] Günay E., KILIÇ R., DAHASERT N., ÖZTÜRK I., "Merkezi Desen Üreteçleri için Donanımsal Çözümler", ELECO 2012, 332-335, 2012

[11] Dingguo Zhang, Qing Zhang and Xiangyang Zhu, "Exploring a Type of Central Pattern Generator Based on Hindmarsh–Rose Model: From Theory to Application ",International Journal of Neural Systems, Vol. 25, 2014

[12] Hooper, Scott L., Central Pattern Generators, Encyclopedia of Life Sciences, John Wiley & Sons, 1999–2010.

[13] Che, Y.Q.; Wang, J.; Cui, S.G.; Deng, B.; Wei, X.L.; Chan, W.L.; Tsang, K.M. Chaos synchronization of coupled neurons via adaptive sliding mode control. Nonlinear Anal Real World Appl 2011, 12, 3199–3206

Nakış Yöntemi ile Giyilebilir RFID Anten Tasarımı

Meltem Tekçin[1]; Raziye Atakan[2]; Stelios Mittilineos[3], Tan Erben[4], Senem Kurşun Bahadır*[5]
[1,2,5]*İTÜ Gümüşsuyu Kampüsü, İnönü Caddesi, No: 65 Gümüssuyu - Beyoğlu, İSTANBUL;*
[3]*University of West Attica,Campus 2, P. Rali & Thivon 250, GR-12244, Athens,GREECE*
[4]*Aster Tekstil A.Ş., 34517 Esenyurt-İstanbul*
[1]*tekcin@itu.edu.tr;* [2]*ratakan@itu.edu.tr;* [3]*smitil@uniwa.gr;* [4]*tan.erben@astertextile.com,* [5]*kursuns@itu.edu.tr**

ÖZET

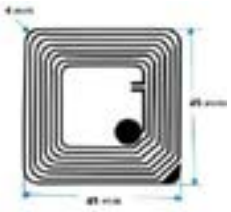
Bu çalışmada, literatürde ve pazarda en sık kullanılan RFID anten frekansı temel alınmıştır. Bu frekans, 13.56 MHz olarak tespit edilmiş olup, bu frekansı sağlayan anten tasarımı, iletken iplikler kullanılarak nakış yöntemi ile polyester kumaş üzerine yapılmıştır. Numuneler, gümüş kaplı poliamid ve paslanmaz çelik iplikten üretilmiştir. Farklı iletken iplikler kullanılarak üretilen numunelerin anten performansları karşılaştırılmıştır. Paslanmaz çelikten üretilen ve iplik mesafesi daha geniş olan tasarımın anten performası açısından daha iyi olduğu tespit edilmiştir. Buna ilaveten, tekstil üretim tekniklerinden biri olan nakış tekniği ile farklı anten tasarımlarının uygun iletken iplik ve kumaş yapıları kullanarak geliştirilebileceği gözlenmiştir.

1. GİRİŞ

Uluslararası pazarda, giyilebilir elektronik konseptinin payı sürekli artmaktadır. Bu nedenle, giyilebilir tekstil antenlerinin potansiyel uygulaması artmaya devam etmektedir. Çok fazla uygulama alanına sahip giyilebilir tekstil antenlerinin küçük, hafif, esnek ve uyumlu olmaları beklenmektedir. Özellikle giyilebilir antenler ve devreler esneklikleri ve dayanıklılıkları nedeniyle ilgi çekicidir [1, 2]. Tel antenler, yakın alan iletişim (NFC) antenleri ve mikro şerit yama antenler gibi birçok anten çeşidi bulunmaktadır. Radyo Frekansı Tanımlama (RFID) etiketleri, giyilebilir tekstiller dışında erişim kontrolü, paket ve belge takibi, dağıtım lojistiği, otomotiv sistemleri ve hayvancılık veya evcil hayvan izleme gibi birçok sektörde oldukça yaygınlaşmıştır. Bu uygulamalarda veriler, bir anten ve bir mikroçip verici içeren bir uzaktan transponderden (etiket) bir yerel okuyucuya temassız olarak aktarılmaktadır [3]. Tipik olarak, giyilebilir antenler iletken malzemelerden yapılmaktadır. İletken olmayan kumaş, giyilebilir antenler için substrat görevi görmektedir. Giyilebilir antenler, baskı teknikleri ve nakış yöntemleri gibi farklı tekniklerle farklı boyutlarda ve frekanslarda üretilebilir. Bu anten örnekleri, nakış yöntemine göre iletken iplikler kullanılarak ve baskı yöntemine göre iletken mürekkepler kullanılarak üretilmektedir [1, 4]. Çalışmamızda, giyilebilir tekstil antenlerini üretmek için nakış yöntemi seçilmiştir. Nakış yöntemine göre üretilen antenlerin direnç, reaktans, endüktans ve kalite faktörü ölçümleri yapılmıştır.

2. DENEYSEL PROSEDÜR

Pazarda ve literatürde sıklıkla kullanılan anten tasarımları araştırılmış ve çalışma kapsamında sıklıkla kullanılan frekansı sağlayacak tasarım belirlenmiştir. Tasarım ve boyutları Şekil 1'de gösterilmektedir.



Şekil 1: 13.56 MHz'de çalışan RFID antenin şekli ve boyutları [5].

Piyasada çoğunlukla kullanılan frekanslardan biri 13.56 MHz'dir. Çalışmamızda iki farklı iletken iplik kullanılmış ve nakış yöntemine göre 13.56 MHz frekansta çalışması hedeflenen giyilebilir anten üretimi yapılmıştır (Şekil 1). Çalışmada kullanılan iletken ipliklerin özellikleri Tablo 1'de verilmektedir.

Tablo 1: İletken ipliklerin özellikleri.

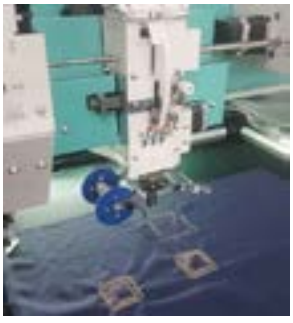
İletken iplikler	Çap (um)	Mukavemet (cN)	Uzama (%)	Lineer direnç (ohm/m)
Paslanmaz çelik	1664	2593	1.05	<5
Gümüş kaplı PA	764	1512	14,02	<50

Anten tasarımlarına istenilen şekli vermek için polyester dikiş iplikleri kullanılmıştır. Çalışmada, numunelerin iletken olmayan substratını oluşturmak üzere ve yaygın kullanımı nedeniyle %100 polyester dokuma kumaş seçilmiştir. Kumaş özellikleri Tablo 2'de verilmektedir.

Tablo 2: Çalışmada kullanılan kumaş özellikleri.

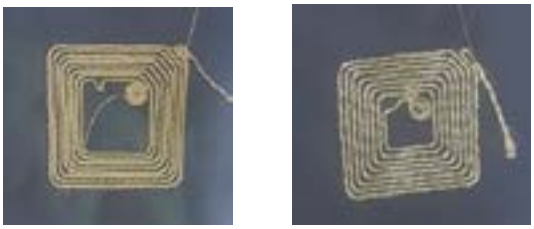
Renk	Örgü tipi	Lif içeriği	Kumaş gramajı	Kumaş kalınlığı
Lacivert	Bezayağı	%100 Polyester	188 g/m²	0,4 mm

Öncelikle, nakışları oluşturmak için desen çizimleri yapılmıştır. Çizimler yapıldıktan sonra, desenler nakış makinesine tanıtılmıştır. Şekil 2, nakış makinesini ve üretilen anten örneklerini göstermektedir. Çalışmada kullanılan nakış makinesi TAJIMA TLMX-915'dir.



Şekil 2: Çalışmada kullanılan nakış makinesi ve anten üretimi.

Gümüş kaplı PA ve paslanmaz çelik iplik kullanılarak üretilen anten örnekleri Şekil 3'te gösterilmektedir.



Şekil 3: Gümüş kaplı PA ve çelik iplik ile üretilen anten numuneleri.

3. DEĞERLENDİRME

Ölçümlere başlamadan önce, tüm numuneler bir multimetre kullanılarak elektriksel direnç değerleri açısından kontrol edilmiştir. Multimetre ile yapılan kontroller sonrası üretilen antenlerin direnç değerleri, anten özelliği gösterebilmeleri için uygun bulunmuştur. Daha sonra, giyilebilir anten örnekleri, empedans analizörü ölçümleri için hazırlanmıştır.

3.1. Giyilebilir Tekstil Antenlerinin Empedans Ölçümleri için Hazırlaması

Anten ile empedans analizörü arasındaki bağlantıyı sağlamak için antene bakır teller dikilmiştir. TPU kaplamalı ve kaplamasız numunelerin ölçümlerini daha doğru hale getirmek için daha önce ölçümleri alınan örneklerden bakır teller çıkarılmış ve TPU kaplama yapılmıştır. Daha sonra, bakır teller TPU kaplamanın üzerine tekrar dikilmiş ve kaplamalı numuneler ölçüme hazırlanmıştır. Şekil 4'de anten numunelerine dikilen bakır teller görülmektedir.

Şekil 4: Bakır teller dikilerek ölçüme hazırlanan anten numuneleri.

Wayne Kerr (WK6500B) Precision Empedans Analizöründe, Şekil 5'de gösterildiği gibi 13.56 MHz frekansa sahip olması beklenen anten tasarımının elektriksel özellikleri ölçülmüştür.

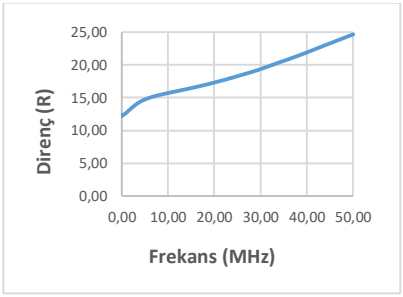
Şekil 5: WK6500B hassas empedans analizörü.

Gümüş kaplı PA, paslanmaz çelik (tasarım 1) ve paslanmaz çelik (tasarım 2) numuneleri için frekansa (MHz) karşılık direnç, indüktans, reaktans ve kalite faktörü grafikleri çizilmiştir. Paslanmaz çelik tasarım 1 olarak adlandırılan numunenin iplikleri arasındaki mesafe, paslanmaz çelik tasarım 2 numunesinin iplikleri arasındaki mesafeye göre daha geniştir. Aynı iletken iplik ile farklı iplik mesafesine sahip numunelerin üretilmesinin nedeni, iletken iplikler arasındaki mesafelerin numunelerin anten işlevi üzerinde nasıl bir etkiye sahip olduğunu araştırmaktır.

3.2. Anten Örneklerinin Empedans Ölçüm Sonuçları

Gümüş Kaplı PA ipliği ile üretilen antenin grafikleri:

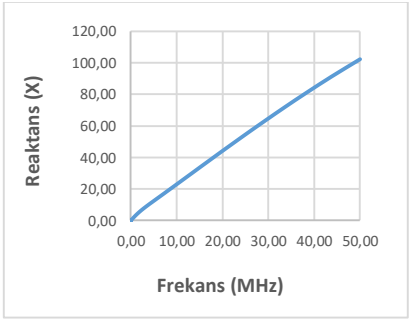
Gümüş kaplı PA iletken ipliği kullanılarak yapılan anten tasarımının direnç-frekans grafiği Şekil 6'da verilmektedir.



Şekil 6: Gümüş kaplı PA ipliği ile üretilen giyilebilir antenin direnç-frekans grafiği.

Frekans değerleri 0.0001'den 50 MHz'ye kadar değiştirilerek direnç değerlerinin nasıl değiştiği gözlemlenmiştir. Direnç değerleri 12.26'dan 24.68'e yükselmiştir.

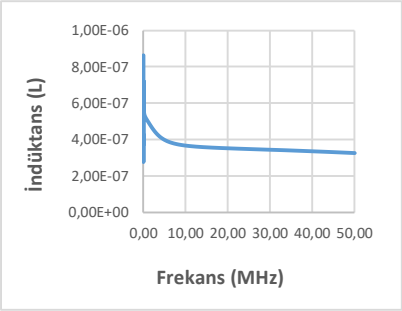
Aynı numunenin reaktans-frekans grafiği ise Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: Gümüş kaplı PA ipliği ile üretilen giyilebilir antenin reaktans-frekans grafiği.

Grafik incelendiğinde reaktans ve frekansın doğru orantılı olduğu görülmektedir. Reaktans değerleri, frekansla orantılı olarak 0.00'dan 102.39'a yükselmiştir.

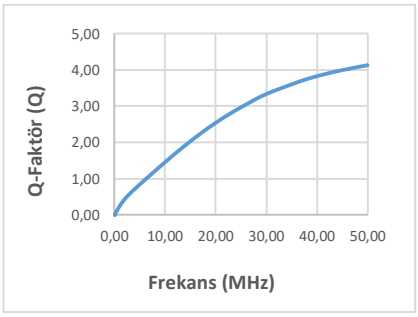
Şekil 8'de ise indüktans-frekans grafiği verilmektedir.



Şekil 8: Gümüş kaplı PA ipliği ile üretilen giyilebilir antenin indüktans-frekans grafiği.

İndüktans değerleri $8{,}63x10^{-7}$ ile $3{,}26\ x10^{-7}$ arasında değiştiği gözlenmiştir.

Kalite faktörü-frekans grafiği ise Şekil 9'da verilmektedir.

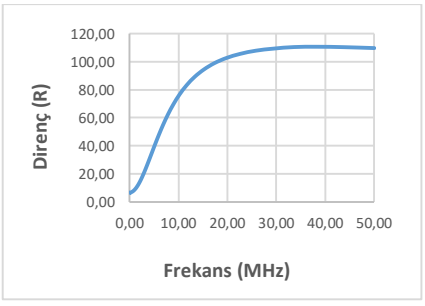


Şekil 9: Gümüş kaplı PA ipliği ile üretilen giyilebilir antenin Q faktör-frekans grafiği.

Yukarıdaki grafikler arasında en etkili grafik Q-faktör-frekans grafiğidir. Tasarlanan antenin çalışma frekansının 13,56 MHz olduğu göz önüne alındığında, bu frekansa karşılık gelen Q faktörü yaklaşık 1,84'dür.

Tasarım 1: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen antenin grafikleri:

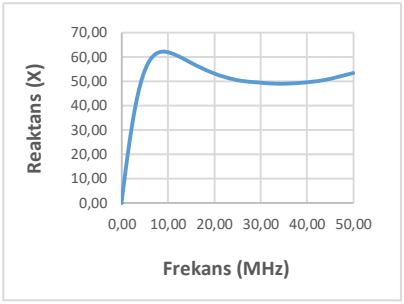
Bu giyilebilir anten numunesinin direnç-frekans grafiği Şekil 10'da gösterilmektedir.



Şekil 10: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin direnç-frekans grafiği.

Grafiğin başlangıcında direnç değerleri, frekans ile doğru orantılı bir şekilde artmaktadır. Sonrasında, frekans artıkça direnç sabit kalma eğilimi göstermiştir.

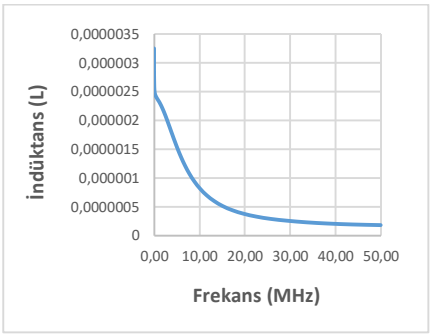
Şekil 11'de ise aynı iplik ile üretilen anten tasarımının reaktans-frekans grafiği görülmektedir.



Şekil 11: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin reaktans-frekans grafiği.

Reaktans-frekans grafiğinde, reaktans değeri 62.05'e kadar yükselmiştir.

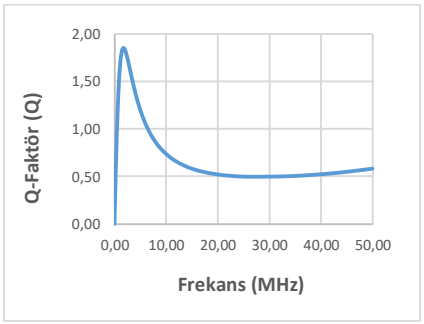
İndüktans-frekans grafiği ise Şekil 12'de gösterilmektedir.



Şekil 12: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin indüktans-frekans grafiği.

İndüktans değerleri, frekansa göre $3{,}24x10^{-6}$ ile $1{,}76x10^{-7}$ arasında değişmiştir.

Şekil 13 ise kalite faktörü-frekans grafiğini göstermektedir.

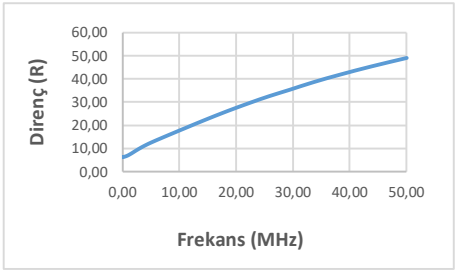


Şekil 13: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin Q faktör-frekans grafiği.

13.56 MHz frekansına karşılık gelen Q faktörü yaklaşık olarak 0.62'dir. Anten işlevi gören nesnelerin Q-faktör-frekans grafiklerinde tepe noktalarına sahip olması beklenir. Yukarıdaki grafikte görüldüğü gibi, Q faktörü 2,08 MHz'de (1,83 değerinde) zirve yapmıştır. Diğer numunelerle karşılaştırıldığında, en iyi anten işlevine sahip örnek, paslanmaz çelikten yapılmış tasarım 1 olarak adlandırılan numunedir.

Tasarım 2: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen antenin grafikleri:

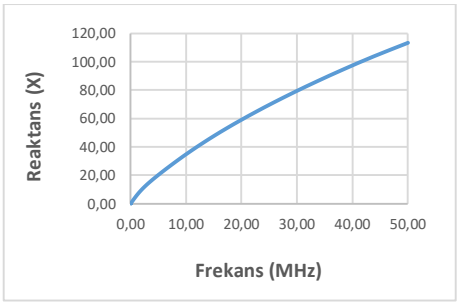
Şekil 14, bu anten örneğinin direnç-frekans grafiğini göstermektedir.



Şekil 14: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin direnç-frekans grafiği.

Direnç-frekans grafiği incelendiğinde, 0.0001 MHz frekansına karşılık gelen direnç değeri 6.42 ve 50 MHz frekansına karşılık gelen direnç değeri 49.04'tür.

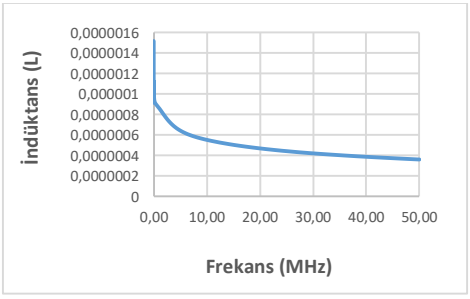
Reaktans-frekans grafiği ise Şekil 15'de gösterilmektedir.



Şekil 15: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin reaktans-frekans grafiği.

Yukarıdaki reaktans-frekans grafiğinde, frekans 0.0001 MHz'den 50 MHz'e yükselirken, reaktans 0,00'den 113,36'ya yükselmiştir.

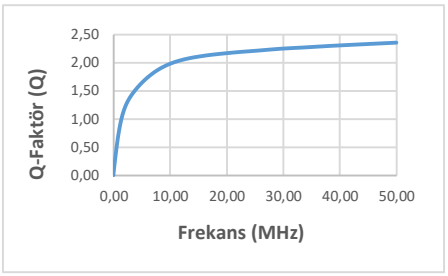
Şekil 16'da ise indüktans-frekans grafiği verilmektedir.



Şekil 16: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin indüktans-frekans grafiği.

İndüktans değerleri, indüktans-frekans grafiğinde $1{,}51\text{x}10^{-6}$ ila $3{,}60\text{x}10^{-7}$ arasında değişmiştir.

Şekil 17, aynı numunenin Q-faktör-frekans grafiğini göstermektedir.



Şekil 17: Paslanmaz çelik ipliği ile üretilen giyilebilir antenin Q-faktör-frekans grafiği.

Q faktörü değerleri 0,00'den 2,35'e yükselmiştir. Ancak aynı iplikten üretilen tasarım 1'deki gibi tepe noktası gözlemlenmemiştir. Bu durum, tasarım 2'nin anten fonksiyonunun başarılı olmadığını göstermektedir.

4. SONUÇ

Bu çalışmada, literatürde ve piyasada sıkça kullanılan frekans temel alınarak tekstil tabanlı prototip anten üretimi yapılmıştır. Bu prototipler ön çalışma olarak, iletken iplikler kullanılarak nakış yöntemi ile üretilmiştir. İletken iplik olarak paslanmaz çelik iplik ve gümüş kaplı PA iplik kullanılmıştır. Hassas empedans analizöründe, nakış yöntemi ile üretilen numunelerin direnç, indüktans, reaktans ve kalite faktörü ölçümleri yapılmıştır. Çizilen grafikler değerlendirildiğinde, anten fonksiyonunu yerine getiren en iyi örneğin paslanmaz çelikten yapılmış tasarım 1 (tasarım 2'ye göre iplikler arasında mesafe daha geniş) olduğu görülmüştür. Sonuçta, tekstil üretim tekniklerinden biri olan nakış tekniği ile giyilebilir esnek anten tasarımlarının geliştirilebileceği gözlenmiştir.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma, AB HORIZON 2020, MSCA-RISE Proje No. 644268 kapsamında gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKÇA

[1] Kazani, I., Declercq, F., Scarpello, M.L., vd. Performance Study of Screen-Printed Textile Antennas After Repeated Washing. (2014). Autex Research Journal, 14(2) pp.47-54.

[2] Osman, M.A.R., Rahim, M.K.A., Samsuri, N.A., vd. Embroidered Fully Textile Wearable Antenna for Medical Monitoring Applications. (2011). Progress In Electromagnetics Research, 117: 321-337.

[3] Basat, S. S., Lim, K., Laskar, J., vd. Design and Modeling of Embedded 13.56 MHz RFID Antennas. (2005). IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp.64-67.

[4] Ooi, P.C., Pak, S., Chin, J.K., vd. Performance Characteristics of 'Triangle-Like' Shape Textile Antennas. (2013). Journal of Modeling, Simulation, Identification, and Control, 1(1) pp.44-51.

[5] https://www.rfidmarket.com.tr/th54-hf-1356mhz-rfid-etiket

Beyin Dalgası Sensörü Kontrolü ile Akıllı Ev Otomasyonu

İ. Arda Özen, T. Çetin Akıncı, Deniz Türkpençe, Ramazan Çağlar, Serhat Şeker
ardaozen10@gmail.com, akincitc@itu.edu.tr, dturkpence@itu.edu.tr, caglarr@itu.edu.tr, sekers@itu.edu.tr

İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
Ayazağa Kampüsü, Maslak 34469, İstanbul-Türkiye

ÖZET

EEG cihazları, günümüzde medikal uygulamalar dışındaki kullanıcıların da kullanmaları için geliştirilmiştir. Bir ve çok kanallı geliştirilen EEG sensörleri yardımıyla beyin dalgaları ile farklı uygulamalar yapmak müküdür. Bu çalışmada, ev otomasyon sisteminin EEG sensör kullanılarak beyin dalgalarıyla kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Çalışmada kullanılan beyin-bilgisayar arayüzü vasıtasıyla beynin sinyal ölçümünde invazif olmayan yöntemle ölçülen odak (motivasyon) ve rahatlık düzeyleri belirlenerek akıllı ev sistemlerinde temassız ve fiziksel etki olmadan ev içindeki aydınlatma ve ısıtma-soğutma sistemlerinin kontrolü sağlanmıştır. Uygulanan EEG akıllı ev otomoasyonu kontrolü ile engelli insanların yaşamını kolaylaştırmak hedeflenmiştir. Çalışma 4 aşamadan oluşmaktadır; ilk aşamada beyin dalgası sensörü kullanıma uygun olacak şekilde alnımızdan (frontal lob) gelen işaretleri algılaması için gerekli devre tasarlanmıştır. İkinci aşamada maket ev tasarımı ve bu evin beyin dalgasıyla kontrol edilecek aydınlatma düzeni tasarlanmış gerekli devreler tasarlanmıştır. Dördüncü aşamada Arduino üzerinden aydınlatma ve ısıtma soğutma devrelerini kontro edecek yazılımı yapılmıştır. Son aşamada ise beyin dalgaları yardımıyla akıllı evin kontrol için bireyin sistemi nasıl çalıştıracağı ve dikkat düzeyi-motivasyon üzerine uygulamalar yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler-Akıllı Ev, EEG kontrollü Ev, Bilişsel Sistemler, Bilşsel Mühendislik.

1. GİRİŞ

Geçmişten bugüne kadar insan beyni üzerinde birçok araştırma yapılmasına rağmen insan beyni gizemini korumaya devam etmektedir. Araştırmacılar beyni gerek tıbbı araştırmalarda ve gerekse sosyal bilim araştırmalarında ayrı iki kategoride incelemektedirler. Biyolojik olarak beyin zarı kafatasının içini kıvrımlı bir şekilde doldurmaktadır. İnsan beyni yaş ve cinsiyet göre ağırlığı değişmektedir. Buna göre yetişkin bir kadın beyni ortalama 1240 gram, erkeklerde ise ortalama 1350 gram olarak tespit edilmiştir. Bununla birlikte yeni doğan bir bebeğin ortalama beyni 350 gramdır. İnsan yaşı ilerledikçe beyin ağırlığı da artmaktadır. Bir yaşındaki bir çocuğun ortalama beyni 1000 gram olurken 7 yaşındaki bir çocuğun ortalama beyin ağırlığı ise 1150 gram olduğu tespit edilmiştir. Araştırmalar yetişkin bir bireyin beyin ağırlığının, vücut ağırlığının yaklaşık %2'si civarında olduğunu göstermiştir. Bununla birlikte beynimizin harcadığı enerji tüm vücudumuzun harcadığı enerjinin ortalma %20 sini oluşturmaktadır [1,2]. İnsan beyni çalışma mantığı bakımından bütün memelilerle aynı şekilde çalışmasına karşın kilo/beyin büyüklüğü bakımından birinci sıradadır ve insan beyni diğer memelilere göre daha ayrıcalıklıdır. Beyin, kafatasını koruyan meninksler olarak adlandıralan bir zar ile kaplıdır ve omurilik sıvısı içinde yüzer konumdadır. Bu nedenle kafatasına alınan herhangi bir darbe sonucunda bu oluşumlar beyni korur. Her insanda yaklaşık 100 milyar sinir hücresi bulunur ve bunların %90'nı nöronlar ve glia hücreleri oluşturur [3]. Nöron hücreleri birbirleriyle bağlantı halindedir ve aralarında sayılamayacak kadar çok bağlantı bulunmaktadır. Bu bağlantılar sayesinde sinirsel iletim ile vücudumuzun kontrolünü sağlarlar. İnsan beyninin çalışması sırasında nöron hücrelerinin aracılığıyla elektro-kimyasallardan oluşan titreşim yöntemiyle bilgi aktarımı ve iletimi yapar. Bu aktarım işlemi kromozom birleşmesi sırasında gerçekleşir [4]. Nöronlar tarafından yapılan bu bilgi aktarımı çok hızlı oluşur. Algılama, anlama ve doğru biçimde tepki vermemizi sağlayan yüzlerce bağlantı koordineli şekilde her milisaniyede tekrar eder ve doğru yolu izler. Saniyeler içinde binlerce girdi ve çıktı meydana getirip veriler elde edilir [5,6]

İnsan beyninin gelişimi ilk anne karnındaki dönemde başlar. Bu gelişim 20-25 yaşlarından sonra durur. Anne rahmindeki bebeğin birinci aydan sonra beyni ve nöral tüp oluşumu başlar, daha sonra beyni oluşum ve gelişim süreci başlar. Bu süreçte nöronlar nöral tüpte üretilip sahip olacakları özellik ve görevlerine göre değişim geçirirler ve bu alanlarda uzmanlaşırlar [7].

Araştırmalara göre doğumdan hemen önce yaklaşık olarak 250.000 beyin hücresi oluşur yani bebek dünyaya geldiğinde tüm fonksiyonlara yetecek sinir hücresine sahiptir ancak bu hücreler yukarıda bahsedilen dentrit ve aksonlarla birbirine bağlanmamıştır [8]. Bu bağlanma beynin en büyük gizemini yani öğrenme yetisini açıklar ve zamanla gerçekleşir. 0-24 aylık süreç arasında nöronlar arası bağlantılar genetik aktarım sayesinde oluşurlar ve dış çevre ile kurulan etkileşimlerden de gelişirler. Nöral liflerin bilgi aktarımı sağlayan yağ tabakası ile kaplanmasına miyelinleşme denir, miyelinleşme 0-24 ay sürecindeki etkileşimlerin gerçekleşmesinde katalizör görevi görür bunlar beynin fiziksel olarak gelişiminden sorumludur [9]. Elektroensefalogram (EEG); nöronların elektriksel uyarılarının grafiksel olarak ölçülmesine denilmektedir. Bu sebeple, insanın beynindeki aktivitelerin incelenmesini ve yorumlanmasını kolaylaştırır [10]. İnsan beyninden etkilnilerek yapay zeka yazılımları geliştirilmiştir. EEG sensörleri farklı düşüncelerde farklı işaretleri algılayabilmektedir. EEG sensörlerinin bu özelliğinden faydalanılarak cihazları kontrol etmek mümkün olabilmektedir [11-13].

2. BEYİN BİLGİSAYAR ARAYÜZÜ (BBA)

Bu çalışmada kullanılan EEG sensörü fiziksel müdahele olmadan EEG işaretleri ile etkileşim sağlayarak ve bu etkileşim ile birlikte harici cihazın kontrolünü sağlamaktadır. Bu kontrol için bir arayüze ihtiyaç duyulur bu arayüze Beyin Bilgisayar Arayüzü (BBA) denilmektedir. Bu BBA yardımıyla beyin ile elektronik bir cihazın kontrolünün sağlanabilmesi insan hayatında önemli kolaylıklar sağlayabilir. Özellikle fiziksel engeli bulunan, nöromüsküler hastalar (ALS hastaları) ve diğer engelli insanlar için yaşam konforunu artırabilir. BBA son yıllarda büyük gelişmeler göstermiştir ve BBA kullanılarak birçok

pratik uygulama yapılabilmektedir. BBA insan beyin sinir aktivitesi, periferik sinirler ve kaslar tarafından oluşturulan çıktıdan bağımsız bir şekilde iletişim kurmak için kullanılır. BBA özellikle, kullanıcı tarafından oluşturulan sinirsel aktivite değerlerini kullanmaktadır [14]. Bu arayüz sistemi bağımlı-bağımsız BBA sistem, invaziv-invazif olmayan BBA sistem ve senkron-asenkron BBA sistemi olmak üzere 3 ana guruba ayrılır. Bunlar; Bağımlı ve Bağımsız Beyin Bilgisayar Arayüzü (BBA) Sistemi, invaziv ve invaziv olmayan (Noninvaziv) BBA Sistemi ve Senkron ve Asenkron BBA Sistemidir. Bağımlı sistemde, bir çıktı başka bir çıktıya bağımlıdır. Bu nedenle bağımlı BBA sistemi, beyin sinyali ve göz hareketleri veya gözün yönlendirilmesi gibi diğer kas sinyallerinden elde edilen çıktılara dayanır, bu nedenle bu sistem Elektroensefalogram (EEG) sinyalleri üretmek için ekstra aktiviteler gerektirir [15].

Bağımsız BBA sistemi, bağımlı sistemdeki gibi, beyindeki normal çıktı yollarına bağımlı olmaz bu durumda beynin çıkış kanalı EEG'dir. EEG sinyalinin üretilmesi esas olarak kullanıcıların motivasyonuna bağlıdır, gözlerin yönelimine bağlı değildir. Bağımsız BBA sistemi, beyne yeni çıktı yolları sağladığından, burada sinirlerin veya kasların çıkış yollarının hiçbir önemi yoktur [16].

Beyin sinyallerini yakalamak için elektrotlar kullanılır ve elektrodların yerleştirilmesine göre invaziv ve Non-invaziv sistem olarak iki tip BBA sistemi vardır. İnvaziv yöntem, cerrahi müdahale ile gerekli sensörlerin beyne yerleştirilmesine dayanır. İnvaziv olmayan yöntem, herhangi bir cerrahi işlem olmadan elektrotların kafa derisi bölgesinin üzerine yerleştirilmesini gerektirir. Elektrotlar korteksin yüzeyine yerleştirildiğinde, bu elektrotlardan kaydedilen sinyalin Elektrokortikogram (ECoG) adı verilir. Bu herhangi bir nörona hasar vermez. Elektrotları kullanarak ve beyin dokularına giren sinyal intrakortikal kayıt olarak adlandırılır. Non-invaziv yöntem, herhangi bir cerrahi işlem gerektirmediği için kullanıcılar için riski azaltmak için her zaman ve heryerde kullanılabilir. Non-invaziv Beyin-Bilgisayar arayüz sistemi, EEG, Manyeto Ensefalogramlar (MEG) ve kan oksijen seviyesine bağlı sinyaller gibi çeşitli beyin sinyallerini kullanabilir [17].

Senkron BBA sisteminde belirli periyotta kullanıcı sistemi belirli bir zamanda çalıştırabilir, yalnızca kullanıcı zihinsel bir görevi yerine getirmelidir aksi halde sistem yanıt vermez. Asenkron BBA sisteminde, kullanıcı herhangi bir zamanda sistemi kullanmak için zihinsel bir görev üretebilir. Bu nedenle sistem, kullanıcıların beyin sinyalini sürekli olarak izlemektedir. Ancak sürekli izlem zorlaşabilir, bu nedenle birçok araştırmacı senkron sistemi tercih etmektedir [13,18,19].

Yapılan araştırmalarda BBA arayüzü ile ev hayatı hem daha ekonomik hemde daha konforlu hale getirmenin mümkün olduğunu göstermiştir. BBA ile uygulanan akıllı ev otomasyonu sistemlerinde invazif olmayan yöntem sayesinde EEG sinyallerin algılanması ve bağlı olduğu akıllı ev içerisindeki elektronik mekanizmaların kontrol edilebilmesi mümkündür [20-22].

Şekil 1. Beyin Bilgisayar Arayüzü (BBA).

Akıllı evler, bir uygulama yardımıyla kontrol edilebildiği gibi doğrudan beyin dalgaları ile de kontrol edilebilmektedir. Bu anlamda insanın EEG sensörü ile elektronik cihazları kontrol edebilmesi sağlanmıştır [13]. Akıllı ev sistemleri son dönemde oldukça gelişmiş ve modern dünyada popüler olmuştur. Bunun temelinde insanın konfor ihtiyaçları ve kendi öz-bakımlarını yapamayan engelli veya yaşlı insanlar tarafından tercih edilmeleridir. Bu anlamda akıllı evler engelli yada yaşlı insanların yaşam şartlarını kolaylaştırmakta, onların bağımsız yaşamalarına fırsat oluşturmaktadır. BBA kontrolüyle kontrolü sağlanan akıllı ev, kullanılan arayüz sisteminin komut algılama seviyesine bağlı olarak televizyonu açıp kapatmak, kanalları değiştirmek, televizyonun sesini yükseltip alçaltmak, aydınlatma sisteminin, ısıtma/soğutma, alarm sisteminin kontrolünü sağlamak, kapıları veya kilidini açıp kapatmak gibi günlük faaliyetlerin gerçekleştirilebilmesi sağlanabilmektedir. Bu faaliyetler için sadece EEG sensörü kullanılarak düşünmek yeterli olmaktadır. Bu akıllı ev otomasyon sistemi sayesinde bakıma veya bakıcıya muhtaç insanların veya nöromüsküler hastalıkları olan kişilerin yaşam kalitesini iyileştirmeyi sağlayabilir [4, 13].

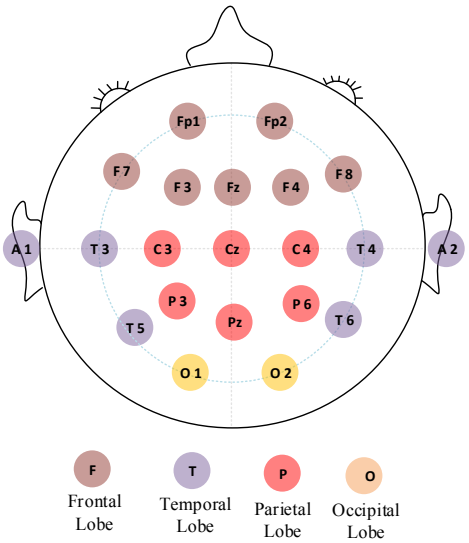
3. ELEKTROENSEFALOGRAM (EEG) SENSÖRÜ VE ELEKTROT SİSTEMLERİ

EEG dalgalarına yönelik olan teknolik gelişmeler geçtiğimiz yıllarda çok büyük artış göstermiştir. Zihinsel ve fiziksel hareketlerin oluşabilmesi için beyin içinde bulunan nöronlar EEG işaretlerinin oluşumunda aktif rol oynarlar. Beyin aktivitelerinin araştırılması çalışmaları gelişen teknolojiyle birlikte hız kazanmıştır. Beyin üzerine yapılan en önemli araştırmalar 1800 lü yılların sonunda *Hans Berger* ''Elektroensefalogram'' tanımını ortaya koymasıyla hız kazanmıştır. *Berger* yaptığı çalışmada kafatasına delik açılmış tümörlü bir hastası için farklı tanı ve tedavi yollarına başvurmuş ve çalışmalarının sonucunda invazif olmayan, kafatasına herhangi bir cerrahi müdahele edilmeden hastasının kafasına yerleştirilen elektrotlar yardımıyla kaydettiği sinyaller ile tedavide başarıya ulaşmıştır. Berger'in yapmış olduğu bu deney ile modern EEG'nin icadı olarak kabul edilmektedir. *Hans Berger* araştırmalarında ilk olarak 8-12 Hz aralığındaki Alfa dalgalarını tespit etmiştir. Bu frekans aralığında sabit dalgaların olustuğunu fakat gözlerin açılması ile kaybolduğunu fark etmiştir. Alfa ritminin oluşumu incelediğinde ise oksipital lobdan alınan kayıtlarda belirgin bir şekilde gözlemlenmektedir. Bu dalgaların elde edilebilmesi için kişinin gözlerinin kapalı olması ve durgun bir fizyolojide olması gerekmektedir. Alfa dalgalarını belirleyebilmek için ham EEG orijinal spektrumuna frekans analizi yapmak gereklidir [23,24].

4. VERİ TOPLAMA SİSTEMİ VE EEG BİYOSENSÖR

Bu çalışmada *BrainWave* sensör olarak tek kanallı Neurosky MindFlex © EEG Biyosensör kullanılmıştır. Bu sensörde kullanıcının beyni ve kontrol edilecek sistem arasında arayüzü olma görevini sağlayacak bir Thinkgear çipi bulunmaktadır. Kullanıcının kulaklarında ve alın bölgesinde bulunan alıcı ve ground noktalarına temas eden sensörler, bu bölgelerdeki bütün sinyalleri toplayarak dijital ortama aktarır. Bu aktarımın bir bilgisayara yapılabilmesi için, dönüştürücü sensör vasıtasıyla 3.3 V degerinde bir seri port sinyalininin giriş verisi elde edilir. Bu sensör, engelsiz ortamda ortalama 10 metre normal olarak kabul ettiğimiz engel koşullarında ise maksimum 6 metre algılama

mesafesine sahip olan HC-05 bluetooth modülüne sahiptir. Modül 9-12 Volt gerilim seviyesinde ve 12 mHz frekans aralığında çalışmaktadır.



Şekil 2. EEG Elektrot sisteminin yerleşim düzeni (10-20 Elektrot Sistemi).

Bu çalışmada beyin dalgarının dijital ortama aktarılmasında Neurosky © firmasının geliştirip ürettiği NeuroSky Mindwave Mobile giyilebilir 2 kanallı cihaz kullanılmıştır. Bu cihaz veriyi elektrik sinyali olarak ham şekilde toplar ve veriyi RF (Radyo Freekansı) kullanarak alıcıya gönderir. Cihaz basit bir yapıdadır ve başa kulak üstü kulaklık ile takılır. Bu cihazın sensörü kafanın alın bölümüne denk gelir ve bu sensör beynin ön lobunda üretilen elektrik sinyallerini toplar [25]. Cihazın sadece ön lobtan gelen sinyalleri toplaması beyin dalgalarının sadece ön lobtan toplanan elektrik sinyalleriyle ortaya çıktığı anlamına gelmez, fakat beyinde üretilen dalgaların özellikle de proje için gerekli olan dikkat (odaklanma) ve rahatlama(meditatif) ile alakalı olan dalgaların büyük bir kısmı beynin ön lobunda üretilir.

Şekil 3. NeuroSky Mindwave Mobile EEG Sensörü

Tablo 1. EEG Sensörü Teknik Özellikleri

EEG Veri Toplama Cihazının Teknik Özellikleri	
Mikrodenetleyici	ATmega328
Çalışma Gerilimi	5V
Giriş Gerilimi	7-12V
Her Giriş / Çıkış için Akımı	40mA
Maksimum Güç	50mW
Anma Gücü	30mW
Flash Hafıza	32KB
Sram	2KB
Eeprom	1KB
Örnekleme Frekansı	512Hz
RF Maksimum mesafesi	8-10m
RF veri aktarım oranı	250kbit/s

Cihazın yapısında açma kapama modülü ve hemen altında güç kaynağı üst kısmında ise ciazın içinde gömülü işlemci bulunmaktadır. Op-amp işlemci beyinden alınan işaretlerin Kuvettelendirilmesini sağlar. Alına temas eden kısımda ise ön lobta üretilen EEG sinyallerini algılayan senör bulunmaktadır ayrıca cihazdaki kulak kıskacı referans görevi görmektedir. Deneysel çalışmada kullanılan EEG sensörü Şekil 3'de gösterilmiştir. Ayrıca EEG sensörüne ait taknik özellikler Tablo 1'de verilmiştir.

3.1. Beyin Dalgaları

Beyin elektrokimyasal bir organdır ve beyinden yayılan ve EEG yöntemiyle ölçülebilen elektrik aktivitesine beyin dalgaları denir. İnsan yaşantısında çeşitli aktiviteler içindeyken, beyin farklı dalga boylarında işaret (sinyal) üretir. Beyin bir radyo gibi elektrik dalgalarını toplar ve yayar. Bu işlem sonucunda elde edilen frekanslar, elektrik faaliyetlerinin ölçümlerinin yapıldığı ve grafiklerinin çıkarıldığı durumlardır. Tespit edilebilen 5 ana temel beyin dalgası vardır ve bunlar; Alfa, Beta, Gama, Teta ve Delta dalgalarıdır [4,26,27].

3.1.1 Alfa (α) Dalgaları

Alfa dalgaları, rahatlama ve sakinlik durumunda devreye girer. *Berger*'e göre Alfa dalgalarının daha baskın olabilmesi için kişinin gözlerinin kapalı ve fizyolojik olarak sakin olması gerekmektedir. Alfa dalgaları Beta dalgalarından daha yüksek genliğe sahip olup, frekansları daha düşüktür. Beta dalgalarının devir sayısı saniyede 15-40 Hz bandında iken, Alfa dalgalarının frekansı 9-14 Hz aralığındadır. Örneğin, bir proje, toplantı veya mesai bittiğinde alınan derin nefes ile Alfa dalgaları faaliyete geçer [4,26,27].

3.1.2 Beta (β) Dalgaları

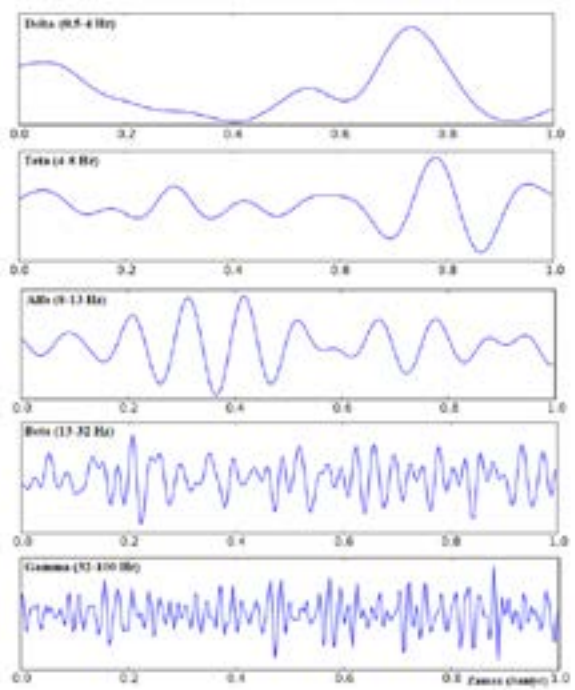
Beta dalgaları, frekansları 14 Hz üzerinde olan, beynin fazlasıyla meşgul olduğu hallerde devreye girer. İnsanların normal yaşantılarında beta dalgaları diğer dalgalara göre daha baskındır. Beta dalgalarının normalden düşük seviyede yayılması kişinin rahat hatta depresif bir ruh haline girmesine yol açabilir. Normalden yüksek seviyede yayılan Beta dalgaları ise kişinin anksiyete ve stres sorunları yaşamasına sebep olabilir. Beta dalgaları inişli çıkışlı olup seri ve hızlı dalgalardır. Heyecan seviyesinin yükseldiği veya mental olarak dış faktörler tarafından uyarılmanın arttığı durumlarda Beta dalgaları yayılır. Örneğin, araç kullanmak, sunum yapmak, konuşmak Beta dalgaları yayılmasına sebep olur. Bu tarz durumlarda ortaya çıkan gerginlik veya tartışma Beta dalgalarının frekansının artmasına neden olur [4,26,27].

3.1.3 Teta (θ) Dalgaları

Teta dalgalarının frekansı 4 -7 Hz aralığındadır ve genlik aralıkları 5-100 V arasında değişen dalga modelleridir. Çocuklarda çok sık vesürekli yayılımı görülen bu dalgaların 18 yaşından sonra sürekli yayılımı durur. Genellikle orta derin anestezi, stress, uyku esnasında görülen ruya vb insan beyninin düşük enerji sarf ettiği aktiviteler esnasında bu dalgaların yayılımına rastlanır [4,26,27].

3.1.4 Delta (δ) Dalgaları

Delta dalgaları yapısal olarak son derece düzensiz dalgalardır ve frekansları 4-7 Hz aralığında olup bir saniyede 1.5-4 Hz arasında gidip gelen dalgalardır. Genlikleri ise 50 µV mertebesinin üzerindedir. Derin uyku halinde, zihnin bilinçdışı olduğu durumlarda delta dalgaları yayılmaya başlar [4,26,27].



Şekil 4. Beyin Dalgalarının Boyları ve Özellikleri [4,26,27].

4. AKILLI EVLER ve AKILLI EVLERİN EEG İLE KONTROLÜ

Akıllı evler, kişinin evde bulunup bulunulmadığına bakılmaksızın, ev sahiplerine konfor, güvenlik, enerji verimliliği, düşük işletme maliyetleri vs. konularında katkı sağlayan ve konforu artıran evlerdir. Akıllı evlerde cihazlar birbirleriyle iletişim kurabilmekte, evdeki tüm cihazların kontrolü uzaktan yada otomatik olarak yapılabilmektedir. Bu sayede akıllı evin içindeki sistemler dünyanın herhangi bir yerinden telefon veya internet ile uzaktan kontrol edilebilir. Bu çalışmada akıllı evin kontrolü kablosuz EEG cihazı ile sağlanmıştır. Akıllı evler kontrol edilebilir evler, programlanabilir evler ve zeki evler olmak üzere 3 ana kategoride incelenebilirler. Ev içindeki cihazların kontrol edilebildiği evlere akıllı evler denilmektedir. Akıllı evlerin kontrol amaçlı sistem ve donanımlara sahip olması gerekmektedir. Bu cihazların kontrol edilebilmesi için farklı metodlar vardır. Evlerdeki tüm elektrikli cihazları tek bir uzaktan kumanda ile kontrol etmek mümkündür. Eğer tek bir kumanda ile yönetecek sistem mevcut değilse cihazların birbiriyle elektriksel olarak bağlantılı olması gereklidir [28]. Üçüncü kategori ise Zeki Evlerdir. Zeki evler öğrenme yeteneği olan evlerdir ve bu özellikleri sayesinde programlanabilir evlerden daha gelişmiş özelliklere sahiplerdir. Bu evler günlük rutinde gerçekleşen olayları kendi içerisinde inceler ve kendi kurallarını ve senaryolarını olay örgüsü içinde oluşturabilirler. Fakat bunun için öğrenme yeteneğine sahip yani yapay zeka gerektiren yazılımlar gereklidir. Bu yüzden, maliyetleri yüksek akıllı ev sistemleridir [28].

5. UYGULAMA

Bu deneysel çalışmada tasarım ve uygulama kısmı 5 aşamadan oluşmuştur. Bunlar sırasıyla, maket evin kurulumu, maket evin içerisine ledler ile gerekli aydınlatma sisteminin kurulumu, Arduino uno R3 © mikrodenetleyicide gömülü bluetooth bulunmadığı için HC-05 bluetooth modülünü Arduino ya entegre edilmesi, Neurosky Mindwave EEG sensörünün sistem ile haberleşmesinin sağlanması ve son olarak, EEG sensöründen alınan verilerin Arduinoya kartına tanıtılarak yazılım işlemleridir.
Çalışmada akıllı evi temsili olarak bir maket ev yapılmıştır. Daha sonra model ev içerisine aydınlatma ve ısıtma/soğutma tesisatları eklenmiştir.

Şekil 5. Maket evin ve aydınlatma devresinin kurulmuş hali

Sonraki aşamada ise Arduino mikrodenetleyicinin kendi içinde gömülü bluetooth modülü bulunmadığı için HC-05 bluetooth modülü gerekli kodlar ve devre elemanları ile arduinoya entegre edilmiştir.

Şekil 6. HC-05 Modülünün arduinoya entegresinin tasarım ve gerçeklenmiş hali

Daha sonra EEG senörü ile Arduino arasındaki bağlantı ve maket ev içerisindeki cihazların kontrolü için yazılım aşaması gerçekleştirilmiştir. Seri port ekranından EEG sensöründen elde edilen dikkat /rahatlık seviyelerine göre akıllı ev aydınlatma ve ısıtma/soğutma devresinin kontrolü sağlanmıştır.

Şekil 7. Beyin Dalgası Cihazı Kontrolü ile Aydınlatma ve Fan Kontrolü Denemesi

6. SONUÇ

Bu çalışmada bir evin aydınlarma ve ısıtma-soğutma sistemlerinin kontrolünü EEG sensör ile yapılmıştır. Kontrol için bir insanın kablosuz EEG sensörünü başına takarak moivasyonu ile evin aydınlatma ve ısıtma/soğutma istemlerini kontrolü şeklinde başarıyla gerçekleştirilmiştir. Burada maket bir ev üzerine aydınlatma ve ısıtma/soğutma sistemi için bir tasarım yapılmıştır. Tasarımda aydınlatma ve ısıtma-soğutma sistemlerini temsil için led ve fan kullanılmıştır.

EEG sensörü akıllı ev sistemlerinin bir prototipi niteliğinde olup sadece aydınlatma ve ısıtma/soğutma kontrolü sağlanmıştır. Bu sensör vasıtasıyla ayrıca akıllı ev içindeki güvenlik kontrolü (kapıların kilitlenmesi), doğalgaz ile çalışan cihazların kontrolü, güvenlik kameralarının kontrolü), ev içerisindeki herhangi bir elektronik aletin kontrolünün sağlanabileceği sonucuna varılabilir.

Bu çalışmada hedef akıllı ev sisteminin beyin dalgaları yardımı ile kontrolüdür. Bu yüzden, verim veya tasarruf üzerinde durulmamıştır. Çalışmanın asıl amacı ise ev içerisindeki aydınlatma, ısıtma-soğutma sistemlerinin engelli insanların hayatlarını kolaylaştırmak amacıyla EEG sensörü vasıtasıyla kontrol etmektir.

KAYNAKLAR

[1] Raichle, M.E., Gusnard, D.A., "Appraising the Brain's Energy Budget", *Proc Natl Acad Sci USA*, 2002 Aug 6, Vol.99, No.16, pp.10237-10239.

[2] Chirachariyavej, T., Ouyswat, K., Sanggarnjanavanich, S., Tiensuwan, M., Peonim, V., Sirikulchayanonta, V., "Normal internal organ weight of Thai Adults Correlated to body Length and Body Weight", *Journal of Med. Assoc. Thai*, Vol.89, 2006, pp.702–1712,

[3] Araque, A., Parpura, V., Sanzgiri, R.P., Haydon, P.G., "Tripartite Synapses: Glia, the Unacknowledged Partner", *Trends in Neuroscience*, 1999, Vol.22, pp.208–215.

[4] Malmivuo, J., Plonsey, R., Bioelectromagnetism, Oxford University Press, 1995, pp.63-373.

[5] Owens, M.T, Tanner, K.D., "Teaching as Brain Changing: Exploring Connections between Neuroscience and Innovative Teaching", *CBE Life Sci Educ*. 2017 Summer; Vol.16, No.2, pp.1-9.

[6] Megias M., Emri Z.S., Freund, T.F., Gulyas, A.I., "Total Number and Distribution of Inhibitory and Excitatory Synapses on Hippocampal CA1 Pyramidal Cells", *Neuroscience*, 2001, Vol.102, pp.527–540.

[7] Stiles, J., Jernigan, T.L., "The Basics of Brain Development", *Neuropsychol Rev*,2010, Vol.20, pp.327–348.

[8] Connors SL, Levitt P, Matthews SG, Slotkin TA, Johnston MV, Kinney HC, Zimmerman AW., "Fetal Mechanisms in Neurodevelopmental Disorders", *Pediatric Neurology*. 2008, Vol.38, No.3, pp.163–176.].

[9] Cowan WM., "The Development of the Brain", *Scientific American*. 1979; Vol.241, No.3, pp.113–133.

[10] Teplan, M., "Fundamentals of Measurement", *Measurement in Biomedicine*, Vol.2, No.2, 2002, pp.1-11.

[11] Baig, M.Z., Aslam, N., Shum, H.P.H., Zhang, L., "Differential Evolution Algorithm as a Tool for Optimal Feature Subset Selection in Motor Imagery EEG", *Expert Syst. Application*, 2017, Vol.90, pp.184–195.

[12] Padfield, N., Zabalza, J., Zhao, H., Masero, V., Ren, J., "EEG-Based Brain-Computer Interfaces Using Motor-Imagery: Techniques and Challenges", *Sensors (Basel),* 2019, Vol.19, No.6, 1423.

[13] A. Karakoc, A., Dogan, D., Akinci, T.C., "Roboti Arm Control Using The Brain Waves", *The Journal of Cognitive Systems*, Vol.2, No.2, 2017, pp.51-54.

[14] Kevric J., Subasi A., "Comparison of Signal Decomposition Methods in classification of EEG Signals for Motor-Imagery BCI System. Biomed," *Signal Process. Control*, 2017, Vol.31, pp.398–406.

[15] Grosse-Wentrup M.S.B. Brain-Computer Interface Research. Springer, Berlin, Germany, A review of performance variations in SMR-based Brain-Computer interfaces (BCIs), 2013, pp. 39–51.

[16] Leeb, R., Lee, F., Keinrath, C., Scherer, R., Bischof, H., Pfurtscheller, G., "Brain-Computer Communication: Motivation, Aim, and Impact of Exploring a Virtual Apartment", *IEEE Trans Neural Syst Rehabil Eng*. 2007 Dec; Vol.15, No.4, pp.473-82.

[17] Wolpaw, J.R., Birbaumer, N., McFarland, D.J., Pfurtscheller, G., and Vaughan, T.M., "Brain-Computer Interfaces for Communication and Control. Clin.", *Neurophysiol*., 2002, Vol.113, pp.767–791.

[18] Blankertz, B., Guido D., "Boosting Bit Rates and Error Detection for the Classification of Fast-Paced Motor Commands Based on Single-Trial EEG Analysis", *IEEE Trasactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, Vol. 11, No.2, 2003, pp.127-31.

[19] Padfield, N., Zabalza, J., Huimin Zhao, Masero, V., Ren, J., "EEG-Based Brain-Computer Interfaces Using Motor-Imagery: Techniques and Challenges", *Sensors (Basel),* 2019, Vol.19, No.6, pp.1-24.

[20] Masood, M.H., Ahmad, M., Kathia, M.A., Zafar, R.Z., Zahid, A.N., "Brain Computer Interface Based Smart Home Control Using EEG Signal", *Sci.Int. (Lahore),* Vol. 28, No.3, 2016, pp.,2219-2222.

[21] Kosmyna, N., Tarpin-Bernard, F., Bonnefond, N., Rivet, B., "Feasibility of BCI Control in a Realistic Smart Home Environment", *Frontiers Human Neuroscience*, 2016, Vol. 10, pp.1-10.

[22] Kjeldskov, J., and Skovl, M. B. "Studying Usability in Sitro: Simulating real world phenomena in controlled Environments", *Int. J. Hum. Comput. Interact*., 2007, 22, 7–36.

[23] Herrmann , C.S., Strüber, D., Helfrich, R.F., Engel, A.K., "EEG Oscillations: From Correlation to Causality", *International Journal of Psychophysiology*, Vol.103, 2016, pp.12–21.

[24] Luan, B., Sun, M., "A Simulation Study on a Single-Unit Wireless EEG Sensor", IEEE 4st Annual Northeast Biomedical Engineering Conference (NEBEC), NY, USA.

[25] Brain Wave Signal (EEG) of NeuroSky, Inc. 2009.

[26] Brenninkmeijer, J.M. "Brain Technologies of the Self: How Working on the Self by Working on the Brain Constitutes a New Way of Being Oneself", Groningen: s.n., 2013.

[27] Abhang, P.A., Gawali, B.W., Mehrotra, S.C., Introduction to EEG- and Speech-Based Emotion Recognition Chapter 2:Technological Basics of EEG Recording and Operation of Apparatus, Elsevier-Academic Press, 2016, pp.19-50.

[28] Nafea, M., Hisham, A.A.B., Abdul-Kadir, N.A., Harun, F.K.C., Brainwave-Controlled System for Smart Home Applications, IEEE 2nd International Conference on BioSignal Analysis, Processing and Systems (ICBAPS), 2018, Malaysia.

Otomotiv Sektöründe LED Aydınlatmalı Projektör Ünitesi Tasarımı

M. Türker Gültepe

Al-Kor Makine Kalıp San. Tic. A.Ş.

Ömerli Mah. İhsangazi Sk. No:26 Arnavutköy/İstanbul

turker.gultepe@al-kor.com.tr

1. ÖZET

Otomobil üreticileri daha fazla kullanıcıya ulaşmak amacıyla marka bilinirliğini artırıcı çeşitli çalışmalar yürütmektedir. Hem araç içi hem de araç dışında uygulanan aydınlatmalı çalışmalarla marka algısı güçlendirilmektedir. İlerleyen LED teknolojisi ve elektronik devre yapıları sayesinde küçük alanlarda dahi görsel niteliği fazla olan ve dikkat çekici uygulamalar yapılmaktadır. Bu çalışmada aracın markasını, var olan ampüllü tasarımlar yerine aydınlatma şiddeti ayarlanabilen, uzun ömürlü ve düşük enerji tüketimine sahip LED barındıran, buck modeli dönüştürücü bir elektronik devre yapısı ile kapı altından yere yansıtma yapabilen bir logo projeksiyon ünitesi elektronik devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Elektronik kart dizaynı otomotiv standartları ve regülasyonları dikkate alınarak tasarlanmıştır.

Anahtar kelimeler: otomotiv aydınlatma, LED, buck modeli dönüştürücü, projeksiyon

2. GİRİŞ

Otomotiv aydınlatma teknolojisinde kullanılan halojen ve xenon ışık kaynakları günümüzde yerini LED (ışık yayan diyot) içeren aydınlatma ünitelerine bırakmaktadır [1]. LED teknolojisi sayesinde halojen veya xenon ampüllerin araçtan çektiği akımdan daha düşük akımlarla aydınlatma üniteleri geliştirilebilmektedir. Geliştirilen bu ünitelerde LED kaynağının ışık akısı, parlaklığı ve zamanlaması kontrol edilebilmektedir [2]. Araçlarda LED içeren elektronik ünitelerin kullanılması araç ağırlığının ve karbon salınımının azalmasına destek sağlamaktadır.

Son yıllarda teknoloji alanında yaşanan gelişmeler ile birlikte içinde bulundurduğu LED sayesinde, harici bir kaynaktan (bilgisayar, televizyon vb.) aldığı video sinyalleri aracılığıyla elektronik ve optik donanımlar kullanarak ışığı filtre etme veya polarizasyonunu değiştirerek görüntü oluşturma prensibiyle çalışan projeksiyon cihazlarında da bir hayli yenilik yapılmıştır [3]. Kullanılan merceklerle beraber yansıtılan görüntünün kalitesi artırılmıştır. Projeksiyon cihazları harici kaynaktan aldığı sinyallerle görüntüyü yansıtma dışında, bir ışık kaynağı ve mercekler kullanılarak sadece ışığın veya ışıklı bir görsel ögenin yüzeye yansıtılmasıyla reklam ve aydınlatma gibi amaçlarla da kullanılmaktadır.

Otomotiv sektöründe elektronik devrelerin kullanımı ivmelenerek artmaya devam etmektedir. Elektrikli araçların üretim bandında olduğu bu yıllarda otomobilin çevreye yaydığı ve çevreden aldığı elektromanyetik alanlar araç sistemini etkilemektedir. Dolayısıyla elektronik devre dizaynında ESD (elektrostatik deşarj) koruma komponentleri ile EMC/EMI (Elektromanyetik uyumluluk / Elektromanyetik enterferans) etkisine karşın kullanılan komponentler ve bu komponentlerin elektronik kart üzerindeki dizilişleri önem arz etmektedir [4].

Otomobillerde daha önceleri sadece lüks araçlarda bulunan hava yastığı, fren kilitleme sistemleri, radar ve GPS uyarı sistemleri gibi teknolojiler günümüzde birçok araçta bulunması zorunlu hale getirilmiş sistemlerdir. Otomobil kapısı açılınca harita lambası ile aynı hatta bulunan karşılama ışığı ve projeksiyon ünitesi otomatik olarak yanmaya başlar. Projeksiyonun görüntüsü araca estetik bir duruş katar. Günümüzde lüks araçlarda kullanılmaya başlanan bu sistem, ileride birçok araç için uygulanabilir olacaktır [5].

Projeksiyon sistemi ile yansıtılan logo, yazı veya sembol kullanıcı tercihine bağlı olarak değiştirilebilir. Işık kaynağı LED, istenilen verimlilikle bir elektronik devre yardımıyla etkinliği ve parlaklığı ayarlanabilir. Küçük yapısı sayesinde hafiftir [6].

Bu çalışma otomotiv sektörü için araç kapılarının altına veya aynalarının alt kısmına yerleştirilen, aracın marka bilinirliğini artıran ve ışığın yetersiz olduğu durumlarda aydınlatmayı sağlayan bir projeksiyon sistemi ile ilgilidir. Otomotiv standartlarına uygun bir ürün tasarımı yapılmış ve üretilmiştir.

3. SİSTEM TASARIMI

Araç ECU (elektronik kontrol ünitesi) tarafından kapı kısmına verilen hattın elektriksel özelliği, 12V (volt) nominal gerilim ve maksimum 2A (amper) akım değeridir. Üzerinde yansıtılmak istenen logonun bulunduğu bir film tabakasından geçen ışığın yansıtılmasını sağlayan LED'in proje veya müşteri gereksinimlerine uygun seçilmesi elektronik devre tasarım aşamasının ilk adımıdır. Otomotiv sektöründe elektronik komponentlerin standartlarına [7][8][9] uygun yüksek güçlü bir LED ile istenen ışık değerleri sağlanabilir.

Çalışmada, yerden yüksekliği 50 cm. olan araç kapı altından, yerde 40 lx (lüks) değerinde ışık oluşturacak bir LED seçimi yapılmıştır. 40 lx aydınlatma değerine ulaşması için LED'in 250 lm (lümen) ışık akısına sahip olması gerektiği yapılan deneylerle elde edilmiştir. Seçilen LED'in teknik dokümanında verilen bilgilere göre gerekli ışık akısının sağlanması için 700 mA akımda sürülmelidir. Tablo 1'de LED'in özellikleri verilmiştir. LED sürücüsünün doğru akım değerini LED'e vermesi için ayar direnci hesaplanmıştır.

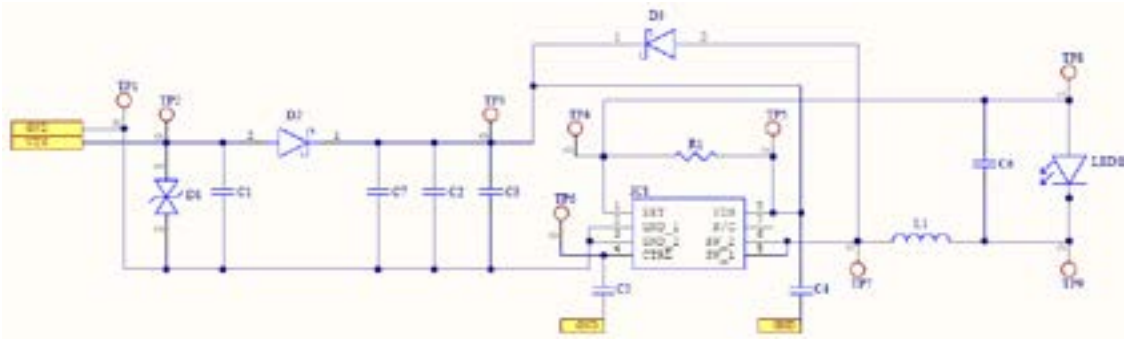
$$I_{LED} = \frac{V_{THD}}{R} \quad (1)$$

LED sürücüsü teknik dokümanında yer alan bilgiye göre V_{THD} değeri 0,1 V'dir. Ayar direnci Denklem 1 kullanılarak 142 mΩ olarak hesaplanmıştır. Sistem tasarımında buck modeli dönüştürücü esas alınarak, LED, anahtarlamalı modda sürülmüş ve sistem lineer sürücülü sistemlere kıyasla kapı içi gibi dar alanlarda çalışmasının termal yönden oluşturacağı olumsuzluklar en aza indirilmiştir. Bu metot ile beraber enerji verimliliği sağlanmıştır (1 LED için > 100 Lumen/Watt).

LED sürücüsü 147 kHz frekansta LED'i sürmektedir. Bu frekansta sürülen LED, soğutucunun tasarımında boyutları küçülterek aracın kapı geometrisine uygunluk sağlanmıştır. Elektronik devre tasarımında, küçük bir alanda (39,45 x 14,7 mm) komponentlerin az yer kaplaması için, araç tarafından gelecek 9 V … 16 V araç içi gerilim değerini alabilen ve çıkış yükünü sabit akımda sürebilen yapı tasarımı üzerinde çalışılmıştır.

Tablo 1. Çalışmada kullanılan LED'in teknik bilgileri

LED Modeli	LUW HWQP
LED Gerilimi	2,75 V(min.) 3,05 V(nom.), 3,75 V (maks)
LED Gücü	3,05 V x 0,7 A = 2,135 W (nom.)
LED Akımı	50 mA(min.), 700 mA(nom). 1500 mA(maks.)
LED Işık Akısı	280 … 450 lm



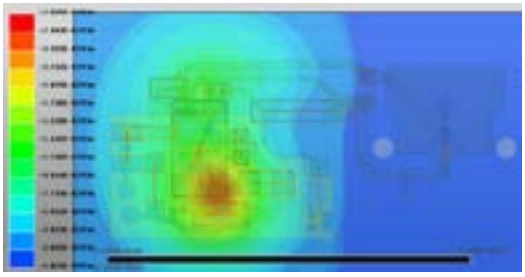
Şekil 1. Elektronik devre şematiği

4. ANALİZ ÇALIŞMALARI

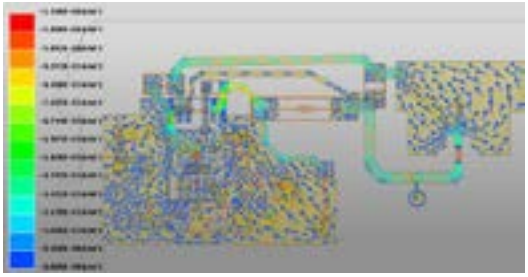
Tasarlanan elektronik devre üzerinde, devrenin akım ve gerilim ilişkilerini, LED'in ve devrenin güç dağılımını prototipi oluşturmadan gözlemlemek için LTspice programından faydalanılmıştır. LTspice programı ile elektronik devre için TS EN 61000-4-2 standardına uygun bir ESD jeneratörü modeli hazırlanmış ve devre analizi yapılmıştır.

Sistemde kullanılan TVS (transient voltage suppression) diyotunun ve giriş kapasitörlerinin değerleri yapılan analizlere göre seçilmiştir. Tasarımdaki bobin seçimi için öncelikle LED sürücüsü teknik dokümanında önerilen değerler spice analizlerinde uygulanarak doğrulanmıştır ve sisteme uygun seçim yapılmıştır. Analizden alınan veriler LED sürücü üreticisinin teknik dokümanında yer alan teknik veriler ile karşılaştırılmıştır.

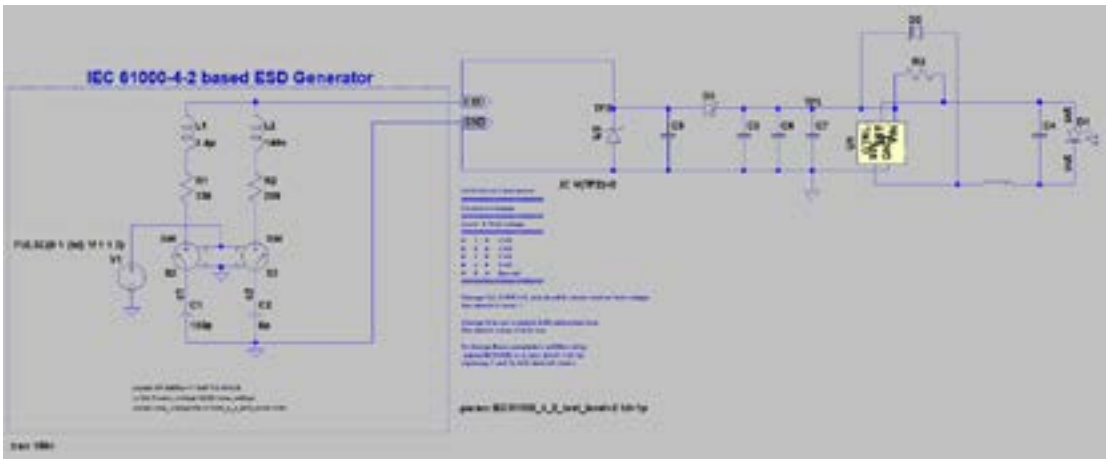
Elektronik devrenin EMC davranışını gözlemlemek için ANSYS programı EMC modülünden faydalanılmıştır. Yapılan analizler otomotiv ana sanayi firması şartnamesi olan TL 81000 şartnamesi testleri ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 2. Elektronik devre için 1MHz'de yapılan yakın alan analizi görüntüsü



Şekil 3. Elektronik devre için yapılan akım yoğunluğu analizi görüntüsü



Şekil 4. LTSpice TS EN 61000-4-2 analizi modeli

5. DEVRE TASARIMI

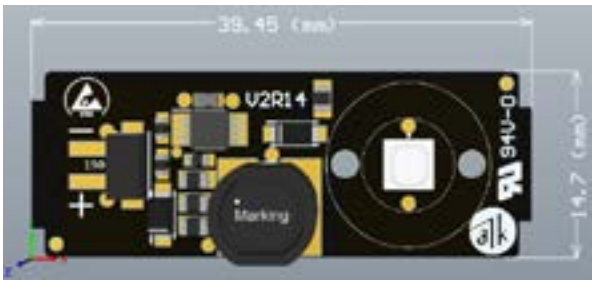
Komponent yerleşimi, LED sürücüsü teknik dokümanında bahsedilen kıstaslara ve akımın özellikle bobin ve LED üzerinden geçerken LED sürücünün anahtarlama pininin (SW pin) açılma ve kapanma zamanları hesaplanmıştır.

$$t_{ON} = \frac{L_{\Delta I}}{V_{IN} - V_{LED} - I_{AVG}\, x\, (R_s + r_L + R_{SW})} \quad (2)$$

$$t_{OFF} = \frac{L_{\Delta I}}{V_{LED} + V_D + I_{AVG}\, x\, (R_s + r_L)} \quad (3)$$

L: Bobin endüktansı
ΔI: Bobinin tepe noktası dalgalanma akımı
V_{IN}: Besleme gerilimi
V_{LED}: LED gerilimi
V_D: Diyot voltajı
I_{AVG}: LED akımı
R_s: Ayar direnci
r_L: Bobin iç direnci
R_{SW}: Anahtarlama direnci

TL 81000 madde 3.1 ESD testi için bitmiş ürün havadan atımlarda 15 kV'ye, kontakt durumunda 8 kV'ye deşarj olacak şekilde olmalıdır. Bu atımlara dayanıklı, analizlerle belirlenmiş TVS diyotu PCBA (Komponentleri dizilmiş baskı devre kartı) dizaynında giriş pinlerinin hemen önünde konumlandırılmıştır. VW 80000 şartnamesi E-15 Ters Gerilim Voltaj testlerine uygun olarak seçilmiş diyot LED sürücüsü önüne koruma olarak konumlandırılmıştır. Yine giriş kısmına kuplajlama kapasitörü, çıkış kısmına şönt kapasitörü tasarıma ve analizlere uygun olarak eklenmiştir. Termal performansa katkı sağlaması açısından kart materyali Alüminyum olarak belirlenmiş ve kart kalınlığı 1 mm. olarak seçilmiştir. LED'in plastik tüpün içerisindeki merceklere ışığı kayıpsız olarak iletebilmesi ve ışık kaçaklarında ışığın minimum yansıma yapması için kartın rengi siyah olarak seçilmiştir. Alüminyum PCB'nin (baskı devre kartı) materyali otomotiv sektörü için kullanılan PCB üretim standardı olan IPC-A-600J standardına göre üretilmiştir. PCB'nin uyması gereken diğer bir standart UL 94 materyal yanmazlık standardıdır. Projede kullanılan Alüminyum PCB, UL 94V-0'a uygundur. Elektronik kartın şematik ve PCBA tasarımı Altium Designer programı ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5. Elektronik kartın 3 boyutlu görseli

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada otomotiv elektroniği için bir aydınlatma sistem olan, komponentleri otomotiv standartlarına uygun olarak seçilmiş, yapılan analizlerle devre yapısı test edilmiş, bir projeksiyon ünitesi geliştirilmiştir. Tasarımı bitirilmiş elektronik kartın üretimi yapılmıştır. Ünite otomotiv sektörü zorlu testlerinden başarı ile geçmiştir ve ECE R10 regülasyon belgesini almıştır.

Özellikle buck modeli dönüştürücü sistemin seçilmesinden kaynaklı elektronik kartın EMC/EMI performansı bu projede üzerinde çalışılan bir konu olmuştur. Otomotiv sektöründe CISPR, ISO ve IEC standartlarından faydalanılarak her ana sanayi firması kendi şartnamelerini hazırlamaktadır. Bu çalışmada tasarlanan projeksiyon ünitesi VW 80000 ve TL 81000 şartnamelerinde yer alan elektriksel ve elektromanyetik testlerden geçmiştir.

Ülkemizde teşvik edilen yerlileşme çalışmaları sayesinde Ar-Ge çalışmaları da hız kazanmıştır. Geliştirilen bu ürün için patent başvurusu yapılmıştır (2018/10651). Öncü sektörlerden biri olan otomotiv sektöründe giderek artan LED teknolojisi ile araç içi ve araç dışı aydınlatma sistemleri çeşitlenerek artmaktadır. Bu aşamadan sonraki çalışmalar yine araç marka bilinirliliğini artıracak ön panel aydınlatmaları, iç tavan aydınlatmaları, ön kaput logo aydınlatma uygulamaları olacaktır. Otomotiv sektöründe bu konudaki çalışmaların çeşitlenerek artması hedeflenmektedir.

Tablo 2. Üniteye uygulanan testlerin sonuç tablosu [10]

Özellikler	Sonuç	Yorumlar
TL 81000:2018-03	Geçti	
Madde 5.3.5 Yapay Ağ (Artificial Network, AN Test)	Sınır altındadır	TL 81000 limitleri Tablo 19
Madde 5.3.6 Anten Testi (Antennas, RE Test, 9kHz-6GHz)	Sınır altındadır	TL 81000 limitleri Tablo 20
Madde 5.4.4.2 Enterferans Emisyon Ölçümü (Interference Emission Measurement)	Sınır altındadır	TL 81000 limitleri Tablo 31
Madde 5.1.2 ve Madde 5.1.3 Elektrostatik deşarj (Electrostatic Discharge, ESD)	Geçti	±8kV Kontakt Deşarj ±15kV Havadan Deşarj
Madde 5.2.2 Bağışıklılık Testi (Conducted Immunity, BCI Test ISO 11452-4)	Geçti	TL 81000 Tablo 8
Madde 5.2.3 Anten Testi (Antenna, Radiated Immunity, ISO 11452-2:2004)	Geçti	TL 81000 Tablo 10
Madde 5.4.4.1 Enterferans Doğrulama Testi (Interference Immunity, Verification Test)	Geçti	TL 81000 Tablo 29
VW 80000	Geçti	
E-01 Uzun Süreli Yüksek Gerilim Testi (Long-term overvoltage)	Geçti	Vmaks=17V, Vmin=13,5V
E-04 Hızlı Başlama Testi (Jump start)	Geçti	Vmaks=26V, Vmin=10,8V
E-15 Ters Gerilim Testi (Reverse polarity)	Geçti	Statik Ters Gerilim Dinamik Ters Gerilim

7. KAYNAKÇA

1. Sökmen K. F., Pulat E., Yamankaradeniz N., Coşkun S., Hesaplamalı Akışkanlar Dinamiği (Had) İle Led Temas Sıcaklığı Tayini ve Kanatçık Hesabı, Isı Bilimi ve Teknigi Dergisi, 35(1), 2015.
2. Broeck H., Sauerlander G., Wendt M., Power Driver Topologies and Control Schemes for LEDs, IEEE APEC Conf., 1319-1325, 2007.
3. Murat H., Smet H. D., Cuypers D., Compact LED Projector With Tapered Light Pipes for Moderate Light Output Applications, Displays 27.3, 2006.
4. Trilogy of Magnetics, Würth Elektronik, ISBN 978-3-89929-157-5, 2009.
5. Just Auto Lighting Technology Co. Ltd., Projektionslampe eines Fahrzeugs mit Begrüßungsfunktion, Patent No: DE202011000429, 2011.
6. The Lighting Technology Roadmap 2020, http://ledsgp.org/wp-content/uploads/2015/08/27996.pdf, erişim tarihi: 26/09/2019.
7. AEC-Q100 Automotive Electronics Council, Failure Mechanism Based Stress Test Qualification For Integrated Circuits.
8. AEC-Q101 Automotive Electronics Council, Failure Mechanism Based Stress Test Qualification For Discrete Semiconductors.
9. AEC-Q200 Automotive Electronics Council, Stress Test Qualification For Passive Components.
10. Consept Test ve Teknoloji Merkezi, EMC Test Raporu No: O 0862 22102 36 00 EK, 2019.

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Tork Kontrolünde Smith Kestirim Kontrolü ile Gecikme Kompanzasyonu

Zafer ÇAKAR[1] Çağla UZUN[1] Meltem TETİK GİRGİN[1] Fırat PARLAK[1]
[1]Ar-Ge Merkezi Akım Metal A.Ş., Tuzla, İSTANBUL

zcakar@akimmetal.com.tr cuzun@akimmetal.com.tr mtetik@akimmetal.com.tr
fparlak@akimmetal.com.tr

Özet

Gerçek zamanlı uygulamalarda, geri beslemeli kontrol yapıları kullanıldığında zaman gecikmelerinin performans üzerinde doğrudan etkili olduğu bilinmektedir. Bu tip kontrol sistemlerinde sensörler, aktüatörler ve kontroller arasında veri alışverişi gerçekleştiğinde zaman gecikmeleri meydana gelmektedir. Zaman gecikmesini telafi etmek için PID kontrol, Luenberger gözlemleyici, LQR kontrol, Bulanık Mantık kontrol, vb. yöntemler kullanılabilir. Bu yayında, sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli verilerek, Smith kestirim kompanzasyon yapısı kullanılarak, kontroldeki geri besleme döngüsündeki gecikmeyi telafi etmek amaçlanmıştır.

Anahtar Kelimeler : *Smith Kestirim Kontrolü, Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine (SMSM), Tork Kontrolü, Gecikme Kompanzasyonu*

Abstract

Real time control applications time delays are important issues that might have effects on the performance of systems. Time delay occurs in the control system when the exchange of data among sensors, actuators and controllers takes place. In order to compensate time-delay in the control system ,different time delay compensation methods are available PID controller, Luenberger Observer, LQR controller, Fuzzy controller, etc. Mathematical Modeling for permanent magnet synchronous motor have been offered. In this paper is to compensate the time delay in the servo feedback loop by using Smith Predictor compensation scheme.

Keywords: *Smith Predictor Control, Permanent magnet synchronous machine (PMSM), Torque Control, Delay Compensation*

1. Giriş

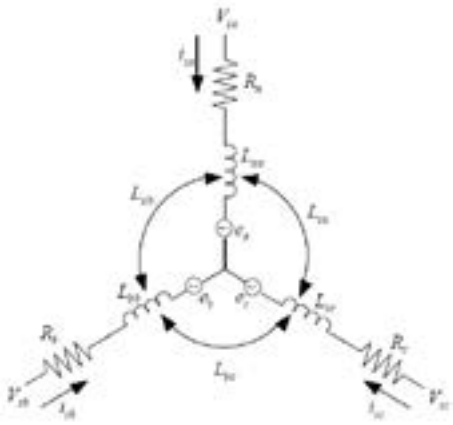
Oransal-integral (PI), orantılı türev (PD) ve oransal-integral türev (PID) kontrolörleri endüstriyel uygulamalarda kullanılan en popüler kontrolörlerdir. Çoğu zaman, bu kontrolörler geri bildirim sisteminin gecikmediği varsayılarak tasarlanmıştır. Bununla birlikte, kontrol sistemlerinde, karar verme için bilgi edinmek, kontrol sinyalleri oluşturmak ve bu kontrol sinyallerini uygulamak için geçen süreden dolayı zaman gecikmeleri ortaya çıkar. [1] Bir kontrol cihazı gecikmesiz sistem için uygun bir şekilde tasarlanmış olsa da, geri besleme döngüsündeki belirli bir zaman gecikmesi zaman alanı performansını düşürebilir veya dengesizliğe neden olabilir. Kontrol sistemlerindeki zaman gecikmesi, kazancı ve faz marjin stabilizesini düşürdüğü için bu durumdan kaynaklanan istenmeyen etkileri telafi etmek önemlidir. Smith Kestirim yapısı, 1950'lerin sonunda, zaman gecikmeleri için PI veya PID kontrol cihazlarının performansını artırmak amacıyla ilk ölü zaman kompanzasyon yapısı olarak geliştirilmiştir. [2] Smith Kestirim yöntemi, gecikme ve kontrol sisteminin sabit kısmının (kontrol döngüsü) transfer fonksiyonunun doğru bir şekilde tahmin edilmesi ve tanımlanması şartıyla gecikme etkisini telafi edebilen bir yapıdır. Dijital motor kontrol sistemlerinde, hız ve akımların hesaplanmasında, inverter çıkış voltajlarının motor terminallerine uygulanmasında kaçınılmaz gecikmeler vardır. Bu nedenle motor kontrolündeki zaman gecikme problemlerini en aza indirmek için bu yöntem sıklıkla kullanılmaktadır. Smith Kestirim kontrol yönteminin en büyük avantajı, önemli gecikme süresine sahip hemen hemen tüm sistemlerde uygulanabilir olmasıdır.[3] Ayrıca hem büyük hem de küçük zaman gecikmelerinde kullanılabilmektedir. Kesin matematiksel modeli olmayan bazı zaman gecikmeli sistemlerde salınım ve sapmalara neden olabilmektedir.

2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli, stator ve rotor referans düzlemi olmak üzere iki düzlemde ifade edilir.

2.1. Stator Referans Düzleminde Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Motorun stator referans düzemlindeki matematiksel modeli çıkarılırken sinüzoidal dalga akım beslemeli ve yıldız bağlı olduğu kabul edilmiştir. Yıldız bağlı motor için üç faz stator eşdeğer devresi Şekil - 1'deki verildiği gibidir.



Şekil 1 - Sürekli mıknatıslı senkron motorun üç faz eşdeğer devresi[4]

Motorun faz sargılarına V_{sa}, V_{sb} ve V_{sc} gerilimleri uygulanmakta faz sargılarından i_{sa}, i_{sb} ve i_{sc} akımları geçmektedir. R_a, R_b, R_c, satator faz sargısı dirençlerini, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}, stator faz sargıları endüktanslarını, L_{ab}, L_{bc},L_{ca}, stator fazları arasındaki endüktansları ve e_a, e_b, e_c stator sargılarında meydana gelen zıt emk'i göstermektedir. Şekil - 1'den stator gerilimleri Denklem-1'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{d_t} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Zıt emk, rotor mıknatısının manyetik akısı ile rotor hızına bağlıdır ve Denklem-2 ile ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \begin{bmatrix} \psi_m \ (\sin\theta_r) \\ \psi_m \ (\sin(\theta_r - 2\pi/3)) \\ \psi_m \ (\sin(\theta_r - 4\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (2)$$

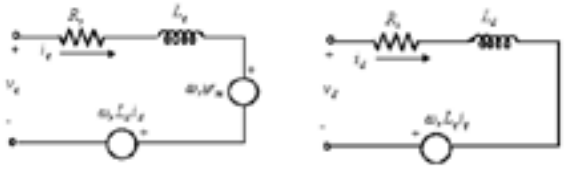
Motor yıldız bağlı ve sargılar kendi aralarında birbirine eşit ve dengeli olduğundan, $R_a = R_b = R_c = R$, $L_a = L_b = L_c = L$, $L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = L_{ba} = L_{ca} = L_{cb} = M$ yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{d_t} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \ldots$$

$$\ldots - \omega_r \begin{bmatrix} \psi_m \ (\sin\theta_r) \\ \psi_m \ (\sin(\theta_r - 2\pi/3)) \\ \psi_m \ (\sin(\theta_r - 4\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2. Rotor Referans Düzleminde Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Üç fazlı motorun, rotor referans düzlemine göre matematiksel modelinin oluşturulmasında clarke ve park dönüşümleri kullanılmaktadır. Dönüşümler yapılarak elde edilen model yabancı uyartımlı doğru akım motoruna benzemektedir.



Şekil 2 - Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi[4]

Şekil - 2'e göre motorun d-q eksen gerilim eşitlikleri Denklem-[4-5]'de verilmiştir.

$$V_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (4)$$

$$V_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m \quad (5)$$

d-q eksen manyetik akı eşitlikleri Denklem-[6-8]'de verilmiştir.

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (6)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d + \psi_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

V_d d-eksen gerilimi, V_q q-eksen gerilimi, i_d d-eksen akımı, i_q q-eksen akımı, ω_r rotor hızı, ψ_m mıknatıslanma akısı, ψ_d d-eksen manyetik akısı, ψ_q q-eksen manyetik akısı olarak ifade edilmektedir.

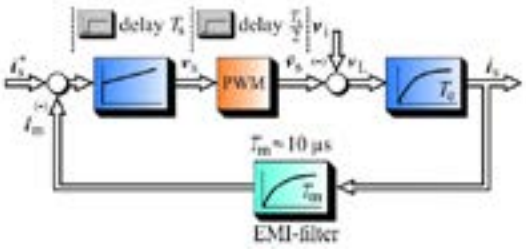
3. Smith Kestirim Yöntemi

Smith Kestirimi algoritması sistemdeki negatif ölü zaman ve aktarım gecikmesi etkilerini ortadan kaldırmak için 1957 de O. J. M. Smith tarafından öne sürülmüş bir metottur. Servo sürücülerde sistemin yüksek performanslara ulaşabilmesi için fiziksel etkenlerden kaynaklı tepki sürelerinin dışındaki diğer tüm etmenlerin telafi ediliyor olması gerekmektedir. Bir servo sürücünün performansı dışarıdan verilen

belirli frekansta referansın ne derecede doğrulukta takip edilebildiği ile ölçülebilir. Burada kast edilen ölçüt terminolojide bant genişliği olarak adlandırmaktadır. Servo sürücülerde genel kontrol yapısı içi içe geçmiş (kaskat) pozisyon, hız ve akım kontrol döngülerinden oluşmaktadır ve bu kapalı kontrol döngülerinin arasında akım > hız > pozisyon şeklinde 5 ile 10 kat arasında bant genişliği fark ilişkisi vardır. Buradan da anlaşılacağı gibi yüksek bant genişliğine sahip bir pozisyon kapalı kontrol döngüsü için yüksek bant genişliğine sahip bir kapalı akım döngüsüne sahip olmak gerekir. Fiziksel olarak ulaşılabilecek teorik maksimum bant genişliği burada elektriksel zaman sabiti ile ilişkilidir ve bu sabit motor sargı parametreleri Denklem – 9'da görüldüğü gibi motor sargılarına bağlı olan parametrelerden oluşmaktadır.

$$T_e = \frac{L_S}{R_S} \tag{9}$$

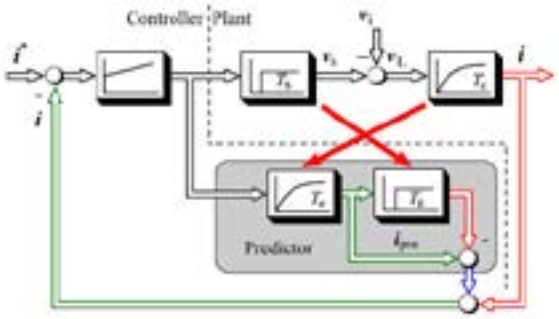
Fakat sistemde bu zaman sabitinden kaynaklanan gecikmelerinin dışında Şekil – 3'de görülen bazı ek gecikmeler bulunmaktadır. Bu gecikmeler dijital sistemler kaynaklı ADC örnekleme gecikmesi, kontrolör hesaplama gecikmeleri ve PWM set değerinin uygulanma gecikmesi olarak ele alınabilir. (PWM frekansının yüksek olması ile beraber kontrol döngülerinin bant genişliği arttırılabilir ve akım üzerinde dalgalanmalar azaltılabilir. Fakat yüksek anahtarlama frekansları yüksek anahtarlama kayıpları ve ısınma problemlerinden dolayı yeni bir fiziksel sınır oluşturmaktadır.[5]) Ayrıca bazı sistemlerde kullanılan EMI filtrelerden dolayı oluşan gecikmelerde bulunmaktadır. Bu gecikmeler model tabanlı kontrol yapısına sahip Smith Kestirimi ile telafi edilebilir. Bunun dışında Luenberger Gözlemleyici durum geri beslemeli kontrol yapısı da alternatif olarak kullanılabilir.[5] Fakat Smith Kestirimi göreceli olarak modelleme hatalarına karşı daha az duyarlılığı ile daha avantajlıdır.[6]



Şekil 3 - Genel akım döngüsü ve sistem gecikmeleri[5]

Smith Kestirimi algoritmasının temel işlevi, modellenmiş olan motor akım döngüsüne, akım döngüsüne verilen referansların gecikme etkileri oluşmadan önce çıktısının hesaplanması ile öncelikle teorik ideal çıktının hesaplanması ile başlamaktadır. Daha sonra Şekil – 4'deki diyagramdan da görüleceği üzere bu çıkışa ayrıca hesaplanmış olan PWM doluluk oranın güncellenmesindeki gecikme, ADC örnekleme gecikmesi ve kontrol hesaplama gecikmeleri de eklenerek gerçek sistem çıktısı ile farkı alınmaktadır. Burada elde edilen çıktı Şekil-5'deki diyagramda gösterilen "d" bozucu miktarı olarak ifade edilmektedir. Son olarak kapalı kontrolör döngüsü teorik ideal model çıkışına bu bozucu miktarının eklenmesi şeklinde bir geri besleme ile tamamlanır. Burada algoritmanın sağlıklı çalışabilmesi için sabit gecikmelerin doğru bir şekilde hesaplanması büyük önem arz etmektedir. Bu gecikmeler Denklem - 10'daki gibi belirlenebilir.

$$T_{total} = T_{(PWM_Swithching)} / 2 + T_{(ADC_Sampling)} + T_{(\mathrm{Process_Calc})} \cdots \tag{10}$$

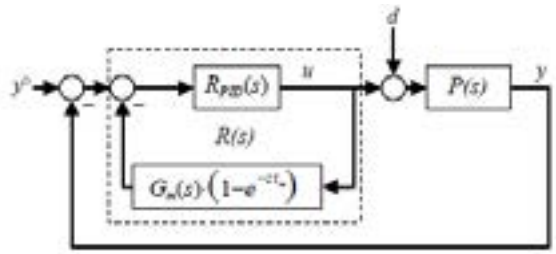


Şekil 4 - Smith Predictor kontrolör yapısı[5]

Şekil – 4'de gri renk ile gösterilen bloklar sadeleştirildiğinde Smith Kestirim kontrolör modeli Denklem - 11'deki transfer fonksiyonu şeklinde ifade edilebilir.

$$T_{predictor} = \frac{k_{DC}}{(sT_e + 1)}(1 - e^{-sT_{total}}) \tag{11}$$

Bu çıkarıma göre kapalı akım kontrol döngüsü Şekil – 5'deki gibi sadeleştirilmiş bir blok diyagram şeklinde gösterilebilir.



Şekil 5 - Sadeleştirilmiş Smith Kestirim dâhil kapalı akım döngüsü [6] ($P(s) = G_m = \Pr oses TF$, $T_m = T_{total}$)

4. Uygulama Sonucu

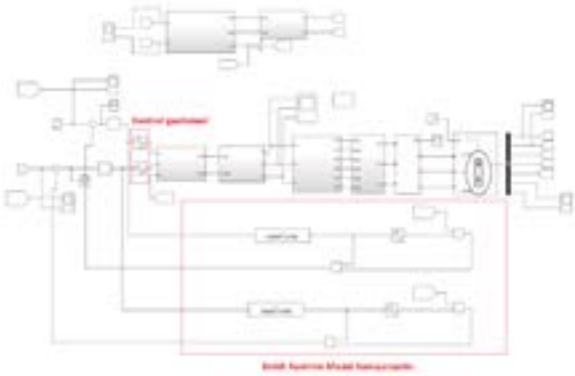
MATLAB/Simulink programı kullanılarak SM080-750W motorun tork kontrolü sağlanmıştır. Simülasyonda kullanılan motor parametreleri Tablo-1'de verilmiştir.

Tablo 1 - SM080-075 Motor Parametreleri Tablosu

Anma Hızı	w (rpm)	3000
Anma Torku	T (Nm)	2.4
Anma Akımı	I (Arms)	5
Stator Direnci (Hat)	R (Ω)	0.713
Endüktans (Hat)	L (H)	0.00613
Kutup Çifti	P	5
Mıknatıs Akısı	ψ (V.s)	0.045255
Atalet Momenti	J (kg x m^2)	0.00011
Viskoz Sönümleme	F (Nms)	4.047 x 10^{-5}

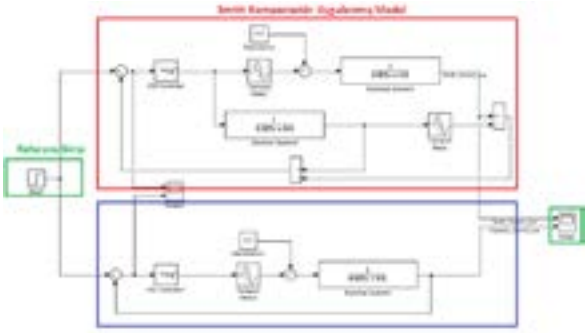
4.1. Simülasyon Çalışması

MATLAB/Simulink programında oluşturulan matematiksel model Şekil – 6'da verilmiştir. Bu model çalışmasında akım kontrolü gerçekleştirilen SMSM motora ve sadece PI kontrolü bulunan SMSM modeline 0.5 Amper etki yapacak harici bir bozucu dâhil edilmiş ve birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır.



Şekil 6 - SMSM Motor Model & Akım Döngüsü Smith Kestirim Kontrolü

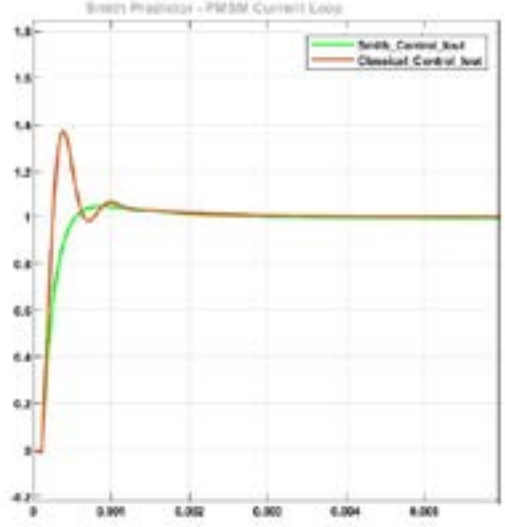
Smith Kestirim yöntemi Şekil – 6'da renkli çerçeve içerisinde gösterilmiştir. Yöntemin detaylı matematiksel modeli Şekil – 7'de verilmiştir.



Şekil 7 - Detaylı Smith Kestirim Modeli

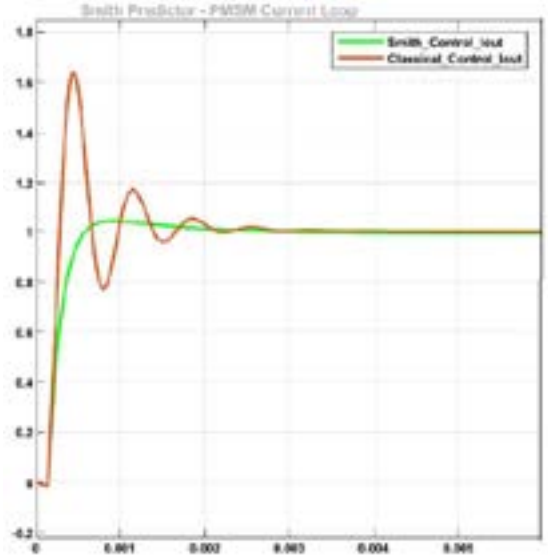
4.2. Simülasyon Sonuçları

Şekil – 8'de hesaplanmış T_{total}=00011 saniye gecikme durumunda iki farklı modelin birim basamak referans girişine karşılık simülasyon sonuçları gösterilmektedir.



Şekil 8 - 0.00011 saniye gecikme için simülasyon sonuçları

Şekil –9 ‘da ise aynı simülasyon çalışmasında 0.00011 sn olan toplam gecikme miktarı 1.3 katına çıkarılmış ve Smith Kestirim kontrolcünün yüksek ölü zaman uygulama sonucu gösterilmiştir.



Şekil 9 - 0,000143 saniye gecikme için simülasyon sonuçları

5. Sonuçlar

Sürekli mıknatıslı senkron motorun tork kontrolünün matematiksel modeli çıkarılarak, MATLAB/Simulink programında modellenmiştir. Bu model üzerinde klasik PI kontrol uygulanmış ve sonuçları alınmıştır. Ayrıca aynı model üzerinde Smith Kestirim kontrol yöntemi katkılarını hem düşük hem de yüksek gecikme zamanlarında gözlemlemek için klasik PI kontrolün yanında Smith Kestirim kontrolör eklenmiş ve sonuçları alınmıştır. Alınan sonuç verilerine göre Smith Kestirim Yöntemi kullanıldığında aşımların azaldığı gözlenmiştir. Gecikme zamanın yüksek olduğu uygulamalarda klasik PI kontrol yönteminde yüksek aşımlar ve salınımlar gözlenirken, Smith Kestirim Yönteminde bu aşımların sönümlendiği görülmektedir. Çalışmada amaçlandığı gibi Smith Kestirim Yönteminin gecikmeleri kompanze edebildiği sonucuna varılmıştır. Bu çalışmada proses modelinin ve gecikmelerin kesin bilindiği ve buna göre kontrol yapısının modellendiği bir sistemdeki Smith Kestirim Yönteminin etkilerinin gözlemlenmesi için prosese bozucu(pozitif veya negatif yönde) sinyaller uygulanarak sonuçlar kaydedilmiştir. Buna göre Smith Kestirim Yönteminin, sistem üzerindeki düzeltmesinin bozunun işaretine bağlı olmaksızın gerçekleştirildiği gözlenmiştir. Bu yöntemin, yüksek gecikme zamanına sahip kontrol uygulamalarında kullanılabilirliğine kanaat getirilmiştir.

Kaynaklar

[1] R. Sipahi, S.-I. Niculescu, C. T. Abdallah, W. Michiels, and K. Gu, “Stability and stabilization of systems with time delay,” Control Systems Magazine, IEEE, vol. 31, no. 1, pp. 38–65, 2011.

[2] C. Meyer, D. E. Seborg and R. K. Wood, " A comparison of the Smith predictor and conventional feedback control," Chem. Eng. Sci. 31, pp. 775-776, 1976.

[3] W. Michiels and S.-I. Niculescu, “On the delay sensitivity of Smith predictors,” International Journal of Systems Science, vol. 34, pp. 543–551, 2003.

[4] Asker M. E., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2009

[5] Christoph Klarenbach, Heiko Schmirgel, Jens Onno Krah, “Design of Fast and Robust Current Controllers for Servo Drives based on Space Vector Modulation”, PCIM Europe 2011

[6] Veronesi Massimiliano, “Performance Improvement of Smith Predictor Through Automatic Computation of Deat Time”, Yokogawa Techncal Report English Edittion, No.35, 2003

Büyük ve Karmaşık Hedeflerden Saçılma, Difraksiyon ve RKA Değerini Hızlı ve Doğru Hesaplayan Komple bir Benzetim ve Analiz Aracı: Predics

A Complete Simulation and Analysis Tool for Fast and Accurate Calculation of Scattering, Diffraction and RCS Value from Large and Complex Targets: Predics

Caner Özdemir[1,2], Özkan Kırık[1], Şevket Demirci[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mersin Üniversitesi
cozdemir@mersin.edu.tr, ozkan@mersin.edu.tr, sdemirci@mersin.edu.tr

[2]Emtech Bilişim Teknolojileri, Mersin Teknoloji Geliştirme Bölgesi
caner.ozdemir@emtechbilisim.com

Özet

Bu çalışmada Predics yazılımının hesaplama hassasiyetinin arttırılmasına yönelik olarak mevcut fiziksek optik ve seken ışın yöntemine dayalı olarak yapılan elektromanyetik saçılma hesabına ek olarak difraksiyon hesabını da yazılımına kazandırmak amacıyla yapılan çalışmalar özetlenmiştir. Bu amaçla fiziksel difraksiyon teorisinin (FDT) Predics yazılımına entegrasyon aşamaları listelenmiştir. Sonrasında FDT eklenen Predics yazılımının doğruluk testleri bilinen kıyaslama nesneleri üzerinden yapılmıştır. Son olarak elektriksel olarak büyük ve karmaşık bir uçak hedefinin radar kesit alanı (RKA) değerinde FDT çözücüsünün etkisi analiz edilerek sunulmuştur.

Abstract

In this study, in order to increase the calculation accuracy of Predics software, in addition to the electromagnetic scattering calculation based on the existing physical optic and shooting and bouncing ray method, the studies carried out in order to give the diffraction calculation to the software are summarized. For this purpose, the steps of integration of physical diffraction theory (PTD) into Predics software are listed. The accuracy of Predics software, which was then added to the PTD, was performed on known benchmark objects. Finally, the effect of PTD solver is presented by analyzing the radar cross section (RCS) value of an electrically large and complex aircraft target.

1. Giriş

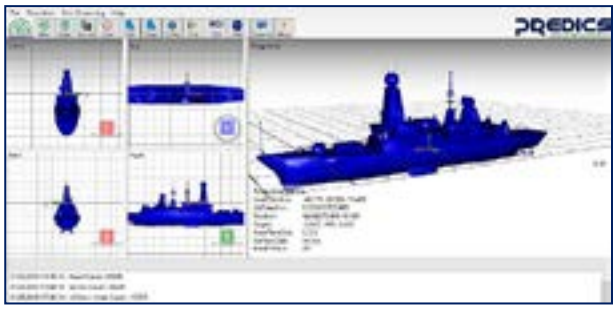
Elektriksel olarak büyük ve karmaşık hedeflerden saçılma ve radar kesit alanı (RKA)'nın belirlenmesi, uzun yıllardır elektromanyetik alanında çalışan araştırmacılar için önemli bir araştırma konusu olmuştur [1-3]. Hedefin büyüklüğü dalga boyuna göre arttığında, moment metodu (MoM) [4], integral denklemi (IE) metodu [5], sonlu farklar zaman uzayı (SFZU) [6] yöntemi gibi tam dalga çözücüleri, RKA hesabı için çok yavaş kalmakta ve aynı zamanda çok miktarda bellek ihtiyacı gerektirmektedirler. Bu problemin üstesinden gelmek için, hem hesaplama süresini hem de bellek gereksinimlerini çok önemli ölçülerde azaltarak elektriksel olarak büyük ve karmaşık şekilli nesnelerden elektriksel saçılma hesaplabını mümkün hale getiren Seken Işın Yöntemi (SIY) adı verilen akıllı bir melez yaklaşım Ling tarafından önerilmiştir [2]. Hali hazırda SIY, geometrisi üç boyutta milyonlarca dalga boyu büyüklüğünde olan büyük ve karmaşık nesnelerden saçılma ve RKA hesabını yapmak tek pratik teknik SIY gibi görünmektedir.

Bu çalışmada, daha önce geliştirmiş olduğumuz elektrik alan saçılmasını ve RKA hesabını fiziksel optik (FO) ve SIY yöntemleriyle yapan benzetim ve analiz aracımız olan Predics [7,8] yazılımının hesaplama doğruluğunu daha da arttırmak için yeni bir modül olarak eklenen fiziksel difraksiyon teorisi (FDT) çözücüsünü ve Predics yazılımına eklenen ek RKA analiz araçlarını tanıtacağız.

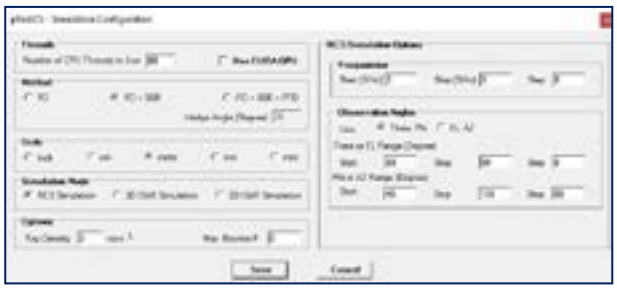
2. Predics Yazılımı Tanıtımı

Predics, mikrodalga frekanslarında (1 GHz ve üstü) savaş gemisi, savaş uçağı, helikopter ve tank gibi yapısı karmaşık ve elektriksel olarak büyük nesnelerden elektromanyetik saçılma parametrelerini ve RKA değerini hesabını yapabilen bir elektromanyetik simülatör yazılımıdır [7-9]. Predics, Fiziksel optik (FO), geometrik optik (GO) teorisini ve elektromanyetik dalgalar hedefin etrafında saçılırken elektrik alan değerlerini izlemek ve hesaplamak için ışın izleme ve ışın takip algoritmalarını kullanır.

Predics yazılımının ana ekranı ve benzetim parametreleri giriş ekranı Şekil 1(a) ve Şekil 1(b)'de paylaşılmıştır. Predics, hedeflerin bilgisayar destekli tasarımlarını (BDT) girdi olarak almakta ve elektromanyetik saçılma katsayılarını frekansa ve açıya bağlı olarak sağlamaktadır. Ayrıca radar kesit alanı ve Ters yapay açıklıklı radar görüntüleri de kullanıcıya fiziksel olgu analizi kapsamında sağlanmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 1: Predics yazılımı (a) ana ekranı görüntüsü, (b) simülasyon ekranı görüntüsü

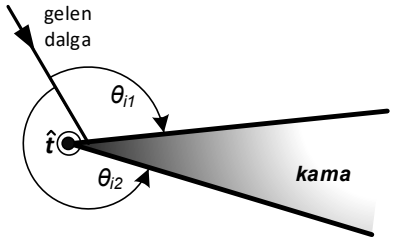
3. Predics FDT Modülü Eklenmesi

Predics yazılımda kullanılan SIY tekniğine dayalı olarak, aşağıda kısaca adımları verilen FDT'nin SIY'a uyarlanarak bir modül haline getirilmesi sağlanmıştır:

- İlk olarak Predics'e özel olarak geliştirilerek bir kenar bulma algoritması ile BDT'si verilen hedefin kenar çizgileri bulunmaktadır. Burada kullanıcı kama açısını kendisi belirlemekle beraber, ön görülen olarak 30º alınmaktadır,
- -SIY'da hedefe doğru gönderilen ışınların hedefin kenarına λ/10'dan daha yakın olanlar FDT hesabına dahil edilir,
- Karşılık gelen kenar eşdeğer uzunluğu, d_l aşağıdaki formülle bulunur

$$d_l = \frac{10}{\rho_{rd}\,\lambda\cdot(\cos\theta_{i_1}+\cos\theta_{i_2})} \tag{1}$$

Burada ρ_{rd}, ışın yoğunluğunu, θ_{i_1} ve θ_{i_2} gelen ışının kama geometrisinin Şekil 2'de gösterildiği üzere her iki yüzeyiyle yaptığı açıyı vermektedir.



Şekil 2: Kama geometrisine gelen ışının yüzey açıları

- Sonrasında, FDT elektrik alan bileşeni aşağıdaki formülle bulunulabilir [10]:

$$\begin{aligned}\vec{E}_d = \frac{e^{-jk\left|\vec{r}-\vec{r'}\right|}}{2\pi\left|\vec{r}-\vec{r'}\right|}\cdot d_l\cdot\Big\{&(D_m - D_\perp{}')\left(\vec{E}_i.\hat{a}_{i_\parallel}\right)\cdot\hat{a}_{s\perp}\\ &-\left(D_e - D'_\parallel\right)\cdot\frac{\sin\beta^s}{\sin\beta^i}\cdot\left(\vec{E}_i.\hat{a}_{i\parallel}\right)\cdot\hat{a}_{s\parallel}\\ &-(D_{em}.\sin\beta' - D'_x)\cdot\frac{\sin\beta^s}{\sin\beta^i}\cdot\left(\vec{E}_i.\hat{a}_{i\perp}\right)\cdot\hat{a}_{s\parallel}\Big\}\end{aligned} \tag{2}$$

Burada $\vec{E}_i$ gelen elektrik alanı, $\hat{a}_{i_\parallel}$ ve $\hat{a}_{i\perp}$ gelen ışın yönüne paralel ve dik olan birim vektörleri, $\hat{a}_{s\parallel}$ ve $\hat{a}_{s\perp}$ ise saçılan ışın yönüne paralel ve dik olan birim vektörleri vermektedir. Ayrıca β^i ve β^s ışının çarptığı yüzeye gelen ışının ve saçılan ışınını yüzeyle yaptığı açıları vermektedir. (2) numaralı denklemde difraksiyon katsayıları D_e, D_m, D_{em} katsayılarının denklemleri [11] numaralı referansta ayrıntılı olarak verilmiştir ve burada tekrar edilmeyecektir.

Bu sayede elde edilen FDT katkısı, Predics'de bulunan mevcut FO-SIY çözücüsü sonucuna eklenir.

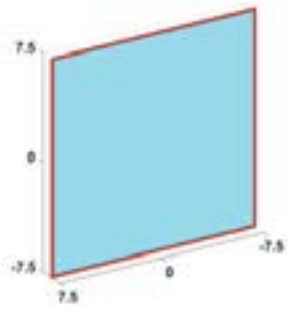
4. Örnek Benzetimler

Predics yazılımına FDT çözücüsünün de eklenmesiyle, hedefin üzerine gelen elektromanyetik saçılmasına ek olarak elektromanyetik difraksiyon olgusunun da eklenmesiyle, Predics yazılımının doğruluk hassasiyetinin aşağıda sunulan örnek hedefler üzerinden araştırılmıştır.

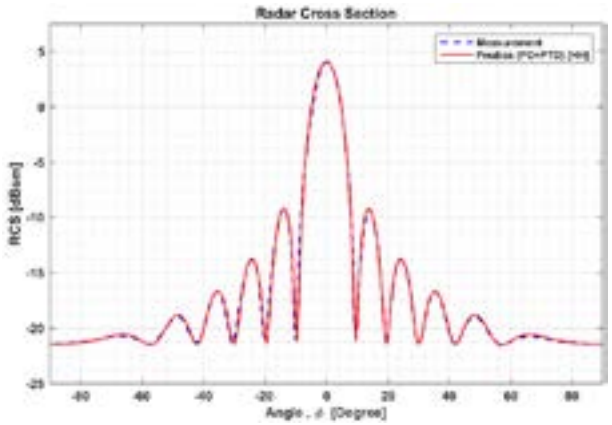
4.1. Düz Plaka

İlk olarak geometrisi Şekil 3a'da verilen 15 cm x 15 cm boyutundaki mükemmel bir iletken düz plakanın RKA değeri 6 GHz'de, 90° dikey açıda ve tüm yatay açılar boyunca ele alınarak, Predics benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Şekil 3b'de Predics yazılımının RKA sonucu [kırmızı düz çizgi] ile Balanis [12] tarafından gerçekleştirilen ölçüm RKA sonucu [mavi noktalı çizgi] karşılaştırılmıştır. Her iki RKA sonucu arasındaki mükemmele yakın uyum açıkça şekilden görülmektedir.

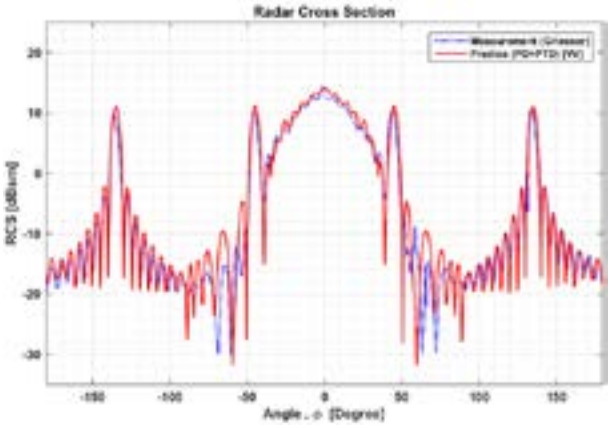


(a)



(b)

Şekil 3: (a) Düz Plaka geometrisi, (b) RKA sonuçları: Ölçüm [mavi noktalı çizgi], Predics [kırmızı düz çizgi]

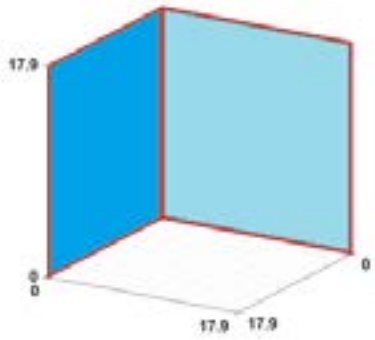


(b)

Şekil 4: (a) İkili köşe yansıtıcısı geometrisi, (b) RKA sonuçları: Ölçüm [mavi noktalı çizgi], Predics [kırmızı düz çizgi]

4.2. İkili Köşe Yansıtıcı

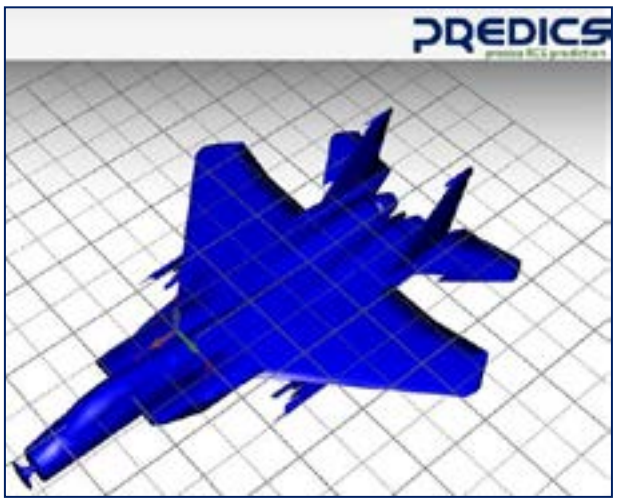
Diğer bir karşılaştırma nesnesi olarak mükemmel iletken ikili-köşe yansıtıcı nesnesi ele alınmıştır. Geometrisi Şekil 4a'da görüleceği üzere nesne, 17,9 cm kenar uzunluğunda 2 adet kare düz plakanın birbirine dik olarak konulmasıyla oluşturulmuştur. Nesnenin ölçüm verisi [12] numaralı referans da mevcut olduğundan, RKA benzetimi de aynı koşullarda; yani 9.4 GHz'de VV-polarizasyonda ve 90° dikey açıda ve tüm yatay açılar için hesaplanmıştır. Şekil 4b'de ölçüm sonucu mavi noktalı çizgi olarak verilirken, Predics'in benzetim sonucu düz kırmızı çizgi olarak sunulmuştur. Her iki sonuç karşılaştırıldığında yine neredeyse mükemmele yakın uyum olduğu şekilde net bir şekilde görülebilmektedir.



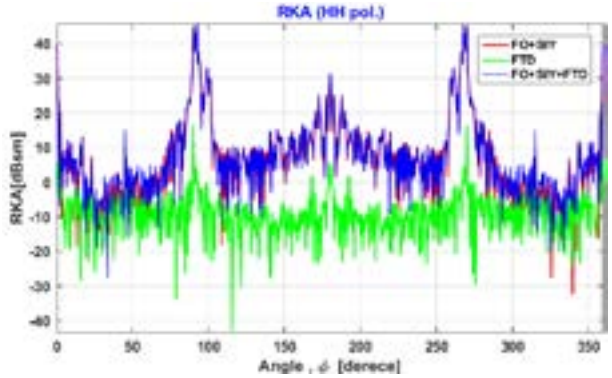
(a)

4.3. Savaş Uçağı Modeli

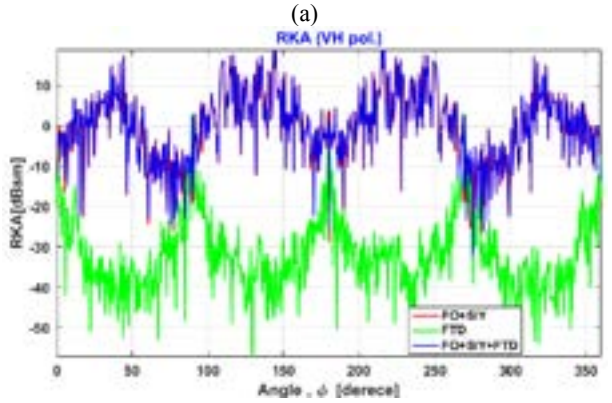
Predics'e eklenen FDT çözücü modülü ile kanonik hedeflerdeki hesaplama doğruluğu başarımını gösterdikten sonra, FDT çözücüsünün toplam RKA hesabına ne kadar etki edebildiğinin bir çalışması olarak BDT modeli Şekil 5'de verilen ve yaklaşık 8000 adet küçük üçgen yama ile modellenen savaş uçağı modelinin FO+SIY çözücüsü sonucuyla FO+SIY+FDT çözücüsü sonucu karşılaştırılmıştır. Bu amaçla X-bant frekans bandının orta frekansı olan 10 GHz'de savaş uçağı modelinin 90° dikey açıda ve tüm yatay açılar boyunca toplam 720 farklı açı için ve tüm polarizasyonlar için monostatik RKA benzetimi gerçekleştirilmiştir. Şekil 6a, b ve c'de sırasıyla VV polarizasyon, VH polarizasyon ve HH polarizasyon için monostatik RKA sonuçları paylaşılmıştır. Grafiklerde FO+SIY çözücü sonucu kırmızı, sadece PTD çözücüsü sonucu yeşil ve FO+SIY+FDT çözücüsü sonucu ise mavi renkle çizilmiştir.



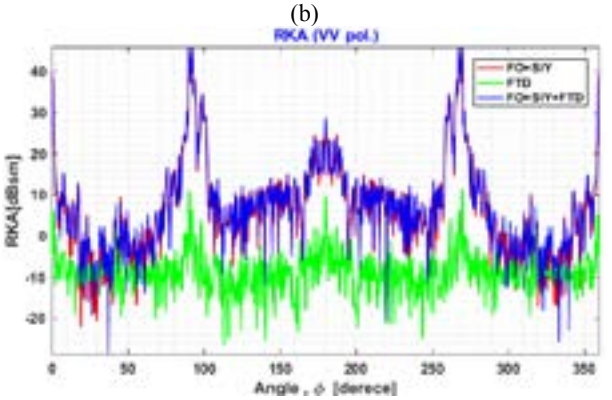
Şekil 5: Savaş uçağı modeli



(a)



(b)



(c)

Şekil 6: Savaş uçağı modeli RKA sonuçları: (a) VV polarizasyon, (b) VH polarizasyon, (c) HH polarizasyon

Şekil 6'ya bakıldığında VV ve HH polarizasyonlar için RKA değerinin en yüksek değeri 46dBsm ile uçağa yandan bakış açılarında (θ=90° ve θ=270°) olduğu, uçağın önden RKA değerinin 39.3 dBsm ve arkadan ise 28.6 dBsm olduğu ölçülmektedir.

FTD çözücüsünün etkisinin irdelenmesi için grafiklerde FTD çözücüsü olmadan ve grafiklerde FTD çözücüsü eklendiği durumlardaki RKA değerinin çok değişmediği görülmektedir. FTD çözücüsü sonucunun (grafiklerde yeşil renkte verilmektedir) FO+SIY sonucuna göre ortalama 40-50 dB daha az olduğu açıkça anlaşılmaktadır.

Bu bildiride sunulan benzetimlerin RKA benzetim süreleri de Çizelge 1'de paylaşılmaktadır. Simülasyonlar 20 Core 4040 CPU Thread'lu 2.4530 GHz CPU clock hızı ve 112 GB belleği olan bir hesaplama bilgisayarında gerçekleştirilmiştir. 4 ayrı polarizasyon için aynı benzetimde gerçekleştirilmiştir. Çizelge bir de her bir benzetim için benzetim süresi ve azami bellek kullanım değerleri paylaşılmıştır. Çizelgeden de görüleceği üzere tam-dalga çözücülerin aksine Predics SIY tekniğindeki ışın takip ve alan takip algoritmalarına dayalı olduğundan bellek kullanımı önemsenmeyecek kadar azdır. Benzetim süreleri ise kanonik cisimler için saniyeler ve X-banttaki bir savaş uçağının tüm-polarizasyonlar ve toplam 721 açı değeri için 12 saat civarındadır.

Çizelge 1: Benzetim süreleri ve azami bellek kullanımları

Hedef	Benzetim süresi	Azami bellek kullanımı
Düz Plaka	2 sn	44 MB
İkili Köşe Yansıtıcı	4 sn	127 MB
Savaş Uçağı	12 saat	155 MB

5. Sonuçlar

Bu bildiri çalışmasında, Predics yazılımının doğruluk hassasiyetini arttırmak üzere yazılıma eklenen FDT çözücüsü modülü tanıtılmıştır. Yeni çözücü ile Predics yazılımı mükemmele yakın seviyede doğruluk sağladığı görülmüştür. Bu durum, bu çalışmada sunulan ilk iki hedefle gösterilmiştir. Son hedef olarak gerçeğe yakın bir nesne olan savaş uçağı modeli seçilmiş ve karmaşık modellerde FO+SIY çözücüsünün de- FO+SIY+FDT çözücüsü kadar iyi bir doğruluk sağladığı gözlemlenmiştir.

6. Kaynakça

[1] Ling H, Chou RC, Lee SW. "Shooting and bouncing rays: calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity", *IEEE T Antenn Propag, vol.* 37, pp.194–205, 1989.

[2] Youssef NN., "Radar cross section of complex targets", *Proc IEEE*; Vol.77, pp. 722–734, 1989

[3] Weinmann F, Nitschkowski J. A "SBR simulator with GO-PO for calculating scattered fields from coated surfaces", *Proceedings of the 4th European Conference on Antennas and Propagation;* 12–16 April 2010, Barcelona, Spain. pp. 1–4.

[4] Jin JM, Ling F, Carolan ST, Song JM, Gibson WC, Chew WC, Lu CC, Kipp R., "A hybrid SBR/MoM technique for analysis of scattering from small protrusions on a large conducting body", *IEEE T Antenn Propag*.,Vol.49, pp. 1349–1357, 1998

[5] Liu K., Balanis C.A., Griesser T., "An integral equation solution for the RCS of large dihedral corner reflectors", *Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium* 1989, San Jose, CA, USA, USA

[6] Luebbers R, Steich D, Kunz K. "FDTD calculation of scattering from frequency-dependent materials*", IEEE T Antenn Propag*, Vol. 41, pp. 1249–1257, 1993.

[7] Özdemir, C., Yılmaz, B., and Kırık, Ö., "pRediCS: A new GO-PO based ray launching simulator for the calculation of electromagnetic scattering and RCS from electrically large and complex structures" *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, Vol. 22, pp. 1255-1269, 2014.

[8] Özdemir, C., Yılmaz, B., Kırık, Ö., Sütcüoğlu, Ö., "A Fast and Efficient RCS Calculation and ISAR Image Formation

Tool: pRediCS", *10th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2014),* Berlin, 2014.
[9] https://predicsrcs.com/
[10] Griesser T, Balanis C. "Backscatter analysis of dihedral corner reflectors using physical optics and the physical theory of diffraction," *IEEE T Antenn Propag*, Vol. 35, 1137–1147, 1987.
[11] Knott, E.F. "The relationship between Mitzner's ILDC and Michaeli's equivalent currents," *IEEE Tran. on Antennas and Prop*, vol. 33, no.1, 112-114, 1985.
[12] Griesser T, Balanis C. "Backscatter analysis of dihedral corner reflectors using physical optics and the physical theory of diffraction." *IEEE T Antenn Propag*, vol. 35, 1137–1147, 1987.

Yer-tabanlı Sentetik Açıklıklı Radar ile L-bant Polarimetrik Gerisaçılımın İncelenmesi

An Investigation of L-band Polarimetric Backscattering via Ground-based Synthetic Aperture Radar

Şevket Demirci[1], Özkan Kırık[1] ve Caner Özdemir[1,2]

[1]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Mersin Üniversitesi, Çiftlikköy 33343, Mersin*
sdemirci@mersin.edu.tr, ozkan@mersin.edu.tr, cozdemir@mersin.edu.tr

[2]*Emtech Bilişim Teknolojileri, Mersin Teknoloji Geliştirme Bölgesi, Mersin*
caner.ozdemir@emtechbilisim.com

Anahtar Sözcükler: Sentetik açıklıklı radar (SAR), polarimetrik SAR, Yer-tabanlı SAR

ÖZET

Polarimetrik sentetik açıklıklı radar (PolSAR) sistemlerinde veriler, iletim-alım polarizasyonlarının farklı kombinasyonları ile toplanır. Prensip olarak, hedefin yansıtırlığı, biçimi, simetrik yapıları ve yönü, yansıyan dalganın polarizasyonundaki değişim verisinden elde edilebilir. Fakat, mikrodalgalar ile rasgele ortam arasındaki etkileşim genellikle kompleks olduğundan, bu zor bir görevdir. Bu çalışmada, tipik bir yeryüzü sahnesinin polarimetrik gerisaçılım karakteristiklerini analiz etmek için yer-tabanlı SAR (YT-SAR) görüntüleme deneyi gerçekleştirilmiştir. İncelenen yeryüzü sahnesi bir dizi ağaç, bitki örtüsü ile kaplı toprak yüzey, kamelya, metal çubuklar ve köşe yansıtıcılar gibi nesneleri içermektedir. Polarimetrik YT-SAR görüntü genlikleri analiz edilerek, hedeflere ait fiziksel gerisaçılım mekanizmaları yorumlanmıştır.

ABSTRACT

In polarimetric synthetic aperture radar (PolSAR) systems, data are collected with different combinations of transmit-receive polarizations. In principle, the target's reflectivity, shape, symmetric structures can be extracted from the reflected wave's polarization change data. This is, however, a difficult task, since the intraction between microwaves and random media is usually complex. In this study, a ground-based SAR (GB-SAR) experimental study is carried out in order to analyze the polarimetric backscattering characteristics of a typical land scene. The invesitagated scene consists of a series of trees, a soil surface covered with vegetation and a gazebo, metal sticks and corner reflectors. The physical backscattering mechanisms occuring at targets are interpreted by analyzing polarimetric GB-SAR image amplitudes.

I. GİRİŞ

Sentetik Açıklıklı Radar (SAR) yeryüzünün uzay, hava ve yer-tabanlı platformlardan gözlemlenmesini sağlayan bir mikrodalga uzaktan algılama ve görüntüleme tekniğidir. Birçok SAR uygulamasının temel amacı, SAR görüntülerinden, hedefe ait fiziksel parametrelerin çıkarılmasıdır. Mikrodalgalar, görüntülenen sahnenin geometrik ve dielektrik özelliklerine duyarlıdırlar. Fakat elektromanyetik dalgalar ile rasgele doğal ortam veya karmaşık insan-yapımı hedefler arasındaki etkileşimlerin çok karmaşık yapıda olması, hedef parametrelerinin doğru elde edilmesini zorlaştırmaktadır.

Önceleri, SAR görüntülemedeki asıl ilgi genlik görüntüleri üzerine olmuş ve faz bilgisinin değerlendirilmesine pek önem verilmemiştir. Saçıcı ortam (görüntülenen alan) hakkında çok fazla bilgi taşıyan genlik verisi SAR görüntü analizinin temelidir ve bu verinin kullanımı hala aktif bir araştırma konusudur. Fakat genel anlamda, bilgi çıkarımının güvenirliği ve sağlamlığı, ölçülebilir değişkenlerin ve verideki bilgi içeriğinin miktarı ile artar. Bilgi içeriğindeki bu artış, zaman serisi, uzamsal çeşitlilik (interferometri, tomografi), çok-kanallı veri toplama (polarizasyon, çoklu-frekans) ve sinyal bantgenişliği (çözünürlük) dahil olmak üzere çeşitli yollarla elde edilebilmektedir [1, 2].

Çoklu-polarizasyon ile veriler iletim-alım polarizasyonlarının farklı kombinasyonları kullanılarak toplanır. Bu teknik Polarimetrik SAR (PolSAR) olarak adlandırılır ve dalga polarizasyonunun, ortamdaki elemanların yönelim (doğrultu), biçim ve dielektrik özelliklerine olan hassasiyetinden faydalanır. Hâlihazırda PolSAR, SAR görüntülemedeki en güncel araştırma konulardan biridir. Polarimetrinin mevcut SAR teknolojilerini daha da geliştireceği yönündeki beklenti, artan sayıda uzay-tabanlı SAR'ların dörtlü-polarimetrik (tam-polarimetrik) mod ile donatılmalarına yol açmıştır. Bununla birlikte hava-tabanlı SAR'ların neredeyse tamamına yakını dörtlü-polarizasyon verisini toplayabilmektedir.

PolSAR görüntü analiz ve yorumlama ile ilgili çok fazla sayıda teknik bulunmasına rağmen, pratikte çözüm sağlanamayan birçok zorlayıcı durum bulunmaktadır. Geliştirilmesi gereken unsurlardan biri sistem tasarımıdır ve kullanılan radar donanımları ile ilgilidir. Diğeri ise, veri yorumlamasıdır ve sinyal işleme ve görüntüleme tekniklerini kapsamaktadır. Hedef algılama teknolojilerinin başarıları, her iki alandaki gelişmelere bağlıdır. Henüz gelişme safhasında olan PolSAR analiz tekniklerinin, kesin referans-verileri ile doğrulanmaları gerekmektedir [3].

Yer-tabanlı SAR (YT-SAR) sistemleri, hedef parametrelerinin iyi bilindiği, kontrollü ve hassas ölçümler sağlaması ve basit gerçekleştirimi, modüler ve uygun maliyetli olması gibi avantajlarından ötürü, bu amaç için çok uygun bir araçtır. Bu nedenle, yeryüzünün küçük ölçekte

polarimetrik YT-SAR ile görüntülenmesi üzerine birçok çalışma yapılmıştır [4-7].

Bu çalışmada, tipik bir yeryüzü arazisinin ve bu arazi üzerindeki çeşitli insan yapımı hedeflerin tam-polarimetrik L-bant YT-SAR gerisaçılım verilerinin değerlendirilmesi yapılmıştır. SAR verilerinin kalibrasyonunda en sık kullanılan yansıtıcı olmasından dolayı, üçyüzlü köşe yansıtıcılar (trihedral corner reflector -TCR) ile bazı metal çubukların da görüntü karakteristikleri incelenmiştir.

2. TEORİ

2.1. Radar polarimetri

Elektromanyetik dalgalar doğaları gereği vektörel yapıdadırlar, dolayısıyla yayılım ve saçılım mekanizmalarının tam olarak belirlenmesi için dalga polarizasyonu fikrine ihtiyaç duyulur. Radardan iletilen elektromanyetik dalgalar, kırılma indisinin değiştiği bir ortamdan geçerken veya bir hedefe ve/veya saçıcı yüzeye çarpıp geri yansırken, polarizasyon değiştirirler. Her bir radar hedefi spesifik bir polarizasyon dönüştürücüsüdür. Bu sebeple, prensip olarak, hedefin yansıtırlığı, biçimi, simetrik yapıları/materyal bileşenleri ve yönü ile ilgili karakteristik bilgi, alınan mikrodalganın polarizasyon durumlarındaki değişim verisi kullanılarak elde edilebilir. Polarimetrik SAR (PolSAR) radar görüntülerindeki bu polarizasyon durumlarının elde edilmesi, işlenmesi ve analizi ile ilgilenen tekniktir.

2.2. Saçılım matrisi

PolSAR, saçıcı nesnenin $[S]$ ile gösterilen kompleks saçılım matrisini farklı polarizasyonlar ile ölçer. Saçılım matrisi $[S]$, iki-boyutlu iletilen (ya da saçıcıya gelen) düzlemsel dalga vektörü $\vec{E}^t$'nin, saçıcıdan alınan (ya da saçılan) dalga vektörü $\vec{E}^r$'ye dönüşümünü ifade eder:

$$\vec{E}^r = \frac{e^{-jkr}}{r}[S]\vec{E}^t \longrightarrow \begin{bmatrix} E_H^r \\ E_V^r \end{bmatrix} = \frac{e^{-jkr}}{r}\begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} E_H^t \\ E_V^t \end{bmatrix} \quad (1)$$

Denklem 1'de, k dalgasayısı, r de anten ile hedef arasındaki mesafe olmak üzere, e^{-jkr}/r yayılım terimi hedef ile ilgili bir parametre değildir ve genellikle normalize edilerek ihmal edilir. $[S]$'in elemanları, $S_{IJ} = |S_{IJ}|e^{(j\varphi_{IJ})}$ şeklinde dört kompleks saçılım genlikleridir, ve burada yatay (H) ve dikey (V) alt indisleri, alınan ve iletilen polarizasyondur. Bu kompleks saçılım genlikleri, hedefe bakış açısının (azimut açısı ϕ ve elevasyon açısı β) sabit olduğu bir durumda, sadece hedef karakteristiklerine bağlıdır. Matristeki köşegen ve köşegen dışı elemanlar, sırasıyla eş-polar ve çapraz-polar olarak adlandırılır. İletici ve alıcı antenin eş konumlu olduğu monostatik konfigürasyonlarda, $[S]$ matrisi, tüm karşılıklılık (reciprocity) ilkesinin geçerli olduğu ortamlar (iç durumları gelen dalganın polarizasyonu ile değişmeyen ortamlar) için simetrik hale gelir, yani $S_{HV} = S_{VH} = S_{XX}$.

Saçılım matrisi $[S]$, doğrusal polarizasyon tabanı dışında, başka dik polarizasyon tabanları ile de ölçülebilir; örneğin sol (L) ve sağ (R) dairesel polarizasyon veya iletim ve alım için farklı tabanlar kullanarak (mesela, iletimde sol-sağ dairesel polarizasyon ve alımda doğrusal $H-V$ polarizasyon). Bu bağlamda, $[S]$ matrisinin bilgi içeriğinin kendisinin ölçümünde kullanılan tabandan bağımsız olduğunu belirtmekte fayda vardır. Bundan dolayı, tam saçılım matrisi bir kez ölçüldükten sonra, herhangi bir rasgele seçilmiş kompleks saçılım genliği, ölçülen saçılım matrisinin elemanlarının doğrusal kombinasyonları ile sentetik şekilde tekrar oluşturulabilmektedir. Tablo 1'de çeşitli kanonik hedeflerin teorik saçılım matrisleri, lineer polarizasyon tabanında görülmektedir.

Son olarak, polarimetrik kanalların toplam gücü (span) şu şekilde ifade edilir:

$$span([S]) = |S_{HH}|^2 + |S_{VV}|^2 + 2|S_{HV}|^2 \quad (2)$$

Tablo 1. Farklı kanonik hedeflerin saçılım matrisleri.

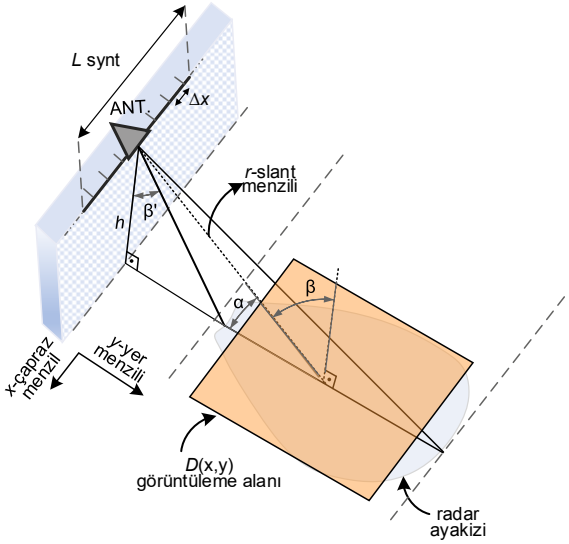
Hedef	*Lineer Polarizasyon* $\begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}$
Küre, düz plaka, TCR	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Dik dihedral	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Dik çubuk	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
45° eğimli çubuk	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$

3. DENEY PARAMETRELERİ ve TEST SİTESİ

Şekil 1'de YT-SAR veri toplama geometrisi görülmektedir. Yerden h kadar yükseklikteki antenler, yatay yönde $(x$, çapraz-menzil) Δx adımları ile toplamda L_{synt} sentetik açıklık uzunluğunu katedecek şekilde hareket eder ve her bir adım noktasında hareket yönüne dik olan düzlemden β' bakış açısı ile radar dalgaları gönderir. Aydınlatma yönü nişan-çizgisi (LOS) menzil $(r$, slant-range) yönü olarak adlandırılır ve yer-menzili $(y$, ground-range) yönü de, yerdeki aydınlanma yönüdür. Aydınlatma yönü ile yüzeye dik olan yön arasındaki açı, lokal geliş açısı β olarak adlandırılır.

Görüntülenmek istenen yeryüzü sahnesi $D(x,y)$, sentetik açıklık boyunca farklı bakış açılarından ve farklı frekanslardaki elektromanyetik dalgalar ile aydınlatılır, iletilen dalgalar yeryüzeyi ile etkileşime girer ve sadece bir bölümü alıcı antene geriyansır. Alınan sinyalin genliği ve fazı, sahnenin fiziksel (geometri, pürüzlülük, vs.) ve elektriksel (geçirgenlik, vs.) özelliklerine bağlıdır. Hedefin değişik bakış açılarındaki sıralı gözlemleri toplanarak ve işlenerek, 2B radar görüntüleri elde edilir.

Şekil 1'deki geometri ve Tablo 2'de verilen parametre değerleri ile Mersin Üniversitesi kampüsü içerisindeki tipik bir bölgenin polarimetrik YT-SAR verileri, adım-frekanslı radar çalışma modu ile elde edilmiştir.



Şekil 1. YT-SAR görüntüleme geometrisi.

Tablo 2. Ölçüm parametreleri.

Tanımı	*Parametre*	*Değeri*
İletim gücü	P_0	30 dBm
Frekans aralığı	f	0.75 ~ 1.5 GHz
Frekans örnek sayısı	N	401
Meznil kapsamı	(R_{min}, R_{max})	(13, 88) m
Anten boyutu	D_{ant}	30 cm
Anten ışın genişiliği	θ_{3dB}, ϕ_{3dB}	38° at 1.5 GHz
Anten konumu ve bakış açısı	h, β'	14 m, 81°
Sentetik açıklık adımı and uzunluğu	Δx, L_{synt}	10 cm, 29.5 m,

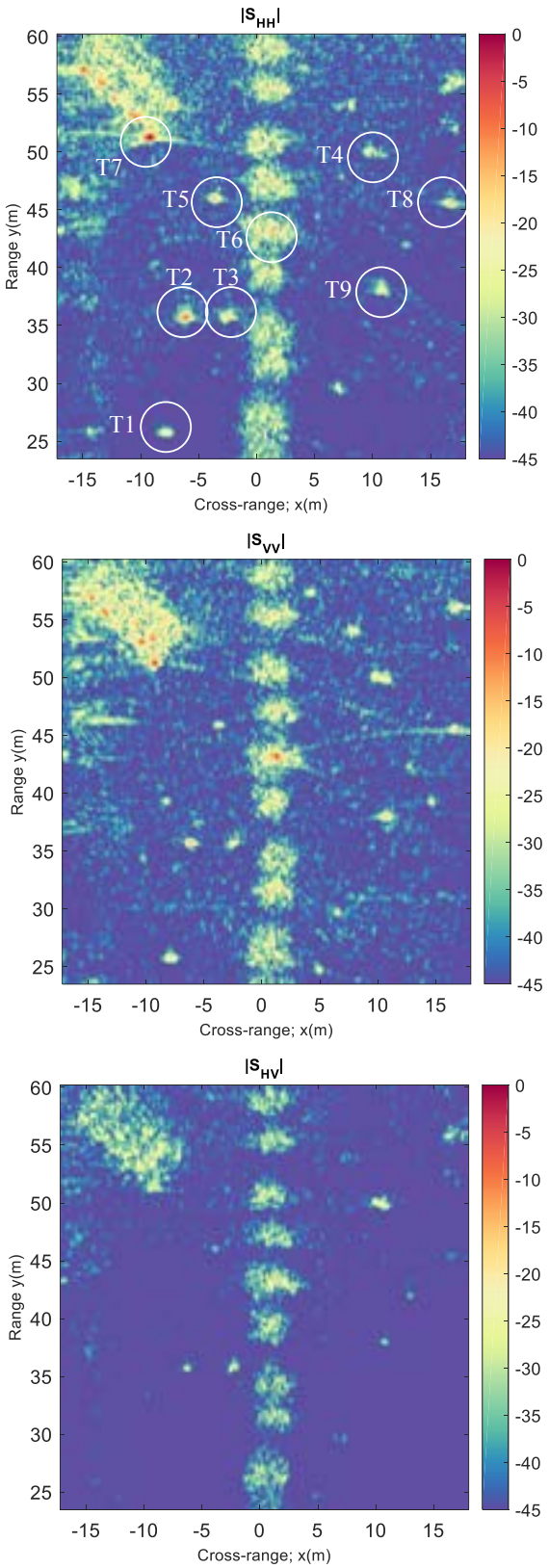
Şekil 2'de test arazisinin fotoğrafları görülmektedir. Büyük fotoğraf, radar bakış açısındaki görüntüdür ve sentetik açıklık yatay yöndedir. Arazide, doğrusal yapıda bir dizi ağaç ve bunun yanında eğimli bir bölge, çimler ve farklı boyutlarda çalılıklar ile örtülmüş toprak yüzeyi, parke yol ve 2 adet çöp kovasını da içeren kompleks yapıda bir kamelya bulunmaktadır. Arazi üzerine, 4 adet metal çubuk (T1-T4) ve 5 adet de köşe-yansıtıcı (TCR) hedefleri eklenmiştir. T1 metal silindir nesnesi parke yol üzerine yatay olarak, ayak desteği bulunan T2 metal nesnesi de çimenlik üzerine dik şekilde yerleştirilmiştir. Biri kalın diğeri ince olan T3 ve T4 metal çubukları da, LOS ile sırasıyla -45 ve $+45$ yapacak şekilde konumlandırılmıştır. Şunu da belirtmek gerekir ki, silindirik yapıda olmayan T3 nesnesini hizalamak için, taban kısmı taşlar ile desteklenmiştir. Köşe yansıtıcıların konumları ve yönelimleri Şekil 2'nin ilgili resimlerinden görülmektedir. T6 yansıtıcısı ağaç dizisi içerisine gizlenmiş hedef olarak koyulmuştur.

Şekil 2. Test sahnesinden görüntüler.

4. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Yakın alan geriye-izdüşüm (Backprojection) odaklama algoritması [8] ile elde edilen, polarimetrik kanalların genlik görüntüleri Şekil 3'de görülmektedir. Merkez dalgaboyunun 30 cm civarında olduğu göz önünde bulundurularak, aşağıdaki yorumlar yapılabilir.

Arazi üzerine eklenen kanonik objeler, $|S_{HH}|$ görüntüsü üzerinde beyaz çember ile belirtilmiştir. Teorik olarak, insan-yapımı deterministik hedeflerin, gelen dalgayı depolarize eden kompkles yapılarının az olmasından dolayı, eş-polar kanallarında yüksek şiddete sahip olmaları beklenmektedir. Bu hedeflere ait $|S_{HH}|$ ve $|S_{VV}|$ görüntü karakteristikleri bu beklentiyi doğrulamaktadır. $|S_{HH}|$ işaretleri daha şiddetli olmakla birlikte, bu hedefler her iki görüntüde de net şekilde algılanmışlardır. Bununla birlikte, ağaçlar arasına gizlenen T6 hedefi sadece $|S_{VV}|$ görüntüsünde fark edilebilmektedir.



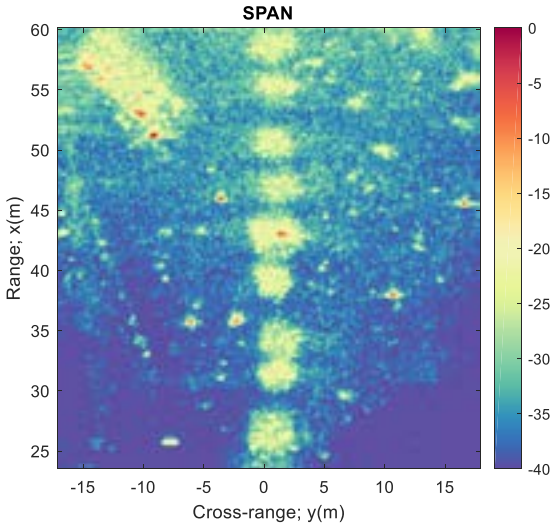
Şekil.3. Test sahnesinin ölçülen $|S_{HH}|$, $|S_{VV}|$ ve $|S_{HV}|$ görüntüleri. Site üzerine eklenen kanonik nesneler beyaz çember ile belirtilmiştir.

Çapraz-polar $|S_{HV}|$ görüntüsünde ise, LOS yönünde oryantasyona sahip T3 ve T4 metal çubukları ile kompleks yapılı taban desteği bulunan T2 metal çubuğu algılanabilmiştir. Tablo 1'den görüleceği üzere, eğimli nesnelerin çapraz-polar bileşenleri vardır, dolayısıyla bu da

teori ile uyumludur. Diğer yandan, tüm köşe yansıtıcılar (T5 ~ T9) beklenildiği üzere $|S_{HV}|$ görüntüsünde yeterli gerisaçılım oluşturmamaktadır. Diğer bir insan yapımı nesne olan kamelya hedefi ise, kompleks geometrisinden dolayı tüm kanallarda açıkça belirmiştir.

Doğal hedeflerin polarimetrik tepkileri incelendiğinde, ağaç dizisinin hem eş-polar hem de çapraz-polar kanallarında yüksek genliklere sahip oldukları görülmektedir. Bu olgu, ağaç gövdesinde, dallarında ve yapraklarında meydana gelen elektromanyetik gerisaçılımın karışık tekli, çiftli ve çoklu-sekme saçılım mekanizmaları ile ilişkilidir. L-bantta elektromanyetik dalganın ağaç tepesinden penetre ederek ağaç içlerinde bu kompleks saçılım mekanizmalarını oluşturması beklenmektedir. Dolayısıyla, bu karakteristikler de teori ile uyumludur. Görüntülenen arazi parçası boyunca yüzey pürüzlülüğünün, dalgaboyuna oranla düşük olduğu kısımlar, antenlere doğru geriyansıma yapmadan spekular saçılım oluşturmasına bağlı olarak, tüm kanallarda düşük şiddet değerleri ile kendisini göstermektedir. Ancak, göreceli olarak büyük boyutlu çimenlikler ve çalılıklar, özellikle $|S_{VV}|$ görüntüsünde önemli miktarda gerisaçılım genliği oluşturduğu gözlemlenmektedir.

Son olarak, tüm polarimetrik kanalların toplam güç görüntüsü Denklem 2'ye göre hesaplanmış ve Şekil 4'deki gibi elde edilmiştir. İnsan yapımı nesnelerin toplam gerisaçılım güçlerinin, doğal hedeflere oranla yüksek olduğu ve güç görüntüsünde daha belirgin hale geldiği görülmektedir.



Şekil.4. Test sahnesinin span (toplam güç) görüntüsü.

KAYNAKLAR

[1] A. Moreira, P. Prats-Iraola, M. Younis, G. Krieger, I. Hajnsek, and K. Papathanassiou, "A tutorial on synthetic aperture radar," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 1(1), 6-43 (2013).

[2] K. Ouchi, "Recent trend and advance of synthetic aperture radar with selected topics," *Remote Sensing*, 5(2), 716-807 (2013).

[3] J. Lee and E. Pottier, *Polarimetric Radar Imaging: From Basics to Applications*. Taylor & Francis, (2009).

[4] L. Pipia, X. Fabregas, A. Aguasca, and C. Lopez-Martinez, "Polarimetric temporal analysis of urban environments with a ground-based SAR," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens*., 51(4) 2343–2360 (2013).

[5] M. Lort Cuenca, "*Contribution to ground-based and UAV SAR systems for Earth observation*," Ph.D. dissertation, Universitat Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spain (2017).

[6] Z. S. Zhou, "*Application of a ground-based polarimetric SAR system for environmental study*," Ph.D. dissertation, The Graduate School of Engineering, Tohoku University, Sendai, Japan (2003).

[7] H. Lee, S. J. Cho, N. H. Sung, and J. H. Kim, "Development a GB-SAR (I): System configuration and interferometry," *Korean J. Remote Sens*., 23(4), pp. 237–245 (2007).

[8] Demirci Ş, (2013), *Geniş-Açı Yakın-Alan Ters Yapay Açıklıklı Radar Görüntüleme Tekniklerinin Geliştirilmesi ve Deneysel Uygulamaları*, Doktora Tezi, Mersin Üniversitesi, MERSİN.

Otomotiv Elektrik Elektronik Komponent Testlerinde HIL Sistemlerinin Kullanımı

Muhammed Doruk ÇAPRAZ[1*]
Anıl Onur CANBAZ[1*]
Seyhan MUTLU[1*]
Nuri GÜNEY[1*]
Semih SEZGİN[1*]
Burcu KILIÇ[1*]

[1]TOFAS Türk Otomobil Fabrikası A.Ş.
ARGE Merkezi, Bursa, Türkiye

ÖZET

Otomotiv sanayisinde ilk araçtan günümüze ulaşana dek araç üzerindeki elektronik komponent sayısı giderek artmaktadır. Bu artışın sebepleri incelendiğinde, temel olarak konfor ve güvenlik ihtiyacının yıllar içindeki gelişmesi gösterilebilir. Mekanik komponentlerde olduğu gibi elektronik komponentlerinde tasarım normları ve uluslararası standartlara uygun şekilde geliştirildiğine dair test edilmesi, nihai müşteriye eksiksiz ve kusursuz araç teslimatında önemlidir. Hazırlanan bu çalışmada otomotiv sanayisinde sayıca giderek artan elektronik komponentlere uygulanan temel testler anlatılarak test çalışmalarına model bazlı bir bakış getiren HIL testleri incelenmiştir. HIL testlerinin içerikleri, avantaj ve dezavantajları ortaya konulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Otomotiv, Elektrik/Elektronik Doğrulama, HIL Testleri.

HIL Tests Usage for Automotive Electrical-Electronics Component Validations

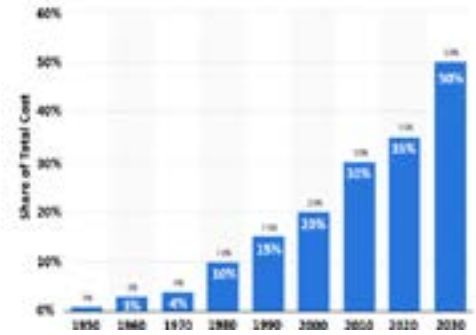
ABSTRACT

In the automotive industry, the number of electronic components on the vehicle and even the pace of this increase are gradually increasing. This increase is mainly due to the development and need of the comfort and safety areas on automotive sector over the years. As the same as mechanical components, electronics components have to be assured for their compliance with design Norms and Standards. This is essential to deliver the expected vehicles in terms of functionality and performance to the final customer. In this study, electronics validation model based HIL tests applied to electronics components in Automotive industry are introduced. The main workflow of HIL tests and advantages/disadvantages of them are mentioned.

Key Words: Automotive, Electrical/Electronics Validation, HIL tests.

1.GİRİŞ

İlk otomobillerde mekanik, kompozit parçaların yoğunluğu ve hâkimiyeti görülürken geçmişten günümüze elektronik komponentlerin sayısı ve bunun sonucunda araç üzerine maliyet etkisi giderek artmaktadır. Yapılan öngörülerde araçların elektronik komponent maliyetlerinde 1950'ler ile 2030 yılları karşılaştırıldığında %50'lilik bir artış beklenmektedir (Şekil 1).



Şekil 1. Araçlardaki elektronik donanımların yıllara göre maliyet artış grafiği [1]

Gelecekte ise otomobil kullanım alışkanlıklarını değiştirecek fonksiyonlar (yeni ADAS teknolojileri, konfor ekipmanları) araçların elektronikleşme trendinin artarak devam edeceğini göstermektedir. Bu gelişmenin bir sonucu olarak, geliştirilen her yeni bir fonksiyon için eklenen veya üzerinde değişiklik öngörülen komponentlerin test gereklilikleri ise her geçen gün sayıca artmakta ve yönetilmesi daha zor hale gelmektedir.

Manuel olarak yapılan testlerin maliyetli, yavaş, sonuçları operatöre bağlı, hataya açık ve tekrar edilebilirliği düşük olmasından dolayı bu testlerin otomatize edilmesi ihtiyacı ortaya çıkmıştır [2]. Bunun neticesinde araç maliyelerini ortadan kaldıracak, tekrar edilebilirliği yüksek, insan hatalarından bağımsız sistemlerin geliştirilmesi gerekmektedir. dSPACE, NI, Typhoon, Opal-rt gibi firmalar bu sorunları çözmek amaçlı, HIL "Hardware in the Loop" sistemlerini geliştirmişlerdir [3]. Bu firmalar uluslararası standarda bağlı kalmak için OEM firmalar ile beraber hareket etmektedirler. Bu bağlamda 1998 yılında ASAM (Association for Standardization of Automation and Measuring Systems) isminde bir kuruluş çatısı altında birleşerek dünya genelinde standardı yakalamayı hedeflemişlerdir.

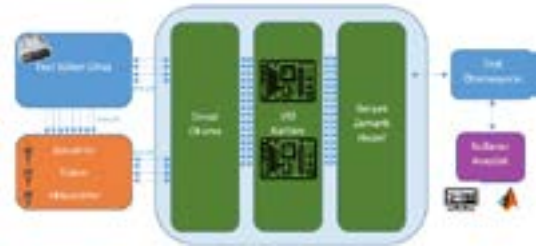
2. HIL TESTLERİ VE KULLANIM ALANLARI

HIL sistemlerinin geliştirme süreçleri Şekil 2'de verilmiştir. Temel olarak HIL testleri testi yürütecek sistem gerekliliklerinin çıkartılması ve sistem matematik modelinin oluşturulmasına dayanır.

Şekil 2.HIL Geliştirme Süreci

HIL testleri tasarım aşamasında öncelikle test edilecek sistemin üzerinde çalışacağı genel mimari model MATLAB gibi yüksek işlem kabiliyeti olan yazılımlar ve bu programların simülasyon modelleri aracılığı ile oluşturulur. Bu model SIL adı verilen "Software in the Loop" sistemlerinde doğrulanır ve kalibrasyon işlemi gerçekleştirilir. Doğrulama sonrası sistemin üzerinde koşacak fonksiyon gereklilikleri ortaya çıkartılmaktadır. Bu aşamada sisteme uygulanacak tüm fonksiyonların birbirleri ile iletişimi, davranışı ve vereceği tepkiler birer test adımı haline getirilir. HIL ön kalibrasyon (Precalibration) aşamasında model üzerinde koşacak fonksiyonlar ile mimari model arasında entegrasyon sağlanır ve tüm model doğruluğu test edilir. Bu aşamada bulunan hatalar giderilerek modelin matematiksel olarak doğruluğu onaylanır ve son faz olan testi yapılacak sistemin fonksiyonları için gerekli parametrelerin girilmesi işlemine geçilir. Tüm bu işlemlerin ardından HIL test cihazı çeşitli doğrulama testlerini yürütebilir hale gelmektedir [4].

Tüm bu kurulum aşamalarını geçen bir HIL sistemine bakacak olursak Şekil 3'teki gibi bir blok yapısı görülmektedir. Test edilen ünitelerin ve simule edilmeyen Gerçek Yüklerin (Real Load) fiziki olarak bağlanması ile tasarım aşamasında belirlenen giriş çıkışlar fiziksel olarak da sağlanmış olur. Bu giriş çıkışlar I/O kartları ve Gerçek Zamanlı Hedef (Real Time Target) kartları ile test otomasyon sistemine iletilir. Bu girdiler sonucu ünitenin davranışları değerlendirilerek test sonucu elde edilir. Modelin kullanıcıya açık olması ve istediği giriş çıkış değerlerini değiştirebilmesi, blokların bağlantılarının baştan sona değiştirilebilmesi Simulink blokları ile yapılmaktadır.



Şekil 3.HIL Akış Diyagramı

Otomotivde model bazlı HIL testlerinde her bir komponent için farklı doğrulama yöntemleri kullanılmaktadır. Bunlar başlıca aşağıda verilmiştir.

- Fonksiyonel Doğrulama
- Diyagnostik Doğrulama
- Haberleşme Doğrulama
- Bilgi-Eğlence Sistemleri Doğrulama
- Otonom Sürüş, ADAS Algoritmaları Doğrulama

2.1 FONKSİYONEL DOĞRULAMA

Araçlarda bulunan komponentlerin tasarım özelinde bağlantılı olduğu çevresel birimlerle, tasarlanan davranışı hatasız bir şekilde yapması beklenmektedir. Bu davranışlara örnek vermek gerekirse Motor Kontrol Ünitesi için motor devri yönetimi, motor sıcaklığı kontrolü verilebilirken, Gösterge Paneli için bu bilgilerin son kullanıcıya doğru gösterilmesi örnek verilebilir. Tüm bu sistemlerin hatasız çalıştığını doğrulamak için de özelleştirilmiş HIL test sistemleri mevcuttur. Test edilecek sistemin tüm fonksiyonları modele işlendikten sonra kullanıcı için "Manuel Test" ve "Otomatize Test" olarak iki seçenek mevcuttur.

Manuel test yürütülmesi için Şekil 4'te araç gösterge paneli üzerinden örnek olarak verilen bir kullanıcı ara yüzü tasarımı gerekmektedir. Aracın hangi komponenti test edilecek ise bu komponent ile uyumlu bir arayüz tasarımı yapılarak kullanıcının test edeceği fonksiyonu kolaylıkla bulması hedeflenmektedir. Manuel test adımları tekrar gerektirmeyen, fonksiyonun doğruluğunu tek seferde görmenin yeterli olduğu durumlarda tercih edilmektedir.

Şekil 4. dSPACE ControlDesk Arayüzü

Otomatize testler ise daha önceden öngörülen fonksiyonları operatörden bağımsız bir şekilde yürütebilmeye yardımcı olmaktadır. Bu testler önceden yazılmış test senaryolarının, doğrudan iş istasyonuna bağlı olmadan yürütebilmeye imkân sağlamaktadır. Uzaktan bağlantı ve raporların yine uzaktan incelenebiliyor oluşu önemli derecede zaman kazancı sağlamaktadır. Manuel olarak araç üstünde yapılan fonksiyonel doğrulama testlerine kıyasla 3 kat daha hızlı bir şekilde sonuçlandırma, her test senaryosundan sonra

otomatik rapor çıktısı alabilme ve raporlarda olumlu-olumsuz test adımları belirtilebildiği için detaylı rapor oluşturma sürelerinden kazanç sağlamaktadır. Ayrıca test gereksinimlerinin hazırlanma işleminin sadece devreye alma aşamasında uygulanıyor oluşu ıskarta maliyetlerinden kazanç sağlamaktadır. Araç üstü testler ile kıyaslandığı durumda ise, araç üstünde tekrar edilebilirlik çok düşük iken HIL test sistemleri sayesinde sayıları milyonlara ulaşan döngüde testler yapılarak test edilen sistem ve komponentin, stres, sağlamlık ve kararlılık konularında güvenilirliği doğrulanabilmektedir.

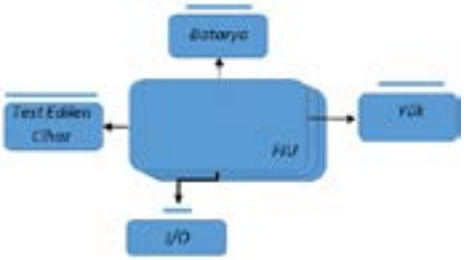
2.2 DİYAGNOSTİK DOĞRULAMA

Diyagnostik (diagnostic) İngilizce kökenli bir kelime olup, tanı koyma, teşhis etme, hatayı bulma anlamına gelmektedir. Araç üzerinde bulunan kontrol üniteleri ve fonksiyonların artması, oluşabilecek hataların tespitinde diyagnostik yöntemlerin geliştirilmesini zorunlu kılmıştır. Bu platformlar sayesinde araçlara ortak hata kodları (DTC-Diagnostics Trouble Code) hazırlanmış ve uluslararası standartlar oluşturulmuştur. Bununla beraber araç üreticileri kendilerine özel hata kodları da tanımlayabilmektedirler. Günümüzde araçlara özel fonksiyon mesajları dışında üreteciler ISO, UDS veya OBD-II uluslararası uyumluluğunu sağlamak için aşağıda belirtilen hata kodlarını kullanmaktadırlar [5].

- P- 00 → Motor Sistemleri (Powertrain)
- C- 01 → Şasi (Chasis)
- B- 10 → Gövde (Body)
- U- 11 → Haberleşme (Network)

Diagnostik hata yönetim sistemi ile sürüş esnasında veya testler sırasında meydana gelen hatalar araç elektronik komponentlerin hafızalarında tutularak araçta oluşan arızanın çözümü için sistematik bir yöntem oluşturulur. HIL test sistemlerinde de araç üstündeki tüm hata koşulları tanımlanmış, hata senaryoları geliştirme aşamasında sisteme aktarılmıştır. Bu sistemlerde kısa devre, açık devre, fiziki kablo kesilmeleri, gibi fiziki koşullar HIL test sistemi üzerinde bulunan FIU (Failure Insertion Unit) adı verilen modüller kullanılarak test edilir (Şekil 5). Bu modüllerin üzerindeki röle, direnç, bobin, kondansatör gibi komponentlerin farklı davranışları ile komponent üzerinde çeşitli testler gerçeklenmektedir. Ayrıca haberleşme hataları, mesaj uzunluğu değişikliği, mesaj çakışması ve periyodiklik gibi birçok değer manipüle edilerek olası tüm elektriksel ve protokol kaynaklı hatalar oluşturulur.

Bunun yanında hatalı ünite modelleri veya hatalı donanımlar ile aracın karşı karşıya kaldığı durumlarda sergileyeceği davranış önceden test edilmektedir. Diagnostik doğrulama testleri de fonksiyonel doğrulama testlerinde olduğu gibi manuel veya otomatik olarak yürütülebilmektedir.



Şekil 5. FIU Diyagramı

2.3 HABERLEŞME DOĞRULAMA TESTLERİ

Araçlardaki elektronik komponent sayısındaki artış neticesinde komponentler tarafından oluşturulan anlık veri sayısı ve boyutu artış göstermiştir. Bu verilerin ilgili ünitelere sistematik bir şekilde taşınması için 1983 yılında duyurulan CAN (Controller Area Network)[6] haberleşme protokolü günümüz araçlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. CANbus haberleşme protokolü 40 metre kablo uzunluğuna kadar 1Mbit/s hıza varan, bir pakette 64 bit'e kadar veri transferi imkanı tanımaktadır [7-8]. Daha öncesinde kullanılan haberleşme protokolleri ile kıyaslandığı zaman daha az kablo, daha hızlı ve daha çok veri taşıyabilme kapasitesi ile kısa zamanda otomotiv sektöründe yaygınlaşmıştır. Araçlarda standart olarak CANbus protokolü kullanılmasına karşın fonksiyon ihtiyaçlarına göre birçok haberleşme protokolü mevcuttur. LIN, CANFD, MOST, Flexray ve artan hız ihtiyaçları neticesinde otomotiv Ethernet bu protokollere örnek olarak gösterilebilir. Tüm bu haberleşme protokollerinin amacı araç içindeki fonksiyonların ihtiyaç duyduğu bir haberleşme ortamı sağlamaktır. Aktif güvenlik parçalarının milisaniyeler içinde karar vermesi gereken durumları göz önünde bulundurduğumuzda ve araçların birbiri ile konuştuğu bir döneme girdiğimizi düşünürsek haberleşmenin hatasız akması gerekmekte, bu sistemin kapsamlı ve hata payı olmayan testlerden geçirilmesi gerekmektedir. Manuel olarak yapılması uzun sürecek ve hata yapma ihtimalinin çok yüksek olduğu haberleşme testlerinin (mesajların periyodikliği, uzunluğu, sırası, mesaj öncelikleri vb.) otomatize edilmesi gerekmektedir. Bunun için araçların protokol mesaj haritaları sisteme entegre edilerek beklenen davranışlar test senaryosu haline getirilmektedir. HIL haberleşme testleri kapsamında aşağıdaki ana başlıklar test edilir.

- Komponent/Sistem bazlı haberleşme kontrolleri (Fiziksel/Protokol)
- Haberleşme hattı Ağ Geçidi (Gateway) doğrulama
- Hat uyuma ve uyanma fonksiyonları doğrulama
- Enerji tüketimi inceleme

Komponent ve sistem seviyesinde haberleşme alanında gerçeklenmek istenen HIL testleri, fiziksel (Kablo boyu, fiziksel katman değişiklikleri vb.) değişiklikler, protokol seviyesindeki değişiklikler (mesaj eklenmesi/çıkarılması, mesaj uzunluğu değişmesi, sinyal eklenmesi/çıkarılması vb.) Şekil 6'da örnek olarak verilen "Haberleşme Hattı" ekranları ile yapılabilmektedir. Kullanıcı arayüzünden değiştirilen mesaj ve sinyal parametreleri, simulink bloklarına iletilerek modellenmiş kontrol üniteleri üzerindeki etkisi test edilebilmektedir. Ayrıca otomatize HIL test programları test işlemleri sırasında log alma, alınan logları analiz etme ve grafiğe dökme imkanları tanımaktadır.

Şekil 6.dSPACE ControlDesk Bus Navigator Module

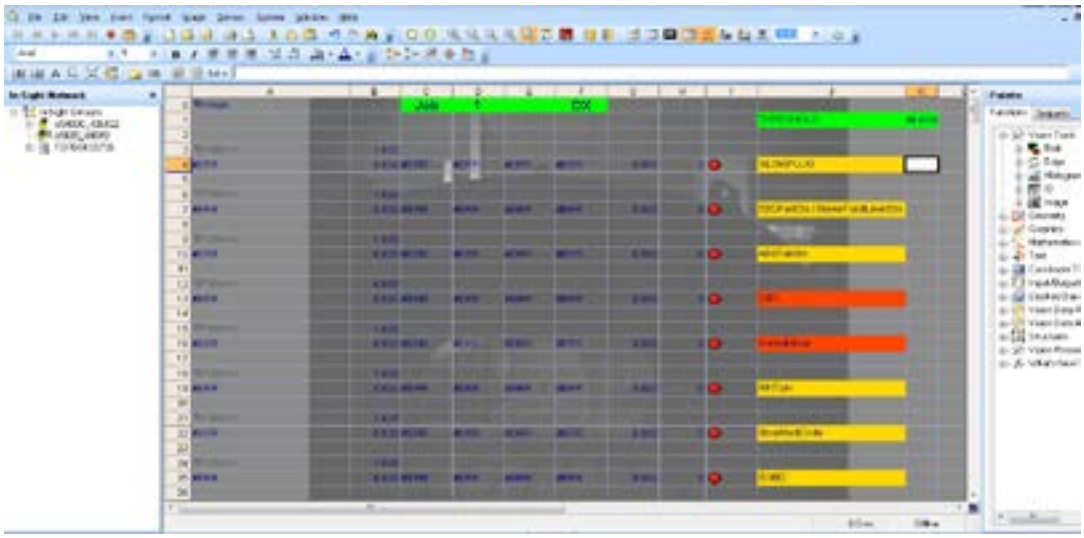
Tüm bu aşamalardan sonra haberleşme testleri HIL testlerinin ortak faydası olan doğruluğu yüksek, anlaşılması kolay, yoruma kapalı ve görselliği yüksek rapor ile sonuçlandırılır [9-10].

2.4 BİLGİ-EĞLENCE DOĞRULAMA TESTLERİ

Bilgi eğlence sistemleri nihai müşterinin araçtan öncelikli beklentisi olan konfor, teknoloji ve eğlence birimlerini içermektedir (Araç radyosu, gösterge paneli, head-up display vb.). Bu sistemler, konfor deneyimini iyileştirmenin yanı sıra sürüş esnasında gerçek zamanlı bilgi akışı, sürücüyü çevresel etmenlere karşı bilgilendirme gibi sürüş deneyimini iyileştirmek amacı ile de kullanılırlar [11]. Bu komponentler görsel ve işitsel duyulara hitap ettiği için görüntü ve ses işleme metodları ile gerekli testlere ihtiyaç vardır. HIL testleri bu görsel ve işitsel testler içinde kullanıcıdan bağımsız, sistematik çözümler sunmaktadır.

Görsel testlerde komponenti takip eden kamera sistemleri vasıtasıyla fonksiyon testleri yapılmaktadır. Test sırasında elde edilen görüntü (uyarı indikasyonu, menü geçişleri vb.) test senaryosunda olması gereken görsel ile kıyaslanarak sonuç rapor edilmektedir [12]. Bu işlemlerde kamera sistemlerinin HIL sistemleri ile beraber kullanılabilmesi için Şekil 7'de örnek olarak verilmiş paket programlar kullanılmaktadır. Bu programlar aracılığıyla kamera ile toplanan görüntüler kenar algılama (edge detection) algoritmaları ile tespit edilmektedir. Kenar tanıma algoritmaları "Vision" veya "Edge" gibi parametreler ile değiştirilebilir ve istenen algoritma ve kontrol yöntemi seçilebilir. Kelime ve sayısal değer tanıtmak içinse "Text" modülleri HIL sistemlerine entegre edilebilmektedir.

Kamera bazlı HIL test sistemlerinde her bir fonksiyon görüntü işleme fonksiyon parametreleri üzerinden doğrulanır. Şekil 7'da örnek bir gösterge paneli test ekranı görülmektedir. Örnek olan bu çalışmada otomobil gösterge panelinde bulunan uyarı ikonları tanıtılmış ve sistemin teste başlamasıyla vereceği çıkışlar (renk, parlaklık vb. parametreler) test edilmiştir. Test esnasında kamera vasıtasıyla işlenen görüntüler, HIL sistemine otomatik olarak verilerek sonuçların beklenen ile kıyaslanma işlemi gerçekleştirilir.



Şekil 7. Insight Explorer Kenar Tanıtma İşlemi

Şekil 7'de görülen otomobil gösterge paneli öğretme işlemi tüm Kullanıcı Arayüzü içeren komponentlere uygulanabilmektedir. Kenar algılama ve öğretme işlemi tamamlandıktan sonra yüzde değerler vermek sureti ile (uygunluk kriteri referans alınarak) sistem testleri uygulanmaktadır. Görselde "Threshold" değeri %90 seçilmiş ve ekranda yakılan ikonun öğretilen ikonla doğruluğu kıyaslandığında ölçülen değer %90'dan büyük çıktığı taktirde sonuç pozitif kabul edilip diğer test adımına geçiş yapılmaktadır. Bu değeri etkileyen faktörlere, görselin doğruluğu, görselin beklenen parlaklık değerinde olması, görselin doğru konumda olması örnek olarak gösterilmektedir.

İşitsel testlerde ise sistemin ses ayarlarında yapılan değişikliklerin toplanan ses verileri ile beklenen ses verilerinin kıyaslanması esasına dayanır. Bu testlerde de insan tarafından sübjektif olarak yürütülmekte olan adımlar otomatize edilerek HIL testleri ile standart hale getirilmiştir. Örnek bir test bankosu Şekil 8'te verilmiştir [13].

Şekil 8. Infotainment Test Bankosu [13]

2.5 OTONOM SÜRÜŞ ADAS ALGORİTMALARI DOĞRULAMA

Araç üreticileri SAE (Society of Automotive Engineers) otonom sürüş seviyelerine göre Level 5 otonom sürüşe hazır hale gelebilmek için sürüşe yardımcı sistemler üzerine çalışmaktadırlar. Geliştirilen çeşitli ADAS (Advanced Driver Assistance System) sistemlerin (yaya algılama sistemi, trafik işaret algılama sistemi, şerit takibi sistemi, ön-arka kameralar vb.) araç üzerinde kullanımı öncesinde her elektronik fonksiyonda olduğu gibi test edilmesi gerekmektedir. ADAS fonksiyonları HIL testleri ile farklı yol ve iklim koşullarında aracın sürüş esnasında karşısına çıkabilecek birçok senaryo ile model bazlı simule edilebilir (Şekil 9). HIL test düzenekleri ile yol koşulları bilgisayar ortamında modellenerek, daha öncesinde modellenmiş araçlara belirlenen test senaryoları uygulanmaktadır [14].

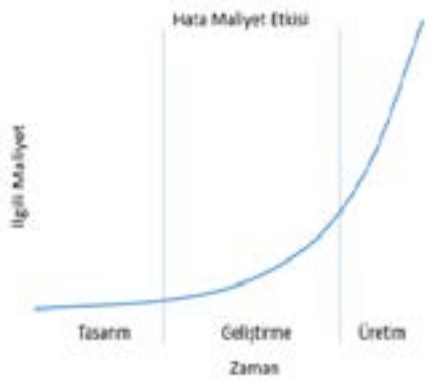
Şekil 9. ADAS Test Bankosu[15]

Bu testler için araçta kullanılacak sensörler (Kamera, radar, lidar, ultrasonik sensörler…) fiziki bağlanarak model veriler ile beslenir [15]. Ayrıca yazılan test senaryosunun yanı sıra kaydedilmiş görüntülerle de testler yürütülmektedir. Testlerin yürütülmesi sırasında görüntü işleme metotları, sensör çıktılarının değerlendirilmesi, radar ve lidar sistemlerinin testleri gerçekleştirilmektedir. Ayrıca komponentlerin kalibrasyonları da HIL sistemlerinden faydalanılarak yapılabilmektedir [16].

3. HIL TESTLERİNİN AVANTAJLARI

Bu çalışmada konu edilen tüm doğrulama yöntemlerine bakıldığında HIL testleri, sanal ortamda farklı test konfigürasyonlarının oluşturulmasını ve test senaryolarının otomatik ve hızlı olarak doğrulanmasını sağlar. Ayrıca fiziksel değişikliklere gerek kalmadan ünite modeline sanal ortamda müdahale edebilme olanağı sağlayarak, test maliyetlerini düşürmektedir. Normal şartlar altında operatör ile yapmanın imkanı olmayan test senaryolarını test edilebilir kılması HIL testlerinin bir diğer avantajıdır. Yapılan literatür çalışmalarında test ortamı hazırlama sürecinden %20'lik ve rapor inceleme ve sonuca ulaşmada %10'luk bir kazanç getirisi tespit edilmiştir [17].

Şekil 10'da verildiği gibi üretim sahasında görülen hatanın etkisi, tasarım aşamasında hatanın görülmesinden kat kat daha fazladır. HIL testleri ile elektronik komponentler daha fazla test senaryosu ile objektif olarak test edilecek ve hatalar üretim safhasına gelmeden tespit edilebilecektir [18].



Şekil 10. Ürün Geliştirme Sürecinde Hata Maliyet Etkisi

4. SONUÇ

Bu çalışmada otomotiv elektrik-elektronik testlerinde kullanılan Hardware In the Loop (HIL) test sistemlerinin tipleri ve detayları paylaşılmıştır. HIL testleri temel olarak matematiksel modelleme ve model testlerinin sanal ortamda farklı konfigürasyonlarda koşturulması esasına dayanır. HIL testleri ile doğrulanan sistemler genel olarak Fonksiyonel Doğrulama, Diyagnostik Doğrulama, Haberleşme Doğrulama, Bilgi-Eğlence Sistemleri Doğrulama, ve Otonom Sürüş-ADAS Algoritmaları doğrulama olarak sınıflandırılabilir. HIL testleri ile her bir sınıf içerisindeki ilgili komponentler ve fonksiyonları otomatik, hızlı ve düşük maliyetli olarak doğrulanmaktır. Tekrar edilebilirliği yüksek test imkanı tanıması, yapılan değişikliklerin kolayca uygulanabilmesi ve model tabanlı olması sebebi ile otomotiv üreticileri tarafından bu test sistemlerinin kullanılması cazip hale gelmektedir. İlk yatırım maliyeti ve her bir modülün güncelliğini koruması için yapılacak harcamaların büyüklüğü bu sistemin dezavantajlarından sayılabilir. Yatırım maliyetinin geri dönüşünün sistemin kullanım yoğunluğuna göre değişeceği, HIL sistemlerinin tercih edilmeden önce gözden geçirilmesi gereken bir parametredir.

5. KAYNAKÇA

[1]https://www.statista.com/statistics/27793 1/ automotive-electronics-cost-as-a-share-of-total-car-cost-worldwide/

[2] Ş, K. E. A., C. B., "Gerçek Zamanlı Benzetim Ve Kapalı Döngü İçerisinde Donanım Desteği: Uygulamalar Ve Sınırlamalar", 2009

[3] Simonot-lion, F., Song, Y., Simonot-lion, F., & Design, Y. S., "Design and Validation Process of In-vehicle Embedded Electronic Systems", 2005

[4] Chaaban, W., Schwarz, M., Batchuluun, B., Sheng, H., & Borcsok, J., "A HIL Test Bench for Verification and Validation Purposes of Model-based Developed Applications Using Simulink and OPC DA Technology", ELECO, 2011

[5] ISO/DIS 14229-1, Road Vehicles Unified Diagnostic Services (UDS), Part 1: Application Layer

[6] BOSCH CAN Specification Version 2., 1991, Robert Bosch GmbH, Postfach 50

[7] Introduction to the Controller Area Network (CAN), Application Report, Revised May 2016

[8] ISO 11898 Road Vehicles Interchange of Digital Information Controller Area Network (CAN) for High-Speed Communication, 1993

[9] Alexandros Mouzakitis, David Copp, Richard Parker Jaguar Land Rover, Coventry "Hardware-In-the-Loop System for Testing Automotive ECU Diagnostic Software", 2009

[10] dSPACEGmbH dSPACE_ControlDesk-Brochure_05_2019_English.pdf

[11] dSPACE GmbH, "Infotainment HIL Simulator at Audi", 2007

[12] Yingping Huang, Ross Mcmurran, Mark Amor-Segan, Gunwant Dhadyalla, R. Peter Jones, Peter Bennett, Alexandros Mouzakitis ,Jan Kieloch, "Development of an Automated Testing System for Vehicle Infotainment System", 2009

[13] Infotainment Testing Services Testing Labs, Tools and Services, Vincenti Ct. | Novi, Michigan

[14] Romain Rossi, Clement Galko, Hariharan Narasimman and Xavier Savatier "Vehicle Hardware-In-the-Loop System for ADAS Virtual Testing"

[15] Dirk Gunia, Jürgen Schüling, "Model-based Testing of Ford's Lane Keeping System"

[16] Harsha Nanjundaswamy, Marek Tatur, Dean Tomazic, Mufaddel Dahodwala, Thomas Eping and Lukas Virnich FEV, Inc. Qianfan (Harry) Xin, Walter Gorczowski and Michael Read Navistar, "Development and Calibration of On-BoardDiagnostic Strategies Using a Micro-HiL Approach", SAE International, 2011

[17] Daniel Lemp, Adam Opel AG Susanne Köhl, dSPACE GmbH Markus Plöger, dSPACE GmbH, "ECU Network Testing by Hardware-in-the-Loop Simulation", 2003

[18] Martin Lauritzsen, "Hardware-in-the-Loop Testing Systems for ROV Control Systems"

CAN-FD Protokolünde Performans
CAN-FD Protocol Performance

Anıl Onur Canbaz[1], Seyhan Mutlu[1], Muhammed Doruk Çapraz[1]

[1]TOFAŞ Türk Otomobil Fabrikası A.Ş. ARGE Merkezi, Bursa, Türkiye

onur.canbaz@tofas.com.tr, seyhan.mutlu@tofas.com.tr, muhammed.dorukcapraz@tofas.com.tr

Özet

Araçlarda kullanılan teknolojik fonksiyonlar ve bu fonksiyonları yöneten elektronik komponentlerin sayısı her geçen gün artmakta, komponentler arasında kullanılan haberleşme ağlarınının performans yönetimi ise daha önemli hale gelmektedir. Paralel haberleşme yöntemleri araç üstünde yoğun kablo kullanımı ile maliyet ve araç ağırlığı getirmekteyken, bu problemin önüne geçilmesi için CAN (Controller Area Network) seri haberleşme protokolü duyurulmuştur. Ancak son yıllarda araçlardaki komponent sayısının kontrol edilemez artışı ve artan bant genişliği ihtiyacı ile CAN haberleşmesi performansının iyileştirilme ihtiyacı doğmuştur. Bunun sonucunda CAN-FD (CAN with Flexible Data-Rate) seri haberleşme protokolü klasik CAN mimarisinin üstüne geliştirilmiştir. CAN-FD protokolü CAN protokolüne göre haberleşme hızı ve tek pakette taşınabilen veri boyutu konularında avantaj sağlarken; bu iki protokol parametresinin genel haberleşme hat yoğunluğuna etkisinin araştırılması gerekir. Bu çalışmada CAN-FD protokolünün farklı haberleşme hızları ve farklı veri boyutlarının genel hat yoğunluğuna etkisi örnek bir mesaj/sinyal veri kümesi üzerinden simulasyon ortamında analiz edilerek sonuçları paylaşılmıştır.

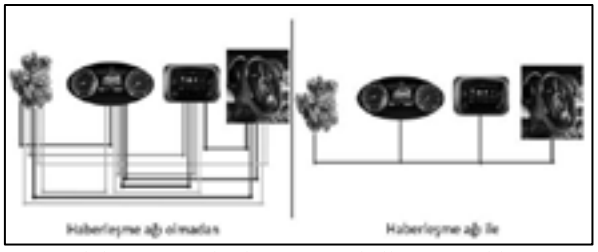
Abstract

The technological features used in the vehicles and the number of electronic components that manage these features increase day by day, and the performance of communication networks used between the components becomes more important. Paralel communication methods bring cost and weight with intensive cable usage on the vehicle in order to solve this problem, CAN (Controller Area Network) serial communication protocol has been announced. However, in recent years, with the unpredictable increase in the number of the components and the increase of the communication bandwidth demand within the vehicle, classical CAN protocol has not been sufficient by itself. As a result, CAN-FD (CAN with Flexible Data-Rate) serial communication protocol has been developed on classical CAN. In this study, the effect of different communication speeds and data size effect on the overall bus load performance of CAN-FD protocol is analyzed in a simulation environment over a sample message dataset and its results are shared.

1. Giriş

Otomobillerde kullanılan elektronik komponent ve çevre birimleri sayısında, araçlardan beklenen bilgi, eğlence ve güvenlik beklentilerinin her geçen gün artması ile ciddi artış gözlenmiştir. Elektronik kontrol ünitelerinin çevre birimler ile veri iletişimi önceki yıllarda paralel haberleşme yöntemleri ile gerçekleştirilirken, araç üstünde karmaşık kablo demetleri oluşmakta, bu da maliyet ve kablo ağırlığı gibi olumsuz etkileri beraberinde getirmektedir (Şekil 1). Bu sorunların çözümü olarak 1983 senesinde Robert Bosch GmbH tarafından CAN haberleşme protokolü duyurulmuş [1] ve ISO-11898 standartları [2-4] ile dokümante edilmiştir. Bu haberleşme protokolü sayesinde 40 metre mesafede 1 Mbit/s hıza kadar veri aktarımı olanağı sağlanmaktadır. CAN ağının genel teknik özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir;

- CAN ağları, 1 Mbps hızına kadar bilgi taşıma kapasitesine sahiptir.
- Bir CAN mesajı 8 byte'a (64bit'e) kadar bilgi taşıyabilir
- CAN ağı, çoklu-efendi (multi-master) bir ağdır dolayısıyla merkezi kontrol ünitesi yoktur. Bütün elektronik kontrol üniteleri eşit üstünlüktedir.
- 125 kbps'e kadar "düşük hız" (low speed) sınıfındadır, 1 Mbps'e kadar "yüksek hız" (high speed) sınıfına dahil edilmektedir.
- Mesaj ID'leri 11bit (standart) veya 29bit (extended) olabilir.



Şekil 1. Seri Haberleşme Protokollerinin Kablo Kullanımına Etkisi

Yıllar içerisinde klasik CAN haberleşmesinin bant genişliğine ilişkin problemlerinin [5] çözülmesi için CAN FD (CAN with Flexible Data-Rate) adı verilen geliştirilmiş CAN veri bağlantısı standartları belirlenmiştir [6]. CAN-FD protokolü, CAN protokolünde olduğu gibi ISO 11898-1 uluslararası standartlarının güncellenmesiyle dökümante edilmiştir [7] ve her iki veriyolu OSI katmanlarının aynı katmanlarında yer alır

(fiziksel ve data link katmanları) [8]. CAN FD protokolündeki teori temel olarak, klasik CAN paketindeki veri paketi boyutu ve hızının arttırılmasına dayanır.

CAN haberleşmesinden CAN-FD protokolüne geçilmesi genel olarak aşağıdaki avantajları beraberinde getirmiştir [9].

- EKÜ'ler arası daha yüksek boyutlu veri transferi
- Üretim ve servis hattında hızlı yazılım güncelleme
- Uzun hatlarda gecikmelerin azaltılması
- Uzun mesajların bölünerek gönderilmesinin önüne geçilmesi

CAN ve CANFD çerçevelerinin protokol seviyesinde karşılaştırması Şekil 2'de [10] verilmiştir. Burada CAN ve CAN-FD paketlerinin arasındaki en büyük fark taşınabilecek maksimum veri paketi boyutudur. Standart CAN maksimum 8 byte veri paketi taşınmasına izin verirken, CAN-FD ile 64 byte'a kadar veri taşınabilir. Tüm CAN paketinin haberleşme hattında bulunma hızı aynı iken (maksimum 1 Mbps), CAN-FD protokolünde tüm paketin içinde veri hızı arttırılabilir. Ancak Arbitration, Control Field, CRC, ACK, EOF gibi alanların hızı standart CAN hattı hızındadır (Şekil 3) [11]. Her iki protokolde veri paketi dışındaki bölümlerin klasik CAN hızında olması ile CAN ve CAN-FD kontrol üniteleri aynı haberleşme ortamında kullanılabilir hale gelmiştir.

Şekil 2. Standart CAN ve CAN-FD Çerçeve Yapısı [10]

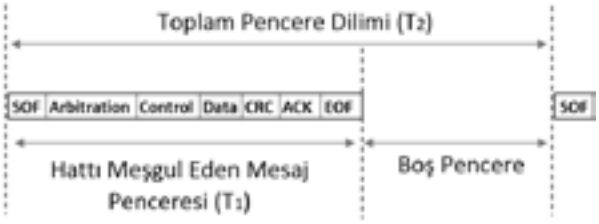
Şekil 3. 11 Bit ID'li CAN-FD Çerçevesi [11]

2. CAN-FD Protokolü Performans Ölçümü

Dijital haberleşmede haberleşme protokollerinin performansı, mesajların belli bir referans zaman diliminde hat üzerinde kapladığı zaman (kısaca hat yoğunluğu), hattın üzerinde taşınan mesajların gecikmeleri, sinyalin bir elektronik kontrol ünitesinden diğerine aktarılma süresi gibi parametreler ile ölçülür. Bu ve benzeri parametreler aynı CAN haberleşmesinde olduğu gibi CAN-FD hattı tasarlarken de tasarım parametresi olarak göz önüne alınır. Bu çalışmada özellikle hat yoğunluğu üzerinden performans analizlerine yer verilmiştir. Hat yoğunluğunun hesabı hat hızı, toplam mesaj paketi uzunluğu, mesaj periodu gibi parametrelere dayanan ve kısaca Şekil 4'te gösterilip Formül 1 ile formülize edilmektedir.

$$Hat\ Yoğun.(\%) = \frac{Hattı\ Meşgul\ Eden\ Mesaj\ Penceresi\ (T1)}{Toplam\ Pencere\ Dilimi(T2)} \times 100\ \ldots.(1)$$

Bu formülasyonda hattın boş bant genişliğini düşüren parametreler mesaj paketinin uzaması, hat hızının düşmesi, mesaj paketi periodunun artması olarak gösterilebilir. Boş bant genişliğinin düşmesi hat yoğunluğunun artması anlamına gelmektedir.



Şekil 4. Hat Yoğunluğu Hesaplama Yöntemi

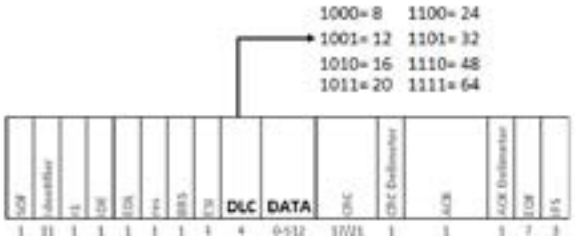
2.1 Simulasyon Ortamında CAN-FD Mimarisinin Oluşturulması

Bu çalışmada konu edilen çalışmalar Tablo 1 ile verilen veri seti ile simulasyon ortamında gerçeklenmiştir. Bu veri setinde toplamda 8 CAN-FD mesajı oluşturulmuş, çalışmalar süresince mesajların boyutları ve haberleşme hızı değiştirilmiştir. Mesajların periyotları 5 ila 50 ms seçilerek gerçeğe yakın sonuçlar elde edilmek istenmiştir.

Tablo 1. Oluşturulan Örnek Veri Seti

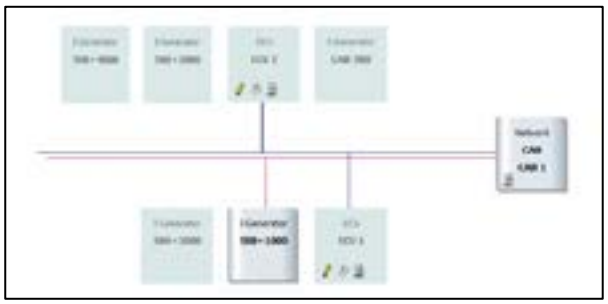
Mesaj No	Veri Paketi	Hız	Period
Message1	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	5ms
Message2	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	5ms
Message3	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	10ms
Message4	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	10ms
Message5	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	20ms
Message6	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	20ms
Message7	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	50ms
Message8	8…64 byte	500kbps-0.5Mbps…8Mbps	50ms

CAN-FD protokolünde 64 byte veri transferi CAN-FD paketinin içinde 'Control Field' alanındaki kodlama ile yönetilmektedir. Buna göre bir CAN-FD paketi 8, 12, 16, 24, 32, 48, 64 byte veri barındırabilir (Şekil 5) [6]. Bu çalışmada bu veri paketleri göz önüne alınarak simulasyonlar yapılmıştır.

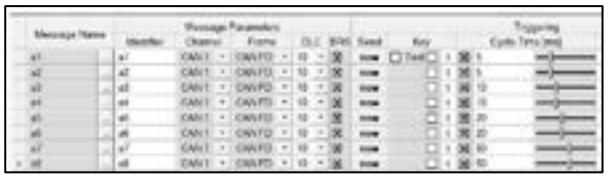


Şekil 5. CAN-FD paketinde DLC-Data ilişkisi

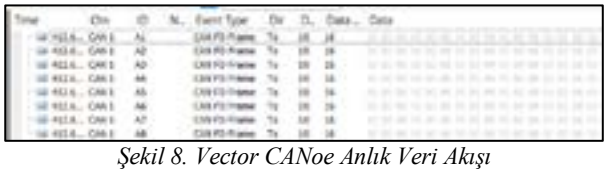
Tablo 1 ile verilen veri seti CANoe [12] simulasyon ortamında Şekil 6'da gösterildiği gibi I-Generator blokları vasıtasıyla kontrol üniteleri içine entegre edilmiştir. CANoe blokları ile hazırlanan bu mimari ile esnek olarak farklı hızlarda CAN-FD haberleşmesi oluşturulmuştur. Şekil 7'de ise Tablo 1'de verilen veri setinin CANoe protokol konfigurasyonu altında yerleşimi gösterilmiştir. Bu pencere ile her bir CAN-FD paketinin periodu, uzunluğu ve ID gibi parametreleri interaktif olarak parametize edilmiştir. Şekil 8'de ise tüm bu konfigure edilen mimarinin 'Trace' ekranında gerçek FD haberleşmesi anlık akışı verilmiştir.



Şekil 6. Vector CANoe Mimari Konfigurasyonu



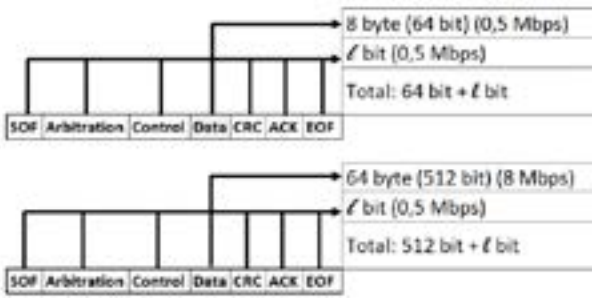
Şekil 7. Vector CANoe Protokol Konfigurasyonu



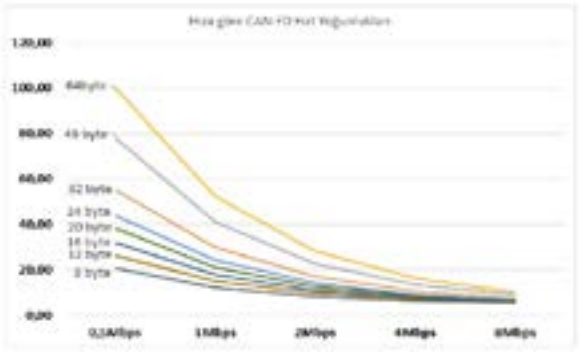
Şekil 8. Vector CANoe Anlık Veri Akışı

2.2 Simulasyon Sonuçları,

Şekil 10'da değişken CAN-FD veri hızlarının sabit veri boyutlarında toplam hat yoğunluğu performansı üzerine etkisi gösterilmiştir. Buna göre toplam paketin 0.5 Mbps, veri paketinin ise 64 byte olarak tasarlandığı bir CAN-FD haberleşme hattının hızı 8 Mbps hızına adım adım arttrıldığında hat yoğunluğunda belirgin bir düşüş gözlenmektedir. Ancak daha düşük veri boyutlarında hat yoğunluğunun azalma oranı daha düşüktür. Bunun temel nedeni toplam CAN-FD paketinin 64 byte veri ile uzaması iken, 8 byte veri paketinde ise hızlı gönderilen haberleşme paketi bölümü daha az uzunlukta kalmaktadır (Şekil 9). Şekil 10 ile görüldüğü gibi CAN-FD protokolünün özellikle yüksek hızlarda ve yüksek veri boyutlarında hat yoğunluğunu ciddi şekilde düşürerek bant genişliğini pozitif oranda etkilediği görülmektedir.



Şekil 9. 8 byte ve 64 byte CAN-FD Veri Paket Uzunlukları

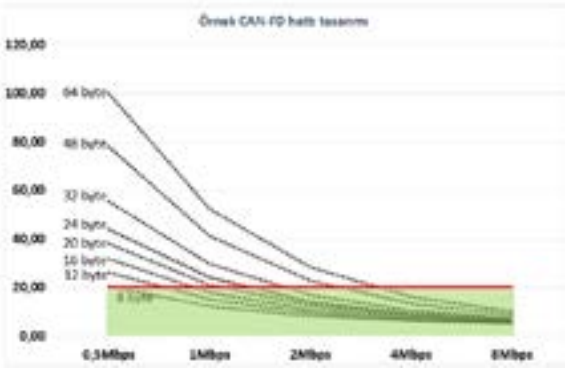


Şekil 10. Hıza Göre CAN-FD Hat Yoğunlukları (%-Mbps)

Yaygın bir görüşe göre CAN-FD protokolü ilk bakışta klasik CAN protokolüne göre 8-10 kat hızlı veri transferi sunduğundan hat yoğunluğunda aynı protokol paketi boyutları için 8-10 kat düşüş beklenmektedir [13]. Ancak CAN-FD protokolünde haberleşme hızı sadece veri paketi bölümünü etkilemekte ve bu da hat yoğunluğunun linear olarak düşmemesine neden olmaktadır. CAN-FD protokolünün bu şekilde tasarlanmasının en önemli nedeni klasik CAN ve CAN-FD protokolünün beraber kullanılmak istenmesidir. Şekil 11'de farklı haberleşme hızlarında 8, 32 ve 64 byte verilerinde beklenti ve gerçekleşen hat yoğunlukları görülmektedir. Yapılan analizlerde beklenti hat yoğunluğunun her zaman gerçek hat yoğunlunun altında kaldığı gözlenmişken bunun nedeni CAN-FD protokol hızının, tüm CAN-FD paket bölümleri (SOF, Arbitration, Data vb.) için geçerli olacağı beklentisidir. Örneğin Şekil 11'de 1 Mbps hızında 8 byte'lık CAN-FD veri paketine sahip veri seti tasarlanmıştır. Hızı 2 Mbps'ye çektiğimizde hat yoğunluğunun %12.44 ten %8,37 ye indiği gözlenmektedir. Hat yoğunluğunun tam olarak yarı (%6,22) seviyesine düşmeme sebebi karma hızlara sahip CAN-FD paket bölümleridir (Şekil 9). Buna göre SOF, Arbitration gibi alanların haberleşme hızı sabit iken, CAN-FD tüm paketi değil sadece veri paketinin hızını arttırmaktadır.

Şekil 11. Hıza Göre Beklenen-Gerçekleşen CAN-FD Hat Yoğunlukları (%-Mbps)

Araç üreticileri genellikle mimarilerinde 500kbps'lik hızı motor-transmisyon hatlarında kullanırlar. Bunun en önemli sebebi standartlaşmış bir çözümü kullanmak istemeleri, homologatif üniteleri bu hızlarda tutmak istemeleridir. CAN-FD mimarisinin yaygınlaşmasıyla araç üreticilerinin mimarinin fiziksel problemlerini [14] engellemek (yansıma vb.), standartlaştırma sağlamak gibi nedenlerden dolayı CAN'de olduğu gibi yaygınlaşmış bir CAN-FD hızını seçeceği öngörülmektedir. Öngörü olarak 2 Mbps hızının standard CAN-FD hızı olarak kabul edileceğini düşünelim. Bu simulasyonda örneği olan veri setinde performas ölçümü %20 hat yoğunluğu sınır değeri üzerinden yapılmak istenirse 64 ve 48 byte'lık veri paketine sahip CAN-FD mimarisi Şekil 12'de gösterilen kırmızı çizginin altındaki yeşil bölgede kalamayacağı için CAN-FD protokolü tasarımında kısıta yol açacaktır (Şekil 12). CAN-FD hattının performans değerleri hız ve veri paketi büyüklüğünden etkilendiği için bu iki parametre CAN-FD hattında önemli tasarım parametreleridir.



Şekil 12. Örnek CAN-FD hattı tasarımı

3. Sonuç

Bu çalışmada klasik CAN haberleşmesinin bant genişliğine ilişkin problemlerinin çözülmesi için geliştirilen CAN-FD protokolünün CAN ile farklılıklarından ve avantajlarından bahsedilmiştir. Örnek bir veri kümesi kullanarak CAN-FD protokolünün ilk bakışta CAN protokolüne göre daha yüksek hızda veri transferi sunduğu ancak yüksek hızın sadece veri paketinde geçerli olması ve veri paketi boyutundaki artış sebebi ile hat yoğunluğunun beklentiler oranında düşmediği ortaya konulmuştur. Sonuç olarak CAN-FD veriyolunun maksimum 8-10 Mbps değil, tüm haberleşme paketi ele alındığında ortalama hız üzerinden değerlendirilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. İleriki çalışmalarda farklı veri kümeleri üzerinden CAN-FD protokolünün performansı test edilebilir. Haberleşme paketinde bulunan "Arbitration" bölümünün 29 bit–Extended olarak kullanıldığındaki etkisi ileriki çalışma konularından biri olacaktır.

4. Referanslar

[1] Robert Bosch GmbH, "CAN Specification Version 2.0", 1991

[2] "Road Vehicles, Controller Area Network (CAN)-Part 1: Data Link Layer and Physical Signalling", ISO 11898-1, 2003

[3] "Road Vehicles, Controller Area Network (CAN)-Part 2: High-Speed Medium Access Unit, ISO 11898-2, 2003

[4] "Road Vehicles, Controller Area Network (CAN)-Part 3: Low-Speed, Fault-Tolerant, Medium-Dependent Interface, ISO 11898-3

[5] Dr. M. Schreiner , L. Donat, S. Köngeter , "Introduction of CAN FD Into the Next Generation of Vehicle", İCC2017

[6] Robert Bosch GmbH, "CAN with Flexible Data-Rate, Version 1.0", 2012

[7] ISO CAN-FD 11898-1:2015

[8] Nicolas Navet, Françoise Simonot-Lion, "In-Vehicle Communication Networks: A Historical Perspective and Review", 2013

[9] Kent Lennartsson, "Comparing CAN FD with Classical CAN"

[10] "CAN FD - The basic idea", CAN in Automation

[11] Florian Hartwich, "CAN with flexible data-rate", CAN Newsletter, 2/2012

[12] Vector CANoe HMI graphics

[13] Amit Kumar Sinha, Shubham Saurabh, "CAN FD: Performance Reality", IEEE-CICT 2017

[14] "CAN FD: From Theory to Practice", CAN Newsletter 3/2015

Vilnius Kaotik Osilatörünün İndüktans Elemansız Yeni Bir Eşdeğer Devresi ve Dinamik Analizleri

Coşkun Arslan

Omaks Bobinaj Bursa/Nilüfer
coskun.arslan@omaksbobinaj.com.tr

ÖZET

Elektronik devrelerde devre boyutunu azaltmak oldukça büyük bir öneme sahiptir. İndüktans gibi boyutlarının küçültülmesinin sakıncalı olduğu devre elamanlarının yerine boyutları daha küçük birden fazla elamana sahip eşdeğer devrelerini tercih etmek, entegre tipi devreler oluşturulmasını mümkün kılabilir. Bu çalışmada, Antoniou devresi ve toprakla bağlantısı olmayan indüktör eşdeğer devresi olmak üzere iki temel devre kullanılarak indüktörlerin eşdeğer gerçekleştirilmesi incelenmiştir. Vilnius kaotik osilatöründe kullanılan indüktör elemanı yerine bu eşdeğer devreler kullanılarak Vilnius Kaotik Osilatör Devresinin yeni bir eşdeğeri sunulmuştur.

1. GİRİŞ

Kaos kavramının bilim tarihine girişi çok uzun bir geçmişe sahip değildir. Kaos alanındaki sıçrama yaratan önemli keşiflerden biri, 1963 yılında havanın basitleştirilmiş bir modelini çalışmak üzere basit bir matematiksel bilgisayar programı yazan Edward Lorenz tarafından yapılmıştır [1]. Lorenz'in araştırdığı modelde kullandığı bu matematik, 1970'lerde geniş bir biçimde araştırılmış ve zamanla, kaotik bir sistemin temel özelliği olarak iki farklı başlangıç koşulları dizgesindeki en küçük bir farklılığın, sistemin durumunda büyük farklara neden olacağı bilinen bir gerçek haline gelmiştir. Bu anlamıyla kaotik sistemler, yalnızca laboratuvar koşullarında üretilebilen sistemler olmadıkları anlaşılmıştır.

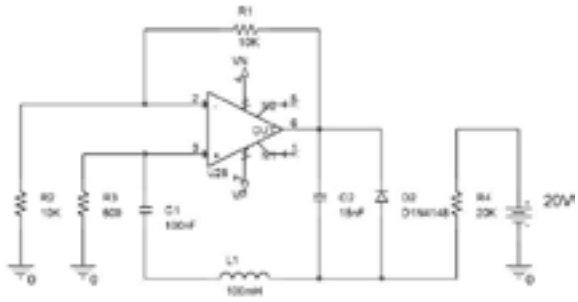
Hayatımızdaki fiziksel ve doğrusal olmayan yapıların hepsi kaotik bir davranış sergileme potansiyeline sahiptir [2]. Kaotik davranış, çok basit ve küçük boyutlu bir doğrusal olmayan sistem de olsa her yerde oluşabilir. Kaotik sistemler, "başlangıç şartlarına hassas bağlılık gösteren ve ölçülemeyecek karmaşıklıkta sistemler" olarak da tanımlanabilir [3]. Son yıllarda, kompleks sistem dinamiklerinin analizi ve kontrolü doğrusal olmayan elemanlar üzerine çalışan bilim dalının temel konularından biri haline gelmiştir [4]. Doğrusal olmayan sistemlerin içinde bulundukları karmaşık durum kaos durumu olarak nitelendirilir. Kaos teorisi en başta fizik ve matematik olmak üzere birçok bilim dalı literatüründe yerini almıştır [5].

Kaos sistemi ayrıca lazerlerin gücünün artırılmasında, elektronik devrelerin çıkışlarının senkronize edilmesinde, kimyasal reaksiyonların osilasyon kontrolünde, beyin dalgalarının incelenmesi ve görüntü sıkıştırma ve iletilmesi gibi birçok farklı ve yaygın kullanım alanı vardır [6-8]. Bu nedenle pratik olarak birçok model, kaotik davranışın incelenmesi için önerilmiştir. Bu önerilen modeller, kullanım amaçlarına göre birçok kez revize edilmiş ve birçok varyasyonları literatüre sunulmuştur [9,10].

Elektronik devrelerde devre boyutunu azaltmak oldukça büyük bir öneme sahiptir. İndüktans gibi boyutlarının küçültülmesinin sakıncalı olduğu devre elamanlarının yerine boyutları daha küçük birden fazla elamana sahip eşdeğer devrelerini tercih etmek, entegre tipi devreler oluşturulmasını mümkün kılabilir. İndüktans elemanlarının entegre tipi devrelerde kullanılmasının bazı sakıncaları vardır. Bunlar şöyle sıralanabilir. Entegre devrelerin yapı malzemelerini sağlayan yarı iletkenler, ferromanyetizma özelliği göstermemektedir. Dolayısıyla, çekirdeği oluşturan hem manyetik malzeme hem de indüktörün sargılarını oluşturan iletkenler yarı iletken yüzey üzerinde bulundurulmalıdır. Bu düzenleme, çok düşük indüktans oluşumuna sebep olur. Bir indüktörün fiziksel boyutu ile kalite faktörü arasındaki doğal ilişki boyut problemi yaratır. İndüktör boyutunun küçültülmesi, kalite faktörünü büyük ölçüde azaltır. Ferromanyetik malzemeler kullanan indüktörler, temelde doğrusal olmayan elementlerdir. Bu nedenle, ele aldıkları sinyalin genliği az tutulmaz ve doğrudan bu akımlar önlenmezse, bunlar harmonik bozulma üretirler. İndüktör elemanları küçük antenler gibi davrandığı için elektromanyetik dalgalar yayar ve toplarlar. Bu da devrelerde sinyallerin istenmeyen gürültü ve birleşimle sonuçlanmasına neden olabilir [11]. Bu gibi sakıncalarından dolayı ve bu çalışma özelinde, Vilnius kaotik osilatör devresindeki indüktör elemanı yerine alternatif eşdeğer model ihtiyacı ortaya çıkmıştır.

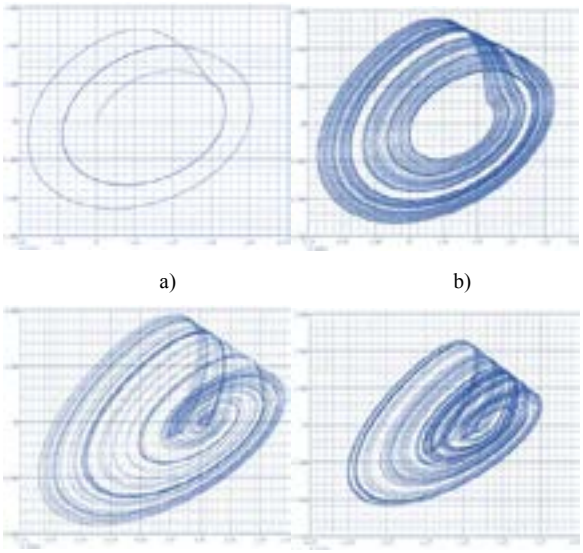
2. VİLNİUS KAOTİK OSİLATÖRÜ VE DİNAMİK ANALİZİ

Bir osilatör devresinde, kaotik davranışı gösterebilmek için direnç, kondansatör ve indüktör elemanları tarafından tasarlanan özerk devre şunları içermelidir; bir veya daha fazla doğrusal olmayan eleman, bir veya daha fazla yerel olarak aktif direnç, üç veya daha fazla enerji depolama elemanı [12]. Bugüne kadar pek çok kaotik osilatör devresi geliştirildi ve bunlardan biri olan basit bir devre şemasına sahip, Vilnius osilatörü, 2005 yılında A. Tamasevicius tarafından eğitim amacı için geliştirilmiştir [13]. Vilnius kaotik osilatör devresi Şekil 1'de gösterilmektedir.



Şekil 1. Vilnius kaotik osilatörü

Vilnius kaotik osilatör devresi OrCAD PSpice programında kurulmuştur. R_3 direncinin değerinin değiştirilmesi ile devrenin davranışı analiz edilmiş ve simülasyon sonuçları Şekil 2'de verilmiştir.



a) b)

c) d)

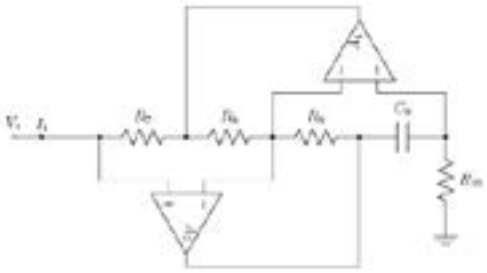
Şekil 2. Vilnius devresinin faz portreleri R = 200, 300, 500, 600 ohm.

Kirchhoff'un Akım Kanunu (KCL), ve Voltaj Kanunu (KVL) devre teorisini kullanarak, Vilnius kaotik osilatör devresinin durum denklemleri, şu şekilde ifade edilir:

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dV_{C_1}(t)}{dt} &= I_L \\ L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} &= (k-1)R_3 . I_{L_1} - V_{C_2} - V_{C_1} \\ C_2 \frac{dV_{C_2}(t)}{dt} &= I_{R_4} + I_{L_1} - I_D \end{aligned} \quad (1)$$

3. İNDÜKTANS EŞDEĞER DEVRESİ

İndüktörlerle ilişkili problemleri önlemenin bir yolu, bir indüktör gibi davranan ve yalnızca direnç, kondansatör ve op-amp gerektiren bir devre kullanmaktır. Şekil 3.'de Andreas Antoniou tarafından keşfedilen: "indüktör eşdeğer devresi" verilmiştir [14].

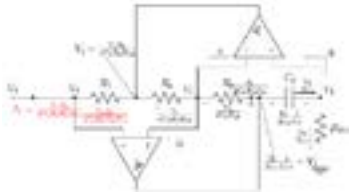


Şekil 3. İndüktör eşdeğer devresi

İndüktörün akım-voltaj ilişkisi:

$$v(t) = L\frac{di(t)}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{V(s)}{I(s)} = sL \quad (3)$$



Şekil 4. İndüktör eşdeğer devresinin akım ve gerilim değerlerinin analizi

Şekil 4.'de V_1 - I_1 ilişkisi:

$$\frac{V_1(s)}{I_1(s)} = \frac{V_1}{\frac{V_1 R_8}{sC_9R_7R_9R_{10}}} \quad (4)$$

$$\frac{V_1(s)}{I_1(s)} = \frac{sC_9R_7R_9R_{10}}{R_8} \quad (5)$$

Buradan elde edilen şu ifade ile istediğimiz indüktansa sahip bir Antoniou Devresi tasarlanabilir.

$$L = \frac{C_9R_7R_9R_{10}}{R_8} \quad (6)$$

$$\frac{V_1(s)}{I_1(s)} = sL_1 \quad (7)$$

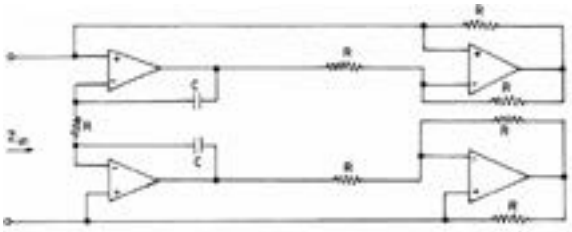
Burada indüktans eşdeğeri: $L = C_1R_1R_3R_4/R_2$ ile kolayca gerçekleştirebilir. Fakat bu eşdeğer devre yalnızca topraklanmış indüktörlerde gerçekleştirilir.

Toprakla bağlantısı olmayan indüktansın eşdeğerinin gerçekleştirilmesi, Şekil 5.'de gösterildiği gibi geriye dönük bağlanmış iki dönen kutbun kullanılmasını gerektirir [16]. İndüktör eşdeğerinin formülü Antoniou eşdeğeri ile aynıdır (Denklem: 6). Burada formülde ele alınacak direnç ve

kondansatör değerleri bir kutup için hesaplanır. Direnç değerleri sabit seçilirse indüktans değeri denklem 8'deki gibi olur.

$$L = R^2C \tag{8}$$

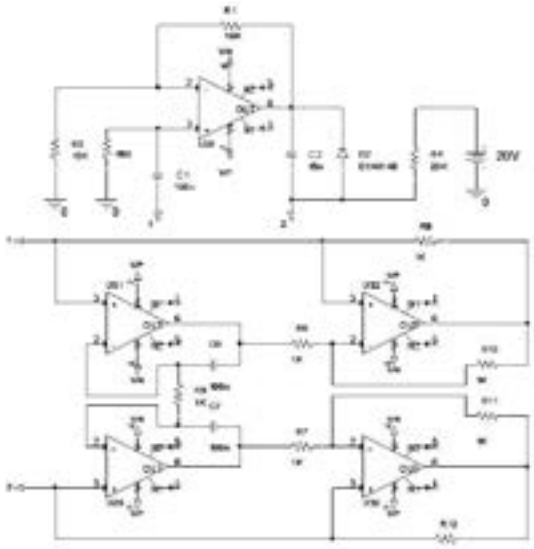
(R ve C değerleri eşit seçildiğinde)



Şekil 5. Toprakla bağlantısı olmayan indüktans eşdeğeri

4. VİLNİUS KAOTİK OSİLATÖRÜNÜN İNDÜKTANS EŞDEĞER DEVRESİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

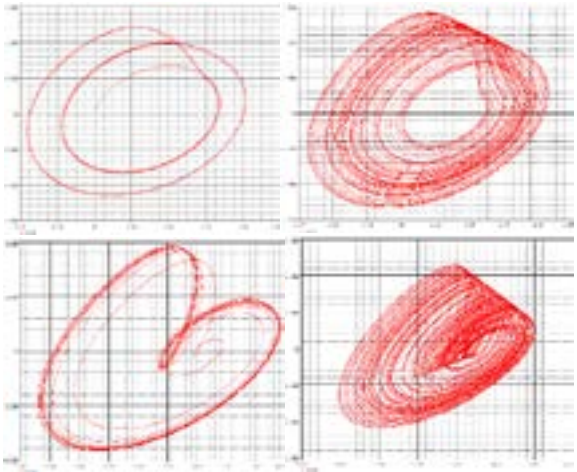
Vilnius kaotik osilatöründe bulunan bobin yerine toprakla bağlantısı olmayan indüktans eşdeğer devresi ile Şekil 6.'daki gibi kurulur.



Şekil 6. Vilnius Kaotik Osilatörünün İndüktans Eşdeğer Devresi

$$\begin{aligned} C_1\frac{dV_{C_1}(t)}{dt} &= I_1 \\ R^2C\frac{dI_{L_1}(t)}{dt} &= (k-1)R_3.I_1 - V_{C_2} - V_{C_1} \\ C_2\frac{dV_{C_2}(t)}{dt} &= I_{R_4} + I_1 - I_D \end{aligned} \tag{9}$$

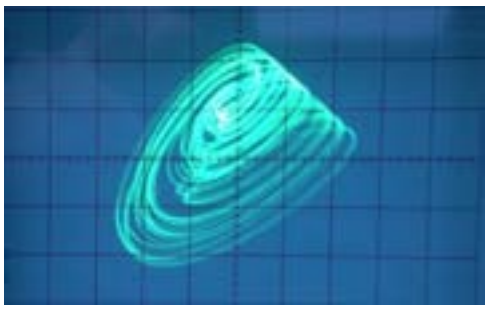
100mH yerine $L = R^2C$ (R=1K, C=100nF) ile verilen eşdeğer devre OrCAD PSpice programında kurulduğunda simülasyon sonuçları Şekil 7.'deki gibidir.



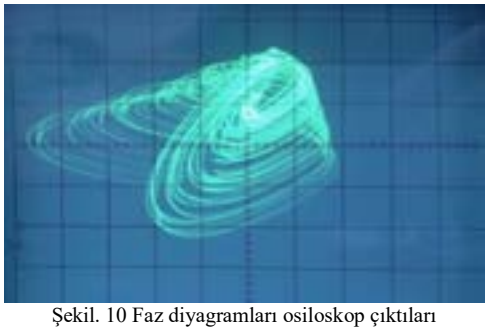
Şekil 7. Vilnius eşdeğer devresinin faz portreleri R = 200, 300, 500, 600 ohm.

Ayrıca, Vilnius kaotik osilatörünün indüktans eşdeğeri ile elektronik devre uygulaması gerçekleştirilmiş ve devrenin faz portresi osiloskop ile elde edilmiştir.

Şekil. 8 Elektronik devre



Şekil. 9 Faz diyagramları osiloskop çıktıları



Şekil. 10 Faz diyagramları osiloskop çıktıları

5. SONUÇ

Ferromanyetik malzemeler kullanan indüktörler, hacimli ve masraflı olmakla birlikte, indüktör boyutunda bir azalma, kalite faktörünü azaltır. Ayrıca mikrominatür ve entegre devre uygulamaları için indüktansların gerçekleştirilmesine temel sınırlamalar da vardır. Bu çalışmada, Antoniou devresi ve toprakla bağlantısı olmayan indüktör eşdeğer devresi olmak üzere iki temel devre kullanan indüktörlerin eşdeğer gerçekleştirilmesi incelenmiştir. Vilnius kaotik osilatöründe kullanılan indüktör elemanı yerine bu eşdeğer devreler kullanılarak vilnius kaotik osilatar devresinin yeni bir eşdeğeri sunulmuştur. Böylece indüktör elemanın devre boyutları ve elektriksel gürültü gibi olumsuz etkileri bu devrede ortadan kaldırılmıştır. Bu yeni devrenin kaotik davranışlarının indüktör elemanlı vilnius kaotik osilatorü ile aynı olduğu gözlenmiştir.

6. KAYNAKLAR

[1] Kennedy, M. P., Kolumban, G., Jako, Z., Kis, G., "Chaotic Communications without Synchronization", Conference Publication, 451: 49-53 (1998)

[2] Kaçar, S., Akgül, A., Ergüzel, A. T., Öztürk, M. M., & Sevin, A. (2015). Design of a Web Interface for Fractional Chaotic Systems.

[3] Yardım, F. E., & Afacan, E. (2010). Lorenz-Tabanlı Diferansiyel Kaos Kaydırmalı Anahtarlama (Dcsk) Modeli Kullanılarak Kaotik Bir Haberleşme Sisteminin Simülasyonu. Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, 25(1).

[4] Yamaçlı, V., Abacı, K., & Köse, E. Chua Devresinin Gerçeklenmesi ve Simülasyonu.

[5] Madan, R. N. (Ed.). (1993). Chua's circuit: a paradigm for chaos(Vol. 1). World Scientific.

[6] Ditto, W.L. and Pecora, L.M., ―Mastering Chaos‖, Scientific American, 1993, pp.78–84.

[7] Uçar, A., Türk, M. ve Ata, F., ―A Practical Realization of Chaos Synchronization For Transmitting Information‖, The 32nd International Scientific Symposium of the Defense Research Agency, vol.4, Bucharest–Romania, 2001, pp.81-88.

[8] Türk, M. ve Ata, F., ―Performance Analysis of Adaptive Controllers on Chaotic Parameter Modulation and Variant Channel Gain‖, 1st IEEE International Conference on Circuit and System for Communication, ICCSC'02, 2002, St. Petersburg, Russia.

[9] Güler, H., & Kaya, T. (2016). Parça Parça Lineer Memristor Tabanlı Chua Osilatorunun LabVIEW'de Gerçekleştirilmesi.

[10] Hanbay, D., Türkoğlu, İ., & Demir, Y. (2007). Chua Devresinin yapay sinir ağı ile modellenmesi. Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Dergisi, 19(1), 67-72.

[11] Cuppens, R. O. G. E. R., De Man, H. J., & Sansen, W. M. (1979). Simulation of large on-chip capacitors and inductors. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 14(3), 543-547.

[12] Chua, Leon O.; Matsumoto, T., and Komuro, M. The Double Scroll. IEEE Tran. on Circ and Systems CAS-32 (8): 798–818, August 1985.

[13] Emiroğlu, S., & Uyaroğlu, Y. (2012). Dynamical analysis and control of chaos in Vilnius chaotic oscillator circuit. ScientiÆc Computing in Electrical Engineering, SCEE2012, Zurich, Switzerland, 151-152.

[14] Robert Keim, "Inductor Out, Op-Amp In: An Introduction to Second-Order Active Filters" https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/inductor-out-op-amp-in-an-introduction-to-second-order-active-filters/

[15] S. Sedra and K. C. Smith, Microelectronic CIRCUITS,Fifth Edition. Oxford University Press, 2007.

[16] Kumar, U., & Shukla, S. K. (1989). Analytical study of inductor simulation circuits. Active and Passive Electronic Components, 13(4), 211-227.

Lazer Mikrofonda Gürültünün İndirgenmesi İçin Farklı İşaret İşleme Algoritmaları Ve Ters Filtreleme Tekniğinin Kullanılması

Soner MÜLAYİM[1], Emre TURAN[1], Zehra SARAÇ[2]

[1]*Bülent Ecevit Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Zonguldak*

[2] *İstanbul Medeniyet Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul*

emre.turannn61@gmail.com , mlsoner@gmail.com, zehra.sarac@medeniyet.edu.tr

ÖZET

Sesi uzak mesafelerden dinlemenin yollarından biri de lazer mikrofonlardır. Lazer mikrofonlar akusto-optik etki ile ışığın ses tarafından modülasyona uğraması prensibine dayalı çalışır. Elde edilen sese ait girişim deseninin sayısal işaret işleme algoritmaları kullanılarak işlenmesi ile yeniden oluşturulan sesin düşük düzeyde gürültüye sahip olması oldukça önemlidir. Bu çalışmada gürültünün indirgenmesi sonucunda yeniden oluşturulan sesin yüksek SNR değerine sahip olması için farklı işaret işleme algoritmaları ve filtreleme tekniği önerilmiştir. Sesin optik olarak elde edilmesinde Michelson interferometresi kullanıldı. Kullanılan işaret işleme algoritmaları:Fourier,Stockwell, Hilbert ve Sürekli Dalgacık Dönüşümüdür. Ters Filtreleme (İnverse Filter) ile gürültü indirgenmesi uygulaması yapılmıştır. Filtrenin performansını arttırmak için gama tresholding kullanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Lazer mikrofon, Michelson interferometresi, Hızlı Fourier dönüşümü, Hilbert dönüşümü, Stockwell dönüşümü, Sürekli Dalgacık Dönüşümü, Ters Filtreleme Tekniği

1.GİRİŞ

1.1.Lazer Mikrofon

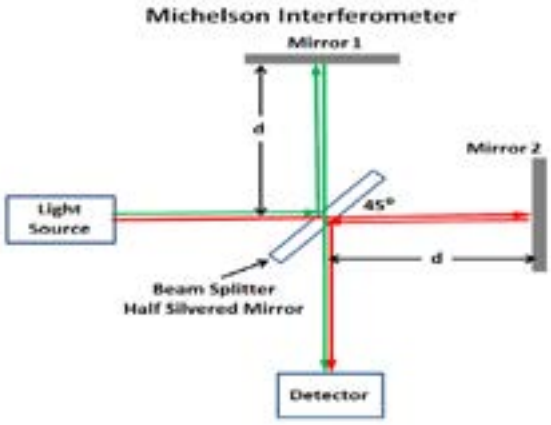
Günümüzde yaygın olarak kullanılan mikrofonlar ses dalgalarına maruz kalan fiziksel bir diyafram kullanmakta ve bu diyaframdan elde edilen titreşimleri amplifikatörler ile yükselterek elektrik sinyallerine dönüştürmektedir. Bu titreşimler; kapasitansa bağlı bir diyafram ya da endüktöre bağlı bir diyafram vasıtasıyla çeşitli şekillerde elde edilir. Ancak sonlu kütleye sahip bir fiziksel diyafram ile ses elektrik sinyallerine dönüştürüldüğünde diyaframın fiziksel özelliklerinden dolayı mekanik rezonanslar ve duran dalgalar gibi elektrik sinyallerini etkileyen faktörler ortaya çıkmaktadır [1].

Yapılan bu çalışmada gerçekleştirilmiş olan lazer mikrofon ise, ses basıncı ve bir lazer ışını yani akusto-optik etki ile sesi elde etmektedir. Bu sayede fiziksel bir diyaframın beraberinde getirmiş olduğu mekanik rezonans ile oluşan duran dalga sorunu ortadan kaldırılmaktadır. Mikrofon ile dinlenen elektrik sinyali ile ses dalgası arasındaki korelasyon yüksek derecede doğruluk göstermektedir. Lazer mikrofonun çalışmasındaki temel prensip ise şu şekildedir:

Koherenz ve tek bir yöne odaklanmış olan lazer ışını, bir ses ile etkileşime girdiğinde aldığı yolda farklılık oluşur dolayısıyla fazda değişiklik meydana gelir ve ses tarafından ışık modülasyona uğrar. Bu olaya akusto optik etki denilmektedir[2]. Bu çalışmada Michelson İnterferometresine dayalı Lazer Mikrofon kullanılmıştır. Bu mikrofon ile elde edilen işaretler çeşitli işaret işleme algoritmaları ile değerlendirilmiştir. Hangisinin daha kısa sürede sistemin SNR değerini maksimum düzeye taşıdığı araştırılmıştır.

1.2.Michelson İnterferometresi

Albert Abraham Michelson tarafından geliştirilmiştir. Bu interferometrik yapıda lazer kaynağından çıkan ışın bir ışın bölücü ile iki kola ayrılır. İkiye ayrılan ışın demetleri aynı frekansta ama farklı genlik ve fazdadırlar. Bu kollardan birisi referans kolu olurken diğeri ise obje kolu olarak adlandırılır. Obje kolunda ölçmek istediğimiz parametrenin etkisi söz konusudur. Bu iki kolun sonunda yer alan sonlandırıcı aynalardan lazer ışını geri yansıyarak aynı ışın bölücü ile tekrar birleşirler ve girişim deseni oluştururlar [3].



Şekil 1.Michelson İnterferometresi

Şekil 1. de gösterilen interferometrik yapıda: gelen ışın bölücü tarafından 2'ye ayrılır. Daha sonra Mirror 1 ve Mirror 2 den yansıyıp geri dönen ışınlar bu ışın bölücüde yeniden

toplanarak ekranda girişim desenini oluşturur [3]. Bu girişim deseni hızlı kamera ile kayıt edilerek bilgisayara aktarılır.

Aynı frekansta ama farklı genlik ve fazdaki iki dalga aynı noktaya çarptığında ya üst üste binerler ya da girişim deseni oluştururlar [4].

$$y = a_1 \sin(\omega t-\alpha_1)+a_2 \sin(\omega t-\alpha_2) \quad (1)$$

Burada $a_1 \sin(\omega t-\alpha_1)$ birinci dalganın elektriksel alanı $a_2 \sin(\omega t-\alpha_2)$ ise ikinci dalganın elektriksel alanıdır. Girişim tanımı ise Denklem (2) ile verilir.

$$y^2=A=a_1^2+a_2^2+2a_1a_2\cos\delta \quad (2)$$

$$\delta = \alpha_1-\alpha_2 \quad (3)$$

Işığın farklı yollardan geçerek oluşturmuş olduğu faz farkını veren ifade:

$$\delta =(2\pi/\lambda)2d\cos\theta \quad (4)$$

şeklindedir ve burada λ çalışmada kullanılan ışığın dalga boyunu ifade etmektedir.

Denklem (2)'ye göre şiddet dağılımı (kamera üzerinde görülen) $a_1=a_2=a$ olmak üzere;

$$I\sim A= 4\, a^2 \cos^2 \frac{\delta}{2} \quad (5)$$

verilir[4].

1.3.Akusto Optik Etki

Acousto-optic effect : sesin neden olduğu ışığın kırınımı, sapması veya faz modülasyonu olarak bilinmektedir[5-6]. Sesin frekans ile basınç aralığına ve ayrıca ortam türüne bağlı olan etkiyi tanımlayan birkaç model vardır. Havada ilerleyen ses için bir faz modülasyon modeli referans[7] ' de tanıtılmıştır. ve faz modülasyon modelinin geçerliliği nicel olarak referans [8]' da incelenmiştir.
Ses basıncı (p) ile havanın kırılma indisi (n) arasındaki ilişki;

$$n = (n_0 - 1)(1 + \frac{P}{P_0})^{1/\gamma} + 1 \quad (6)$$

formülü ile gösterilebilir.Burada $\boldsymbol{n_0}$ statik koşullar altındaki kırılma indisi, $\boldsymbol{p_0}$ statik koşullar altında basınç ve $\boldsymbol{\gamma}$ özgül ısı oranıdır. $\boldsymbol{p/p_0}$, 1'den daha küçük olduğunda, doğrusal bir ilişki olduğu varsayılabilir. Yani;

$$n = n_0 + \frac{n_0 - 1}{\gamma P_0} P \quad (7)$$

$\boldsymbol{p_0}$, normal koşullar altındaki basınç yaklaşık olarak 1×10^5 Pa olarak ifade edilmiştir[9]. Bu yaklaşım düşük ses basıncı için yani 100-500 Pa için geçerlidir. (Ses basıncı 1000 Pa olduğunda, Denklem (6) ile Denklem (7) arasındaki bağıl hata 0,014'tür)[10].

Daha önceki araştırmalara göre, zayıf ses alanında yayılan ışık şu şekilde olarak ifade edilebilir:

$$E_h(r,t) = E_h(r,t)\exp[i\varphi_p] \quad (8)$$

Burada;

$$E_h(r,t) = |E_h|\exp[i(kr - \omega t)] \quad (9)$$

Homojen bir terimdir ve

$$\varphi_P = k\frac{n_0-1}{\gamma P_0}\int_L P(l,t)dl \quad (10)$$

$\boldsymbol{\varphi_P}$ sesin neden olduğu faz modülasyonudur; r = (x, y, z) üç boyutlu öklid uzayının konumudur; t zaman; ω ışığın açısal frekansı; k ışığın dalga boyu; L optik yoldur. Yukarıdaki denklemler kırılma indisindeki zamansal değişimin elektromanyetik alanın açısal frekansından oldukça daha yavaş olduğunu varsayan geometrik optik yaklaşımdan türetilebilir [9, 12, 13]. Eh terimi, ortamın zamansal ve uzamsal yoğunluk değişiminin olmadığı (örneğin sesin) statik bir alanda yayılan ışığı temsil eder. Denklemler, zayıf sesin neden olduğu ışığın faz modülasyonunun, ses basıncının optik yol boyunca çizgi entegrasyonuyla orantılı olduğunu göstermektedir. Bu nedenle, havadaki zayıf ses alanı ışığın fazı gözlemlenerek elde edilebilir [10].

2.YÖNTEM

2.1.Hızlı Fourier Dönüşümü(FFT)

Bu çalışmada girişim desenlerinden faz bilgisini elde etmek için , 1982 de ilk defa Takeda tarafından önerilen Fourier Dönüşüm algoritması kullanılmıştır[11].

$$g(x,y) = a(x,y) + c(x,y)e^{i2\pi f_0 x} + c*(x,y)e^{2\pi f_0 x} \quad (11)$$

burada yer alan c* , c'nin kompleks eşleniğidir.

$$c(x,y) = b(x,y)\frac{e^{i\psi(x,y)}}{2} \quad (12)$$

$$c*(x,y) = b(x,y)\frac{e^{-i\psi(x,y)}}{2} \quad (13)$$

Bu girişim deseninin faz bilgisini bulmak için Fourier Dönüşümü eşitlik (14) e uygulanır.

$$G(f,y) = A(f,y) + C(f-f_0,y) + C*(f-f_0,y) \quad (14)$$

Ayrıca Fourier dönüşümü herbir girişim deseni için satır satır uygulanır. Bu adımları takiben elde edilen fazın maksimum frekans noktası bulunur. Bu frekans noktasının bulunması işleminde filtrelemede uygulanmıştır. Sonuç olarak c(x,y) satır satır Ters Hızlı Fourier Dönüşümü(İnverse Fast Fourier Transform) uygulanarak, reel ve imajiner bileşenleri ile birlikte elde edildi[11]. Bu bileşenleri kullanarak faz bilgisi elde edildi

$$\varphi(x,y) = tan^{-1}\frac{\Re e\{c(x,y)\}}{\Im m\{c(x,y)\}} = \psi(x,y) mod^{\pi} \quad (15)$$

2.2.Hilbert-Huang Dönüşümü

Hilbert dönüşümü gerçek değerli sinyallerin Fourier spektrumlarının simetrisi ile ilgili fazlalıkların üstesinden gelmektedir.F(f)'i , I(x)'in 1 boyutlu Fourier spekturumu olarak kabul edelim.Yardımcı bir sinyal olan A(x), I(x)'in negatif frekans bileşenlerini keserek oluşturur[13]

$$A(x) = 2\int_0^{\infty} F(f)\exp(-2i\pi fx)\,df$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} F(f)[sign(f)+1]\exp(-2i\pi fx)\,df \quad (16)$$

Burada sinyal enerjisi korunması için 2 faktörü kullanılmıştır ve sign(f)

$$sign(f) = \frac{|f|}{f} = \begin{cases} -1, & f < 0 \\ +1, & f \geq 0 \end{cases} \quad (17)$$

$A(x)$, $A(x) = I(x) + A'(x)$ olarak iki bileşen açısından belirtilebilir. Burada yer alan $A'(x)$ imajiner bileşen şu şekilde ifade edilmektedir [13]

$$A'(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(f)sign(f)\exp(-2i\pi fx)\,df \quad (18)$$

$I(x)$'in Hilbert Dönüşümü reel bir sinyaldir ve [12]'de şu şekilde sunulmuştur

$$\tilde{A}(x) = \frac{1}{i}A'(x) = \frac{1}{i}\int_{-\infty}^{+\infty} F(f)sign(f)\exp(-2i\pi fx)\,df \quad (19)$$

$A(x)$ sinyali , $A(x) = I(x) + i\tilde{A}(x)$ olarak yazılabilir.Bu nedenle $A(x)$, reel sinyal olan $I(x)$'den üretilen karmaşık sinyaldir. $A(x)$'in frekans spektrumu yalnızca negatif frekanslar için sıfırdır.Ek olarak frekans alanındaki DC term sıfır yapılarak elimine edilmiş olur.

Faz değeri olan $\varphi(x,y)$, Denklem (17) kullanılarak herbir x değeri için hesaplanmıştır.

$$\varphi(x,y) = tan^{-1}\left(\frac{\Im\mathrm{m}\big(\mathrm{HT(x)}\big)}{\Re\mathrm{e}\big(\mathrm{HT(x)}\big)}\right) \quad (20)$$

burada yer alan $\Im\mathrm{m}\big(\mathrm{HT(x)}\big)$ ve $\Im\mathrm{m}\big(\mathrm{HT(x)}\big)$ ifadeleri HT(x)'in imajiner ve reel bileşenleridir[13].

2.3.Stockwell Dönüşümü

Çalışmada kullanılan Michelson interferometresinden elde edilen sinyal(girişim deseni) g(xy) şu şekilde ifade edebiliriz

$$g(x,y) = I_0(x,y)\big[1+\cos\big(my+\varphi(x,y)\big)\big] \quad (21)$$

burada $I_0(xy)$ arka plan şiddeti, m yataydaki uzaysal taşıyıcı frekansı, y yönü ve $\varphi(xy)$ ise optik fazı ifade etmektedir. İnterferometrenin iki kolu arasındaki optik yol farkı olan z şu şekilde ifade edilebilir[15]

$$z(x,y) = \frac{\varphi(x,y)}{4\pi\cdot\sigma} \quad (22)$$

burada $\sigma = 1/\lambda$ dalga numarasıdır ve λ ışık kaynağının dalga boyudur. Stockwell dönüşümü hareketli ve ölçeklenebilir bir Gauss penceresini temel alan , Sürekli Dalgacık Dönüşümünün(Continuous Wavelet Transform) uzantısı olan bir sinyal işleme algoritmasıdır. Girişim deseni g(x,y)'nin bir satırının dalgacık dönüşümü

$$W(x,a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{+\infty} c^*\left(\frac{y-b}{a}\right)\cdot g(x,y)\cdot dy \quad (23)$$

şeklindedir.Burada a ölçekleme parametresini,b dönüştürme parametresini ve $c\left(\frac{y-b}{a}\right)$ ana dalgacığı belirtmektedir.c^* ana dalgacığın kompleks eşleniğini temsil etmektedir. Girişim deseninin bir boyutlu S-dönüşümü, bir faz faktörü ile çarpılan spesifik bir ana dalgacığa sahip bir CWT olarak tanımlanır[14]

$$S(x,fb) = e^{2\pi\cdot i\cdot f\cdot b}\cdot W(x,a,b) \quad (24)$$

Spesifik olan ana dalgacık tanımı ise şu şekildedir

$$c(y,f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}}\cdot e^{-2\pi\cdot i\cdot f\cdot b}\cdot e^{-\frac{y^2\cdot f^2}{2}} \quad (25)$$

burada yer alan f parametresi, ölçek parametresi olan a nın tersidir. $g(x,y)$'nin bir boyutlu S-dönüşümü eşitlik(26)'de belirtilmiştir[14]

$$S(x,f,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x,y)\cdot\frac{|f|}{\sqrt{2\pi}}\cdot e^{-\frac{(b-y)^2\cdot f^2}{2}}\cdot e^{-2\pi\cdot i\cdot f\cdot b}\cdot dy \quad (26)$$

S-dönüşümünün sırt(ridge-maksimum) noktalarının fazları $\phi(x,b)$ her bir "b" için Denklem (27) kullanılarak hesaplanır

$$\phi(x,b) = tan^{-1}\left(\frac{\Im\mathrm{m}\big(\mathrm{S(x,f,b)}\big)}{\Re\mathrm{e}\big(\mathrm{S(x,f,b)}\big)}\right) = mb + \phi(x,b) \quad (27)$$

burada $\Im\mathrm{m}\big(\mathrm{S(x\,f\,b)}\big)$ ve $\Re\mathrm{e}\big(\mathrm{S(x\,f\,b)}\big)$ sırasıyla S-dönüşümünün imajiner ve reel kısımlarını ifade etmektedir.

2.4.Sürekli Dalgacık Dönüşümü(CWT)

Frekansı zamana göre değişen analizde Sürekli Dalgacık Dönüşümü(SDD) kullanılarak zaman-frekans diyagramı elde edilir. Sürekli dalgacık dönüşümü, herhangi bir f(x) fonksiyonu için genel olarak

$$W_f(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\Psi^*_{a,b}(x)\,dx \quad (28)$$

şeklinde tanımlanır[16].

$$\Psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}}\Psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad (29)$$

şeklinde tanımlanan $\Psi_{a,b}(x)$, 'analiz dalgacık' olarak adlandırılmakta olup ilerleme,germe ve sıkıştırma yapmaktadır. $\Psi^*_{a,b}(x)$ ifadesi ise bunun kompleks eşleniğidir. Burada a≠0 ve b gerçek olmaktadır. Burada b öteleme parametresini, a ise ölçek parametresini ifade etmektedir. Ölçek parametresi a'nın düşük değerlerde seçilmesi sinyali sıkıştırmakta ve bu sayede yüksek frekansların analizi yapılabilmektedir. Yüksek değerlerde ölçek parametresi ise sinyali genişletmekte ve daha düşük frekansların analizi yapılabilinmektedir[16-17].Yapılan bu çalışmada girişim deseninden fazı elde etmek için CWT faz metodu önerilmiştir.

2.4.1.CWT Faz Metodu

$$W(x,a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{+\infty} c^*\left(\frac{y-b}{a}\right)s(x,y)dy \quad (30)$$

burada genel ifadeye benzer şekilde "a" ölçekleme parametresini, $c\left(\frac{y-b}{a}\right)$ ise eşitlik (32)'de tanımlanmış olan ana dalgacığı ifade etmektedir. c^* ana dalgacığın kompleks eşleniğini temsil etmektedir. Bu çalışmada ana dalgacık olarak "kompleks morlet(cmor)" dalgacığı seçilmiştir çünkü

"cmor dalgacık(wavelet)" uzaysal ve frekans domeninde daha iyi çözünürlük vermektedir[19]. cmor waveleti tanımlayan $\psi(x = y) = c(y)$ ifade şu şekildedir[18]

$$c(y) = \sqrt{\pi f_b}\exp(i2\pi f_c y)\exp\left(-\frac{y^2}{f_b}\right) \quad (31)$$

burada f_b bant genişliğini, f_c wavelet merkez frekansını ifade etmektedir."a" ölçekleme parametresi ve "b" dönüşüm parametresine sahip $c(y)$ şu şekildedir

$$c\left(\frac{y-b}{a}\right) = \sqrt{\pi f_b}\exp\left(i2\pi f_c(\frac{y-b}{a})\right)$$

$$\times \exp\left(-\frac{1}{f_b}(\frac{y-b}{a})^2\right) . \quad (32)$$

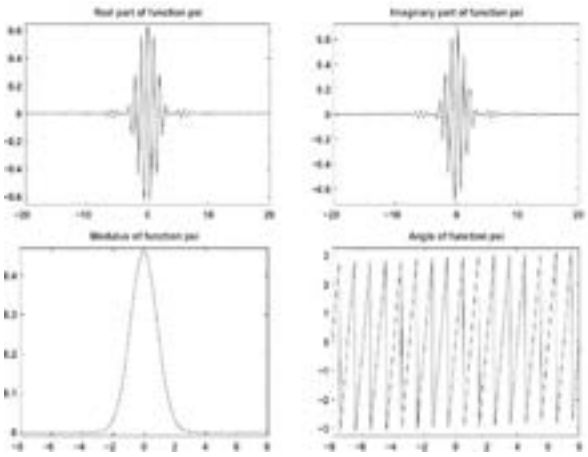
CWT'nin sırt(ridge-maksimum) noktalarının fazları $\phi(xb)$ her bir "b" için eşitlik (33) kullanılarak hesaplanır

$$\phi(x,b) = tan^{-1}\left(\frac{\Im\mathrm{m}\big(W(\mathrm{x,a,b})\big)}{\Re\mathrm{e}\big(\mathrm{W(x,a,b)}\big)}\right) = mb + \phi(x,b) \quad (33)$$

burada $\Im\mathrm{m}\big(\mathrm{W(x,a,b)}\big)$ ve $\Re\mathrm{e}\big(\mathrm{W(x,a,b)}\big)$ sırasıyla CWT-dönüşümünün imajiner ve reel kısımlarını ifade etmektedir[19]. Burada teorik kısımda kompleks Morlet için anlatım vardır. Diğer dalgacıklar içinde dalgacığın ψ(x=y) fonksiyonu=c(y) olarak teorik kısımda alınır

Yapılan çalışmada kullanılan dalgacıklar ve $\psi(x)$ fonksiyonları aşağıda verilmektedir.

a) Complex Morlet Wavelet(cmor) :

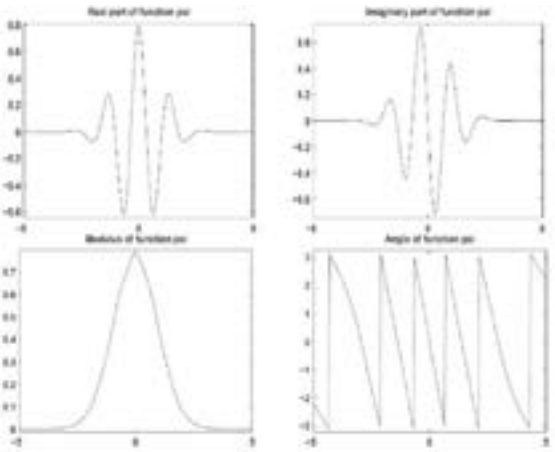


Şekil 2.Complex Morlet Wavelet(mor1.5-1)z

$$\psi(x)=\frac{1}{\sqrt{\pi f_b}}\, e^{2i\pi f_c x} e^{-\frac{x^2}{f_b}} \quad (34)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.Burada yer alan f_b bant genişliğini ifade eden ,f_c ise Sdalgacık merkez frekansını ifade eden parametrelerdir[20].

b) Complex Gaussian(cgau) ve gaussian(gaus) :

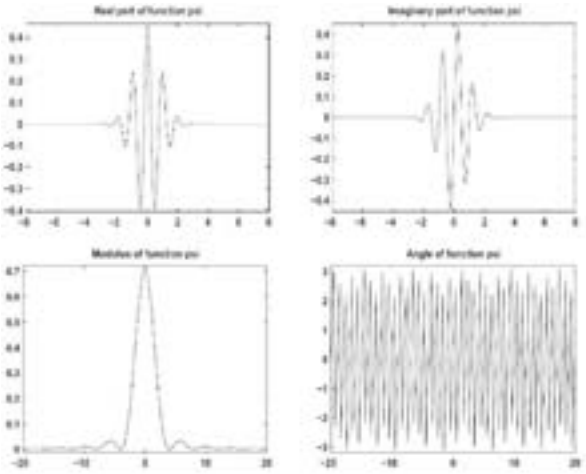


Şekil 3. Complex Gaussian

$$\psi(x) = C_p\, e^{-ix}\, e^{-x^2} \quad (35)$$

fonksiyonunun p. türevinin alınmasına dayanmaktadır[20].

c) Complex Frequency B-spline(fbsp) :

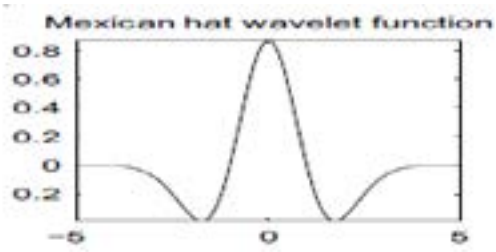


Şekil 4. Complex Frequency B-Spline Wavelet fbsp

$$\psi(x)=\sqrt{f_b}\,(sinc(\frac{f_b x}{m}))^m\, e^{2i\pi f_c x} \quad (36)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada yer alan f_b bant genişliğini ifade eden ,f_c ise dalgacık merkez frekansını ifade eden parametrelerdir[20].

d) Mexican Hat(mexh):



Şekil 5.Mexican Hat(mexh)

$$\psi(x) =\frac{2}{\sqrt{3}}\,\pi^{-\frac{1}{4}}(1-x^2)e^{-x^2/2} \quad (37)$$

şeklinde tanımlanmaktadır[20].

2.5 Filtreleme Tekniği (Ters Filtre=Inverse Filter)

Frekans domaninde filtreleme yapmak için: Elde edilen faz bilgisinin FFT'si ile filtrenin fft'si çarpılmaktadır. Bu durum Frekans domaininde konvolusyon anlamına gelmektedir.

$$Y(i,j) = X(i,j)\, F(i,j) \quad (38)$$

X,ses'e ait faz bilgisinin DFT'sini, F filtrenin DFT'sini Y ise elde edilen sonuç sesin DFT'sini ifade etmektedir.

Orijinal ses'e ait faz bilgisinin DFT'sini bulmak için Y ve F'i kullanarak aşağıdaki işlemi yaparız.

$$X(i,j) = \frac{Y(i,j)}{F(i,j)} \quad (39)$$

Buradan da İFFT(İnverse Fast Fourier Transform) ile X(x,y) uzaysal domene dönülür[21]. Ayrıca bu çalışmada gama tresholding uygulanarak yüksek frekans değerleri gama değeri ile limitlenmesini uyguladık[22]. Bu kapsamda Fourier, Hilbert ve Stockwell dönüşümlerinde filtreleme uygulandı.Ancak elde edilen sonuçlar içerisinde yalnızca Hilbert dönüşümünün filtrelenmiş hali en iyi sesi verdiği için diğer sayısal işleme algoritmalarının filtreli sonucu değerlendirilmedi.

$$X(i,j) = \begin{cases} \dfrac{1}{F(w_1,w_2)}, & eğer\ \dfrac{1}{F(w_1,w_2)} < \gamma \\ \gamma \quad , & diğer \end{cases} \quad (40)$$

2.6.Sinyal Gürültü Oranı(SNR)

Burada önerilen sistemden elde edilen ses işaretinin üzerinde de az da olsa gürültü olacaktır. Bu gürültünün ne kadar olduğunu anlamak için sistemimizin verdiği sinyal /gürültü oranı(SNR)şu matematiksel ifade ile bulunur (ses den alınan 6000 örnek için):

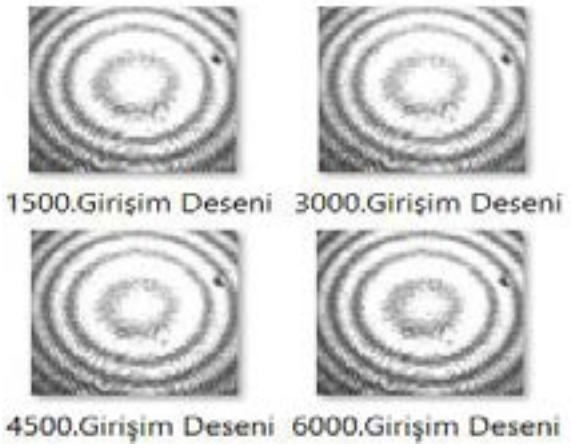
$$SNR = \frac{\sum_{n=1}^{n=6000}(P_E[n])^2}{\sum_{n=1}^{n=6000}(P_0[n] - P_E[n])^2} \quad (41)$$

Burada SNR (sinyal -gürültü oranını) , P_E işlenen girişim desenlerinin sonucunda tekrar oluşturulan sesi (yakalanan ses), P_0 referans sesi (sisteme başlangıçta verilen ses) göstermektedir.

3.DENEY DÜZENEĞİ

Şekil 6. Lazer Mikrofon Sistemi(Laboratuarda)

Şekil 6 ile gösterilen Lazer Mikrofon sisteminde $12(mW)$ gücünde $633(nm)$ dalga boyuna sahip kırmızı lazer kaynağı kullanılmıştır. Bu mikrofonu oluşturmak için Michelson interferometre temel düzeneği kurulmuştur ve girişim desenleri hızlı kamera kullanılarak kayıt edilmiştir[23]. Dağıtılmış lazer kaynağına sahip olduğumuzdan, lazer 3 boyutlu uzaysal filtre ile nokta kaynak haline getirilip ve ince kenarlı mercek ile düzlemsel dalga olarak sisteme verilmiştir. Lazer ışığının genliği ışın bölücü ile ikiye ayrılmıştır. Bu iki yoldan birisi referans kol olup diğeri ise obje kolu olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca Michelson interferometresinde referans kol, sünger gibi sesi emen malzemeler ile yalıtılarak performans arttırılmıştır. Ölçmek istediğimiz ses, obje koluna hoparlör ile verilmektedir. Hoparlör tarafından verilen ses ile obje kolunda ilerleyen lazer ışığı akusto optik etki ile modüle olur. Modüle olmuş ışık obje kolundaki aynadan geri yansıyarak ışın bölücüye tekrar gelir. Referans kolundaki ışık ta referans kolunda bulunan aynadan geri yansıyarak ışın bölücüye gelir. Daha sonra modüle olmuş ışık ile referans ışık, aynı ışın bölücü ile birleştirilerek girişim deseni oluştururlar. Alınan girişim desenlerinden örnekler Şekil 7' de verilmiştir.



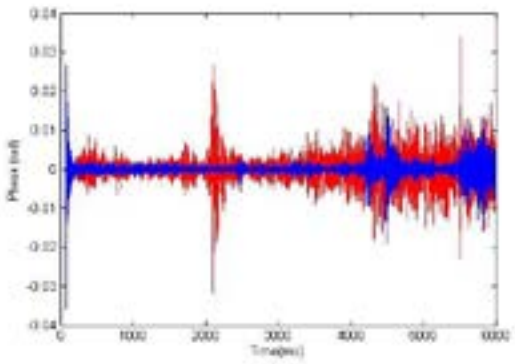
Şekil 7.Hızlı kamera tarafından görüntülenen girişim desenleri

Girişim desenlerinin çekimi için hızlı kamera[23] kullanılmıştır ve bu desenler bilgisayara aktarılmıştır. Nyquist kriterine göre bir sesi yeniden dinleyebilmek için sesin içinde bulunan en yüksek frekansın minimum 2 katı kadar ya da daha büyük bir örnekleme frekannsı seçmek gerekir. Burada sisteme verilen sesin maksimum frekansı$1(\ kHz)$ olarak kabul edilmiş olup en az 2 (kHz)'lik bir örnekleme frekansı seçilmiştir. Bu frekansa erişmek için saniyede kameradan 2000 adet örnek alınması gerekir. Sisteme 3 sn süre ile ses verildiğinden burada 6000 örnek alınarak işlem yapılmıştır. Ses olarak ise 'Deneme 1' sesi sisteme verilmiştir. Çekilen girişim desenleri bir bilgisayar yardımıyla işlenerek sesin yeniden oluşumu sağlanmıştır.

4.DENEYSEL SONUÇLAR

4.1. Hızlı Fourier Dönüşümü(FFT)

Hızlı kamera tarafından çekilmiş olan 6000 girişim deseni yukarıda teorisi verilen FFT ile işlenerek ses (zamansal faz) yeniden elde edilmiştir (Bak Şekil 8). Elde edilen ses fourier dönüşümü algoritması içinde tasarlanan bant geçiren filtre ile gürültüler giderilmiştir.

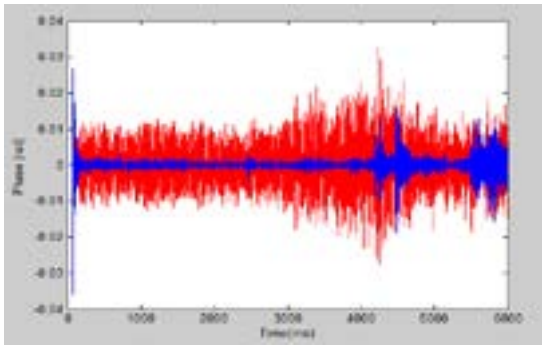


Şekil 8. FFT ile Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirilerek yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

FFT ile Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirilerek yeniden elde edilen ses ve başlangıçta sisteme verilen (referans) ses kullanılarak sistemin **SNR** değeri % 80,93 bulunmuştur.

4.2. Hilbert-Huang Dönüşümü

Hızlı kamera tarafından çekilmiş olan 6000 girişim deseni HHD(Hilbert Huang Dönüşümü) ile işlenerek ses yeniden elde edilmiştir. Elde edilen sese Ters Filtreleme(İnverse Filter) tekniği uygulanmış ve yüksek SNR değeri elde edilmiştir.

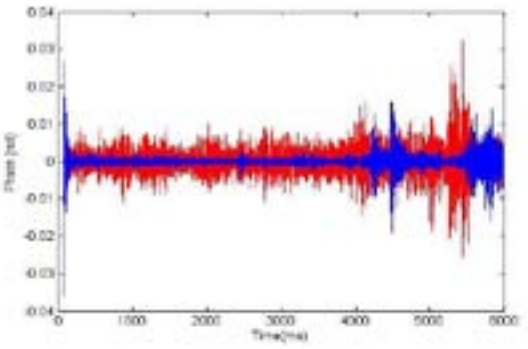


Şekil 9. HHD ve ters filtre kullanarak Lazer Mikrofon ile yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

HHD ve ters filtre kullanarak Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirilerek yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 9) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak Denklem (42) ile sistemin **SNR** değeri % 91,22 olarak hesaplanmıştır.

4.3. Stockwell Dönüşümü

Hızlı kamera tarafından çekilmiş olan 6000 girişim deseni SD(Stockwell Dönüşümü) ile işlenerek ses (zamansal faz) yeniden elde edilmiştir.



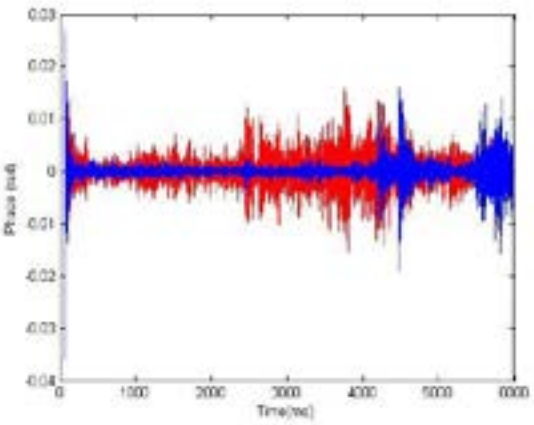
Şekil 10. SD ve ters filtre kullanarak Lazer Mikrofon ile yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

SD ve ters filtre kullanarak Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirilerek yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 10) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak Denklem (42) ile sistemin **SNR** değeri % 77,47 olarak bulunmuştur.

4.4.Sürekli Dalgacık Dönüşümü(Continuous Wavelet Transform(CWT))

Bu çalışmada fourier dönüşümündeki çerçeve görevi gören "dalgacıklar(waveletler)" birbirleri ile kıyaslanarak performans analizi yapıldı. Yapılan her bir analiz için 6000 girişim deseni işlendi. Bu kapsamda kullanılan "dalgacıklar" ve sonuçları şunlardır:

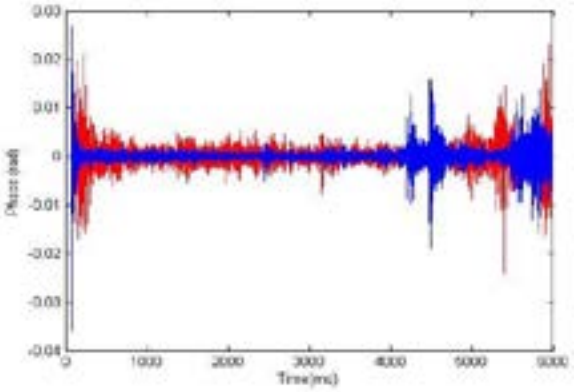
4.4.1.Complex Morlet Wavelet(cmor)



Şekil 11. CWT nin yapısında dalgacık olarak cmor kullanıldığında Lazer Mikrofondan elde edilen işaretten yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

CWT nin yapısında dalgacık olarak **cmor** kullanarak, Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirildiğinde yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 11) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak Denklem (42) ile sistemin **SNR** değeri % 68,80 olarak hesaplanmıştır.

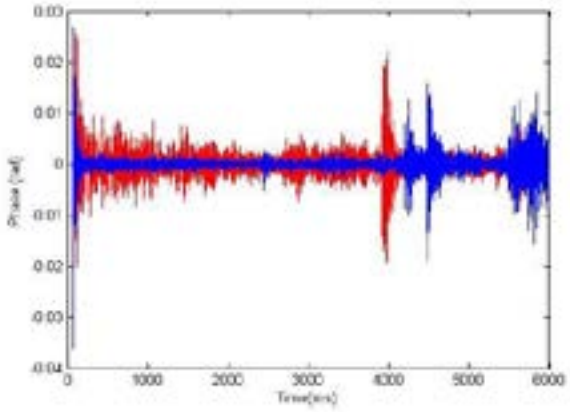
4.4.2.Complex Gaussian Wavelet(cgau)



Şekil 12. CWT nin yapısında dalgacık olarak cgau kullanıldığında Lazer Mikrofondan elde edilen işaretten yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

CWT nin yapısında dalgacık olarak **cgau** kullanarak, Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirildiğinde yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 12) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak Denklem (42) ile sistemin **SNR** değeri % 63,86 olarak elde edilmiştir.

4.4.3.Gaussian Wavelet(gau)

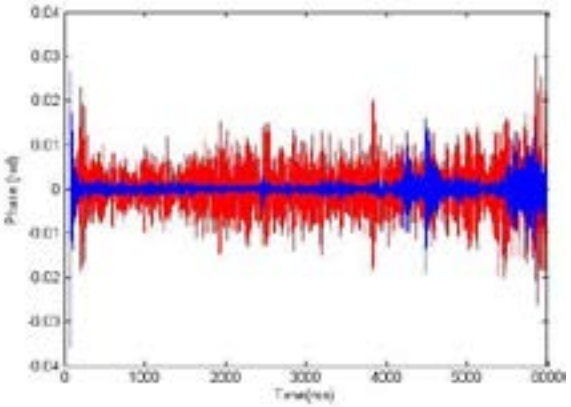


Şekil 13. CWT nin yapısında dalgacık olarak gau kullanıldığında Lazer Mikrofondan elde edilen işaretten yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

CWT nin yapısında dalgacık olarak **gau** kullanarak, Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirildiğinde yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 13) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak sistemin **SNR** değeri % 63,86 olarak hesaplanmıştır.

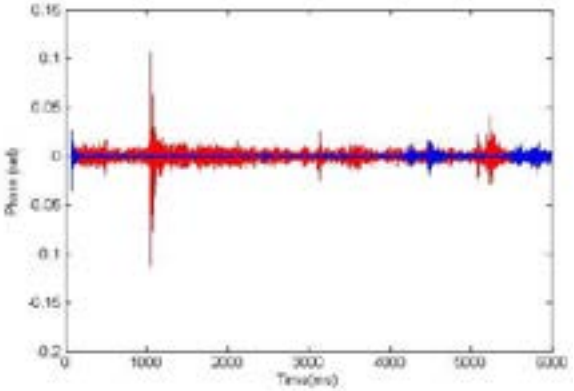
4.4.4.Complex Frequency B-spline(fbsp)

CWT nin yapısında dalgacık olarak **fbsp** kullanarak, Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirildiğinde yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 14) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak Denklem (42) ile sistemin **SNR** değeri % 87,65 olarak bulunmuştur.



Şekil 14. CWT nin yapısında dalgacık olarak fbsp kullanıldığında Lazer Mikrofondan elde edilen işaretten yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

4.4.5.Mexican Hat(mexh)



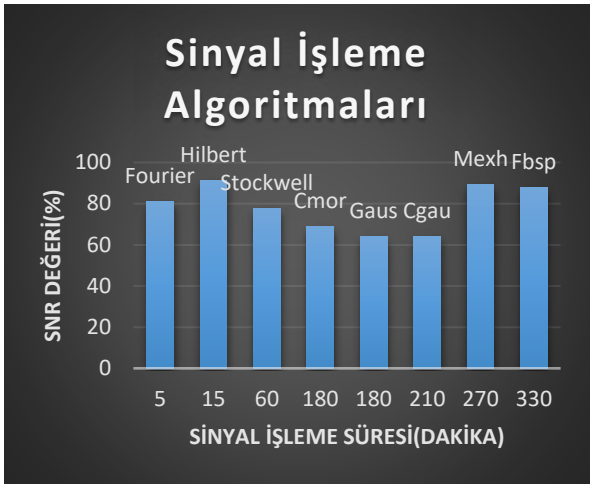
Şekil 15. CWT nin yapısında dalgacık olarak mexh kullanıldığında Lazer Mikrofondan elde edilen işaretten yeniden elde edilen ses (kırmızı) ve başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses=mavi)

CWT nin yapısında dalgacık olarak **mexh** kullanarak, Lazer Mikrofondan elde edilen işaret değerlendirildiğinde yeniden elde edilen ses (Bak Şekil 15) ve başlangıçta sisteme verilen ses kullanılarak Denklem (42) ile sistemin **SNR** değeri % 89,25 olarak hesaplanmıştır.

5.SONUÇLAR

Kullanılan sinyal işleme algoritmalarını Şekil (16) dan yola çıkarak analiz ettiğimizde, en kısa sürede en yüksek SNR değerini veren algoritmanın Ters Filtreleme kullanılmış olan Hilbert Huang Dönüşümü olduğu sonucu ortaya çıkmaktadır. Fourier dönüşümü ile işlenecek olan her farklı işaret için Fouier algoritmasının yapısında bir bant geçiren filtre tasarımı yeniden belirlenip buna göre gürültüler elimine edilmeye çalışılması gerekmektedir. Ancak Hibert-Huang dönüşümünde buna ihtiyaç duyulmamakla birlikte daha yüksek SNR oranı elde edilmektedir. Bunun sebebi ise bizim Fourier dönüşümünde bant geçiren filtre tasarımı ile uğraşarak elimine etmeye çalıştığımız gürültüleri Hilbert dönüşümü yapısı itibarı ile sinyali işlerken elimine edebilmektedir. Stockwell dönüşümü ve Sürekli dalgacık dönüşümünde de bu sorun yaşanmamaktadır. Ancak Stockwell dönüşümünün sesin yeniden oluşturulması için

kullanılmasında, görüntü işlenmesi gibi alanlarda olduğu kadar başarılı bir sonuç üretmediği tespit edilmiştir.



Şekil 16.Sinyal işleme algoritmalarının performans kıyaslaması

Sürekli dalgacık dönüşümünde ise herbir "dalgacık" çok farklı sonuçlar üretmekle beraber sinyalin işlenme süresinde de farklılıklar yaratmaktadır. Sinyalin işlenmesinde "filtre" görevi gören "dalgacıklar" içerisinde, ses sinyalinin işlenmesinde SNR değeri olarak en ideal olanların "meksika şapkası" ve "kompleks frekans biorspline" olduğu tespit edilmiştir. Teoride belirtmiş olduğumuz dalgacık yapılarına da bakıldığında elde edilen sonucun bu iki "dalgacık" için beklenildiği gibi olduğu görülmüştür. Ancak hem Stockwell hemde Sürekli Dalgacık dönüşümde Ters Filtreleme Tekniği kullanıldığında daha iyi bir SNR değeri elde etmenin aksine daha kötü değerlere ulaşıldığı gözlemlenmiştir. Özellikle Sürekli Dalgacık dönüşümünde 8 saate varan sinyal işleme süresine ek olarak SNR değeri de düşük çıkmıştır. Ayrıca Fourier dönüşümde tasarlanan bant geçiren filtre ile gürültüler elimine edildiği için 2. bir filtreleme ile konuşma sesinin kalitesi düşürülmek istenmediğinden, ters filtreleme uygulanmamıştır. Çünkü ses kalitesindeki olumsuz değişim özellikle Stockwell dönüşümünde gözlemlenmiş ve Ters filtreleme uygulanması uygun bulunmamıştır.

Sonuçta denilebilir ki, ters filtreleme tekniğinin Sürekli Dalgacık ve Stockwell dönüşümünde kullanılmasının doğru sonuçları veremeyeceği, en kısa sürede, en ideal ve iyi sonuca varılmak isteniyorsa Hilbert dönüşümü kullanılmalıdır.

6.KAYNAKLAR

1. A. Özkul "ENDÜSTRİYEL KONTROL ve ELEMANLARI," Karabük Üniversitesi Uzaktan Eğitim Uygulama ve Araştırma Merkezi, Karabük.

2. K. Iizuka, "Engineering Optics 3rd ed," (Springer, 2008) WW.

3.Deney-7 https://fizik.medeniyet.edu.tr/.../deney-7_michelson-nterferometresi.pdf

4. E. Hecht "Optics fifth edition ".

5. R. Adler, "Interaction between light and sound," IEEE Spectr. 4(5), 42–54 (1967).

6. B. E. A. Saleh and M. C. Teich, "Acousto-optics," in Fundamentals of Photonics (John Wiley & Sons, Inc., 1991).

7. A. R. Harland, J. N. Petzing, and J. R. Tyrer, "Non-invasive measurements of underwater pressure fields using laser Doppler velocimetry," J. Sound Vibrat. 252(1), 169–177 (2002).

8. K. Ishikawa, K. Yatabe, Y. Ikeda, and Y. Oikawa, "Numerical analysis of acousto-optic effect caused by audible sound based on geometrical optics," in 12th Western Pacific Acoustics Conference, K. M. Lim, ed. (Research publishing, 2015), pp. 165–169.

9. Bureau International des Poids et Measures, "Definition of the standard atmosphere," http://www.bipm.org/en/CGPM/db/10/4/.

10. K. Ishikawa, K. Yatabe, N. Chitanont, Y. Ikeda, Y. Oikawa, T. Onuma, H. Niwa, and M.Yoshii, "High-speed imaging of sound using parallel phase-shifting interferometry" Tokyo 169-8555, Japan.

11. KAYA G , SARAÇ Z . Comparing of phase shifting method and one-dimensional continuous wavelet transform method for reconstruction using phase-only information. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Science. 2017; 25(2): 1597-1587.

12. Yaroslavsky, L.: 'Digital holography and digital signal processing:principles, methods, algorithms' (Kluwer Academic Publishers Group,MA, USA, 2004)

13. Saraç, Z & Birkök, H.G. & Taşkın, H & Öztürk, Ertan. (2011). Evaluation of thermal lens fringes using Hilbert and Fourier transform methods. Science, Measurement & Technology, IET. 5. 81 - 87. 10.1049/iet-smt.2010.0045.

14. R.G. Stockwell, L. Mansinha, R.P. Lowe, IEEE Transactions on Signal Processing 44 (4) (1996) 998.

15. Saraç, Zehra & Yerdelen, Sündüs & Dursun, Ali & Saraç, Hülya & Necati Ecevit, F. (2007). Processing of thermal lens fringes by S-transform. Optics Communications - OPT COMMUN. 271. 349-352. 10.1016/j.optcom.2006.10.028.

16. Addison, P. S. (2002). The Illustrated Wavelet Transform Handbook. Institute of Physics Publishing.

17. Türkkan Lütfiye , Sürekli dalgacık dönüşümü ile yüzey ölçümü, (Namık Kemal Üniversitesi, 2015)

18. Torrence C, Compo GP. A practical guide to wavelet analysis. Bull American Meteorological Society 1998;79:61–78.

19. Saraç, Zehra & Dursun, Ali & Yerdelen, Sündüs & Necati Ecevit, F. (2007). Calculation of Refractive Index Changes from Thermal Lens Fringes using Continuous Wavelet Algorithm. Optics & Laser Technology. 39. 769-773. 10.1016/j.optlastec.2006.03.001.

20. M. Misiti , Y. Misiti, G. Oppenheim, J. Poggi,M. Poggi, Wavelet Toolbox™ 4 User's Guide

21. Yrd. Doç. Dr. İlhan AYDIN, BMÜ-357 Sayısal Görüntü İşleme

22.İnverse Filtering http://www.owlnet.rice.edu/~elec539/Projects99/BACH/proj2/inverse.html

23. Optronis CamRecord CR Series User Manual

Faz Kaydırma İnterferometrisine Dayalı Lazer Mikrofon

Emre TURAN[1], Soner MÜLAYİM[1], Duygu ÖNAL[2], Zehra SARAÇ[3]

[1]Bülent Ecevit Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Zonguldak

[2] Gebze Teknik Üniversitesi, Fen Fakültesi, Fizik Bölümü, Kocaeli

[3] İstanbul Medeniyet Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

emre.turannn61@gmail.com , mlsoner@gmail.com, duyguonal@gtu.edu.tr, zehra.sarac@medeniyet.edu.tr

ÖZET

Sesin uzak mesafelerden dinlenmesinde günümüzde farklı yöntemler kullanılmaktadır. Bunlardan biri olan lazer mikrofonlar bu alanda son yıllarda kullanılan en önemli sistemlerden birisidir. Yapılan bu çalışmada He-Ne lazer ışık kaynağı kullanılarak Michelson ve Mach–Zehnder interferometrelerine dayalı faz kaydırma esaslı lazer mikrofon düzenekleri kurulmuş ve elde edilen işaretler değerlendirilerek uzaklardan kaydı yapılan ses dinlenebilmiştir. Oluşturulan lazer mikrofon sistemlerinde herhangi bir filtre ve sinyal işleme algoritmasına bağlı kalınmadan dinlenen sesin donanım ile elde edilirken minimum gürültüye sahip olması amaçlanmıştır. Faz kaydırma interferometresinde faz kaydırma işlemi iki farklı yolla yapılmıştır: 1 Dalga Plakaları (yarım ve çeyrek dalga plakaları) 2 Polarizer (kutuplaştırıcı) kullanılarak.

Anahtar Kelimeler: lazer mikrofon, faz kaydırma interferometrisi, kutuplaştırıcı, dalga plakaları

1.GİRİŞ

1.1 Lazer Mikrofon

Ses sinyallerini diğer bir deyişle akustik enerjiyi elektrik sinyallerine çeviren elemanlara mikrofon denir[1]. Günümüzde yaygın olarak kullanılan mikrofonlar ses dalgalarına maruz kalan fiziksel bir diyafram kullanılmakta ve bu diyaframdan elde edilen titreşimleri amplifikatörler ile yükselterek elektrik sinyallerine dönüştürmektedir. Bu titreşimler; kapasitansa bağlı bir diyafram ya da endüktöre bağlı bir diyafram vasıtasıyla çeşitli şekillerde elde edilir[2]. Ancak fiziksel diyafram ile ses elektrik sinyallerine dönüştürüldüğünde diyaframın fiziksel özelliklerinden dolayı mekanik rezonanslar gibi elektrik sinyallerini etkileyen gürültü faktörleri ortaya çıkmaktadır.

Yapılan bu çalışmada faz kaydırma tekniğine bağlı geliştirilmiş olan lazer mikrofon ise ses basıncı ve bir lazer ışını ile sesin elde etmesi ilkesine dayanır. Bu sayede fiziksel bir diyafram ve bu diyaframın beraberinde getirmiş olduğu mekanik rezonans gibi sorunları ortadan kaldırılmaktadır. Ayrıca elde edilen elektrik sinyali ile ses dalgası arasındaki korelasyonda yüksek derecede doğruluk sağlanmaktadır. Lazer mikrofonun çalışmasındaki temel prensip ise şu şekildedir:

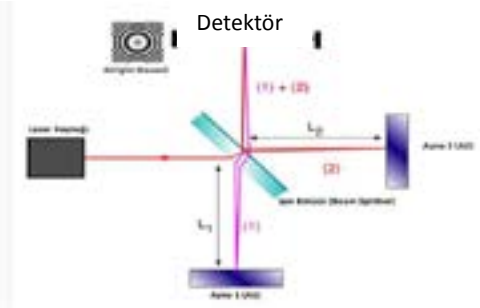
Tek bir yöne odaklanmış olan lazer ışını, bir ses ile etkileşime girdiğinde aldığı yolda farklılık oluşur. Dolayısıyla bu fazda değişikliğe yol açar ve ses tarafından ışık modülasyona uğrar. Bu olaya akusto-optik etki denilmektedir [3]. Bu etki ile oluşturulan lazer mikrofon şimdiye kadar faz kaydırma işlemi kullanılmaksızın geliştirilmiştir. Bu çalışmada ise bu faz kaydırma işlemi işin içine sokularak herhangi bir özel filtre ya da işaret işleme algoritmasına gerek kalmadan sesin gürültüsüz olarak elde edilebilmesi amaçlanmıştır.

1.2 İnterferometre

Girişimölçer olarak da adlandırılan interferometreler fiziksel parametrelerin yüksek hassaslıkla ölçümünü sağlayan yapılardır. Çeşitli interferometrik yapılar bulunmasına karşın bu çalışmada literatürde en çok kullanılan Michelson ile Mach–Zehnder interferometrisi kullanılmıştır.

1.2.1 Michelson İnterferometresi

Albert Abraham Michelson tarafından geliştirilmiştir. Bu interferometrik yapıda lazer kaynağından çıkan ışın bir ışın bölücü ile iki kola ayrılır. İkiye ayrılan ışın demetleri aynı frekansta ama farklı genlik ve fazdadırlar. Bu kollardan birisi referans kolu olurken diğeri ise obje kolu olarak adlandırılır. Obje kolunda ölçmek istediğimiz parametrenin etkisi söz konusudur. Bu iki kolun sonunda yer alan sonlandırıcı aynalardan lazer ışını geri yansıyarak aynı ışın bölücü ile tekrar birleştirilirler ve girişim deseni oluştururlar.



Şekil 1. Michelson İnterferometresi

Şekil 1. de gösterilen interferometrik yapıda: gelen ışın bölücü tarafından 2'ye ayrılır. Daha sonra A1 (Ayna 1) ve A2 (Ayna 2) den yansıyıp geri dönen ışınlar bu ışın bölücüde yeniden toplanarak ekranda girişim desenini oluşturur [4]. Bu girişim deseni hızlı kamera ile kayıt edilerek bilgisayara aktarılır.

Aynı frekansta ama farklı genlik ve fazdaki iki dalga aynı noktaya çarptığında ya üst üste binerler ya da girişim deseni oluştururlar [5].

$$y = a_1 \sin(\omega t-\alpha_1)+a_2 \sin(\omega t-\alpha_2) \quad (1)$$

Burada $a_1 \sin(\omega t-\alpha_1)$ birinci dalganın elektriksel alanı $a_2 \sin(\omega t-\alpha_2)$ ise ikinci dalganın elektriksel alanıdır. Girişim tanımı ise Denklem (2) ile verilir.

$$y^2=A=a_1^2+a_2^2+2a_1a_2\cos\delta \quad (2)$$

$$\delta = \alpha_1-\alpha_2 \quad (3)$$

Işığın farklı yollardan geçerek oluşturmuş olduğu faz farkını veren ifade:

$$\delta =(2\pi/\lambda)2d\cos\theta \quad (4)$$

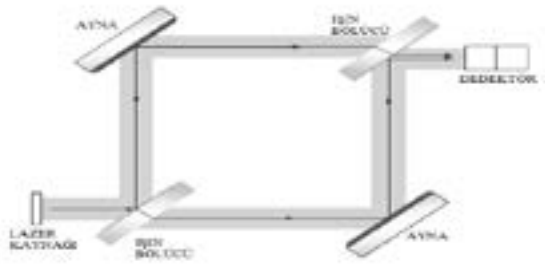
şeklindedir ve burada λ çalışmada kullanılan ışığın dalga boyunu ifade etmektedir.

Denklem (2)'ye göre şiddet dağılımı (kamera üzerinde görülen) $a_1=a_2=a$ olmak üzere Denklem (5) verilir:

$$I\sim A = 4\, a^2 \cos^2\frac{\delta}{2} \quad (5)$$

1.2.2 Mach–Zehnder İnterferometrisi

Mach-Zehnder İnterferometresi tıpkı Michelson İnterferometresi gibi genlik bölücü cihazdır. Bu interferometrik sistemde 2 ayrı ışın bölücü ve 2 ayna kullanılmaktadır [4].



Şekil 2. Mach–Zehnder İnterferometrisi

Şekil 2. de gösterilen yapıda lazer kaynağından çıkan lazer ışığı ışın bölücü ile ikiye ayrılır. Bir kol referans kolu olurken diğer kol obje kolu olmaktadır. Bu iki kol 2. ışın bölücü ile birleştirerek girişim deseni oluştururlar. Oluşan girişim deseni dedektör veya hızlı kamera kullanılarak kayıt edilir.

2.YÖNTEM

Yapılan bu çalışmada lazer mikrofon için temelde Michelson ile Mach–Zehnder interferometresi kullanılarak faz kaydırma interferometresi oluşturulmuştur. Fazı kaydırmak için dalga plakaları ve kutuplaştırıcı kullanılmıştır.

2.1 Akusto Optik Etki

Sesin neden olduğu ışığın kırınımı, sapması veya faz modülasyonu akusto optik etkisi olarak bilinmektedir[6-7]. Sesin frekansına bağlı yarattığı basınç etkisine ve ortam türüne bağlı olan etkiyi tanımlayan birkaç model vardır. Havadaki ses için bir faz modülasyon modeli referans[8] ' de tanıtılmıştır. Faz modülasyon modelinin geçerliliği nicel olarak referans [9]' da incelenmiştir.

Ses basıncı (p) ile havanın kırılma indisi (n) arasındaki ilişki;

$$n = (n_0 - 1)(1 + \frac{P}{P_0})^{1/\gamma} + 1 \quad (6)$$

formülü ile gösterilebilir. Burada n_0 statik koşullar altındaki kırılma indisi, p_0 statik koşullar altında basınç ve γ özgül ısı oranıdır. p/p_0, 1'den daha küçük olduğunda, doğrusal bir ilişki olduğu varsayılabilir. Yani;

$$n = n_0 + \frac{n_0 - 1}{\gamma P_0} P \quad (7)$$

p_0, normal koşullar altındaki basınç yaklaşık olarak 1×10^5 Pa olarak ifade edilmiştir [10]. Bu yaklaşım düşük ses basıncı için yani 100-500 Pa için geçerlidir. (Ses basıncı 1000 Pa olduğunda, Denklem (6) ile Denklem (7) arasındaki bağıl hata 0,014'tür) [11].

Daha önceki araştırmalara göre, zayıf ses alanında yayılan ışık şu şekilde olarak ifade edilebilir:

$$E_h(r,t) = E_h(r,t)\exp[i\varphi_p] \quad (8)$$

Burada;

$$E_h(r,t) = |E_h|\exp[i(kr - \omega t)] \quad (9)$$

Homojen bir terimdir ve

$$\varphi_P = k\frac{n_0 - 1}{\gamma P_0}\int_L P(l,t)dl \quad (10)$$

φ_P sesin neden olduğu faz modülasyonudur; $r = (x, y, z)$ üç boyutlu öklid uzayının konumudur; t zaman; ω ışığın açısal frekansı; k ışığın dalga boyu; L optik yoldur. Yukarıdaki denklemler kırılma indisindeki zamansal değişimin elektromanyetik alanın açısal frekansından oldukça daha yavaş olduğunu varsayan geometrik optik yaklaşımdan türetilebilir [9, 12, 13]. E_h terimi, ortamın zamansal ve uzamsal şiddet değişiminin olmadığı (örneğin sesin) statik bir alanda yayılan ışığı temsil eder. Denklemler, zayıf sesin neden olduğu ışığın faz modülasyonunun, ses basıncının optik yol boyunca çizgi entegrasyonu ile orantılı olduğunu göstermektedir. Bu nedenle, havadaki zayıf ses alanı ışığın fazı gözlemlenerek elde edilebilir [11].

2.2 Faz Kaydırma İnterferometresi

Faz kaydırma interferometresi, yer değiştirme, titreşim ve fiziksel olayların ölçümü için yaygın olarak kullanılır [14]. Optik alandaki teknolojik ilerlemeler faz kaydırma interferometresinin uygulama alanını genişletmektedir. Özellikle fiziksel olayların ölçülmesi için kullanılan paralel faz kaydırma interferometresi literatürde sıkça kullanılmıştır [11,15-17]. Bu interferometre ile titreşim [18-20] , gaz akışı [21,22], ses [23-25], elektrik deşarjı [26] ve mikroskobik olaylar [27-29] gibi fiziksel olayların sayısal olarak incelenmesini sağlar. Sesi ölçmek için literatürde optik yöntemler uygulanmıştır [23-25,30–35] ve bunlar bir ses alanının doğrudan görüntülenmesi potansiyeline sahiptir.

Faz kaydırma interferometrik yapılarında birden fazla faz kaydırmalı görüntüden test altındaki faz yeniden yapılandırır. Çevresel titreşimi azaltmak ve statik olmayan olayların ölçümünü sağlamak için, çoklu faz kaydırmalı görüntülerin tek çekimde elde edilmesi geniş çapta araştırılmıştır [36-39,40–44].Tek çekimle görüntülerin elde edilebilmesi için faz değiştiren eleman kullanma fikri ilk olarak referans [43] ve [44]' de ortaya konmuştur. Ayrıca doğrudan dört tür faz gecikmesine neden olan pikselli bir faz kaydırma dizisi cihazının kullanılması referans [36]'da önerilmiştir. Geliştirilen doğrusal kutuplaştırıcılardan oluşan bir polarizasyon kamerası ile paralel faz kaydırma interferometresi gerçekleştirilmiştir [27-39].

2.3 Faz Kaydırma Tekniği

Faz kaydırma interferometresi, farklı faz kayma değerlerinden dolayı birbirinden farklı olan belirli sayıda girişim desenlerinin örneklenerek fazın yeniden yapılandırılması ilkesine dayanır[45]. Ψ_0 faz kaymasına sahip n adımdaki ışın yoğunluğunu hesaplayabiliriz:

$$I_n = a + bcos(\varphi + \Psi_{0n}) \tag{11}$$

Burada I_n ışık şiddetinin, a arka plan ışığının, b modülasyon ışığı, φ fazın ifadesidir.Ψ_{0n} n adımdaki faz kaymasının ifadesidir ve şu şekilde yazılabilir:

$$\Psi_{0n} = \frac{2\pi}{N} \tag{12}$$

Eşitlik 11' i yeniden düzenlersek şu sonuca ulaşırız:

$$I_n = A + Bcos\Psi_{0n} + Csin\Psi_{0n} \tag{13}$$

Burada $A = a$; $B = bcos\varphi$; $C = -sin\varphi$ 'dir.

B ve C ifadelerinin analitik formları şu şekilde yazılabilir:

$$B = \frac{2}{N}\sum_{n=1}^{N} I_n cos\,\Psi_{0n}\ ;\ C = \frac{2}{N}\sum_{n=1}^{N} I_n cos\,\Psi_{0n} \tag{14}$$

Eşitlik (13) ve (14) kullanılarak Faz Kaydırma İnterferometresinin temel eşitliği bulunur:

$$\varphi = tan^{-1}\frac{-C}{B} = tan^{-1}\frac{\sum I_n sin\Psi_{on}}{\sum I_n\, cos\Psi_{on}} \tag{15}$$

Genel olarak φ fazını bulmak için en az 3 parametreye ihtiyaç duyulur. Eşitlik (11) ' de bulunan Ψ_{0n}, a, b bilinirse φ fazı bulunabilir.

2.2.1 Üç Adımlı Faz kaydırma Tekniği

Dalganın fazını yeniden yapılandırılabilmesi için en az 3 girişim desenine yani üç faz kaymasına ihtiyacımız vardır [45]. Her adımda π/2 'lik faz kayması yaratılabilir. 3 adımda meydana gelen şiddetler ve girişim desenlerinin matematiksel ifadeleri şu şekilde ifade edilir [45]:

$$I_1 = a + bcos\left(\varphi + \frac{1}{4}\pi\right), \tag{16}$$

$$I_2 = a + bcos\left(\varphi + \frac{3}{4}\pi\right), \tag{17}$$

$$I_3 = a + bcos\left(\varphi + \frac{5}{4}\pi\right), \tag{18}$$

Toplam faz şu şekilde ifade edilir:

$$\varphi = tan^{-1}\left(\frac{I_3 - I_2}{I_1 - I_2}\right). \tag{19}$$

2.2.2 Dört Adımlı Faz Kaydırma Tekniği

Daha hassas şiddet hesaplamak için kullanılan yaygın teknik ise dört adımlı faz kaydırma tekniğidir. Bu durumda dört adımda elde edilen fringe desenleri şu şekilde ifade edilebilir:

$$I_1 = a + bcos\varphi, \tag{20}$$

$$I_2 = a + bcos\left(\varphi + \frac{1}{2}\pi\right) = a - bsin\varphi, \tag{21}$$

$$I_3 = a + bcos(\varphi + \pi) = a - bcos\varphi, \tag{22}$$

$$I_4 = a + bcos\left(\varphi + \frac{3}{2}\pi\right) = a + bsin\varphi, \tag{23}$$

Elde edilen toplam faz ise şu şekilde olur:

$$\varphi = tan^{-1}\left(\frac{I_4 - I_2}{I_1 - I_3}\right). \tag{24}$$

2.4 Sinyal-Gürültü Oranı

Herhangi bir sinyalde az da olsa gürültü vardır. Burada önerilen sistemden elde edilen ses işaretinin üzerinde de az da olsa gürültü olacaktır. Bu gürültünün ne kadar olduğunu anlamak için sistemimizin verdiği sinyal /gürültü oranı(SNR)şu matematiksel ifade ile bulunur (ses den alınan 6000 örnek için):

$$SNR = \frac{\sum_{n=1}^{n=6000}(P_E[n])^2}{\sum_{n=1}^{n=6000}(P_0[n] - P_E[n])^2} \tag{26}$$

Burada SNR sinyal -gürültü oranını , P_E işlenen girişim desenlerinin sonucunda tekrar oluşturulan sesi (yakalanan ses), P_0 referans sesi göstermektedir.

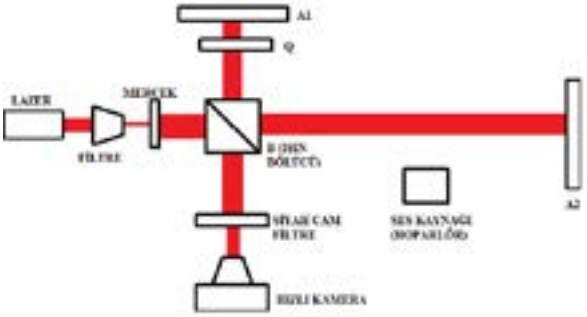
3.DENEY DÜZENEĞİ

Yapılan bu deneysel çalışmada $12(mW)$ gücünde $633(nm)$ dalga boyuna sahip kırmızı lazer kaynağı kullanılmıştır. Michelson ve Mach-Zehnder interferometre deney düzenekleri kurulmuştur ve girişim desenleri hızlı kamera kullanılarak kayıt edilmiştir[46]. Lazer kaynağımız dan iyi bir Gaussian işaret elde etmek için üç boyutlu uzaysal filtre kullanılmıştır ve ince kenarlı mercek ile düzlemsel dalga oluşturulmuştur. Lazer ışığı ışın bölücü ile ikiye ayrılmıştır. Sistemin türüne göre 1 veya 2 ışın bölücü kullanılmıştır. Ses hoparlör ile ortama verilmiştir. Ses olarak 'Deneme 1' sesidir. Girişim desenleri hızlı kamera[46] ile kayıt edilmiştir.. Nyquist kriterine göre sisteme verilen 3 sn' lik ses ile aynı anda 6000 girişim deseni kamera tarafından bilgisayara aktarılmıştır. Elde edilen girişim desenleri bilgisayar üzerinde belirlenen işaret işleme algoritmaları ile işlenerek yakalanan ses dinlenmiştir.

3.1 Michelson İnterferometresini Temel Alan Faz Kaydırma İnterferometresi İle Lazer Mikrofon Tasarımı (Dalga Plakaları İle Faz Kaydırma)

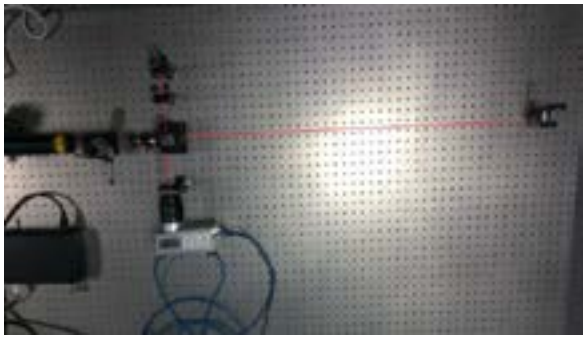
Bu çalışma için $12(mW)$ gücünde $633(nm)$ dalga boyuna sahip bir kırmızı lazer ışık kaynağı, üç boyutlu uzaysal filtre, ince kenarlı mercek, 1 adet ışın bölücü, 2 adet ayna, dalga plakaları (yarım ve çeyrek dalga plakaları) , hızlı kamera ve bilgisayar kullanılmıştır.

Sistemin genel görüntüsü Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3. Michelson İnterferometresini Temel Alan Faz Kaydırma İnterferometreli Lazer Mikrofon: A1 ve A2 aynaları, Q dalga plakalarını göstermektedir.

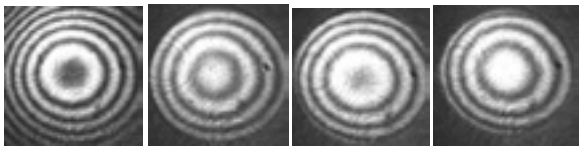
Sistemin lab kurulumu ve gerçekleştirilmesi Şekil 4' de gösterilmiştir.



Şekil 4. Sistemin Lab Kurulumu

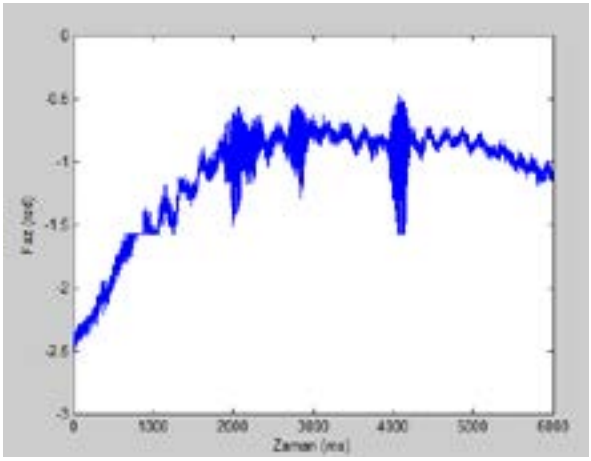
Lazer kaynağından çıkan ışın dağınık halde olduğundan 3 boyutlu uzaysal filtre ile nokta kaynak haline getirilmiştir. Daha sonra bu nokta kaynak ince kenarlı mercek ile düzlemsel dalgaya dönüştürülüp, ışın bölücüye gönderilmiştir. Işın bölücü lazer ışığının genliğini ikiye bölmüştür. Bu iki yoldan birisi referans yol olup diğeri ise obje kolu olarak adlandırılmaktadır. Obje koluna dinlemek istediğimiz ses hoparlör tarafından verilmektedir. Hoparlör tarafından verilen ses obje kolundaki lazer ışığını akusto optik etki ile modüle eder. Modüle olmuş ışık obje kolundaki aynadan geri yansıyarak ışın bölücüye tekrar gelir. Referans kolundaki ışın da aynı obje kolundaki ışın gibi referans kolunda bulunan aynadan geri yansıyarak ışın bölücüye gelir. Daha sonra burada birleştirilerek girişim deseni oluştururlar. Bu girişim deseni kamera vasıtası ile bilgisayara aktarılır. Nyquist kriterine göre bir sesi yeniden dinleyebilmek için sesin içinde bulunan en yüksek frekansın minimum 2 katı kadar ya da daha büyük bir örnekleme frekansı seçmek gerekir. Burada sisteme verilen sesin maksimum frekansı$1(\ kHz)$ olarak kabul edilmiş olup en az $2\ (kHz)$'lik bir örnekleme frekansı seçilmiştir. Bu frekansa erişmek için saniyede kameradan en az 2000 adet örnek alınması gerekir. Sisteme 3 sn süre ile ses verildiğinden burada 6000 örnek alınarak işlem yapılmıştır. Aynı işlemler dalga plakalarını şekildeki gibi yerleştirerek her adımda tekrarlanır. Burada dört adımlı faz kaydırma tekniği kullanıldığından 24000 girişim deseni toplamda bilgisayara kayıt edilir.

Alınan girişim desenlerinde örnekler Şekil 5' de verilmiştir.



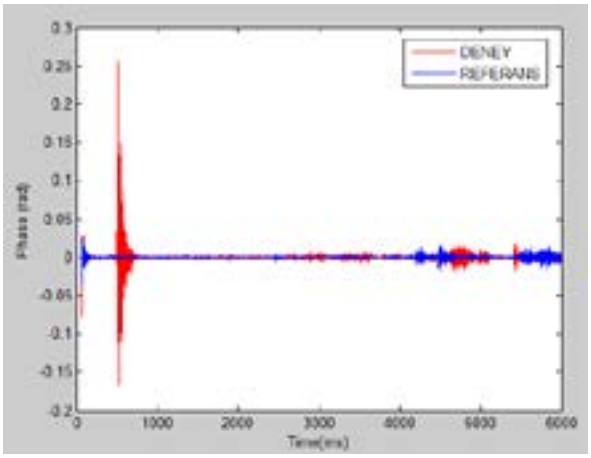
Şekil 5. Örnek girişim desenleri: (a)-dalga plakası olmadan alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (b)-π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (c)-π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (d)-3π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni

Aldığımız girişim desenleri bilgisayar yardımı ile 'MATLAB' da yapılan dört fazlı faz kaydırma tekniği algoritması kullanılarak işlenmiştir. Yani Denklem (24)'e göre faz elde edilmiştir. Bu fazlar kullanılarak başlangıçta sisteme verilen sesin bu faz kullanılarak yeniden elde edilmesi gerçekleştirilir. Sonuçta elde edilen zamansal faz profili (sistemden elde edilen ses) Şekil 6 'da gösterilmiştir.



Şekil 6. Sistemden yeniden elde edilen ses

Sistemden elde edilen ses (faz zaman grafiği) ile başlangıçta sisteme verilen referans ses karşılaştırmak amacı ile şekil 7. de verilmiştir.



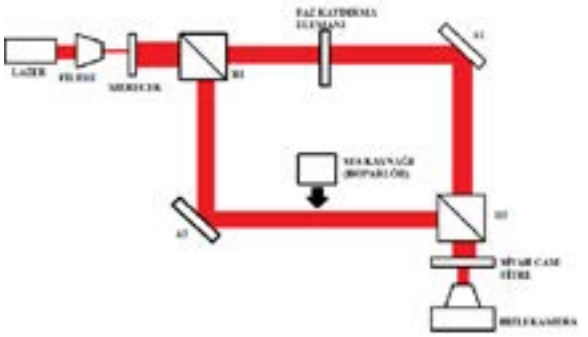
Şekil 7. Referans(mavi) ve Deneyden(sistemden) elde edilen sesin(Kırmızı) faz zaman grafiğinin karşılaştırılması

Sistemden elde edilen ses ile başlangıçta sisteme verilen ses arasındaki karşılaştırmalardan hesaplanan SNR değeri %96,50'dir. Bu oldukça yüksek bir değerdir. Faz kaydırma tekniği sistemdeki ve çevredeki gürültüyü iyi bastımaktadır denilebilir.

3.2 Mach–Zehnder İnterferometresini Temel Alan Faz Kaydırma İnterferometresi İle Lazer Mikrofon Tasarımı (Dalga Plakaları İle Faz Kaydırma)

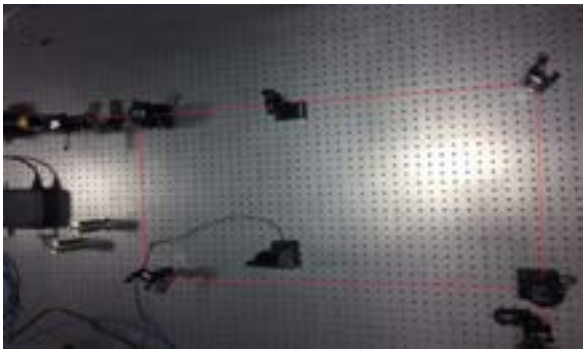
Bu çalışma için $12(mW)$ gücünde $633(nm)$ dalga boyuna sahip bir kırmızı lazer kaynağı, 3 boyutlu uzaysal filtre, ince kenarlı mercek, 2 adet ışın bölücü, 2 adet ayna, dalga plakaları (yarım ve çeyrek dalga plakaları), hızlı kamera ve bilgisayar kullanılmıştır.

Sistemin genel görüntüsü Şekil 8'da gösterilmiştir.



Şekil 8. Mach–Zehnder İnterferometresini Temel Alan Faz Kaydırma İnterferometresi İle Lazer Mikrofon: A1 ve A2 yansıtıcı aynaları, B1 ve B2 ışını bölücüleri göstermektedir.

Sistemin lab kurulumu ve gerçekleştirilmesi Şekil 9' da fotoğraflanmıştır.

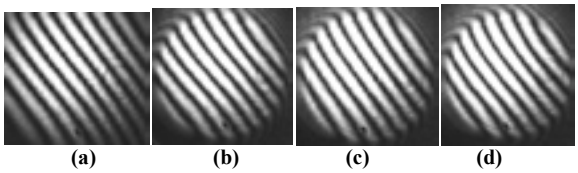


Şekil 9. Sistemin Lab Kurulumu

Bu sistemde Michelson İnterferometresin'den faklı olarak 2 ışın bölücü kullanılmaktadır. Lazer Kaynağından çıkan lazer sırasıyla 3 boyutlu uzaysal filtre ve ince kenarlı merceği geçerek 1.ışın bölücüye ulaşır. Bu ışın bölücünün görevi lazer ışığının genliğini ikiye ayırmaktır. İki koldan birisi olan obje koluna hoparlörden ses verilerek akusto optik etki ile ışık modülasyona uğrar ve 2. ışın bölücüden sonra modülasyona uğramış ışık ile referans ışık birleşir ve oluşan girişim deseni kamera ile kayıt edilir.

3.2.1 Dalga Plakalarının Referans Kolda Olma Durumu

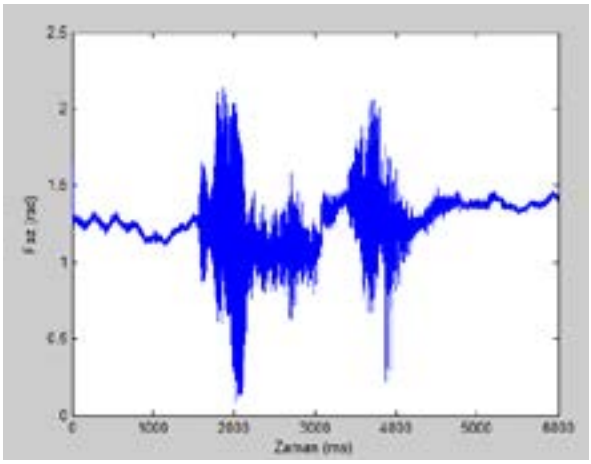
Burada dalga plakaları sırasıyla π/4, π/2, 3π/4 faz farkı yaratacak şekilde referans kola koyularak elde edilen girişim desenleri kayıt edilmiştir. Oluşturulan örnek girişim deseninin görüntüsü Şekil 10' da verilmiştir.



Şekil 10.Elde dilen örnek girişim deseni: (a) dalga plakası olmadan alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (b) π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (c) π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (d) 3π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni

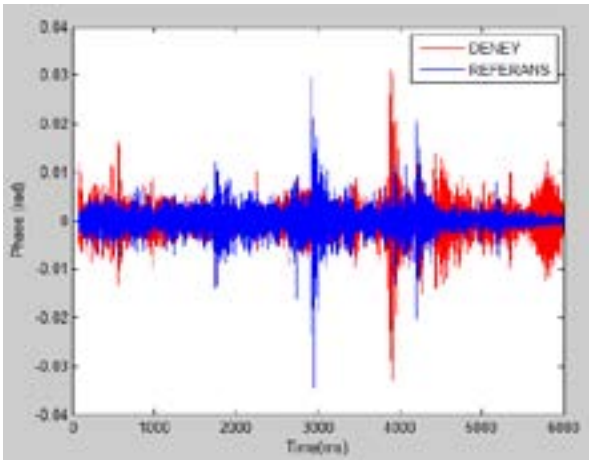
Aldığımız girişim desenleri bilgisayar yardımı ile 'MATLAB' da yapılan dört fazlı veya 3 fazlı faz kaydırma

tekniği algoritması kullanılarak işlenmiştir. Sistemden elde edilen ses (faz-zaman) grafiği Şekil 11'de gösterilmiştir.



Şekil 11. Sistemden elde edilen ses (faz-zaman) grafiği

Sistemden elde edilen ses ile başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses) Şekil 12. de verilmiştir. Böylece aralarında ne kadar fark vardır görülebilir. Bu şekil irdelenerek sistemdeki gürültü hakkında fikir sahibi olunabilir.

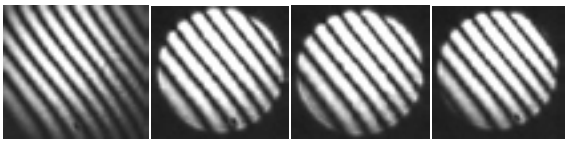


Şekil 12. Referans(mavi) ve Sistemden **elde edilen sesin(Kırmızı) faz zaman grafiğinin karşılaştırılması**

Sistemden elde edilen ses ile başlangıçta sisteme verilen ses arasındaki karşılaştırmalardan hesaplanan SNR değeri %59,95'dir.Bu durum Mach–Zehnder İnterferometresi ile oluşturulnuş sistemin çevredeki gürültüyü tam olarak bastıramadığın göstermektedir.

3.2.2 Dalga Plakalarının kamera Önünde Olma Durumu

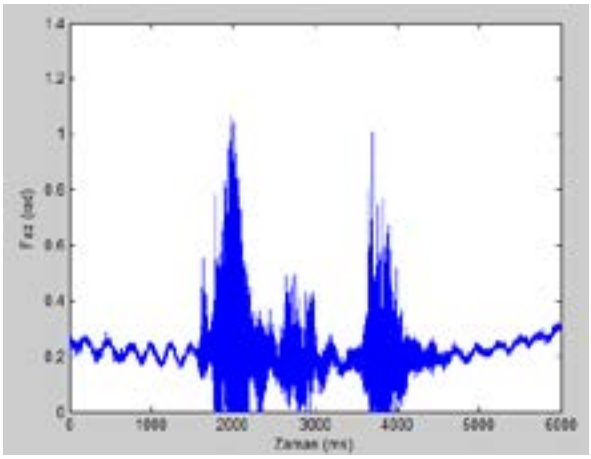
Burada dalga plakaları kamera önüne sırasıyla π/2, π/4, 3π/4'lik faz farkı yaratacak şekilde yerleştirilmiş ve oluşan girişim deseninin görüntüsü hızlı kamera ile çekilmiştir. Oluşan Girişim deseninin örnek görüntüsü Şekil 13' de gösterilmiştir.



(a) (b) (c) (d)

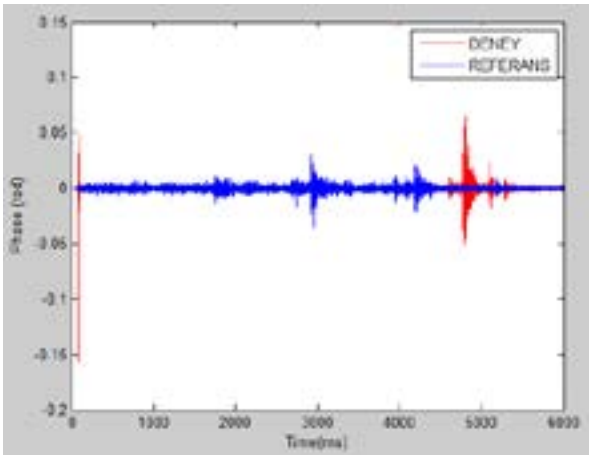
Şekil 13. Elde dilen girişim Desenleri: (a) dalga plakası olmadan alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (b) π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (c) π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (d) 3π/4 dalga plakası kullanılarak alınan 6000 tane desenden 1. girişim deseni

Aldığımız girişim desenleri bilgisayar yardımı ile 'MATLAB' da yapılan dört fazlı veya 3 fazlı faz kaydırma tekniği algoritması kullanılarak işlenmiştir. Sistemden elde edilen ses (faz-zaman) grafiği Şekil 14'de görülmektedir.



Şekil 14. Sistemden elde edilen ses (faz-zaman) grafiği

Sistemden elde edilen ses ile başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses) Şekil 15' de verilmiştir. Böylece aralarında ne kadar fark vardır görülebilir. Bu şekil irdelenerek sistemdeki gürültü hakkında fikir sahibi olunabilir.



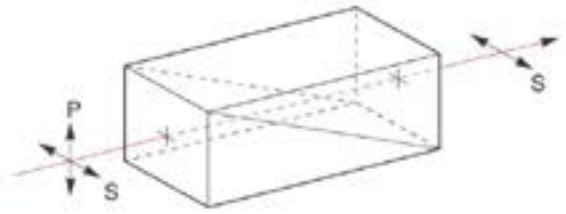
Şekil 15. Referans(mavi) ve Deneyden elde edilen sesin(Kırmızı) faz zaman grafiğinin karşılaştırılması

Sistemin SNR değeri Denklem (26) kullanılarak %65,17 olarak elde edilmiştir. Bu durum Mach–Zehnder İnterferometresi ile oluşturulnuş sistemin çevredeki gürültüyü tam olarak bastıramadığı görülmektedir. Bu dalga plakalarının referans kolda veya kamera önünde olmasının

gürültüyü bastırmada bir etkisinin olmadığını göstermektedir.

3.3 Mach–Zehnder İnterferometresini Temel Alan Faz Kaydırma İnterferometresi İle Lazer Mikrofon Tasarımı (Bu sistemde faz kaydırma polarizör yardımı ile yapılmıştır)

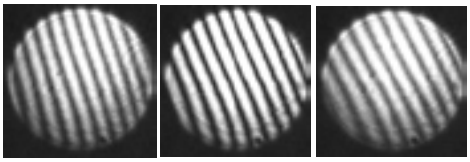
Bu sistemde diğer sistemlerden farklı olarak fazı kaydırmak için dalga plakaları yerine kutuplaştırıcı(polarizör) kullanılmıştır. Kutuplaştırıcı gelen ışığı 360^0 ye kadar kaydırabilmektedir ve yapısı şekil 16' da verilmiştir.



Şekil 16. Newport Glan-Thomson Kutuplaştırıcı[47]

Mach Zehnder İnterferometrisinde kullanılan kutuplaştırıcı üzerine gelen ışığın fazını sırası ile π/4, π/2 ve 3π/4 kadar kaydırmıştır. Hızlı kamera ile her bir faz kaydırma işlemi için 6000 girişim deseni kayıt edilmiştir.

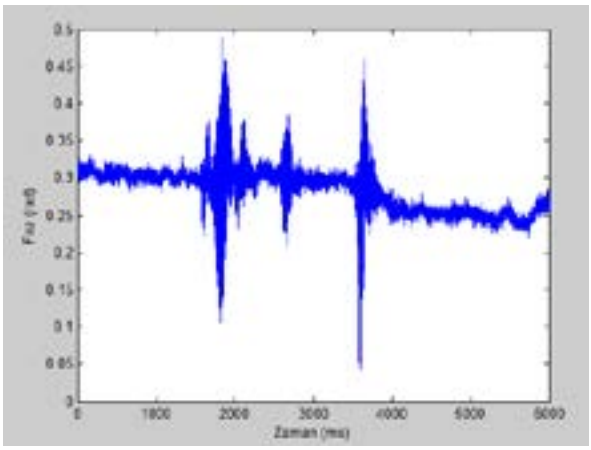
Kutuplaştırıcı kullanılarak oluşturulan örnek girişim deseni Şekil 17'de gösterilmiştir.



(a) (b) (c)

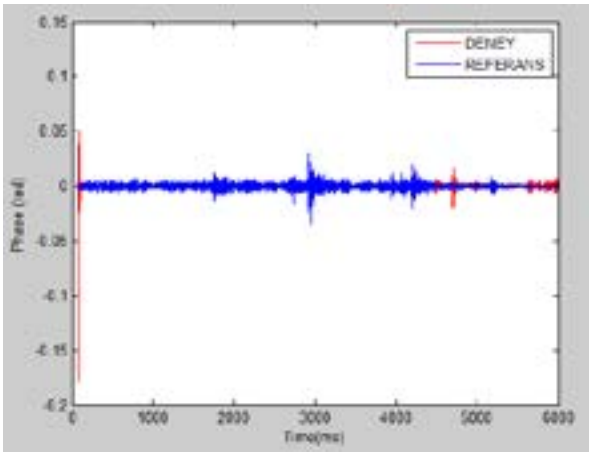
Şekil 17. Elde dilen girişim Desenleri: (a) polarizörün 45^0 lik açıda olması durumunda sistemden elde edilen 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (b) polarizörün 90^0 lik açıda olması durumunda sistemden elde edilen 6000 tane desenden 1. girişim deseni, (c) polarizörün 135^0 lik açıda olması durumunda sistemden elde edilen 6000 tane desenden 1. girişim deseni.

Aldığımız girişim desenleri bilgisayar yardımı ile 'MATLAB' da yapılan dört fazlı veya 3 fazlı faz kaydırma tekniği algoritması kullanılarak işlenmiştir. Sistemden elde edilen ses (faz-zaman) grafiği Şekil 18'de resmedilmiştir.



Şekil 18. Sistemden elde edilen ses (faz-zaman) grafiği

Sistemden elde edilen ses ile başlangıçta sisteme verilen ses (referans ses) Şekil 19' da verilmiştir.



Şekil 19. Referans(mavi) ve Deneyden elde edilen sesin(Kırmızı) faz zaman grafiğinin karşılaştırılması

Sistemin SNR değeri Denklem (26) kullanılarak %54,19 olarak elde edilmiştir.

4. SONUÇLAR

Yapılan bu çalışmada lazer mikrofon oluşturmak için Michelson ve Mach–Zehnder interferometresi yapıları kullanılmıştır. SNR oranları göz önüne alındığında deney sonuçlarına göre lazer mikrofon ve ses kaydı için en uygun interferometre Michelson interferometresi olmuştur.Çünkü Michelson interferometresi ile oluşturulan deney düzeneği SNR değeri %96,50 olurken Mach–Zehnder interferometresi %65,17'ı geçememiştir. Ayrıca fazı kaydırmak için kullanılan dalga plakaları ile yapılan çalışmalar kutuplaştırıcı ile yapılan çalışmalardan daha iyi sonuçlar vermiştir. Böylece bu çalışma ile faz kaydıma interferometresine dayalı yeni bir lazer mikrofon literatüre kazandırılmıştır. Faz kaydırma tekniği herhangi bir filtre ve sinyal işleme algoritmasına bağlı kalınmadan sesin düşük düzeyde gürültüyle dinlenmesine müsaade etmiştir.

5.KAYNAKLAR

1. E.Karadeniz, and E. Yılmaz " Kızılötesi Mesafe Ölçümü İle Motorda hız Kontrolü," ,Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Trabzon.

2. A. Özkul "ENDÜSTRİYEL KONTROL ve ELEMANLARI," Karabük Üniversitesi Uzaktan Eğitim Uygulama ve Araştırma Merkezi, Karabük.

3. K. Iizuka, "Engineering Optics 3rd ed," (Springer, 2008) WW.

4. E. Hecht "Optics fifth edition ".

5. Deney-7 https://fizik.medeniyet.edu.tr/.../deney-7_michelson-nterferometresi.pdf

6. R. Adler, "Interaction between light and sound," IEEE Spectr. 4(5), 42–54 (1967).

7. B. E. A. Saleh and M. C. Teich, "Acousto-optics," in Fundamentals of Photonics (John Wiley & Sons, Inc., 1991).

8. A. R. Harland, J. N. Petzing, and J. R. Tyrer, "Non-invasive measurements of underwater pressure fields using laser Doppler velocimetry," J. Sound Vibrat. 252(1), 169–177 (2002).

9. K. Ishikawa, K. Yatabe, Y. Ikeda, and Y. Oikawa, "Numerical analysis of acousto-optic effect caused by audible sound based on geometrical optics," in 12th Western Pacific Acoustics Conference, K. M. Lim, ed. (Research publishing, 2015), pp. 165–169.

10. Bureau International des Poids et Measures, "Definition of the standard atmosphere," http://www.bipm.org/en/CGPM/db/10/4/.

11. K. Ishikawa, K. Yatabe, N. Chitanont, Y. Ikeda, Y. Oikawa, T. Onuma, H. Niwa, and M.Yoshii, "High-speed imaging of sound using parallel phase-shifting interferometry" Tokyo 169-8555, Japan.

12. A. Torras-Rosell, S. Barrera-Figueroa, and F. Jacobsen, "Sound field reconstruction using acousto-optic tomography," J. Acoust. Soc. Am. 131(5), 3786–3793 (2012).

13. P. M. Morse and K. U. Ingard, Theoretical Acoustics (Princeton University, 1986), Ch. 13.

14. See, for example, J. E. Greivenkamp and J. H. Bruning, See, for example, J. E. Greivenkamp, and J. H. Bruning, "Phase-shifting interferometry," in Optical Shop Testing, D. Malacara, ed. (Wiley, 1992), pp. 501–598.

15.K. İshıkawa, R. Tanıgawa, K. Yatabe, Y Oıkawa, T. Onuma, and H. Nıwa "Simultaneous imaging of flow and sound using high-speed parallel phase-shifting interferometry" Tokyo 169-8555, Japan.

16. Y. Awatsuji, M. Sasada, and T. Kubota, Appl. Phys. Lett. 85, 1069 (2004).

17. J. E. Millerd, N. J. Brock, J. B. Hayes, M. B. North-Morris, M. Novak, and J. C. Wyant, Proc. SPIE 5531, 304 (2004).

18. T. Kakue, Y. Endo, T. Nishitsuji, T. Shimobaba, N. Masuda, and T. Ito, Sci. Rep. 7, 10413 (2017).

19. M. Ney, A. Safrani, and I. Abdulhlaim, J. Opt. 18, 09LT02 (2016).

20. M. Ney, A. Safrani, and I. Abdulhalim, Opt. Lett. 42, 719 (2017).

21. T. Kakue, R. Yonesaka, T. Tahara, Y. Awatsuji, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, Opt. Lett. 36, 4131 (2011).

22. T. Fukuda, Y. Wang, P. Xia, Y. Awatsuji, T. Kakue, K. Nishio, and O. Matoba, Opt. Express 25, 18066 (2017).

23. O. Matoba, H. Inokuchi, K. Nitta, and Y. Awatsuji, Opt. Lett. 39, 6549 (2014).

24. K. Ishikawa, K. Yatabe, N. Chitanont, Y. Ikeda, Y. Oikawa, T. Onuma, H. Niwa, and M. Yoshii, Opt. Express 24, 12922 (2016).

25. K. Ishikawa, K. Yatabe, Y. Ikeda, Y. Oikawa, T. Onuma, H. Niwa, and M. Yoshii, Proc. SPIE 10328, 103280I (2017).

26. P. Xia, Y. Awatsuji, K. Nishio, and O. Matoba, Electron. Lett. 50, 1693 (2014).

27. T. Tahara, K. Ito, T. Kakue, M. Fujii, Y. Shimozato, Y. Awatsuji, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, Biomed. Opt. Express 1, 610 (2010).

28. A. Safrani and I. Abdulhalim, Appl. Opt. 54, 5083 (2015).

29. A. Safrani and I. Abdulhalim, Opt. Lett. 40, 4651 (2015).

30. Y. Oikawa, Y. Ikeda, M. Goto, T. Takizawa, and Y. Yamasaki, in Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (IEEE, 2005), pp. 661–664.

31. A. Torras-Rosell, S. Barrera-Figueroa, and F. Jacobsen, J. Acoust. Soc. Am. 131, 3786 (2012).

32. K. Bertling, J. Perchoux, T. Taimre, R. Malkin, D. Robert, A. D. Rakic, and T. Bosch, Opt. Express 22, 30346 (2014).

33. T. Koukoulas and B. Piper, Appl. Phys. Lett. 106, 164101 (2015).

34. K. Yatabe, K. Ishikawa, and Y. Oikawa, J. Sound Vib. 394, 171 (2017).

35. N. Chitanont, K. Yatabe, K. Ishikawa, and Y. Oikawa, Appl. Acoust.

36. Y. Awatsuji, M. Sasada, and T. Kubota, "Parallel quasi-phase-shifting digital holography," Appl. Phys. Lett. 85(6), 1069–1071 (2004).

37. J. E. Millerd, N. J. Brock, J. B. Hayes, M. B. North-Morris, M. Novak, and J. C. Wyant, "Pixelated phase-mask dynamic interferometer," Proc. SPIE 5531, 304–314 (2004).

38. J. Millerd, N. Brock, J. Hayes, M. North-Morris, B. Kimbrough, and J. Wyant, "Pixelated phase-mask dynamic interferometers," in Fringe 2005 (Springer-Verlag, 2005), pp. 640–647.

39. M. Novak, J. Millerd, N. Brock, M. North-Morris, J. Hayes, and J. Wyant, "Analysis of a micropolarizer arraybased simultaneous phase-shifting interferometer," Appl. Opt. 44(32), 6861–6868 (2005).

40. R. Smythe and R. Moore, "Instantaneous Phase Measuring Interferometry," Opt. Eng. 23(4), 234361 (1984).

41. O. Y. Kwon, "Multichannel phase-shifted interferometer," Opt. Lett. 9(2), 59–61 (1984).

42. C. L. Koliopoulos, "Simultaneous phase-shift interferometer," Proc. SPIE 1531, 119–127 (1992).

43. B. A. Horwitz and A. J. MacGovern, "Wavefront sensor employing novel D.C. shearing interferometer," US patent 4575248 A (1986).

44. J. L. McLaughlin and B. A. Horwitz, "Real-time snapshot interferometer," Proc. SPIE 680, 35–43 (1987).

45. C. M. Fabian and U. R.Ortega "Phase-Shifting Interferometry by Amplitude Modulation", México.

46. Optronis CamRecord CR Series User Manual

47. Newport Polarizer, Glan-Thompson Calcite, 25.4 mm Diameter, 430 to 700 nm User Manual

EEMKON 2019

ENERJİ POLİTİKALARI SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

1954

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

Endüstriyel Tesislerde Enerji Verimliliği Şifreleri

Levent Kılıç[1], Bora Tüzer[2], Tunç Görüney[3], Mustafa Özcan[4]

[1,2,3]*Şişecam Bilim, Teknoloji ve Tasarım Merkezi, Gebze, Kocaeli*
[4]*Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli*
lkilic@sisecam.com, btuzer@sisecam.com, tgoruney@sisecam.com, ozcanm2000@yahoo.com

ÖZET

Enerji yönetimi, enerji kaynaklarının ve enerjinin verimli kullanılmasını sağlamak amacıyla yürütülen inceleme, ölçme, izleme, planlama, uygulama ve eğitim çalışmalarının bütünüdür. Yönetimi etkin kılmada ilk adım, enerji tüketicilerinin öz ve zorlanmış karakteristiklerini belirlemek olacaktır.

Ekipmanı yönetebilmek, ancak kendileri hakkında veri elde edebilmek ve bunu yorumlayacak bilgi sahibi olmakla mümkün olacaktır. Fabrika geneli düşünüldüğünde, dağıtılmış olarak tesis edilmiş sayıca çok fazla olan bu ekipmanın standart olarak izlenebilmesi için belli kurallar ve kabuller mevcuttur. Bunlar, ekipmanın seçiminden, bilgisayar ekranında görüntülenebilmesine kadar bir dizi zorlu işlemi gerektirmektedir.

Bir endüstriyel ekipmanın verimlilik şifresini oluşturmak, ancak gerçek zamanlı izlemeden elde edilecek verilerin uzmanlarınca değerlendirilmesi ile belirlenebilecektir. Bunun için metriklerin ve anahtar performans göstergelerinin (KPI) kolayca erişilebilir, karşılaştırılabilir, sorgulanabilir ve modellenebilir olması önem taşımaktadır. Bu çalışmada, tipik bir endüstriyel tesiste bulunan fırınlar, kompresörler, elektrik motorları, fanlar gibi yüksek enerji tüketicileri ile, atık ısıdan elektrik üretimi ve güneşten elektrik üretimi KPI'larının standartlar temelli belirlenmesi ve şebeke güç kalitesi yoğunluğu için uzun dönemli saha verilerinden elde edilen kazanımlar incelenecektir.

Anahtar Kelimeler: Endüstriyel tesis, ekipman, anahtar performans göstergeleri, enerji verimliliği

1. GİRİŞ

Her enerji dönüşümü, temel olarak, genel enerji verimliliğini artırmak için her adımdaki ilgili kayıpları azaltarak ve belli bir yöntemle gerçekleştirilmektedir [1, 2, 3].

Gerek yeni yatırımlar ve gerekse de etkin ve verimli işletmecilikte teknolojiler çeşitli olsa da, kanıtlanmış ve geçerliliği olan prensiplere uyulması gerekmektedir. Temel kriterler, ekonomik, teknolojik, çevresel ve sosyal olmak üzere dört bileşene ayrılabilirken, alt kriterler olarak da Tablo 1'deki şekilde modellenmesi mümkün olacaktır.

Tablo 1. Temel ve alt kriterler

Ekonomik	Teknolojik	Çevresel	Sosyal
Yatırım Maliyeti	Ekonomik (Kullanım) Ömrü	Kullanılan Alan	İstihdam
İşletme ve Bakım Maliyeti	Kapasite Kullanımı	CO_2 Salımının Azaltılması	
Üretim Maliyeti	Geri Dönüşüm Süresi	Atıkların azaltılması	

Etkin enerji yönetimi, kullanıcıların ne zaman ve nerede ihtiyaç duydukları ve istenen kalitede en düşük maliyetle tedarik edilen gerekli enerjiyi almalarını sağlamak anlamına gelir. Tabii ki, tüm bu amaçlara hem üretim hem de çevresel ihtiyaçların gerektiği gibi korunurken ulaşılması gerekmektedir.

Enerji yönetimi programlarının etkili olabilmesi için dört ana adımı içermelidir: (1) Tarihsel verilerin analizi, (2) Enerji denetimleri ve muhasebe, (3) Fizibilite çalışmalarına dayalı mühendislik analizleri ve yatırım teklifleri ve (4) Personel eğitimi ve bilgileri.

Enerji verimliliğini her aşamada kontrol edebilmek için, her eylemi gerçekleştirmeden önce ve sonra birkaç önemli anahtar başarı göstergeleri (KPI) tanımlanmalıdır. Anahtar başarı göstergelerinin tümünde ortak bileşenler aşağıda görülmektedir.

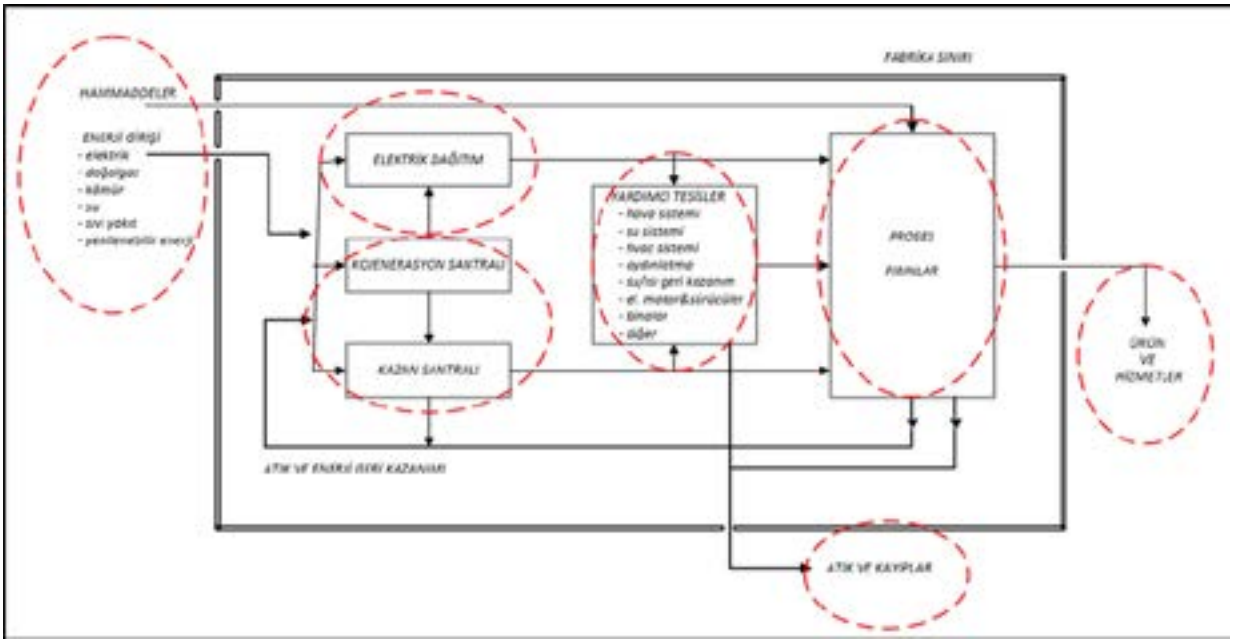
- Parasal kazanç
- Zaman
- Teknolojik Verim

En iyi sonuçları elde etmek için yukarıda listelenen ana adımların ve göstergelerin dikkatli bir şekilde uygulanması ve birbiriyle ilişkilendirilmesi gerekmektedir.

Şekil 1'de tipik olarak örneklenmekte olan enerji yoğunluğu ve tüketimi yüksek olan endüstriyel tesisler, proseslerini ve yardımcı tesislerini güçlendirerek verimlilik sorunu çözmeye çalışmaktadır. Endüstriyel tesisteki fabrika sınır koşullarından başlamak üzere, tüm bileşenlerinde enerji verimliliği standartları kapsamında çalışmalar yapılması önem taşımaktadır.

Bu bildirinin amacı, alan sınırları içerisindeki bazı sistem ve ekipmanların enerji akışını izleyerek enerji dönüşüm ve yönetimine genel bir bakış sağlamaktır. Enerji verimliliği her noktada ve seviyede yapılabilmektedir. Bunun için, birkaç temel formül ve veriyi sunarak tüm konular esaslarına indirgenmelidir. Ayrıca, esas olarak elde edilen temel KPI'lar da bildirilmektedir.

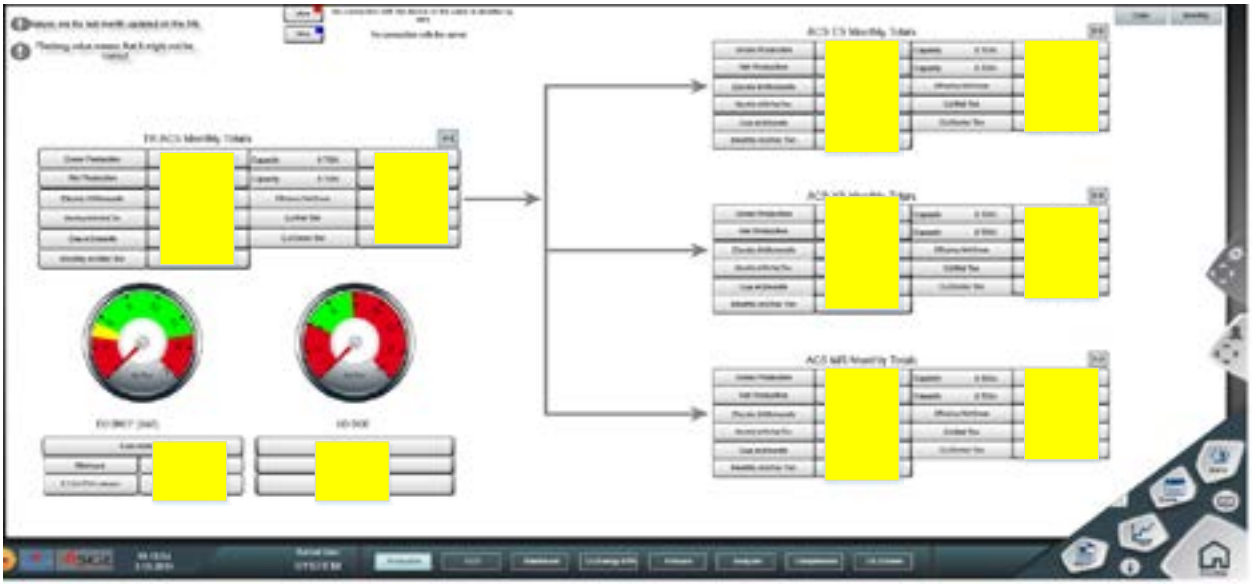
Endüstri çağını dönem dönem ciddi olarak etkileyen enerji krizleri ve bunun ardından enerji fiyatlarındaki salınımlar, şirketleri ve son tüketici insanları enerji sorununun var olduğunu ve her zaman var olacağının farkına vardırmıştır. Bu nedenle, enerji tasarrufu sağlayan teknolojilerin seçimi hem hizmet ettiği sistemi ve hem de tesisin bütününü önemli ölçüde etkileyecektir.



Şekil 1. Kategorize edilmiş tipik bir endüstriyel tesis

2. ENDÜSTRİYEL SİSTEM VE EKİPMANLARIN İNCELENMESİ

Fabrika için brüt ve net üretim bazlı ayrı ayrı belirlenmiş KPI'lar; GJ, kWh, Sm^3 enerji kullanımı ve kapasite kullanımı olarak Şekil 2'de görülmektedir.



Şekil 2. Fabrika sınır koşullarında gerçek zamanlı ve karşılaştırmalı KPI takibi

2.1. Kompresör KPI'ları

Enerji verimliliğinin formülü basitçe çıktının girdiye oranı olarak tanımlanabilmektedir. Kompresörler temelinde, çıktı üretilen hava, girdi ise tüketilen elektrik enerjisi olacağından berimlilik birim üretilen hava için, tüketilen elektrik enerjisi olacaktır.

Şekil 3. Bir fabrikanın kompresörleri için gerçek zamanlı ve karşılaştırmalı KPI takibi

Kompresörler için diğer teknik kriterler olarak,

- Kapasite (işletme şartlarındaki atmosferik verilere göre belirtilen debinin sağlanması, $[Nm^3/h]$)
- Enerji tüketimi/maliyeti/verimliliği (1 birim hava üretmek için kullanılan elektrik enerjisi miktarı $[kWh/Nm^3]$)
- 1, 3 ve 10 yıllık bakım maliyetleri
- Marka/Ürün hakkında saha tecrübesi ve işletme kolaylığı ve sahada mevcut yedeklerin ortak kullanımı,

- Yurt içi/dışı servis, tedarik imkanı ve müdahale süresi
- Diğer öncelikli işletmeye haiz şartlar (eşanjör boru tipi, gibi)

Tablo 1 kriterleri referans alınabilmektedir.

2.2. Elektrik Motorları KPI'ları

Elektrik motorları için değerlendirme kriterleri Tablo 2'de özetlenmektedir. Motor alımında teknik zorunlu kriterlerden sonra dikkat edilmesi gereken diğer kriterler;

- enerji verimliliği,
- ilk alım maliyeti,
- bakım, yedek parça, depolama, vb. gibi işletme maliyetleridir.

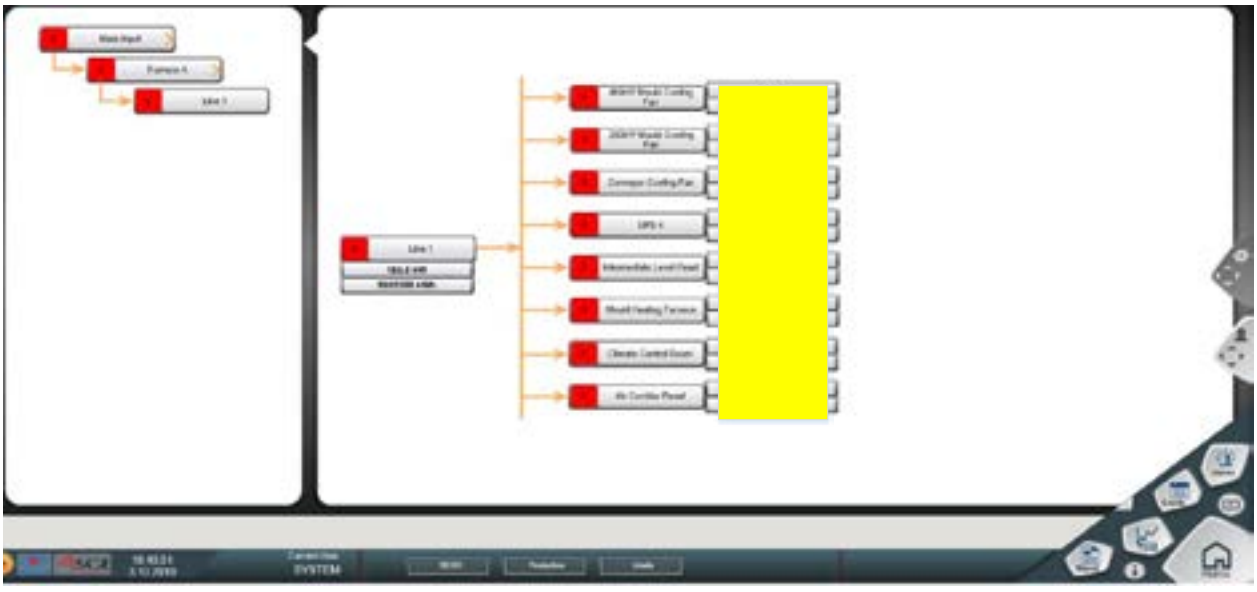
Diğer yandan, enerji izleme sistemi scadası sayısal verilerinden seçim ve verimliliğin gerçek zamanlı analizde

- kapasite kullanımının %40 – 80 arasında olduğu,
- motorların sürdüğü pompa, fan, vb. gibi ekipmanların da çalışma koşulları nedeniyle verim kesişim noktasından –bazen- uzakta olduğu

Şekil 4'te görülmektedir,

Tablo 2. Elektrik Motorları Kriterleri

Teknik isterler	Birim
Güç Aralığı	[kW]
Power factor	[cosφ]
Soğutma türü	[IC]
Koruma	[IP]
Tork	[%]
Motor hızı	[rpm]
Değişik yük durumu	[%]
Yalıtım sınıfı	[F/H]
Anma işletme türü	[S]
Verim sınıfı	[IEx]
Verim	[%]
Yapı biçimi	[IM]
Özel koşullar (rulman, pt100, topraklama, döküm, vb)	[E/H]
Sürücü uygunluk durumu	[E/H]



Şekil 4. Bir fabrika bölündeki elektrik motorları için gerçek zamanlı ve karşılaştırmalı KPI takibi

2.3. Aydınlatma KPI'ları

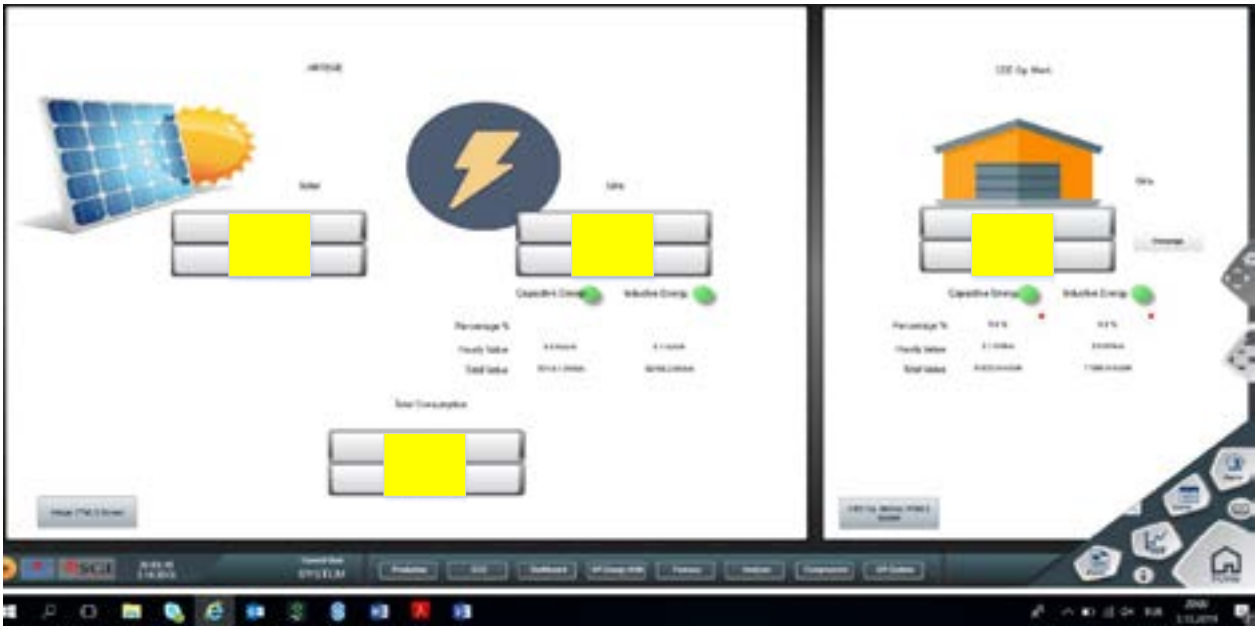
Aydınlatmada altta belirtilen kriterlere dikkat edilmesi önem taşımaktadır.

- Net lümen,
- Çekilen güç,
- Toplam akım harmonik bozulması (THD_I (%))
- Toplam gerilim harmonik bozulması (THD_V (%))
- Güç faktörü (PF)
- Cosϕ
- VA
- VAR
- Renksel geriverim
- Gerçekte ölçülen renk sıcaklığı
- Sürücü marka ve modeli
- Led marka ve modeli

Üstteki yeterliliğin sağlanmasından sonra en iyi performans için $\max(\frac{\frac{Lm}{W}}{\$})$ oranı belirleyici olacaktır. Tüm sistem ve ekipmanların sadece verimli değil aynı zamanda ekonomik ve Tablo 1'deki koşullara uygun olması gerek kriterdir.

2.4. Güneş Elektrik Santralı KPI'ları

Şekil 5 çatı tipi bir güneş elektrik santralını göstermektedir. Elektrik santralları için üretilen elektrik enerjisi, kapasite kullanımı, emreamadelik, yüklenme faktörü ve maksimum elektrik/eenrji üretimi için minimum yakıt/enerji kullanımı belirleyici olmaktadır.



Şekil 5. Bir güneş elektrik santralı KPI takibi

Diğer belirleyici ve dikkat edilmesi gereken kriterler altta maddeler halinde verilmektedir.

- En uygun yer seçimi
- En uygun yerin teknik uygunluğu
- Bağlantı koşullarının belirlenmesi
- Firmaların önerdiği teknolojinin karşılaştırılması
- Panel tedarik kaynağının belirlenmesi
- Projenin optimizasyonu

2.5. Güç Kalitesi KPI'ları

Enerji dağıtım sistemlerinin bozulmalarından kaynaklanan enerji kalitesi sorunları sadece enerji kalitesi sorunları değil aynı zamanda tesisin enerji verimliliğini de etkilemektedir. Endüstriyel tesislerde enerji verimliliği söz konusu olduğunda, güç kalitesi olayları iletkenlerde ve elektrik motorlarında güç kaybına neden olan ve tüm sistemlerdeki röleler gibi arıza yapan negatif dizi bileşenleri yaratmaktadır. Dahası, bunlar sistem bileşenlerine zarar verebilmektedir. Kriterler net olarak EN 50160 standartında tanımlanmaktadır [4]. Takip altında olan endüstriyel tesisler Şekil 5'te bayraklı işaretli illerdedir. İsimleri Tablo 3'te belirtilen endüstriyel tesislerin, 2016 yılına ait, standart dışına çıkan olaylar gösterilmektedir.

Şekil 6. Endüstriyel tesislerde güç kalitesi KPI takibi

Tablo 3. 2016 yılı olay istatistiği

Tesis	Yıl	Yıllık kayıt süresi	Kısa süreli kesinti	Uzun süreli kesinti	Gerilim düşmesi	Gerilim yükselmesi	Olayların toplamı
Anadolu Cam Yenişehir Fabrikası	2016	8760	0	4	144	8	156
Anadolu Cam Eskişehir Fabrikası	2016	8760	0	1	98	7	106
Anadolu Cam Mersin Fabrikası	2016	8760	1	3	59	1	64
Paşabahçe Eskişehir Fabrikası	2016	8760	4	4	102	13	123
Paşabahçe Kırklareli Fabrikası	2016	8760	0	2	387	394	783
Trakya Cam Trakya Fabrikası	2016	8516	0	0	335	358	693
Trakya Cam Mersin Fabrikası	2016	8760	0	1	215	59	275
Trakya Cam Yenişehir Fabrikası	2016	8760	0	2	148	14	164
Trakya Cam Polatlı Fabrikası	2016	8760	0	7	1588	1243	2838
Şişecam Otomotiv Trakya Fabrikası	2016	8760	2	9	409	408	828

Soda Fabrikası -Mersin	2016	8760	9	14	95	28	146
Kromsan Fabrikası - Mersin	2016	8760	3	0	2	0	5

2.6. Endüstriyel Ekipmanların Sayısal KPI'ları

Tablo 4 literatürde ve endüstriyel tesislerde olması gereken enerji ekipmanları temel dönüşüm oranlarını göstermektedir [5].

Tablo 4. Dönüşüm Türleri ve Oranları

Dönüşüm Türü Faktör - Çarpım İsim		Dönüşüm Katsayısı	Birim	Not
dönüşen	dönüştüğü			
doğalgaz	buhar	9 - 11	kgbuhar/Sm3	kazan
elektrik	basınçlı hava (0.8 MPa)	7 - 9	Sm3/kWh	kompresör
elektrik	ısı	3600	kJ/kWh	direnç
petrol türevi	elektrik	4	kWh/kg	yardımcı tesisler
petrol türevi	elektrik	8	kWh/kg	kojenerasyon tesisler
elektrik	su depolama	10	t.m/kWh	pompa
elektrik	aydınlatma	50 - 100	lm/W	lamba

3. SONUÇ

Bu çalışmada, endüstriyel tesislerde enerji verimliliğini arttırmak için standart duruma getirilmesi ve uygulanması gereken anahtar başarı göstergeleri yöntemsel ve sayısal örnekleri ile verilmeye çalışılmıştır. Ürün/Ekipman seçiminde sadece teknolojik değil aynı zamanda ekonomik, çevresel ve sosyal kriterlerin referans alınması önem taşımaktadır.

Gerçek zamanlı izleme KPI' ların hızlıca bandına alınarak enerji verimliliğini iyileştirecektir. Enerji verimliliği, ilk başta parasal kazanç ile tesislerin var olma amacını, ardından da mühendislik analizleri ile ülke kısıtlı kaynaklarının etkin kullanılmasını sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

[1] EN 50001:2011, "Energy Management Systems – Requirements with guidance for use", International Organization for Standardization, Geneva, 2011

[2] TS ISO 50006:2014, "Energy management systems —Measuring energy performance using energy baselines (EnB) and energy performance indicators (EnPI) — General principles and guidance", International Organization for Standardization, Switzeland, 2014.

[3] BS EN 17267-Draft, "Energy measurement and monitoring plan for organisations - design and implementation", British Standards Institute, London, 2019.

[4] EN 50160, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems, European Norm, Brussels, 2000.

[5] Kılıç L., "Sanayide Enerji ve Elektrik Mühendisliği: Bazı Problemler ve Çözümler", Cinius, 2018.

Yenilenebilir Enerji İhalelerinin Tasarım Kriterlerinin Ülke Örnekleri İle İncelenmesi

Mustafa ÖZCAN
Elektrik ve Enerji Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
mustafa.ozcan@kocaeli.edu.tr

Özet

Yenilenebilir enerji kaynakları (YEK) ile elektrik üretim, dünya genelinde yaygınlaşmış, bu kaynakların teknoloji maliyetleri hızlı bir şekilde düşme eğilimine girmiştir. Bu durum, YEK'lerin fosil kaynaklar ile rekabet edebilirliğini artırmış, YEK ile elektrik üretimini teşvik etmek amacıyla uygulanmış olan teşvik mekanizmalarının farklılaşmasına neden olmuştur. Yeni teşvik mekanizmaları içerisinde öne çıkan mekanizma, piyasa tabanlı bir teşvik mekanizması olan ihale mekanizmasıdır. Türkiye'de, 2017 yılında itibaren yenilenebilir enerji ihalelerini uygulamaya başlamıştır. İhale mekanizmasının etkinlik ve verimliliği, ihale tasarım kriterlerinin doğru belirlemesine bağlıdır. Katılımı yüksek, etkin rekabet ortamının sağlandığı şeffaf bir YEK ihalesi gerçekleştirebilmek için; ülke koşullarına uygun ihale tasarım kriterleri belirlenmelidir. Bu çalışmada amaç; ihale mekanizmasını ve tasarım kriterlerini örnek ülke uygulamaları ile açıklamaktır. Çalışma kapsamında yapılan değerlendirmeler ve sunulan öneriler, Türkiye'de yapılacak yeni YEK ihalelerinin performansını artıracaktır.

1.GİRİŞ

Yenilenebilir enerji sektörünün gelişimi, değişen koşullara uygun politikaların uygulanmasını gerektirir. Yenilenebilir enerji kaynakları (YEK)'nın yaygınlaşması, YEK kurulu gücünde oluşan artış ve başta rüzgar ile güneş teknolojileri olmak üzere, YEK teknoloji maliyetlerinde meydana gelen düşüş, ihale mekanizmasının YEK teşviki amacıyla kullanımını yaygınlaştırmıştır [1]. 2005 yılında 6 ülkede uygulanan ihale mekanizması, 2016 yılı itibariyle 67 ülke tarafından kullanılmaya başlanmıştır [2]. Hükümetler, uyguladıkları farklı teşvik mekanizmaları ve yaptıkları çeşitli düzenlemeler ile YEK'lerin yaygınlaşması ve gelişmesini sağlamayı amaçlarlar. Bu amaçla farklı teşvik mekanizmaları kullanılmıştır. İhale mekanizması öncesi en yaygın kullanılan teşvik mekanizması, alım garantisi (Feed-in-Tariff–FiT) teşvik mekanizması olmuştur [3]. Türkiye, 2005 yılında yaptığı yasal düzenleme ile YEK ile elektrik üretiminde alım garantisi teşvik mekanizmasını uygulamaya başlamıştır. 2010 yılında yenilenebilir enerji kanunu güncellenmiş, kaynak tipine göre değişen alım garantisi uygulamasına geçilmiş ve yatırımcılara yerli aksam desteği sunulmuştur. 2010 yılında ve sonraki yıllarda lisanssız elektrik üretimi ile ilgili yapılan yasal düzenlemeler ile öz tüketime dayalı elektrik üretimi teşvik edilmiştir. 2016 yılında yayımlanan Yenilenebilir Enerji Kaynak Alanları (YEKA) Yönetmeliği esas alınarak; 2017 yılında 1.000 MW'lık rüzgar enerjisi santrali (RES) (YEKA-1 RES) ve 1.000 MW'lık güneş enerjisi santrali (GES) (YEKA-1 GES) ihaleleri gerçekleştirilmiştir. Teknoloji özel, büyük hacimli bu iki uygulama sonrası, 2019 yılı mayıs ayında 250 MW'lık dört ayrı yarışma ile toplam 1.000 MW'lık RES ihalesi (YEKA-2 RES) gerçekleştirilmiştir. Yeni GES(YEKA-2 GES) ve deniz-üstü RES (YEKA-1 deniz üstü RES) ihalelerinin yapılması planlanmıştır.

Piyasa tabanlı bir destek mekanizması olan ihale mekanizmasının etkinliği, ihalenin tasarım kriterlerinin doğru ve şeffaf düzenlenmesine bağlıdır. Katılımı yüksek, etkin rekabet ortamının sağlandığı bir YEK ihalesi için; ülke koşullarına uygun ihale yöntemi seçilmeli ve ihale kriterleri doğru belirlenmelidir. Kullanımı yaygınlaşan ihale mekanizmasını başarıyla uygulayan ülkelerin uygulamalarını ve tasarım kriterlerini bilmek, bu destek mekanizmasını kullanacak ülkelerdeki ihalelerin etkinliğini ve verimliliğini artıracaktır.

Bu çalışmada amaç; ihale mekanizmasını güncel literatüre bağlı olarak açıklamak, ihale mekanizmanın kullanımında dikkat edilecek konular hakkında değerlendirme yaparak öneriler sunmaktır. Bu amacı gerçekleştirmek için; ihale mekanizması ve uygulama biçimleri açıklanmış, ihale tasarım kriterleri hakkında bu mekanizmayı başarıyla uygulayan örnek ülkelerin tecrübelerine dayalı olarak bilgiler verilmiştir.

2. İHALE MEKANİZMASI

İhale mekanizması, YEK ile elektrik üretimini artırmak ve etkin rekabet koşullarında en düşük maliyetle elektrik üretimini satın almak amacıyla kullanılan, uzun dönemli, piyasa temelli bir teşvik mekanizmasıdır. YEK ihaleleri ile maliyet etkin biçimde YEK teknolojileri için destek seviyesini belirlenir [4, 5, 6, 7, 8,9].

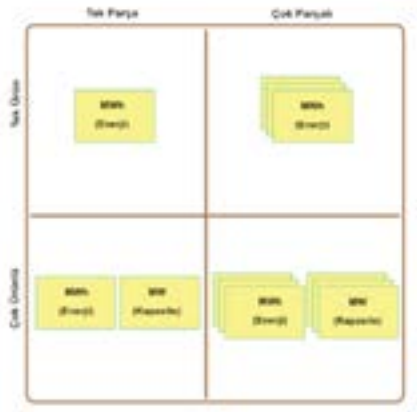
Yaygın kullanımı olan FiT ve Yeşil enerji Sertifikaları gibi politika tabanlı teşvik mekanizmaların kullanımının kamu maliyesi üzerinde oluşturduğu yük ve tüketici elektrik fiyatlarını artırdığı yönünde eleştiriler; ihale mekanizmasının kullanımı yaygınlaşmıştır [3, 9, 10, 11, 12]. İhale mekanizmasının kullanımının yaygınlaşması sonucu maliyetler düşmüş, YEK kurulu gücü artmış ve YEK'lerin fosil kaynaklı teknolojiler ile rekabet edebilirlik düzeyi artmıştır [3].

İhale mekanizması, FiT ve vergi teşvikleri gibi diğer teşvik mekanizmaları kullanılarak, hükümetlerce belirlenen YEK politika hedeflerinde belirli bir seviyeye ulaşıldığında ve YEK teknolojileri belirli bir gelişmişlik gösterdiğinde, enerji karmasındaki YEK payını daha ekonomik biçimde artıran bir mekanizmadır[13]. İhale mekanizmasının çeşitli uygulama yöntemleri bulunmaktadır.

2.1. İhale Yöntemleri

İhaleler genel olarak Artan fiyat ve Azalan fiyat ihalesi olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir [14]. YEK ihalelerinde yaygın kullanılan ihale yöntemi; Azalan fiyat (Hollanda) ihale yöntemidir. Bu ihale yönteminde ihaleyi

gerçekleştiren otorite belirlenen fiyat üzerinde ihaleyi başlatır ve fiyat turlarda verilen tekliflerle sürekli olarak düşürülür [6, 14]. Azalan fiyat ihalesi; şeffaf ve gerçekleştirebilir teklif fiyatı oluşumuna imkân tanıyan bir ihale yöntemidir [1]. İhaleler büyüklüklerine (hacimlerine) göre; tek ürünlü ve çok ürünlü olmak üzere ikiye ayrılır. Tek ve çok ürünlü ihaleler; tek parçalı ve çok parçalı olabilir. Tek ürünlü ihalelerde tek bir ürün için (Kurulu güç veya Enerji) ihale yapılır. Çok ürünlü ihalelerde, ihale edilen ürünler birden fazladır (Kurulu güç ve Enerji) [14]. Tek ürün ve tek parçalı ihale yöntemi, tasarımı en basit ve katılımı en kolay ihaledir [1]. Şekil 1'de ihalelerin, ihale hacmine göre sınıflandırılması görülmektedir.



Şekil 1: Hacimlerine göre ihaleler[1].

Teklif biçimine göre ihaleler, kapalı teklif ve açık teklif olmak üzere ikiye ayrılır. Kapalı teklif ihaleler de, katılımcılar kapalı zarf içinde tek bir teklif yapar, ihale sonrası açılan teklifler ile kazanan belli olur [14]. Azalan fiyat ihalesi; kapalı teklif ihalelere göre daha çok tercih edilen bir ihale yöntemidir. Ancak iki ihale yöntemi arasında net bir tercih yapmak zordur. Bu nedenle; verimliliği artırmak amacıyla iki ihale yönteminin avantajlı yönlerini bir araya getiren hibrid ihale yöntemleri kullanımı tercih edilmektedir. Genel kullanımı olan iki hibrid ihale yöntemi vardır. Bunlar; azalan fiyat devamında ilk fiyat kapalı teklif hibrid ihale uygulaması ve ilk fiyat kapalı teklif devamında azalan fiyat hibrid ihale uygulamasıdır[6]. Türkiye'de gerçekleştirilen ihalelerde, ilk fiyat kapalı teklif devamında azalan fiyat hibrid ihale uygulaması tercih edilmiştir.

3. İHALE TASARIM KRİTERLERİ

İhale mekanizmasının başarısı, tasarım kriterlerinin doğru belirlenmesine ve yeterli rekabet koşullarının yaratılmasına bağlıdır. Kriterler doğru belirlenmediğinde ve / veya yeterli rekabet koşulları yaratılmadığında doğru fiyat belirlenmez ve projenin gecikme riski artar [9,15].

İhale tasarımı, ülkelerin politik öncelikleri, rekabetçi piyasa ortamındaki YEK teknolojilerinin durumu ve ülkelerin hukuki yapılarına göre farklılaşır[8]. İhale tasarım kriterleri, fiyatın belirlenmesi yanında, piyasa katılımcılarının çeşitliliğini, proje gerçekleşme oranlarını ve hangi enerji üretim teknolojisinin geliştirileceğini etkiler. Projelerin coğrafik dağılımı biçimlendirir ve yerel ekonominin gelişme seviyesini belirler[1]. İhale tasarım kriterleri, Şekil 2'de verilen dört grup altında sınıflandırılarak incelenebilir.

Şekil 2: İhale tasarım kriterleri [15].

3.1. Talep Tarafı Düzenlemeleri

Talep tarafı düzenlemeleri; ihale şeffaflığı, ihale kapsamı, ihale hacmi, ihale sıklığı ve teknoloji seçimi gibi konularda yapılacak düzenlemeler ile gerçekleştirilir [15].

İhale Şeffaflığı

İhalenin şeffaf bir şekilde yürütülmesi ihale yapıcı tarafından sağlanır. İhale katılımcılarına, ihale dokümanlarını hazırlamak için yeterli süre verilmeli ve ihale ile ilgili kapsamlı bir iletişim stratejisi geliştirilmelidir. Doğru fiyat oluşması için, iyi planlama yapılmalı ve tasarım kriterleri, teklif verecekler ile önceden paylaşılmalıdır[6]. Bu amaçla, ihaleler için web sayfası kurulumu, kapsamlı yardımcı dokümanlar hazırlanması ve paylaşılması gibi çözümler kullanılabilir [13, 16].

İhale kapsamı

İhalelerin politik hedefleri net tanımlanmalı ve belirlenen hedefler kapsamlı bir YEK stratejisinin parçası olmalıdır. Politika yapıcılar, YEK gelişimini sağlamak amacıyla belirledikleri hedeflere ulaşmak amacıyla; uzun dönemli (gelecek 10 yıl) ve kısa dönemli (gelecek 2-3 yıl) planlar yapmalıdır.

İhale hacmi

İhale hacmi; kapasite (MW), enerji (MWh) veya bütçe (Para birimi) şeklinde belirlenebilir [1, 5]. Genellikle kapasite şeklinde tanımlanan ihale hacminde, kurulacak kapasite belirlenir. İhale hacminin ihale öncesinde açıklanması rekabeti artırıcı etki yapar. Tek seferde yapılan yüksek hacimli bir ihale, yeni teknolojilerin hızlı gelişimi sağlar ancak rekabeti azaltarak yüksek fiyat oluşumuna neden olabilir [1, 5, 15].

İhale sıklığı

Önceden planlanmış ve düzenli aralıklarla gerçekleştirilen ihaleler, yatırımcılara uzun dönemli plan yapma ve beklentilerini ayarlama imkanı tanır. YEK ihalelerinde uluslararası ve yerel arz zincirinin güçlenmesine katkı sağlar, yerel ekonomiyi destekler [1, 5, 15, 16]. Her yıl yapılacak bir ihale süreklilik açısından yeterli kabul edilmektedir [1].

Teknoloji seçimi

İhale kapsamında yer alacak teknolojiler ve bu teknolojilerin yarışma usulü; enerji politikaları, maliyet, kaynak çeşitliliği ve çevresel etkiler gibi birçok konu dikkate alınarak belirlenir [6]. İhaleler; teknoloji özel, çok teknolojili ve teknoloji nötr ihaleler olarak tasarlanabilir. Teknoloji özel ihaleler, belirli bir YEK teknolojinin teşvik edilmesi amacıyla tasarlanan ihalelerdir. Yeni gelişmekte olan veya mevcut olmayan teknolojilerin gelişmesi ve bu teknolojinin ileriki ihalelerde rekabet edilebilirliğinin sağlanması amaçlandığında bu tarz bir ihale tasarlanır. Teknoloji özel ihale tasarımı; üretim karmasının çeşitlenmesini, yerel sanayinin gelişmesini ve piyasa katılımcılarının çeşitlenmesini sağlar[1]. Teknoloji özel ihaleler; Avrupa Birliği (AB) ülkelerinde kullanımı yaygın olan, YEK desteklemek amacıyla ihale yöntemi ilk uygulandığında kullanımı tercih edilen ihalelerdir [8, 16].

3.2. Ön Yeterlilik Düzenlemeleri

Ön yeterlilik düzenlemeleri, ihaleye katılacak yatırımcıların belirlenmesi amaçlı yapılan düzenlemelerdir [15]. İhaleye katılım için gerekli ön yeterlilikler belirlenirken projenin gerçekleştirilebilmesinin önü açılmalı, belirlenecek sıkı ön yeterlilikler ile teklif vereceklerin çeşitliliği ve sayısının azalmamasına dikkat edilmelidir [1, 4]. Ön yeterlilik ile ilgili düzenlemeler; ihaleyi gerçekleştiren kurumun niteliği, firma tanınırlığı, ihaleye katılacak firmaların sağlaması gereken finansal ve teknik yeterlilikler, yatırım sahasının belirlenmesi, şebeke bağlantısı ile ilgili düzenlemeler ile sosyo-ekonomik gelişmeyi teşvik gibi konularda yapılacak düzenlemeler ile gerçekleştirilir [16].

İhaleyi gerçekleştiren kurum

İhaleyi gerçekleştiren kurumun; güvenilirliği yüksek, teknik ve insan kaynakları kapasitesi yeterli olmalıdır. Bu kurum, enerji politikası hedefleri ile çelişen kararlar almamalı, ihale tasarımında etkin bir role sahip almalıdır [13,16].

Firma tanınırlığı

İhaleye katılacak firmaların iş tecrübesi, yasal ve teknik kapasiteleri firma tanınırlığı açısından aranan başlıca kriterlerdir [1,4,13]. Firmanın ortaklık yapısı ve yöneticileri diğer kriterler arasında yer alır [15, 16].

Firmaların finansal ve teknik yeterlilikleri

Finansal ve teknik yeterlilik kriterleri ile projelerin gerçekleşmeme riskleri azaltılmaya çalışılır [12]. Finansal ön yeterlilikler, ihaleye teklif verecek tarafların ihale öncesi veya ihaleyi kazanması sonrası sunacağı teminatları ifade eder. İhalenin kaybedilmesi veya kazanılması sonrası projenin zamanında gerçekleştirilmesi durumunda, teklif sahibine teminat geri ödenir [4, 12]. AB ülkelerindeki uygulamalarda, yatırım tutarının belirli bir oranı finansal teminat olarak alınmaktadır [8]. Teknik ön yeterlilikler, teklif vereceklerin ihaleye katılım amacıyla gerçekleştirmesi gereken projeye özgü yeterliliklerdir. Saha kullanım planları, inşaat izinleri ve fizibilite çalışmaları bu yeterliliklerden başlıcalarıdır [12,15].

Yatırım sahasının belirlenmesi

İhale düzenlemesi yapılırken, projelerinin gerçekleştirileceği yatırım sahaları ihale öncesi belirlenebilir. Saha seçimi yapılmaması durumunda, yatırımcının yüksek performanslı sahalara yönelme ve yatırımların dar bölgelere sıkışma riski artar [15]. Yatırım sahası, kamu tarafından veya yatırımcı tarafından belirlenebilir. Kamu, uygun ihale fiyatı oluşumunu sağlamak, yatırımın gerçekleşme süresini kısaltmak, ihale katılımcılarının maliyetlerini azaltmak ve katılımcı sayısını artırmak amacıyla sahayı kendi belirleyebilir [17]. Piyasadaki ilk ihale gerçekleştirildiğinde yatırım sahasının kamu tarafından belirlenmesi önerilmektedir. Kamu tarafından saha belirlemesi, proje risklerini azaltacaktır [16].

Şebeke ile ilgili düzenlemeler

Tesislerin şebeke entegrasyonu ile ilgili yapılacak yatırımların maliyetleri; yatırımcı veya sistem işletmecisi tarafından karşılanabileceği gibi, ortak olarak ta karşılanabilir [1].

Sosyo-ekonomik gelişmeyi teşvik

Yerel sanayinin geliştirilmesi, yerel refahın artması ve yerel istihdamın artırılması ile ilgili düzenlemeler ihale tasarım kriterler içerisinde belirlenebilir. Bu kapsamda yapılacak yatırımlarda, yerli aksam kullanım şartı ve yerli katılımcı şartı gibi kriterler ön yeterlilikler arasına eklenir [13]. Yeni gelişmekte olan yerel sanayinin gelişmesini desteklemek amacıyla, yerli aksam gerekliliklerini ihaleye eklenmesi durumunda; yerli veya yabancı yatırımcı, yatırımın belirli bir bölümünü (donanımın belirli bir bölümü veya toplam maliyetin belirli bir bölümü) yerli üreticiden sağlamak zorunda kalır [15,17].

3.3. Kazananı Seçme Kriterlerini Belirleme

Kazananı seçme kriterleri ile ilgili düzenlemeler; ihale yöntemi, fiyatlandırma yöntemi ve tavan fiyat uygulaması gibi konularda yapılacak düzenlemeler ile gerçekleştirilir [17]. İhaleyi kazanan ve güç alım sözleşmesi imzalanacak teklif sahibinin belirlenmesinde kullanılan iki temel seçim kriteri vardır. Seçim "sadece fiyata dayalı seçim kriteri" ile yapılıyorsa; en düşük fiyatı veren teklif sahibi ihaleyi kazanır. "Çoklu kriter" yöntemine göre yapılıyorsa; fiyat yanında sosyo- ekonomik gelişmeyi teşvik edecek düzenlemeler de seçim kriterleri arasında yer alacaktır [15,18].

İhale yöntemi

Kapalı teklif, azalan fiyat hibrid ihale yöntemi yaygın kullanılan ihale yöntemidir [1,13]. Sektördeki ilk YEK ihalesinde, ilk fiyat kapalı teklif ihale yöntemi kullanımı önerilmektedir. Bu tercih süreci netleştirir ve hizmet yükünü azaltır. Piyasa geliştikçe ve ihale uygulaması ile ilgili uzmanlık kazanıldıkça daha kapsamlı ihale yöntemleri tercih edilebilir [16].

Fiyatlandırma yöntemi

Kapalı teklif ihalelerde kazanan teklif sahibine yapılacak ödeme; tek fiyat (pay-as-clear / uniform pricing) veya teklif edilen fiyata göre (Pay-as-bid/Discriminatory) gerçekleştirilir. Teklif edilen fiyata göre ihale uygulamasında; kazanana yapılacak ödeme, teklif ettiği fiyat üzerinden yapılır. Tek fiyat uygulamasında kazanana yapılacak ödeme, piyasa takas fiyatı (Market Clearing Price)'dır. Teklif edilen fiyata göre ödeme yönteminde kazanan, teklif edilen fiyatlara göre iki farklı şekilde desteklenir. İlk fiyat kapalı teklif ihalesinde ödenecek fiyat, ihaleyi kazanan teklif sahibinin kazanırken teklif ettiği ilk fiyattır. İlk fiyat kapalı teklif ihalesi, uygulaması basit bir ihaledir. İkinci fiyat kapalı teklif (Vickrey) ihalesinde ödenecek fiyat, en yüksek ikinci teklif olarak sunulan fiyattır [1, 14,19, 20].

Tavan fiyat uygulaması

Tavan fiyat, ihalelerde teklif edilebilecek en yüksek fiyattır. Tavan fiyat belirleme uygulaması; politika maliyetlerinin kontrol potansiyelini artırır ve sınırlı rekabetin olduğu ihalelerde yüksek kar elde edilmesini engeller. Tavan fiyat uygulamasının, kapasite tabanlı miktar kısıtlı ihale ilk uygulandığında kullanılması önerilir [16]. Tavan fiyatın önceden açıklanması, yatırımcıların planlama yapmasına olanak tanıyan olumlu bir uygulamadır [5]. Tavan fiyat genellikle, seviyelendirilmiş elektrik enerjisi üretim maliyetlerine göre belirlenir ve bu nedenle teknolojiye göre farklılaşır. Tavan fiyatın, teknolojideki değişime ve piyasa koşullarına bağlı olarak düzenli olarak güncellenmesi gerekir. İhaleyi uygulayan kurum, alım garantisi tarifesini tavan fiyat belirlemede bir referans olarak kullanabilir [5].

3.4. Yükümlülüklerin Belirlenmesi

İhale yükümlükleri ile tarafların risklerinin azaltılması amaçlanır. Yükümlülüklerin belirlenmesi ile ilgili düzenlemeler; güven tesisi, akış zamanı ve ceza başlıklarında yapılacak düzenlemeler ile gerçekleştirilir [15].

Güven tesisi

YEK ihalelerinde yatırımcının risk algısını azaltacak tedbirler alınmalı ve öngörülebilir bir ihale süreci oluşturularak yatırımcı güveni artırılmalıdır. Yatırımcı riskini azaltmak ve güven tesisi amacıyla, ihaleye teklif sunacak firmaların ihale ile ilgili ilgili bilgi ve belgelere zamanında ve kolay bir şekilde erişebilmesi sağlanmalıdır. Enflasyon ve kur riskini azaltmak amacıyla tedbirler almak suretiyle finansman kaynaklı riskler azaltılabilir [15].

Akış zamanı

Akış zamanı, ihaleyi kazananın açıklandığı zaman ile tesisin ticari faaliyete başlama zamanı arasındaki süredir. Her bir ihale için akış zamanı ihale öncesi detaylı olarak açıklanmalıdır [1,16].

Cezalar

İhaleyi yapan taraf, finansal ve teknik yeterlilikler yanında belirleyeceği ceza kriterleri ile projenin gerçekleşmeme riskini azaltabilir [12]. Teknik ve finansal yeterliklerden farklı olarak, cezalar sadece ihalenin kazanılması sonrası etkin olurlar [12]. İhaleyi yapan tarafından belirlenecek cezalar ile projenin gerçekleşmeme veya gecikmesi durumunda kazanan teklif sahibi için çeşitli yaptırımlar uygulanır [4,12]. Ceza kriterleri ile taahhütlerini yerine getiremeyecek teklif sahipler için, "Bekle ve gör" yaklaşımının önüne geçecek cezai yaptırımlar olmalı, ihalenin tüm süreçlerinde karşılaşılabilecek olan uyuşmazlıkların çözülmesine dair bir süreç belirlenmelidir. [1,4,16].

4. ÜLKE ÖRNEKLERİ

Çalışma kapsamında Almanya ve Brezilya'da ki ihale mekanizması uygulamaları incelenmiştir. Her iki ülkede kendi özgün koşullarına göre bu destek mekanizmasını uygulamış ve başarılı olmuşlardır. Avrupa ülkeleri, ihale mekanizmasına temkinli yaklaşmış; düşük hacimli, dikkatli tasarlanmış ihaleler ile bu mekanizmayı uygulamaya başlamışlardır. İhale sistemi, 2017 yılı sonu itibariyle 29 AB üyesi ülkeden 18 inde uygulanmış veya uygulanacak durumdadır [8]. Ancak Almanya bu mekanizmayı uygulamada ve başarılı sonuç elde etmede daha hızlı bir uygulayıcı olmuştur. Almanya, ihale mekanizmasını uygulamadan önce diğer teşvik mekanizmalarını etkin ve verimli bir biçimde uygulamış, başta güneş enerjisi olmak üzere YEK yatırımında lider ülkeler arasına girmiştir.

Brezilya, Latin Amerika'da, enerji ihalesini uzun süredir düzenleyen, ihale mekanizması öncesi başka teşvik mekanizmalarını uygulamış bir ülkedir. 2004 yılından itibaren YEK ihaleleri düzenleyen Brezilya, gelişmekte olan ülkeler içerisinde en sık ihale düzenleyen ülke olması ve ihale mekanizmasını uygulayan ilk ülkelerden olması nedeniyle bu çalışma kapsamında incelenmiştir. Bir teşvik mekanizmasının performansı; o mekanizmanın etkinlik ve verimliliğinin ölçüsü ile belirlenir. Belirli bir dönem için, hedeflenen değerlere en düşük maliyetle ulaşmak bir teşvik mekanizmasının performansının başarılı olduğunu gösterir [11]. Buna göre; bir teşvik mekanizmasının, etkinlik ve verimliliğin değerlendirilebilmesi için, seçilen teşvik mekanizmasının belirli bir süre uygulanmış olması gerekir. Bu anlamda Brezilya; uzun süredir bu mekanizmayı uygulamış olması nedeniyle iyi bir örnektir. İhale mekanizması, bu ülkede başarılı sonuçlar doğurmuş, YEK' lerin enerji karmasındaki payı artmıştır [2, 17].

4.1. Almanya

Almanya, YEK'lerin teşvik edilmesinde; YEK'ler ile ilgili yasal mevzuatının ve düzenleyici yapıların geliştirilmesi anlamında başarılı olmuş bir ülkedir. Bu ülkede, konvansiyonel olmayan YEK'lerin kurulu güç içindeki payı hızlı artmış, YEK teknolojilerinin geliştirilmesinde başarılı olunmuştur [21]. Nükleer enerji ve kömüre dayalı yüksek enerji bağımlılığını, uyguladığı enerji dönüşüm stratejisi ile YEK lehine hızla artırmıştır. Almanya'nın enerji dönüşüm stratejisi; planlamaya dayalı, iyi tasarlanmış, dinamik ve diğer politikaları da dikkate alan bir stratejidir [21].

Almanya; Çernobil nükleer kazası sonrası elektrik enerjisi üretim karmasını gözden geçirmiş, kömürlü termik santrallere olan yüksek bağımlılığın neden olduğu CO_2 emisyonları da dahil olmak üzere çevresel problemlerin azaltılması amacıyla konvansiyonel olmayan YEK piyasasını oluşturmaya yönelik ilk adımlar atılmıştır. 1980'li yılların sonunda güneş enerjisi ile ilgili 1000 çatı uygulaması ve rüzgar enerjisi ile ilgili programlar uygulanmıştır. 1990 yılında konvansiyonel olmayan YEK'lerin teşviki amacıyla ilk yasal düzenleme (The Electricity Feed-in Act / StrEG -Stromeinspeisungsgesetz) yapılmıştır. Bu yasa ile, yatırımcılar finansal teşvikler ile desteklenmiş, vatandaşlara elektrik enerjisi üretme ve bunu

şebekeye satma hakkı tanınmıştır. Bu uygulama sonucu, RES projeleri hızla yaygınlaşmıştır. 1999-2003 yılları arasında, düşük faizli hibe teşvikleri ile uygulanan 100.000 çatı projesi ile fotovoltaik (FV) GES projelerinin yaygınlaşması sağlanmıştır[21].

2000 yılında çıkarılan yasa ile (The Renewable Energy Act –EEG) konvansiyonel olmayan YEK'lerin gelişmesi için yeni hedefler ve koşullar belirlenmiştir. Bu tarihten itibaren FiT mekanizması uygulanmaya başlanmış, tasarım aşamasında her dört yılda bir güncellenmesi planlan bu mekanizma, planlandığı biçimiyle, 2004,2009 ve 2012 yıllarında güncellenmiştir [21]. 2012 yılında yapılan güncelleme ile, YEK ile elektrik enerjisi üreticilerine sabit fiyat alım garantisi (Fixed FiT) veya Değişken pirim alım garantisi (Sliding Feed-in- Premium) sisteminden bir tanesini seçme hakkı tanınmıştır [22]. Bu mekanizmayla desteklenen tesislerden üretilen elektrik için 20 yıllık alım garantisi verilmektedir [11].

FiT uygulaması etkin olmuş; 2000 yılında YEK ile yapılan elektrik üretimi 12 TWh iken bu değer 2010 yılında 80 TWh 'e yükselmiştir [21]. YEK'ler beklenen katkılarının üzerinde katkıyı daha erken sürede sağlamıştır. 2010 yılı için YEK üretiminin toplam üretime katkısı %12,5 olarak planlanmış, 2007 yılındaki katkı %14 olarak gerçekleşmiştir [7]. FiT mekanizması sonucunda özelikle güneş enerjisi alanında yeterli kurulu güç gelişimi yaşanmış ve başarılı olunmuştur. Almanya'da yerli güneş enerjisi sektörü gelişmiş, panel üretimi, kurulumu ve servis hizmetleri başarılı bir şekilde verilebilir olmuştur. YEK yatırımlarının finansman sorunu çözülmüş, yatırımcı güveni oluşmuş, düşük finansman maliyetleri ile öngörülebilir piyasa koşulları sağlanmıştır. Ancak, FiT mekanizması uygulanırken belirli bir kurulu güç sınırı konulmadığından, talep edilenden fazla GES kurulu güç gelişimi olmuş, GES'lerin enerji karmasındaki payı belirgin seviyelere ulaşmış, bu durum tüketici maliyetleri üzerindeki yükü tartışmaya açmıştır. Almanya hükümeti oluşan yeni durum neticesinde, 2015 yılında YEK politikası gözden geçirmiş, kurulu güç gelişimini kontrol etmek ve rekabeti artırmak amacıyla 100 kW üstü FV-GES'lerde FiT yerine piyasa tabanlı bir mekanizma olan ihale modeline geçmiştir [2,17,22]. Almanya ihale mekanizmasını kullanmaya başladığı 2015 yılından itibaren gelecek yıllara dair ihale planlamalarını hazırlamıştır [2]. Almanya da ilk YEK ihalesi Nisan 2015 de FV-GES sistemler için pilot çalışma olarak yapılmış ve devamında 2017 yılında RES ve biyokütle ihaleleri gerçekleştirilmiştir. Yapılan ihaleler başarılı sonuçlara neden olmuş; fiyatlar düşmüş, kurulu güç değerleri artmıştır [2,17, 22].

Almanya'da, ihalelerin politik hedeflere uyumluluğu ve yapılacak ilgili düzenlemeleri yapan kurum ile ihalenin gerçekleştirilmesi ile ilgili prosedürlerin yürütülmesinden sorumlu kurumların farklıdır [17]. İhaleyi hazırlayan kurum, Bundesministerium für Wirtschaft und Energie- BMWi (Federal Ministry for Economic Affairs and Energy) iken ihaleyi uygulayan kurum Bundesnetzagentur –BNetzA (Federal Network Agency for Electricity, Gas, Telecommunications, Post and Railway)'dir [17].

Almanya'daki YEK ihaleleri önceden belirlenmiş bir plan dahilin de yürütülmekte olup, ilk uygulamalarda ihale hacimlerinin düşük hacimli olarak belirlendiği, ilerleyen yıllarda ihale hacimlerinin artırıldığı görülmektedir. FV-GES ihalelerinde; 200 MW'lık ihale hacimleriyle ihale gerçekleştirilmektedir. YEK türüne bağlı ve dönemine bağlı olarak farklı ihale hacimleri belirlenmektedir[17].Almanya'daki YEK ihaleleri genellikle yılda üç defa gerçekleştirilmektedir. Ancak bu durum koşullara bağlı olarak değişebilmektedir. Karada kurulu RES'ler için 2017 yılında üç, 2018 yılında 4 ihale gerçekleştirilmiştir [2,17].

Finansal ön yeterlilikler ihale hacmine bağlı olarak belirlenmiş durumdadır. Geçici teminat ve iş bitirme teminatları mevcuttur [2]. İhaleye katılımın 2 temel ön koşulu; 30 Euro / kWh geçici teminat bedeli ile proje emisyon kontrol izni'dir [13]. Deniz üstü RES yatırımlarında geçici teminat bedeli 100 Euro / kW'e kadar artmaktadır [17]. İnşaat izni süreçlerini tamamlamış firmalar için bu teminat bedellerinde indirim sağlanmaktadır [2]. İşim bitirilememesi durumunda teminat ve satın alma anlaşması iptal edilmektedir[2]. Almanya'da vatandaş projelerini teşvik eden bir ihale yapısı mevcuttur. Enerji kooperatifleri'nin yeterlilik koşulları daha esnek ve cezalar daha düşüktür. Kooperatifler'den geçici teminat bedeli olarak 15 Euro / kW alınmakta ve proje gerçekleştirme süreleri daha uzun (54 ay) tutulmaktadır. Karada kurulu rüzgar santrallerinde kooperatifler için 18 MW üst sınırı bulunmaktadır [17]. Ancak kooperatiflere tanınan bu kolaylıkların kötüye kullanılması neticesinde vatandaş projelerine sağlanan imtiyazlar 2018 de askıya alınmıştır [17]. Almanya'da genel uygulama teknoloji özel ihale yöntemini kullanmak şeklindedir [22]. Ancak Nisan 2018 de GES ve RES'i birlikte içeren çok teknolojili bir ihale uygulaması yapılmıştır [2, 17]. AB ülke örneklerinden GES ihaleleri için kullanılan yaygın fiyatlandırma yöntemi teklif edilen fiyata göre ödeme yöntemidir [8].

Almanya'da, "teklif edilen fiyata göre" ödeme ve "tek fiyat" uygulamasının ikisi de kullanılmaktadır. İnşaat izni alınmış standart ihale süreçlerinde "teklif edilen fiyata göre" fiyatlandırma modeli kullanılırken, inşaat izni alınmamış vatandaş projelerinde fiyatlandırma "tek fiyat" modeli ile yapılmaktadır [8]. Genel olarak Almanya ihalelerinde fiyat, değişken prim fiyatı garantisi göre belirlenmektedir. Bu sistemde yapılacak ödeme, elektrik spot piyasa fiyatına göre değişir. Elektrik spot piyasa fiyatı, ihale fiyatından düşük ise ödenecek fiyat ihale fiyatıdır. Şayet elektrik spot piyasa fiyatı, ihale fiyatından yüksek ise aradaki fark ihaleyi kazanana ödenmektedir. Bu uygulamada ihale fiyatı projenin en düşük fiyatı olur [17]. Almanya da düzenlenen ihaleler de önceden açıklanan tavan fiyat uygulamasını uygulanmaktadır [2,17,23].

Almanya'da ihaleler Euro ile yapılmakta olup, fiyat eskalasyonu bulunmamaktadır [2]. Güç satın alma sözleşmelerinde ki destek süresi tesislerin devreye girmesinden itibaren 20 yıldır [17,23]. Almanya da teknoloji ve büyüklüğüne bağlı olarak yatırımların gerçekleştirme süreleri 18-30 ay arası değişmektedir. Denizde kurulu RES'ler için ise bu süre 6-7 yıldır [17]. GES ihalelerinde saha seçimi yatırımcı tarafından yapılırken, deniz üstü RES ihalelerinde saha belirleme ve şebeke bağlantısı sistem işletmecisi tarafından gerçekleştirilmektedir [17]. Kapasite bazlı ihale hacmi tanımlaması yapılmakta olup, sürelere bağlı olarak artan ve miktara bağlı değişen ceza uygulaması bulunmaktadır [23]. Almanya'da uygulanan ihalelere ait tasarım kriterleri Tablo 1'de [2,17,23] verilmiştir.

4.2. Brezilya

Brezilya'da, 2001 yılında yaşan enerji krizine kadar, enerji karması çeşitlendirilmemiştir [21]. 2001 deki elektrik arz sorunu yaşanmış, yaşanan kuraklık sonucu HES'lerde ki su

seviyesi düşmüş ve bunun sonucunda tüketimde %20 kısıtlamaya gidilmiştir. Büyük HES'lerin enerji karmasındaki baskın durumu göz anına alınarak [7], enerji karmasını çeşitlendirmek amacıyla 2002-2008 arası FiT uygulanmıştır [11]. 2002 de uygulanmaya başlanan özel bir programla (Programa de Incentivo a Fontes Alternativas de Energia Elétrica- PROINFA) büyük güçlü HES'ler dışındaki YEK 'lerden yararlanma yoluna gidilmiş ve eşit paylı; rüzgar, biyokütle ve küçük güçlü HES'lerden oluşan 3.300 MW'lık projeye başlanmıştır.

Tablo 1: Almanya ihale tasarım kriterleri.

Desteklenen teknolojiler	Karada kurulu rüzgar	Deniz üstü rüzgar	Güneş	Biyokütle
İlk uygulama yılı	2017		2015	2017
İhaleyi hazırlayan	Bundesministerium für Wirtschaft und Energie			
İhaleyi uygulayan	Bundesnetzagentur			
İhale türü	Kapalı teklif			
Para birimi	Euro			
Eskalasyon uygulaması	Yok			
İhale mekanizması öncesinde uygulanan mekanizma	Feed-in-Tariff (FiT), Feed-in-Premium (FiP)			
Fiyatlandırma	Teklif edilen fiyat ve Tek fiyat			
Destekleme süresi (yıl)	20	20	20	20
Geçici teminat (Euro/ kW)		100	25-50	
Tavan fiyat uygulaması	Var (Önceden açıklanıyor)			
İhale hacim kısıtı	Var			
İhale hacmi tanımlama	Kapasite bazlı			
İhale sıklığı	Yılda en az 3			
Cezalar	Teknolojiye, proje gerçekleşmeme veya gecikme süresine bağlı olarak değişen ihale hacmine bağlı cezalar vardır.			

GES'ler, PROINFA kapsamına giren ilk kaynaklar arasına dahil edilmemiş, 2014 yılı itibariyle GES ihaleleri düzenlenmeye başlanmış ve buna bağlı olarak elektrik fiyatları düşme eğilimine girmiştir [7]. PROINFA programı ile kaynak bazlı FiT mekanizması ile destekleme yapılmış, 20 yıl süreli alım garantisi verilmiştir [1,10]. 2002 de uygulanmaya başlanan bu destek mekanizması 2011 yılında askıya alınmıştır. Bu programın uygulanması sonucu belirlenen kotalara erişilememiş, 2008 yılı sonunda; 1.1191 MW küçük güçlü HES, 1.422 MW RES, 685 MW biyokütle tesisi kurulabilmiştir. RES teknolojisinin yerli kaynaklardan sağlanması amacıyla %70 yerli aksam kullanım kuralı konulmuştur. Ancak, yerli aksam sanayinin gelişmemesi nedeniyle belirlenen %70 oranı hedefine ulaşılamamış, RES'lerin işletmeye geçişlerinde, gecikmeler yaşanmıştır [10,24]. 2005 yılında YEK'lerin de dahil olduğu ihaleler yapılmaya başlanmış, 2007 yılında YEK'lere özel ihaleler gerçekleştirilmiştir [24]. Uygulanan teknoloji özel ihale modeli ile başarılı sonuçlar alınmıştır [1]. RES, GES, biyokütle ve küçük güçlü HES leri kapsayan çok sayıda ihale gerçekleştirmiş ve farklı ihale yöntemleri uygulamıştır. 2007 de biyokütle ve küçük güçlü HES, ihalesi yapılmıştır [2, 17,25]. 2008 yılında yapılan teknoloji özel Biyokütle ve 2009 yılında yapılan %60 yerli aksam zorunluluğu içeren RES ihaleleri sonucunda, Yenilenebilir enerji piyasası gelişmiş ve RES teknolojileri alanında çalışan yerli üreticiler piyasaya katılmıştır [18]. Bugüne kadar RES, GES, biyokütle ve küçük güçlü HES'lerin olduğu 29 ihale gerçekleştirilmiştir [2]. Gerçekleştirilen ihaleler sonucunda YEK Kurulu gücü artmış ve destekleme maliyetleri düşmüştür [10].

İhaleler, düzenleyici kurum olan, Agência Nacional de Energia Elétrica-ANEEL (Brazilian Electricity Regulatory Agency) tarafından oluşturulan ve dört kamu kurumu temsilcisinden oluşan komite tarafından yönetilmektedir. ANEEL, ihale kuralları ve şartname hazırlama ile finansal ve teknik gerekliliklerinin belirlenmesinden sorumludur. İhalelerin politik hedeflere uygun bir biçimde hazırlanması, Ministério de Minas e Energia-MME (Ministry of Mines and Energy) tarafından yapılmaktadır. Piyasa işletmecisi olan Câmara de Comercialização de Energia Elétrica-CCEE (The Power Commercialization Chamber) ihaleleri gerçekleştiren kurumdur. Güç alım sözleşmeleri bu kurumla imzalanmaktadır. Sunulan projeleri teknik olarak incelemekle görevli kurum, MME'ye bağlı bir kuruluş olan Empresa de Pesquisa Energética- EPE (Brazil's Energy Research Company)'dir [1]. EPE, 10 yıl'lık enerji genişletme planlaması (Plano Decenal de Expansão de Energia-PDE) çalışmaları ile YEK kurulu güç hedeflerini belirler [26].

Brezilya'da, stratejik davranmanın önüne geçmek ve fazla bilgi vermemek için ihale hacimleri önceden açıklanmamaktadır [19]. İhaleler genelde yılda 3 veya 4 defa yapılmaktadır [1].

İhale ön yeterlilikleri olarak; çevresel, fiziksel ve finansal konularda belirlenmiş kriterler bulunmaktadır. İhaleye katılım için teklif vereceklerin daha önce iş yapmış olma koşulu bulunmamaktadır. Şebeke bağlantı anlaşması yapmış olma, çevresel izinleri alma, çevresel etki analizi yaptırma, saha kullanım hakkı anlaşması yapma, finansal yeterlilikleri sağlamak gibi kriterler başlıca kriterlerdir. İhalenin başvuru aşamasında firmalar, proje tahmini yatırım bedelinin %1'i oranında geçici teminat verirken, kazanan firmalar proje tahmini yatırım bedelinin %5'i oranında iş bitirme teminatı vermektedirler. İhaleyi kazananla sözleşme imzalandıktan sonra projedeki ilerleme durumuna göre iş bitirme teminatı aşamalı olarak geri ödenmektedir [1,25]. Fiziksel ön yeterlilik olarak, EPE'den teknik yeterlilik alınması gerekmektedir [25,27].

Brezilya'da saha seçimi yatırımcı tarafından yapılmakta ve sahaya özgü ek dokümanlar hazırlamaktadır [17]. Yatırımcıların, çevre lisansı alma, doğal kaynak etüd çalışması yapma gibi işlemleri proje maliyetlerini artırmaktadır. Şebeke bağlantısı ile ilgili süreçler yatırımcı tarafından gerçekleştirilmektedir [2]. Ön yeterlilikler veya ihale değerlendirme kriterleri arasında yerli aksam kullanım zorunluluğu bulunmamaktadır. Ancak yerli aksam kullanım durumu, bankalardan sağlanacak finansmanda avantaj sağlamaktadır [14,25]. Yerli aksam gereksinimleri bir kamu bankası olan Brezilya Kalkınma Bankası (The Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social-BNDES) tarafından belirlenmekte ve bu gereksinimleri

sağlayan kuruluşlara düşük faizli kredi imkanı sunulmaktadır [10]. 2015 yılına kadar, belirli oranda yeli aksam kullanan projelerin finansmanı büyük oranda BNDES'e tarafından sağlanmıştır. 2015 yılında alınan tasarruf tedbirleri sonucu, finansmanı yapılan yenilenebilir enerji projelerinin sayısında ciddi azalma görülmüştür. Finansman sağlamada oluşan boşluk, ülkede yaşanan ekonomik ve politik kriz nedeniyle Uluslararası finansman kuruluşları tarafından doldurulamamıştır. Uluslararası finansman kuruluşları, ihalelerin yerli para birimiyle yapılması ve 2015 yılında yaşanan devalüasyon nedeniyle finansman sağladıkları projeleri azaltmışlardır[2].

Brezilya'da yeni enerji ihaleleri ve rezerv enerji ihaleleri olmak üzere iki tip ihale yapılmaktadır. Yeni enerji ihaleleri artan enerji talebini karşılamak amacıyla yapılmaktadır. İhaleden itibaren 3 yılda enerji üretimine başlaması gereken A-3 ve ihaleden itibaren 5 yılda enerji üretimine başlaması gereken A-5 ihaleleri bu tip ihalelerdir. Karada kurulu RES ve GES ihaleleri A-3 tip ihalelerdir. Bu ihaleler genellikle yılda bir defa düzenlenir. Teknoloji tipine bağlı olarak, 20-30 yıl elektrik alım sözleşmeleri yapılır. Yeni enerji ihaleleri, teknoloji-nötr olarak, rezerv enerji ihaleleri ise teknoloji özel olarak gerçekleştirilmektedir. Yeni düzenlenen ihalelerde; büyük güçlü HES'ler için elektrik satın alma sözleşmeleri 30 yıl, küçük güçlü HES, RES, GES ve biyokütle için ise 20 yıl süreyle yapılmaktadır [1,17]. Rezerv kapasiteyi artırmak için yapılan, rezerv enerji ihalelerinde, güç alım sözleşmeleri 20 yıl süreli gerçekleştirilir[17].

Brezilya ihale yöntemi olarak hibrid ihale yöntemini kullanmaktadır. 2017 yılına kadarki uygulamalarda, ilk aşamada azalan fiyat ihale yöntemi ikinci aşamada ise kapalı teklif ilk fiyat ihale yöntemi kullanılmıştır[1,2,17,19,25,27]. 2017 yılından itibaren ihaleler, hibrid ihalelerdir. İlk aşamada kapalı teklif ihale yapılmakta, ikinci aşamada ise azalan fiyat ihalesi yapılmaktadır. Fiyat teklifi azaltım miktarı ihaleyi gerçekleştiren kurum tarafından ihale öncesi açıklanmaktadır [1]. Brezilya da gerçekleştirilen ihaleler endekslenmiş Brezilya reali (BRL) ile yapılmakta olup [10], ihaleler de önceden açıklanan tavan fiyat uygulaması bulunmaktadır [2]. Brezilya da ihale süreçlerinde uygulanan cezalar, yapılan ihaleye ve ihalede tercih edilen YEK teknolojisine bağlı olarak değişmektedir [2]. Sürelere bağlı olarak artan ve miktara bağlı ceza uygulaması bulunmaktadır. Yeni ihalelerden men edilme uygulaması da yer almaktadır [25]. Brezilya'da dengesizlik maliyeti ve sorumluluğu ile ilgili iki kademeli bir düzenleme bulunmaktadır. Sözleşmede taahhüt edilen üretimde meydana gelecek değişimlere bağlı olarak belirlenen bir ceza uygulaması mevcuttur. Yeni işletmeye başlayan tesislerde; yıllık üretim taahhüdündeki sapma %10'u geçerse ceza uygulanmaktadır. Üreticinin bu durumda ödeyeceği ceza miktarı iki farklı şekilde belirlenir. Bunlardan ilki, yıllık ortalama spot piyasa bedeli üzerinde sunulamayan enerji miktarı kadar ceza ödemesidir. İkinci ödeme biçimi ise ihale sözleşme bedelindeki fiyat üzerinden sunulamayan enerji bedelinin ödenmesi şeklindedir. Gerçekleştirilen üretim ayrıca 4 yıllık bir periyod üzerinden de değerlendirilmektedir. Şayet dört yıllık ortalama üretim sözleşmeden taahhüt edilen üretimden az ise üretici ceza ödeyecektir. Bu durum da ödenecek ceza miktarı da iki şekilde belirlenir. Bunlardan ilki, yıllık ortalama spot piyasa bedeli üzerinde sunulamayan enerji miktarı kadar ceza ödemesidir. İkinci ceza miktarı belirleme şekli ise, sözleşme fiyatının belirli bir oranda artırılması sonucu elde edilen fiyat üzerinden sunulamayan enerji bedeli kadar ceza ödenmesidir. Üretilen enerjinin sözleşmede taahhüt edilen değerden fazla olması durumunda üretici bunu spot elektrik piyasasında satma hakkına sahiptir. Kazanan teklif sahibi yatırımın tahmini bütçesinin %5 değerinde teminat sunması gerekir. Projenin 1 yıl gecikmesi durumunda hükümetin sözleşmeyi iptal etme ve teminata el koyma hakkı vardır [1]. Brezilya 'da uygulanan ihalelere ait tasarım kriterleri Tablo 2'de [1,2,17,19,25,27] verilmiştir.

Tablo 2: Brezilya ihale tasarım kriterleri.

Desteklenen teknolojiler	Karada kurulu rüzgar	Güneş	Biyokütle	Küçük güçlü HES
İlk uygulama yılı	2009	2014	2007	2007
İhaleyi hazırlayan	ANEEL			
İhaleyi uygulayan	CCEE			
İhale türü	İki aşamalı Hibrid ihale yöntemi			
Para birimi	BRL			
Eskalasyon uygulaması	Var			
İhale mekanizması öncesinde uygulanan mekanizma	Feed-in-Tariff (FiT)			
Fiyatlandırma	Teklif edilen fiyat			
İhale hacmi tanımlama	Enerji bazlı			
İş tecrübesi	Aranmamaktadır.			
İhale hacim kısıtı	Yok			
Destekleme süresi (yıl)	20	20	20	20
Geçici teminat (BRL)	Tahmini yatırım bedelinin %1'i,			
Bitirme teminatı (BRL)	Tahmini yatırım bedelinin %5'i,			
Güvence bedeli (BRL)	Tahmini yatırım bedelinin en az %10 'u,			
Yerli aksam kullanım zorunluluğu	Yok			
Tavan fiyat uygulaması	Var (Önceden açıklanıyor)			
Saha belirleme	Yatırımcı tarafından yapılmaktadır.			
Devreye alma süreleri (Yıl)	2-5 yıl			
İhale sıklığı	Yılda en az 3			
Cezalar	Taahhüt edilen üretimde meydana gelen sapmaya göre değişen ceza uygulaması ve Teminat iptali.Yeni ihalelerden men.			

5. SONUÇ VE TARTIŞMA

İhale tasarım kriterleri, ülke koşullarına göre belirlenmeli, daha önce uygulanmış önceki teşvik mekanizmalarının etkinliği ve verimliliği kaynak bazlı değerlendirilerek ihale tasarım kriterleri belirlenmelidir. Bu çalışma kapsamında incelenen ülkelerde, ihale mekanizması uygulaması

öncesinde, FiT mekanizması uygulanmış ve bu sayede YEK kurulu gücünde gelişim sağlanmıştır. Almanya ve Brezilya'daki uygulamalarda; ihaleyi hazırlayan ve uygulayan kurumlar farklıdır. Almanya da planlanandan fazla kurulu güç gelişimi ve destekleme fiyatının kamu maliyesi üzerinde oluşturduğu yük nedeniyle YEK ihaleleri yapılmıştır. Brezilya'da ise oluşan enerji krizi ve kaynak çeşitliliğini sağlayamama nedeniyle meydana gelen enerji krizi nedeniyle ihale mekanizması kullanılmaya başlanmıştır. Her iki ülkede de geçici teminat ve iş bitime teminatı uygulamaları vardır. Almanya ve Brezilya'da GES ihalelerinde saha, yatırımcı tarafından belirlenmektedir. Her iki ülke uygulamaların dada önceden açıklanan tavan fiyat uygulaması bulunmaktadır. Her iki ülkede de güç alım anlaşmaları GES ve RES'ler için 20 yıl sürelidir. Brezilya'da yerli aksam kullanım durumunda finansman kolaylığı sağlanırken, Almanya'da vatandaş projeleri (Kooperatif projeleri) özendirilmektedir, esnetilmektedir. İhale mekanizmasının ilk uygulanmaları pilot çalışmalar olarak küçük ihale hacimleriyle gerçekleştirilmelidir. Sağlanacak başarı durumuma göre, başta ihale hacmi ve tavan fiyat olmak üzere yeni ihaleler için tasarım kriterleri güncellenmelidir. Yatırım güvenliğini tesis etmek amacıyla, uygun koşullarda finansman sağlamak mümkün olmalı ve öngörülebilir bir piyasa ortamı tesis edilmelidir. Dosya masrafları yüksek tutulmamalı, geçici teminat ve iş bitirme teminat miktarları doğru belirlenmelidir. Yeni gelişen, yeterli kurulu güç değerine ulaşamamış veya var olan YEK potansiyelini yeterli oranda değerlendirememiş, YEK teknolojilerinin üretimi, bakım onarımı ve yerel tedarik zincirinin tam gelişmediği ülkelerde iş deneyim belgesi aranmaması katılımı ve dolayısıyla rekabeti artıracaktır. İhaleleri tasarlayan kurumun, tüm paydaşların ve ilgili diğer kamu otoritelerinin görüşlerini alarak uzun ve kısa dönemli planlar çerçevesinde ihale tasarlaması ihalenin başarısı (gerçek fiyat oluşumu ve kurulu güç gelişiminde artış sağlamak) açısından önemli bir parametredir. İhaleler; önceden açıklanmış, uzun dönemli bir plan çerçevesinde gerçekleştirilmeli, geniş paydaş katılımıyla tasarlanmalıdır.

6.KAYNAKLAR

[1]. Renewable Auction Design in Theory and Practice: Lessons from the Experiences of Brazil and Mexico, Oxford Institute for Energy Studies, Michael Hochberg, Rahmatallah Poudineh.

[2]. IRENA (2017), 'Renewable Energy Auctions: Analysing 2016'. IRENA, Abu Dhabi. ISBN 978-92-9260-008-2.

[3]. Renewable Energy and Jobs Annual Review 2019, IRENA.

[4]. Kitzing, L., Islam, M., Soysal, E. R., Held, A., Ragwitz, M., Winkler, J., ... Woodman, B. (2016). Recommendations on the role of auctions in a new renewable energy directive. Aures.

[5]. Report D9.2, December 2017 Auctions for renewable energy support - Taming the beast of competitive bidding Final report of the AURES Project.

[6]. Electricity Auctions: An Overview of Efficient Practices, Luiz T. A. Maurer, Luiz A. Barroso, 2011 IBRD/WB.

[7]. An overview of incentive policies for the expansion of renewable energy generation in electricity power systems and the Brazilian experience, Giancarlo Aquila, Edson de Oliveira Pamplona, Anderson Rodrigo de Queiroz, Paulo Rotela Junior, Marcelo Nunes Fonseca, Renew Sust Energ Rev 70 (2017) 1090–1098.

[8]. Tendering procedures for RES in Europe: State of play and first lessons learnt, CEER, Ref: C17-SD-60-03, 18 June 2018.

[9]. Global trends in renewable energy investment 2018, Frankfurt School-UNEP Centre/BNEF. 2018. Global Trends in Renewable Energy Investment 2018, http://www.fs-unep-centre.org (Frankfurt am Main) Copyright Frankfurt School of Finance & Managementg GmbH 2018.

[10]. Benjamin Bayer, Experience with auctions for wind power in Brazil, Renew Sust Energ Rev 81 (2018) 2644–2658.

[11]. Effectiveness and efficiency of auctions for supporting renewable electricity e What can we learn from recent experiences?, Jenny Winkler, Magdalena Magosch, Mario Ragwitz, Renew Energ 119 (2018) 473-489.

[12]. Appropriate design of auctions for renewable energy support – Prequalifications and penalties, Jan Kreiss, Karl-Martin Ehrhart, Marie-Christin Haufe, Energ Policy 101 (2017) 512–520.

[13]. Designing renewable energy incentıves and auctions: Lessons for Asean, September 4, 2017, USAID.

[14]. Power Market Auction Design: Rules and Lessons In Market-based Control for the New Electricity Industry, Mathew J. Morey, August 2001,EEI.

[15]. IRENA and CEM (2015), Renewable Energy Auctions - A Guide to Design.

[16]. Policy Guidelines on Competitive Selection and Support for Renewable Energy, March 2018, EBRD/IRENA.

[17]. Renewable energy auctions : A Global Overview, Report 1: Energy and Economic Growth Research Programme (W01 and W05), PO Number: PO00022908, May 2018, Version 1.1, Wikus Kruger,

[18]. Renewable Energy Auctions in Developing Countries, IRENA, 2013.

[19]. Designing auctions for renewable electricity support. Best practices from around the world Pablo del Río, Energ Sustain Dev 41 (2017) 1–13.

[20]. Power Market Auction Design: Rules and Lessons In Market-based Control for the New Electricity Industry, Mathew J. Morey, Edison Electric Institute, August 2001.

[21]. Nonconventional renewable energy governance in Brazil: Lessons to learn from the German experience, Conrado Augustus de Melo,Gilberto de Martino Jannuzzi, Sergio Valdir Bajay, Renew Sust Energ Rev 61(2016)222–234.

[22]. Banja M., Jégard M., Monforti-Ferrario F., Dallemand J.-F., Taylor N., Motola V., Sikkema R., Renewables in the EU: an overview of support schemes and measures, EUR 29100 EN, Publication Office of the European Union, Luxembourg, 2017, ISBN 978-92-79-79361-5, doi10.2760/521847, JRC110415.

[23]. RES Legal Europe, http://www.res-legal.eu/en/search-by-country/, 21.01.2019.

[24]. Strategies to promote renewable energy in Brazil, Amaro Olimpio Pereira Jr., Andre´ Santos Pereira, Emilio Le` bre La Rovere, Martha Macedo de Lima Barata, Sandra de Castro Villar, Silvia Helena Pires, Renew Sust Energ Rev 15 (2011) 681–688.

[25]. The Brazilian experience with auctions for wind power: An assessment of project delays and potential mitigation measures Benjamin Bayer, , Lennart Berthold , Bruno Moreno Rodrigo de Freitas, Energ Policy 122 (2018) 97–117.

[26]. Renewable Energy Auctions in Latin America and the Caribbean, Factor (2017), Bilbao, Spain.

[27]. Experience with auctions for wind power in Brazil Benjamin Bayer, Renew Sust Energ Rev, 81 (2018) 2644-2658.

Kurumsal Yenilenebilir Enerji Tedarik Anlaşmaları ve Türkiye Elektrik Piyasasında Uygulanabilirliği

Mustafa ÖZCAN
Elektrik ve Enerji Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
mustafa.ozcan@kocaeli.edu.tr

ÖZET

Yenilenebilir enerji kaynakları (YEK) ile elektrik üretim maliyetlerinde yaşanan düşüş ve YEK kurulu güç artışına bağlı olarak, teşvikler azaltılmakta veya kaldırılmaktadır. Alım garantisi mekanizması yerini piyasa temelli mekanizmalara bırakmaktadır. İhale mekanizması ve kurumsal yenilenebilir enerji tedarik anlaşmaları (Kurumsal YETA)'ya olan ilgi bu süreçte artmıştır. Bu çalışmada kurumsal YETA mekanizması incelenmiş, uygulama modelleri açıklanmıştır. Türkiye için kurumsal YETA uygulamasının incelenmesi gelecek piyasa yapısının şekillendirilmesi açısından önemlidir. Kurumsal YETA uygulaması; YEK projelerinin finansman modellerinin çeşitlenmesini sağlayacak, YEK finansman modellerini geliştirecektir. Bu nedenle bu çalışmada; Türkiye elektrik piyasası ve ticareti içerisinde kurumsal YETA'nın uygulanabilirliği konusuda incelenmiştir. Türkiye elektrik piyasasında, kurumsal YETA modellerinin uygulanması için gerekli hukuki düzenlemeler yapılmış durumdadır. Yapılan anlaşmalara tarafların bağlı kalması ve anlaşmaların piyasa riski ve diğer risklere karşı korunması amacıyla yapılacak düzenlemeler, mekanizmanın başarıyla uygulanması açısından önemlidir.

1. GİRİŞ

Yenilenebilir enerji kaynakları (YEK) ile elektrik üretim kapasitesinde görülen artış ve bu kaynakların teknoloji maliyetlerinde yaşanan düşüş sonucu, YEK ile üretim yapan elektrik tesisleri fosil yakıtlı tesisler ile rekabet edebilir hale gelmiştir. İklim değişikliği ve küresel ısınma konusunun dünya gündeminde edindiği önemli yerinde etkisiyle, YEK enerji temininde ilk değerlendirilemesi gereken kaynaklar durumuna gelmiştir.

YEK'lerin kullanımında yaşanan artış, şirketleri YEK ile üretilen elektrik enerjisini kullanmaya yöneltmiştir. Şirketler, enerji kullanımının çevre ve insan sağlığı üzerindeki olumsuz etkilerini dikkate alarak, üretim maliyetleri düşen YEK'lere yönelmiştir [1]. Teşvik sistemlerinin azaltılması veya kaldırılması sonucu piyasa temelli mekanizmalar oluşmaya başlamış, ihale mekanizması ve kurumsal yenilenebilir enerji tedarik anlaşmaları (Kurumsal YETA) bu süreçte kullanılmaya başlanan başlıca mekanizmalar olmuştur [2,3,4].

Kurumsal YETA'lar; elektrik enerjisi talebini YEK ile karşılamayı planlayan bir şirket ile YEK ile üretim yapmayı planlayan veya enerji üreten bir serbest elektrik üretim şirketi arasında gerçekleştirilen orta ve uzun vadeli enerji tedarik anlaşmalarıdır. Bu anlaşmalar ile YEK ile üretilen elektrik enerjisi veya kurulu gücü, anlaşılan fiyat ve sürede tüketice tarafından satın alınır [2,5,6,7,8,9]. Kurumsal YETA'lar, yeni kurulacak tesisler için finansmanı kolaylaştıran, işletmede olan tesisler (Başta, teşvik sisteminden yararlanan ve teşvik mekanizmasından çıkacak tesisler olmak üzere) için ise sadece işletme ve bakım maliyetleri söz konusu olacağından, uzun süreli düzenli gelir sağlamaya olanak tanıyan mekanizmalardır[1].

Kurumsal YETA'lar; değişken elektrik piyasası fiyatlarının olduğu piyasalarda, YEK teknoloji maliyetlerinde yaşanan düşüşler ve düşük karbonlu iş modellerine olan stratejik yönelim sonucu oluşmuş, alternatif enerji tedarik modelleridirler. Kurumsal YETA'lar ile maliyet öngörülebilirliği ve enerji arz güvenliği riski azaltılmakta, şirketler kurumsal itibar kazanmaktadırlar[5,10,11]. Geçmişte yenilenebilir enerji sertifikaları ve emisyon ticareti yoluyla yenilenebilir enerji kullanımı yoluna başvuran şirketler, bugün kurumsal YETA'lar yoluyla enerji tedariki yoluna başvurmaktadır. Bu anlaşmalar ile YEK ile elektrik üretimi ve beraberinde yenilebilir enerji sertifikası teminide yapılmaktadır [11]. YEK'lerin kullanımında yaşanan artış ve enerji ticaretinde kullanılan çeşitli sertifikalar ve oluşturulan sertifika sistemleri (International REC Standard I-REC, Tradable Instruments for Global Renewables –TIGRs, Renewable Energy Certificates-RECs ve Guarantees of Origin –GOs vb.) sayesinde, kurumsal YETA'ların kullanımı artmıştır [12,13,14]. Kurumsal YETA uygulamasına 2000'li yıllardan itibaren kullanılmaya başlanmıştır. Dünya genelinde 35 ülkede uygulanmakta olan bu mekanizma, 2017 yılında yaklaşık 114 TWh lik işlem hacmine ulaşmıştır. Kurumsal YETA'lar çoğunlukla Amerika ve Kuzey Avrupa'da gerçekleştirilmektedir. İlk uygulamaları, Amerika ve İsveç'te yapılmıştır. Amerika'da, yenilenebilir enerji portfolya standardı uygulaması nedeniyle kurumsal YETA kullanımı fazla olmuş, kurumsal YETA toplam hacmi 6,43 GW değerine ulaşmıştır [5,13,15]. Bu uygulamaya karşı büyük şirketlerin ilgisi artmaktadır. 2017 yılında ağırlıklı olarak rüzgar ve güneş santralleri ile 43 şirket tarafından 5,4 GW 'lık sözleşme imzalanmıştır. Amerika'da 2,8 GW, Avrupa'da ise 2,4 GW'lık sözleşme gerçekleştirilmiştir [1,10]. 2014 yılından bugüne kadar olan sürede, Avrupa'daki toplam anlaşma hacmi 7 GW değerine ulaşmıştır. Avrupa'daki kurumsal YETA hacminin %85'i rüzgar enerjisi santrallerinden oluşmaktadır [1]. %100 YEK ile elektrik kullanımı hedefleyen küresel ölçekli şirketleri bir araya getiren RE100 girişimine üye olan şirketlerin sayısı hızla artmaktadır. 2017 yılında, 35 yeni şirket RE100'e üye olmuştur[10]. Bugüne kadar dünya genelinde 14 GW'lık kurumsal YETA imzalanmıştır [11]. Kurumsal YETA uygulamasını kullanan ilk beş ülke, Norveç, İsveç, Hollanda, Birleşik Krallık ve İspanya'dır [16]. Hollanda ve kuzey ülkeleri (Norveç ve İsveç başta olmak üzere), Avrupa ülkeleri içerisinde bu uygulamayı en fazla kullanan ülkelerdir [5,14]. Bilişim sektöründe faaliyet gösteren firmalarına ait veri depolama merkezlerinin soğutma maliyetlerini düşürmek amacıyla İskandinav ülkelerinde

bulunması, bu firmaların kurumsal YETA'lara olan ilgisini artırmıştır[5].

YEK ile elektrik üretim maliyetlerinde yaşanan düşüşün devamı ve sağlanan teşviklerin gelecek yıllarda kaldırılması sonucu kurumsal YETA'lara olan ilgi artacaktır [4,10, 16,17]. YETA'ların Avrupa'da standart araç olacağı ve YEK Kurulu gücünün artmaya devam edeceği öngörülmektedir [1,4,8].

2. KURUMSAL YENİLENEBİLİR ENERJİ TEDARİK ANLAŞMALARI'NIN ÖZELLİKLERİ

Kurumsal YETA; elektrik piyasalarının serbestleştiği; üretim, iletim ve dağıtım faaliyetlerinin ayrıştırıldığı, serbest elektrik üreticilerinin ve tükecilerinin olduğu, toptan elektrik ticaret piyasasının işlediği koşullarda uygulanabilir bir mekanizmadır [8].

Kurumsal YETA; serbest piyasadaki sözleşmelere benzer bir elektrik sözleşmesidir. Fiyat, miktar, süre, ödeme koşulları, teminat, sigorta vb. müzakere edilebilir tüm başlıkları içerir. Bu anlaşmalar, üretici ile tüketici arasında müzakere edilip, imzalanır. Anlaşma, yeni bir YEK yatırımı veya mevcut yatırıma yapılacak bir yeni ek proje için gerçekleştirilebilir [3,9]. Büyük yatırımlara finansman kolaylığı sağlamak açısından genelde anlaşma süresi 6 yıl gibi sürelere sabitlenip tekrar müzakere edilir veya 15-20 yıla sabitlenir [3,9]. Yeni bir proje için yapılan anlaşmalar genelde en az 10 yıl için gerçekleştirilir [5,6,10]. Anlaşma süresi ile ilgili istisnai uygulamalarda mevcuttur. Norveç'te, 29 yıl süreli kurumsal YETA gerçekleştirilmiştir [16]. Satın alan şirketin talebine göre enerjinin temini bir veya birden fazla noktadan sağlanabilir [5,6]. Anlaşmada fiyat belirlenirken; enflasyon veya bir başka büyüklüğe endeksleme olup olmayacağı, sertifikasyon maliyetinin ödeme biçimi gibi konularda karara bağlanır [18]. Kurumsal YETA'da elektrik ticareti; üretici ve tüketici arasında imzalanan anlaşma ile doğrudan veya elektrik tedarik şirketi üzerinden gerçekleşebilir [19].

Kurumsal YETA'lar yatırım finasmanı açısından önemli bir olanak sunmaktadırlar. YEK ile elektrik üretim tesisi kurmayı planlayan yatırımcı, yatırımın finansmanı için finans kuruluşlarıyla yapacağı görüşme öncesinde bir tedarik anlaşmasına sahip olursa; bu durum yatırımcıya finansman maliyeti ve tedariği açısından avantaj sağlar [9]. Kurumsal YETA'lar; enerji üreticisi ile tüketici arasında alınıp satılan enerjinin adil bir biçimde, risk faktörlerini kontrol altına alarak ticaretinin yapılmasına olanak tanırlar [13,14]. Bu anlaşmalar sayesinde; nakit akışı belirsizliği ve yatırım maliyeti geri dönüş riski azaltılmış olur [7,10]. Kurumsal YETA'lar; yatırımcı ve finansman kuruluşu açısından sabit gelir akışı sağlarken, tüketici şirketler açısından daha tahmin edilebilir fiyatlar ile elektrik enerjisi tedarik olanağı tanırlar [3]. Kurumsal YETA'ların üretici (yatırımcı) ve tüketici açısından sağladığı başka avantajlar da bulunmaktadır. Kurumsal YETA'lar; tüketiciye ekonomiklik, sürdürülebilirlik ve enerji arz güvenliği sağlarlar. Tüketici; uzun süreli sabit fiyatlı yapılan anlaşma ile yatırım maliyeti ve karbon maliyeti olmadan elektrik tedarik eder. Bu anlaşmalar sayesinde şirketler, ana faaliyet alanı dışına çıkıp enerji tesisi kurmak ve işletmek durumunda kalmazlar. Firma müşterilerinin, YEK alanındaki çalışmaları nedeniyle firmaya olan bağlılığı ve güveni artar. Bu mekanizma, elektrik kesintisi riskini sınırlar, şirketlere emisyon hedeflerine ve YEK kullanım hedeflerine erişim olanağı sağlar[3,6,9,14,17].

Kurumsal YETA ile üretici; Yenilenebilir enerji portfolya standartı uygulaması nedeniyle yasal sorumluluğunu yerine getiren dağıtım şirketleri, şirketler, belediyeler, kooperatifler ve bireysel kullanıcılar olabilir [7]. Bu anlaşmalar sayesinde üreticiler; sabit bir fiyattan güvenilir ve garantili bir alıcıyla enerji ticareti gerçekleştirmiş olur**.** Üreticiler, uzun süreli değişmeyen fiyat ile düzenli gelir elde ederler. Uzun süreli, düzenli ve güvenilir gelir sayesinde, yatırımların finasmanı kolaylaşır. Enerjiyi satın alanın şirketin finansal gücü, teşviksiz projeler açısından önemlidir. Bu tür yatırımlarda; projenin gelirinin tamamına yakını Kurumsal YETA'lara bağlı olarak değişir [9,10,14,17]. Yeni projeler için YETA fiyatı, proje maliyetine göre belirlenir [3].

Kurumsal YETA'ların uygulanması ve başarılı olması için bazı koşulların sağlanmış olması gereklidir. Bu piyasada; alıcı ve satıcı verimli bir şekilde eşleşmeli, YEK potansiyeli net belirlenmeli, anlaşmalar standartlaşmalıdır. Gerçekleştirilen anlaşmalar, süreleriyle birlikte şeffaf bir biçimde açıklanmalıdır[9]. Bu ticaret biçimi elektrik piyasasındaki riskleri yönetebilecek bir enerji yönetim uzmanlığı gerektirir. Uygulamanın başarılı olması için; çok disiplinli (finansman, risk, hukuk, enerji ticareti, sürdürülebilirlik ve pazarlama) bir enerji yönetim yapısı gereklidir [9, 17]. Elektrik piyasa fiyatlarındaki değişim sonucu tüketici lehine oluşan fiyatlarda sözleşmeye bağlı kalmak önemlidir [10].

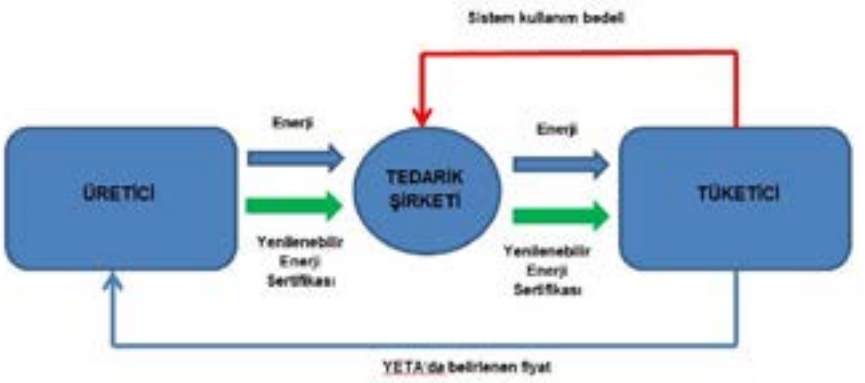
YEK Kurulu gücünü artırma potansiyeline sahip YETA'lar, doğru uygulanması durumunda enerji dönüşümünü ve iklim değişikliği ile ilgili 2 C° derece hedefine erişmeyi hızlandırabilirler [5]. YETA'ların standartlaşması amacıyla çalışmalar yapılmaktadır. Bu kapsamda; European Federation of Energy Traders (EFET) tarafından standart YETA formatı yayımlanmıştır [20].

3. KURUMSAL YENİLENEBİLİR ENERJİ TEDARİK ANLAŞMASI MODELLERİ

Kurumsal YETA uygulamalarında, fiziksel ve sanal olmak üzere genel olarak iki ana model vardır. Fiziksel model kendi içinde saha içi ve saha dışı olmak üzere ikiye ayrılır [2,6,8]. Saha dışı fiziksel YETA uygulaması, gelecekte yaygın kullanımı olacağı öngörülen modeldir [8].

3.1. Saha Dışı Kurumsal YETA

Tüketici şirket ile serbest elektrik üreticisi arasında doğrudan yapılan tedarik anlaşmasıdır. Üretilen enerjinin/kapasitenin tamamı veya bir bölümü, anlaşılan fiyattan, belirlenen sürede tüketici şirket tarafından satın alınır. Anlaşma konusu maddeler, tarafların kendi aralarında belirlenir. Birçok durumda; enerji tedariki yapan şirket, enerjinin tedariki ile ilgili süreçleri yönetme kapasitesine sahip olamadığından (dengeleme hizmeti, şebeke bağlantısı vb.), bir enerji dağıtım veya tedarik şirketi ile anlaşma yapmayı tercih eder. Bu durumda, dağıtım şirketi veya enerji tedarik şirketi (enerji ticareti yapan şirket), alıcı şirketin acentesi gibi çalışır. Dengeleme hizmeti ve şebeke bağlantısı süreçlerini alıcı adına yürütür[2,10]. Avrupa'da yaygın kullanılan model bu modeldir[10]. Şekil 1'de saha dışı kurumsal YETA akış süreci verilmiştir.



Şekil 1: Saha dışı kurumsal YETA akış süreci.

Saha dışı kurumsal YETA'da süreç aşağıdaki biçimde yürür:

1- Satın alma süresi ve elektrik bedeli satın alan taraf ile yatırımcı arasında belirlenir ve satın alma sözleşmesi yapılır. Bu fiyat, sabit bir fiyat veya piyasaya göre değişen bir fiyattır.
2- Satın alan taraf, satın aldığı elektriği dağıtım şirketi / Enerji tedarik şirketine satışı için ikinci bir satın alım sözleşmesi yapar.
3- Üretici, üretilen elektriği dağıtım şirketi / Enerji tedarik şirketine iletir. Şebeke aracılığıyla elektrik, belirlenen tüketim noktasına / noktalarına ulaştırılır [6,21]

Tüketici şirket tarafından, dağıtım şirketi / Enerji tedarik şirketine kullanım bedeli ödenir[2]. Üretilen elektrik enerjisi ve sertifikaların ticareti yapılır [5,21]. Saha içi kurumsal YETA modeli ile mevcut enerji talebini karşılamada yetersiz kalındığında veya sahanın durumu nedeniyle yatırımın gerçekleştirilebilir olmaması durumunda, saha dışı kurumsal YETA modeli kullanılır[12]. Bu modelde; YETA sonucu belirlenen fiyat, iletim ve dağıtım bedelleri, dengesizlik maliyeti ve diğer masraflar, tüketici şirket tarafından ödenir. Üretici ve tükeci aynı elektrik piyasasında yer almalıdır. Sertifika ticareti ile ilgili hususlar, üretici ve tüketici arasında gerçekleştirilen YETA'da belirlenir [1].

3.2. Saha İçi Kurumsal YETA

Üretilen enerji, tüketici tarafından tesis edilen özel hat üzerinden doğrudan tüketiciye ulaştırılır. Bu nedenle; dağıtım ve iletim bedeli söz konusu değildir. Saha dışı kurumsal YETA'ya olanak tanımayan şebekelerde veya yeterli tesis alanına ve YEK potansiyeline sahip sahalarda kullanımı tercih edilir [1,2]. Şekil 2'de saha içi kurumsal YETA akış süreci verilmiştir.

Şekil 2: Saha içi kurumsal YETA akış süreci.

3.3. Sanal Kurumsal YETA

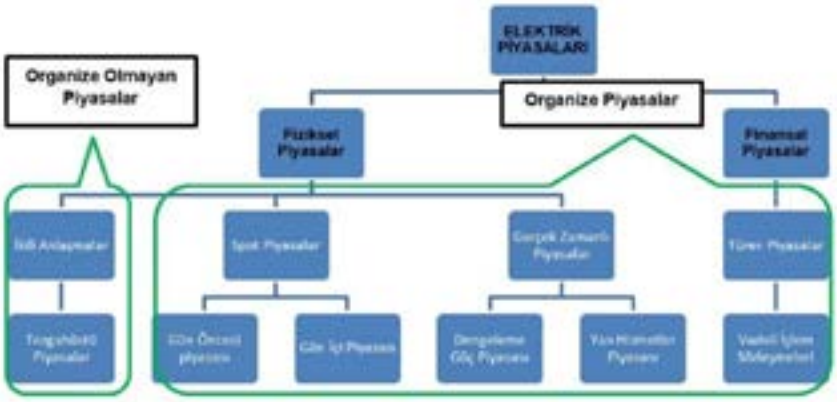
Finansal YETA veya sentetik YETA olarak ta adlandırılır. Sanal YETA'lar, sanal türev araçlardır. Bu anlaşmada taraflar; anlaşılan enerji fiyatı (strike price) ve sertifika fiyatı için belirli bir fiyatta anlaşır ve anlaşılan fiyatın (strike price) piyasa refarans fiyatı ile karşılaştırılması sonucu ödeme gerçekleşir [10]. Serbestleşmiş elektrik piyasalarında yaygın kullanılan modeldir [10,18]. YEK potansiyelinin yüksek olduğu yerde tesisin kurulması, kurumsal alıcının ise toptan elektrik piyasasından elektrik tedarik edemediği veya sistem kullanım bedeli ödemek istemediği koşullarda kullanılan bir modeldir [18]. Bu modelde enerjinin farklı piyasalarda (Farklı ülkeler arası veya aynı ülkeler içerisindeki farklı piyasa yapıları gibi) ticareti mümkündür [10]. Şekil 3'de sanal kurumsal YETA akış süreci verilmiştir.

Şekil 3: Sanal kurumsal YETA akış süreci.

Sanal kurumsal YETA finansal bir sözleşme olup, farklı biçimlerde uygulanabilir. Yaygın uygulaması farka göre sözleşme (contract for differences) şeklindedir [20]. Sanal YETA'da üretici, ürettiği elektriği spot piyasada kendi şebekesi üzerinden standart YETA ile satar ve spot piyasa fiyatından gelir elde eder. Dağıtım şirketi / Enerji Tedarik Şirketi elektriği standart anlaşmalar ile tüketiceye satar. Tüketici kendi şebekesinde elektrik alır. Bu sürece parelel biçimde; tüketici şirket ile üretici anlaştığı sabit fiyatın piyasa fiyatı ile karşılaştırması sonucu fiyatta uzlaşılır [2,5,10,21]. Şayet piyasa referans fiyatı anlaşılan fiyat değerinden büyük ise; üretici, aradaki fiyat farkı kadar bedeli satın alan tarafa öder. Şayet piyasa referans fiyatı anlaşılan fiyat değerinden düşük ise; satın alan taraf aradaki fiyat farkı kadar bedeli üreticiye öder. Elektriği satın alan şirket; yenilenebilir enerji sertifikaları ile satın aldığı enerjinin yenilenebilir özelliğini belgeler [5]. Bu yapıda, serbest üretim şirketi ve tüketicinin aynı elektrik şebekesine bağlı olması gerekmez [5]. Tüketici şirket, enerjiyi fiziksel olarak satın almaz. Fiziksel olarak tüketici ile üretici arasında ticareti yapılan ve kurumsal YETA'nın bir parçası olan tek ürün yenilenebilir enerji sertifikasıdır [1].

4. TÜRKİYE ELEKTRİK PİYASASI VE ELEKTRİK TİCARETİ

Türkiye elektrik piyasası, elektriğin fiziksel olarak teslimatının yapılıp yapılmamasına göre fiziksel piyasalar ve finasal piyasalar olmak üzere ikiye ayrılır. Şekil 4'de Türkiye elektrik piyasasının yapısı verilmiştir.Elektriğin fiziksel ticareti, fiziksel piyasalarda yapılır. Fiziksel piyasalar; spot piyasalar, gerçek zamanlı piyasalar, ikili anlaşmalar ve tezgah üstü piyasalardan meydane gelir. Spot piyasalar ve ikili anlaşmalar piyasası Enerji Piyasaları İşletme Anonim Şirketi (EPİAŞ) tarafından, Gerçek zamanlı piyasalar ise sistem işletmecisi olan Türkiye Elektrik İletim A.Ş. (TEİAŞ) tarafından işletilmektedir.



Şekil 4: Türkiye elektrik piyasasının yapısı.

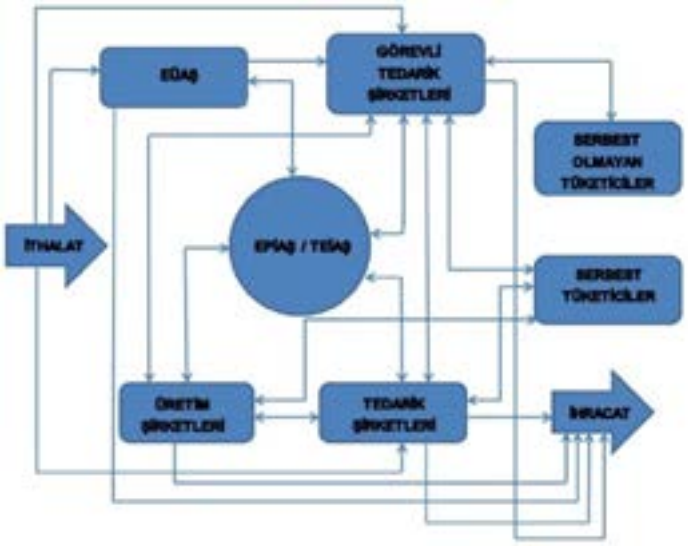
Finansal piyasalar olarak; Borsa İstanbul A.Ş. bünyesinde Vadeli İşlem ve Opsiyon Piyasası altında Elektrik türev piyasası yer almaktadır. Türev ürün olarak Enerji Vadeli İşlem Sözleşmeleri (Futures) işlem görmektedir. Enerji vadeli işlem sözleşmeleri altında elektrik enerjisinin; aylık, üçer aylık ve yıllık vadeli işlem sözleşmeleri gerçekleştirilmektedir. Elektrik vadeli işlem sözleşmesi, sözleşmenin taraflarına, standartlaştırılmış miktar ve kalitedeki elektriği, belirlenen ileri bir tarihte, bugün üzerinde anlaşılan bir fiyattan alma veya satma yükümlülüğü sağlar [23,24].

Organize toptan elektrik piyasaları; fiziksel toptan elektrik piyasaları (Spot piyasalar ve gerçek zamanlı piyasalar) ve finansal toptan elektrik piyasalarından (Vadeli işlem sözleşmesi) oluşur. Organize olmayan elektrik piyasası ise fiziksel toptan elektrik piyasaları olan ikili anlaşmalar ve tezgah üstü piyasalar'dan meydana gelir. Tezgah üstü piyasalar, ikili anlaşmaların bir broker vasıtasıyla veya firmaların birbirini aramasıyla ticaretin gerçekleştiği piyasalardır. Türkiye elektrik piyasası yapısında ikili anlaşmalar esas alınmış olup diğer organize piyasalar, piyasayı tamamlayıcı şekilde tasarlanmıştır. Bu çerçevede piyasada ticareti yapılan enerjinin büyük kısmı ikili anlaşmalar üzerinden işlem görmektedir [25]. İkili anlaşmalar; tüm koşulları ve süresi taraflar arasında serbest olarak belirlenen özel hukuk hükümlerine tabi anlaşmalardır

[26]. İkili anlaşmalar piyasa katılımcıları arasında serbest bir şekilde yapılmakta olup, düzenlemeye tabi değildir.

Mevcut ikili anlaşma hacminin büyük bir kısmını geçiş dönemi sözleşmeleri çerçevesinde görevli tedarik şirketlerinin mülga Türkiye Elektrik Ticaret ve Taahhüt A.Ş. (TETAŞ) ile imzaladıkları ikili anlaşmalar oluşturmaktadır. Ayrıca dağıtım şirketlerinin ikili anlaşma kapsamında yine mülga TETAŞ'tan kayıp ve genel aydınlatma amaçlı enerji alımları bulunmaktadır[25]. 2018 yılı elektrik ticaret hacminin % 61'i İkili anlaşmalar, %38'i Gün öncesi piyasası (GÖP) ve % 1 ise Dengeleme güç piyasası (DGP)'den oluşmuştur. İkili anlaşma piyasasında kamu ikili anlaşmasının hacmi % 54, özel sektör ikili anlaşma hacmi ise %46'dır[27]. Özel sektör ikili anlaşmaları genelde maksimum 1 yıl süreli olan, enerji tedarik şirketleri ile serbest tüketici arasında yapılan ikili anlaşma piyasalarından oluşmaktadır.

Elektrik piyasa yapısı ve aktörlerine göre gerçekleştirilebilecek enerji ticareti yöntemleri Şekil 5'de verilmiştir[28,29,30,31,32,33].



Şekil 5: Elektrik piyasasındaki ticaret yöntemleri.

Şekil 5'de mevcut mevzuat hükümlerine göre düzenlenen şemaya göre; tüm kurumsal YETA modellerinin Türkiye elektrik piyasasında uygulanması için gerekli yasal alt yapı mevcuttur. Ancak, tüketicilere enerji kaynağını seçme hakkı tanıyan zorunlu sertifika uygulamasına yönelik bir uygulama bulunmamaktadır. Gönüllü emisyon ticareti uygulaması ile sertifikalandırma imkanları mevcuttur. Sınır ötesi elektrik ticareti, TEİAŞ Kapasite İhale Sistemi (T-CAT) kullanılarak gerçekleştirilmektedir. T-CAT; Türkiye Elektrik sisteminin Avrupa Elektrik İletim Sistemi İşleticileri Ağı (ENTSO-E) bağlantısı kapsamında düzenlenecek olan eneterkonneksiyon hat kapasite tahsis ihaleleri ve uygulamaları web üzerinden yürütmek amaçlı kurulmuş bir araçtır. ENTSO-E bağlantı koşullarına sahip olan Bulgaristan ve Yunanistan üzerinden sınır ötesi elektrik ticareti yapılmaktadır [34].

5. SONUÇ VE TARTIŞMA

Kurumsal YETA; YEK teşviklerinin azaltılması veya kesilmesi sürecinde kullanımı artan piyasa tabanlı bir mekanizmadır. Elektrik piyasalarının serbestleştiği; üretim, iletim ve dağıtım faaliyetlerinin ayrıştırıldığı, serbest elektrik üreticilerinin ve tüketicilerinin olduğu, toptan elektrik ticaret piyasasının işlediği koşullarda uygulanabilirler. YEK kurulu gücündeki ve yenilebilir enerji sertifikalarının kullanımındaki artış YETA lara olan ilgiyi artırmıştır. Kuzey Avrupa ülkelerinde yaygın kullanımı olan bu uygulamanın gelecek yıllarda Avrupa ülkelerinde standart araç olacağı öngörülmektedir. YETA'lar, doğru uygulanması durumunda enerji dönüşümünü ve İklim değişikliği ile ilgili 2 C° derece hedefine erişmeyi hızlandırabilme potansiyeline sahiptirler. Kurumsal YETA'lar, YEK ile elektrik enerjisi üretim tesisi yatırımlarının finansmanı açısından önemli bir olanak sunmaktadırlar. YEK ile elektrik üretim tesisi kurmayı planlayan yatırımcı, yatırımın finasmanı için finans kuruluşlarıyla yapacağı görüşme öncesinde bir tedarik anlaşmasına sahip olursa; bu durum yatırımcıya finansman maliyeti ve tedariği açısından avantaj sağlar. YETA'lar; üretici ve finansman kuruluşu açısından sabit gelir akışı sağlarken, tüketici şirketler açısından tahmin edilebilir fiyatlar ile elektrik enerjisi tedarik olanağı sağlarlar. Elektrik piyasa fiyatlarındaki değişim sonucu tüketici lehine oluşan fiyatlarda sözleşmeye bağlı kalmak önemlidir. Kurumsal YETA'lar, ticari, teknik, politik ve mücbir sebeplere bağlı risklere karşı çeşitli sigorta araçları ile korunmalıdır[35,36]. Türkiye elektrik piyasası yapısında ikili anlaşmalar esas alınmış olup diğer organize piyasalar, piyasayı tamamlayıcı şekilde tasarlanmıştır. Bu çerçevede piyasada ticareti yapılan enerjinin büyük kısmı ikili anlaşmalar üzerinden işlem görmektedir. 2018 yılı elektrik ticaret hacminin % 61'i ikili anlaşmalardan oluşmuştur. Özel sektör ikili anlaşmalarının ikili anlaşmalar piyasasındaki hacmi %46'dır. Özel sektör ikili anlaşmaları genelde maksimum 1 yıl süreli olan, enerji tedarik şirketleri ile serbest tüketici arasında yapılan ikili anlaşma piyasalarından oluşmaktadır. Elektrik piyasası işleyişi ve enerji ticareti ile ilgili mevzuat incelendiğinde kurumsal YETA modellerinin Türkiye elektrik piyasasında uygulanması için gerekli yasal alt yapının uygun olduğu görülmektedir. Tüketicilere, sağlanan enerjinin menşeini

belgelendirme hakkı tanıyan yenilenebilir enerji sertifikası uygulaması bulunmamakla birlikte, gönüllü emisyon ticareti uygulaması ile sertifikalandırma imkanları mevcuttur. YEK yatırımları yatırım maliyetleri yüksek geri dönüş süreleri uzun yatırımlardır. Bu nedenle proje maliyetinin önemli bir bölümü banka kredileri ile finanse edilmektedir. YEKDEM uygulaması düzenli gelir akışı sağlaması nedeniyle, YEK yatırımlarının finansmanını kolaylaşıtran bir mekanizma olmuştur. 2020 sonrası YEKDEM'in sonlandırılması veya destek miktarlarının azaltılması durumunda; gerçekleştirilecek kurumsal YETA'lar ile proje finansmanlarının gerçekleştirilmesi kolaylaşacaktır. YETA uygulaması; YEK projelerinin finansman modellerinin çeşitlenmesini sağlayacak ve YEK finansman modellerini geliştirecektir. Saha dışı fiziksel YETA uygulaması Türkiye için uygulaması en uygun olan model olarak görülmektedir. YETA uygulaması, özel sektör ikili anlaşma piyasa hacmini artıracak, YEKDEM maliyetinin kamu üzerindeki yükünü azaltacaktır. Rüzgar ve güneş santralleri için YEKDEM tarifelerinin yüksek olduğu, gerçekleştirilen YEKA ihaleleri sonucu kesinleşmiştir. YEKA ihaleleri sonucu oluşan fiyatlar; YEKDEM'in devam etmesi durumunda belirlenecek olan yeni destek fiyatları, yapılacak kurumsal YETA'lar için bir baz fiyat işlevi görecektir. Oluşan yeni fiyatlar; teşvik süresi dolacak tesisler için avantajlı olacaktır. Ancak yatırım aşamasındaki yeni YEK projeleri için uygun finansman sağlama açısından finanse edilebilir değerler olması yatırımların gerçekleşmesi açısından önemlidir.

6. KAYNAKLAR

[1] RE-Source (European Platform for Corporate Renewable Energy Sourcing), Introduction to Corporate Sourcing of Renewable Electricity in Europe, October 2019.

[2] Danish Energy Agency, Analysis of the Potential for Corporate Power Purchasing Agreements for Renewable Energy Production in Denmark, 2019.

[3] WBCSD /CEBDS, Why are Corporate Renewable Power Purchase Agreements Good for Business? Executive Guide to Power Purchase Agreements as a Solution in Brazil.

[4] Miller, L., Carriveau, R., Harper, S., "Innovative financing for renewable Energy Project Development - Recent Case Studies in North America", International Journal of Environmental Studies, 75:1, 121-134, 2018.

[5] IRENA, Corporate Sourcing of Renewables: Market and Industry Trends - RE Made Index International Renewable Energy Agency, 2018.

[6] VOLTALIA, One Step Ahead Corporate PPA. France.

[7] PWC, Introduction to Renewable PPAs Achieving Success in the New Competitive PPA Environment, 2012.

[8] Corporate PPA, Green Electricity for Corporate Consumers, Hamburg Commercial Bank, 2019.

[9] http://www.eex.com/blob/84514/885f68977f89ea0023c47a750dec0aff/180807-eex-power-purchase-agreements-presentation-data.pdf (Erişim Tarihi:25 Eylül 2019).

[10] Bird@Bird Corporate, PPAs An International Perspective,

[11] EY, Renewable Energy Strategy and PPA Implementation Helping Corporates Navigate the Changing Energy Landscape.

[12] NREL (National Renewable Energy Laboratory), Policies for Enabling Corporate Sourcing of Renewable Energy Internationally a 21st Century Power Partnership Report, Technical Report NREL/TP-6A50-68149, May 2017.

[13] Bruck, M., Sandborn, P., Goudarz, N., "A Levelized Cost of Energy (LCOE) Model for Wind Farms That Include Power Purchase Agreements (PPAs)", Renewable Energy, 122., 131-139, 2018.

[14] Qiu, Q., Cui, L., Yang, L., "Maintenance Policies for Energy Systems Subject to Complex Failure Processes and Power Purchasing Agreement", Computers & Industrial Engineering 119., 193-203, 2018.

[15] energypost.eu/the-power-of-agreement-a-record-year-for-corporate-renewable-purchasing/ (Erişim Tarihi:25 Eylül 2019).

[16] http://renewablemarketwatch.com/news-analysis/288-the-rise-of-the-european-corporate-renewable-ppa-market (Erişim Tarihi:26 Eylül 2019).

[17] Energetics, Norton Rose Fulbright and WWF-Australia, NSW Guide to Corporate Power Purchase Agreements, 2018.

[18] WBSCD (World Business Council for Sustainable Development), Innovation in Power Purchase Agreement Structures.

[19] https://www.next-kraftwerke.com/knowledge/ppa-power-purchase-agreement, (Erişim Tarihi: 30 Eylül 2019).

[20] http://resource-platform.eu/?ref=event (Erişim Tarihi:30 Eylül 2019).

[21] Deloitte, Serious business: Corporate Procurement Rivals Policy in Driving Growth of Renewable Energy, 2017.

[22] ACORE (American Council On Renewable Energy), Renewable Energy PPA Guidebook for Corporate & Industrıal Purchasers, 2016.

[23] www.borsaistanbul.com/urunler-ve-piyasalar/piyasalar/vadeli-islem-ve-opsiyon-piyasasi (Erişim Tarihi:30 Eylül 2019).

[24] https://www.borsaistanbul.com/urunler-ve-piyasalar/urunler/vadeli-islem-sozlesmeleri/enerji - vadeli-islem-sozlesmeleri (Erişim Tarihi:30 Eylül 2019).

[25] EPDK, Elektrik Piyasası 2018 Yılı Piyasa Gelişim Raporu.

[26] EPDK, Elektrik Piyasası Uygulama El Kitabı, Nisan 2003.

[27] https://rapor.epias.com.tr/rapor/xhtml/piyasaHacimFinansal.xhtml, (Erişim Tarihi: 26 Eylül 2019).

[28] Elektrik Piyasası Lisans Yönetmeliği (T.C Resmi Gazete, 02 Kasım 2013, Resmi Gazete Sayısı: 28809).

[29] Elektrik Piyasası Dengeleme ve Uzlaştırma Yönetmeliği (T.C. Resmi Gazete, 14 Nisan 2009, Resmi Gazete Sayısı: 27200)

[30] Elektrik Piyasası İthalat ve İhracat Yönetmeliği (T.C. Resmi Gazete,17 Mayıs 2014,Resmi Gazete Sayısı: 29003).

[31] Yenilenebilir Enerji Kaynaklarının Belgelendirilmesi ve Desteklenmesine İlişkin Yönetmelik (T.C Resmi Gazete, 10 Ocak 2013, Resmi Gazete Sayısı: 28782).

[32] Elektrik Piyasası Yan Hizmetler Yönetmeliği (T.C. Resmi Gazete,26 Kasım 2017,Resmi Gazete Sayısı: 30252).
[33] Elektrik Piyasasında Lisanssız Elektrik Üretim Yönetmeliği (T.C Resmi Gazete, 12 Mayıs 2019, Resmi Gazete Sayısı: 30772).
[34] https://tcat.teias.gov.tr/, (Erişim Tarihi: 26 Eylül 2019).
[35] Özkol, B. B., The Possible Ways to Finance the Renewable Energy Projects in Terms of Project Finance and Law, 2011/2 Ankara Bar Review.
[36] https://www.nortonrosefulbright.com/en/knowledge/publications/89879b2b/the-use-of-corpo rate-power-purchase-agreements-ppas-in-italy, (Erişim Tarihi: 21 Haziran 2019).

Yüzer Güneş Enerjisi İle Arazi Tipi Güneş Enerjisi Santrali Uygulamalarının Enerji Üretimi ve Performansının Karşılaştırılması

A Comparison Between The Floating Solar Power Plants And Land Solar Power Plants In Terms Of Energy Generation And Performance

Uğur DEMİREL
Elektrik Elektronik
Mühendisliği Bölümü
İstanbul Arel Üniversitesi
udemirel475@gmail.com

Oben DAĞ
Elektrik Elektronik
Mühendisliği Bölümü
İstanbul Arel Üniversitesi
obendag@arel.edu.tr

Özet

Bu çalışmada 120 kWp gücündeki yüzer güneş enerjisi santrali ile 30 kWp gücündeki arazi tipi güneş enerjisi santralinin tasarımı, simülasyonu anlatılmış ve sistem performansları analiz edilmiştir. Fotovoltaik sistemin çalışma prensini anlatılarak sistemi oluşturan kısımlar hakkında detaylı bilgilere yer verilmiştir. Yüzer güneş enerjisi sistemlerinin en önemli özelliği suyun soğutma etkisinden yararlanarak sistem performansını artırıcı özelliğe sahip olmasıdır. Böylece yüzer güneş enerjisi sistemlerinin performans oranında arazi tipi güneş enerjisi sistemlerine göre %5 ile %10'a varan artışlar görülebilmektedir. Bu çalışma, yüzer güneş enerjisi sisteminin özelliklerinin ve performansının anlatılması amaçlanmıştır.

Abstract

In this study, design, simulation and system performances of a 120 kWp floating solar power system and 30 kWp land type solar power system are introduced. The operational principle of the system is explained and detailed information is given parts of the system described. The most significant feature of the floatig solar power systems is that it has the feature of increasing system performance by cooling effect of water. Thus, the performance ratio of Floating solar systems can be increased by %5 to %10 compared with land type solar systems. This study aimed to explain the system characteristics, performance and effect of floating solar power system on water evaporation.

1. GİRİŞ

Fosil yakıt rezervlerinin sınırlı olması, enerjinin sürdürülebilir kalkınmadaki önemini giderek artırmaktadır. Enerji politikaları, yeşil enerji, yeni teknolojiler enerji pazarının gündemindeki öncelikli konular olarak ortaya çıkmaktadır. Öngörülerin gerçekleşmesi durumda, yenilenebilir enerji dünyanın en hızlı büyüyen enerji kaynağı olarak öne çıkacaktır.

Bu alanda yenilenebilir enerji ülkemiz gibi enerjide dışa bağımlı ülkeler için enerji bağımlılığından kurtulmak, ekonomik bağımsızlığa ulaşabilmek açısından büyük önem taşımaktadır. Bunun yanı sıra jeopolitik belirsizlik ortamı, fosil yakıt kullanımında sürdürülebilirlik çerçevesinde limitlere yaklaşılması ve dramatik sinyaller vermeye başlayan iklim değişikliği, ülkeleri kendi enerji döngülerini bir an önce yeniden kurgulamaya mecbur kılmaktadır. Bu planlar çerçevesinde mevcut enerji potansiyellerinin belirlenerek değerlendirilmesi, bu değerlendirmeler yapılırken de mevcut alanların en verimli şekilde kullanılması konuları ön plana çıkmaktadır. Dolayısıyla atıl durumda bulunan su rezervuarlarının kullanılmasını sağlayan yüzer güneş enerjisi sistem uygulamalarının sayısı gün geçtikçe artmaktadır.

Küresel ısınmanın giderek etkisini artırmaktadır. Küresel ısınma sonucu oluşan iklim değişiklikleri sebebiyle de su kaynaklarımız tehdit altındadır. Yüzer sistemlerin yaygınlaştırılması ile oluşan buharlaşma azaltılarak hayatımızdaki en önemli kaynağımız olan suyun korunması sağlanacaktır. Enerji üretimi artışı sağlaması ve suyun korunması gibi birçok avantajı bulunan yüzer sistemler dünyada trend olma yönünde ilerlemektedir.

Yüzer güneş enerjisi sistemleri suyun soğutma etkisinde faydalanarak FV modüllerinin sıcaklığını düşürebilmekte ve bu sayede daha fazla enerji üretilmesine sağlayabilmektedir. Ayrıca yüzer sistemler, arazi tipi güneş enerjisi sistemleri gibi ek bir arazi maliyeti oluşturmamakla beraber atıl su yüzeylerinin kullanılmasını sağlamaktadır. Atıl su yüzeylerinin değerlendirilerek bu yüzeylere yüzer sistemlerin uygulanmasıyla, su buharlaşması miktarında azalmalar meydana gelmektedir.

Yüzer güneş enerjisi sisteminin avantaları, dezavantajları, enerji üretim performansının belirlenmesi için yüzer sistemin bulunduğu göl yüzeyine yaklaşık 300 metre uzaklıkta bir arazi tipi güneş enerjisi santrali uygulaması yapılmıştır. Göl ve arazi yüzeyinde ayrı ayrı meteoroloji istasyonları konumlandırılmıştır. Göl yüzeyinde bulunan istasyonda, güneş ışınımı, FV modül sıcaklığı, ortam sıcaklığı, rüzgar hızı, nem ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Arazi yüzeyinde ise güneş ışınımı, modül sıcaklığı, ortam sıcaklığı ve nem ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçümü yapılan meteorolojik istasyon verileri ile sisteme ait inverterler üzerindeki enerji üretim verilerinin Excel üzerinden analizi yapılmış ve kullanılan gerçek veriler üzerinden sistemlerin performans karşılaştırmaları hakkında sonuçlar elde edilmiştir.

2. Konu Hakkında Daha Önce Yapılan Literatür Çalışmalarının Özetleri

Bu konu ile ilgili yapılmış olan çalışmalara ait özetler aşağıda verilmiştir.

Alok ve arkadaşları fotovoltaik güneş enerjisi sistem tiplerinin incelenmesi, yüzer güneş enerjisi sistemlerinin ekonomik analizinin yapılması, yüzer güneş enerjisi sistemlerinin dünyadaki güncel durumu, karasal güneş enerjisi sistemi ile yüzer güneş enerjisi sisteminin enerji üretim performans karşılaştırılmasının yapılması, yüzer güneş enerjisi sistemlerinin çevresel etkilerinin değerlendirilmesi konularında çalışmalar yürütmüşlerdir. Fotovoltaik panellerin su yüzeyinde yer alması sebebiyle serin kaldığını ve bu sayede karasal sistemlere göre %11 daha fazla enerji üretebileceğini belirtmişlerdir. Yüzer sistemdeki fotovoltaik panellerin suyun hava ile olan temasını kesmekte olduğunu ve bu sayede su buharlaşmasının %70 oranında azaltılabileceğini vurgulamışlardır [1].

Luyao ve arkadaşları, Çin'deki yüzer fotovoltaik santral potansiyelinin incelenmesi ve su buharlaşmasına olan etkisinin değerlendirilmesi, yüzer fotovoltaik modül ile karasal fotovoltaik modülün üretim performansının karşılaştırılması, yüzer modülün su yüzeyinde yer alması sebebiyle buharlaşmaya olan etkisinin incelenmesi konularında çalışma yürütmüşlerdir. Yürütmüş oldukları çalışma kapsamında simülasyon analizi yapmışlardır. Yapmış oldukları simülasyon sonucunda; yüzer FV modül ile karasal modül arasında suyun soğutma etkisinden kaynaklı 3,5°C'lik sıcaklık farkı olduğunu belirtmişlerdir. Suyun soğutma etkisiyle birlikte yüzer modülün enerji üretim veriminin karasal modüle göre %1,58 - %2 aralığında daha fazla olduğu analiz etmişlerdir [2].

Divya ve arkadaşları, Hindistan'ın Jodhpur şehri için kurulumu yapılabilecek 1 MW gücündeki yüzer güneş enerjisi santrali ile karasal güneş enerjisi santralinin enerji üretim miktarlarının karşılaştırılması, yüzer sistemin su tasarrufuna katkısı konuları üzerine çalışma yürütmüşlerdir. Bu kapsamda, Ulusal Rüzgar Enerji Enstitüsü'nden (NIWE) Jodhpur şehrine ait ışınım verileri alınmış ve bu veriler teorik formüllere yerleştirilerek yüzer güneş enerjisi santrali, karasal güneş enerjisi santralinin enerji üretim verileri excel üzerinde teorik olarak hesaplamışlardır. Yapmış oldukları hesaplamalar sonucunda yüzer güneş enerjisi santralinin karasal sisteme göre %2,48 oranında daha fazla enerji ürettiğini belirlemişlerdir [3].

Young-Geun ve arkadaşları, G.Kore'de deniz yüzeyinde yer alan 0,93 kWp gücündeki yüzer güneş enerjisi santrali ile 20 kWp (Kurulu güçlerin farklı olması sebebiyle üretimler oranlanarak koşulların eşit hale gelmesi sağlanmıştır.) gücündeki karasal güneş enerjisi santralinin enerji üretimlerinin karşılaştırılması, yüzer sistemlerin geliştirilmesi, yüzdürücü sistem tasarımlarının incelenmesi konularında çalışmalar yürütmüştür. Bu kapsamda yüzer güneş enerjisi ve karasal güneş enerjisi santralinin haziran-ekim aylarına ait enerji üretim verilerini inceleyerek performans karşılaştırması yapmışlardır. Karşılaştırma sonucunda; yüzer sistemin karasl sisteme göre %0.5 daha fazla enerji ürettiği sonucuna ulaşmışlardır [4].

Manish ve arkadaşları, Hindistan'ın Guiarat Eyaletinde bir kanal üzerinde bulunan 10 MWp kurulu gücüne sahip güneş enerjisi santralinin teknik ve performans açısından incelenmesi, diğer kanallara uygulanabilirlik durumunun belirlenmesi, kanalın yüzeyi fotovoltaik paneller (Multi-Si) ile kaplandığı için bu durumun su buharlaşması üzerinde oluşturacağı etkinin belirlenmesi konularında çalışma yürütmüşlerdir. Yürütülen çalışma kapsamında; Hindistan Teknoloji Enstitüsü Roorke'nin açık hava laboratuvarında deneysel düzenlemeler yapılarak 6 ay boyunca ölçümler yapılmıştır. Ölçümler sonucunda; su tankı üzerinde yer alan FV modülün suyun soğutma etkisi sayesinde daha düşük modül sıcaklığına sahip olmasına rağmen, karasal Multi-Si modülüne oranla performansının %1.5 daha düşük olduğunu belirlemişlerdir [5].

Majid ve arkadaşları, 80 Watt gücündeki yüzer FV panelin performansının incelenmesi konusunda analiz çalışması yürütmüşlerdir. 5.800 litre su hacmine sahip bir kap yüzeyinde ve karasal yüzeyde bulunan 80 Watt gücündeki FV modülün, belirli ışınım değerleri altında 2 gün boyunca performans karşılaştırma analizi yapılmıştır. Analiz kapsamında 1. ölçümlerin 11:00 – 13:00 saatleri arasında karasal modül üzerinde ve 2. ölçümü ertesi gün 11:00 – 13:00 saatleri arasında yüzer modül üzerinde gerçekleştirmişlerdir. Ölçümler sonucunda yüzer FV modülün karasal modüle göre %15.5 daha fazla enerji ürettiğini vurgulamışlardır [6].

3. 120 KWP YÜZER VE 30 KWP ARAZİ TİPİ GÜNEŞ ENERJİSİ SİSTEMLERİNİN YAPISAL OLARAK İNCELENMESİ

120 kWp kurulu güce sahip Türkiye'nin İlk Şebeke Bağlantılı Yüzer Güneş Enerjisi ve 30 kWp kurulu gücündeki arazi tipi güneş enerjisi sistemlerinin genel yapısı ve tasarımı anlatılacaktır. Sistemlere ait görseller Şekil 1 ve Şekil 2'de görülmektedir.

Şekil 1: Yüzer Güneş Enerjisi Sistemi

Şekil 2 Arazi Tipi Güneş Enerjisi Sistemi

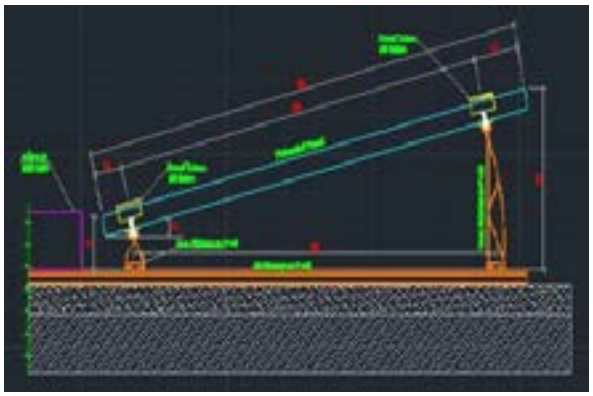
Arazi tipi sistemin kurulmasının nedeni; yüzer sistem ile arazi tipi sistemin enerji üretim karşılaştırmasının yapılmak istenmesidir.

3.1. Panel Taşıyıcı Sistem

Panel taşıyıcı sistemleri, kurulum yapılacak yerin özelliklerine göre; sistem statiği ve zemin statiği göz önünde bulundurularak panel ebat ve ağırlığına göre tasarlanmalıdır. Yüzer ve arazi tipi güneş enerjisi sistemlerinde birbirinden farklı panel taşıyıcı sistemi bulunmaktadır. Yüzer sisteme ait taşıyıcı sistem HDPE malzemeli yapıda, arazi tipi sisteme ait taşıyıcı sistem alüminyum yapıdadır.

3.1.1. Arazi Tipi Sistem Panel Taşıyıcı Yapı

Panel taşıyıcı konstrüksiyon sistemi AutoCAD® çizim programı kullanılarak fotovoltaik panel ölçü ve sayısına göre tasarlanmıştır. Tasarlanan sisteme ait çizim Şekil 3'te görülmektedir. Taşıyıcı sistem alüminyum malzemeden üretilmiştir.



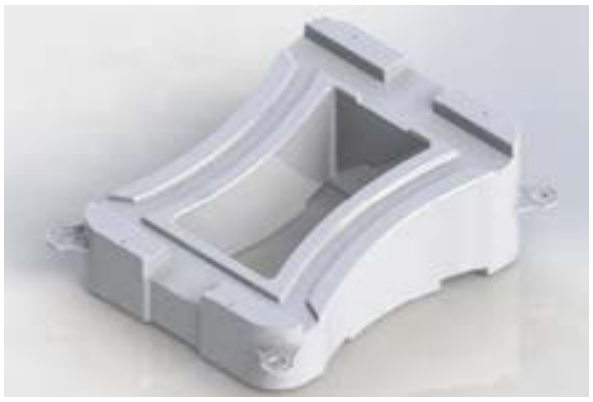
Şekil 3: Arazi Tipi GES Panel Taşıyıcı Sistem

3.1.2. Yüzer Sistem Panel Taşıyıcı Yapı

Yüzer sistem; panel taşıyıcı ve yürüme yolu platformu, bağlantı aparatlarından oluşmaktadır. Sisteme ait panel taşıyıcı ve yürüme yolu platformu HDPE (Yüksek yoğunluklu polietilen) malzemeden üretilmiştir. Yüzdürücü sisteme ait görsel Şekil 4'te verilmiştir.

Şekil 4: Bütünleşik Yüzer Sistem Platformu

Bütünleşik yüzer sistemi oluşturan panel taşıyıcı ve yürüme yolu platformuna ait görseller Şekil 5 ve Şekil 6'da verilmiştir.



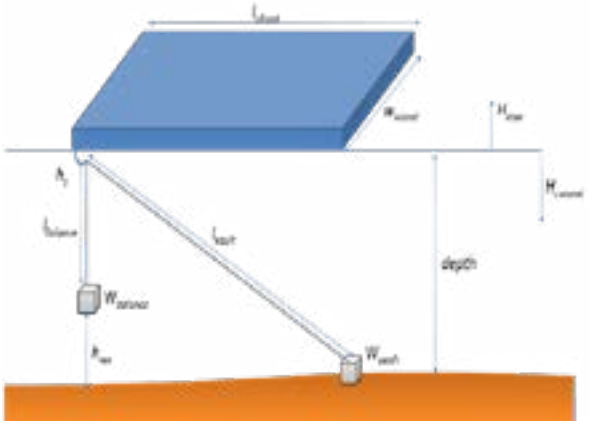
Şekil 5: Panel Taşıyıcı Platform

Şekil 6: Yürüme Yolu Platformu

Yüzer sistemdeki fotovoltaik paneller yüzdürücü platformlar üzerine yerleştirilmiştir. Bu platformlar tasarımı sayesinde eğimli yapıda olup, bu sayede FV panelin eğime sahip olmasına olanak sağlamaktadır.

3.2. Sabitleme Sistemi

Yüzer sistemin, su yüzeyinin derinlik değişimlerine ayak uydurarak; fırtına, kuvvetli akıntı gibi dış etkenlerden korunacak şekilde su yüzeyinde sabit şekilde kalmasını sağlayan sistemdir. Sabitleme sistemi yerleşimine ait görüntü Şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 7: Sabitleme sistemi yerleşimi

Sabitleme sistemi yüzer platformların; rüzgâr, dalga gibi kötü şartlara karşı dayanım göstererek su yüzeyinde sabit kalmasını sağlayan önemli faktörlerden birisidir.

3.3. Veri Kayıt ve İzleme Sistemi

Meteoroloji istasyonu (Işınım, nem, modül ve ortam sıcaklığı, rüzgar vb.) ve sistemin enerji üretim verilerinin kayıt altına alınarak görüntülenebilmesini sağlayan sistemdir. Meteoroloji istasyonuna ait görüntü Şekil 8'de görülmektedir.

Şekil 8: Yüzer Meteoroloji İstasyonu

Uzaktan izleme sistemi, sistemin enerji üretim verilerinin takibinin yapılmasına ve sistemde oluşan problemleri tespit ederek sistemde kolayca müdahale edilmesine olanak sağlamaktadır. Bu sebeple bu sistemler operasyonel faaliyetler acısından en önemli faktördür.

4. TASARLANAN YÜZER VE ARAZİ TİPİ GÜNEŞ ENERJİSİ SİSTEMİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Büyükçekmece Gölü üzerinde yer alan 120 kWp gücündeki yüzer güneş enerjisi ve aynı bölgede karada yer alan 30 kWp gücündeki arazi tipi güneş enerjisi sistemi her biri 260W gücünde 600 (480 adet yüzer, 120 adet arazi) adet güneş panelinden oluşmaktadır. Sistemin teknik özellikleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1 Sistemlerin Teknik Özellikleri

Parametreler	Yüzer Sistem	Arazi Tipi Sistem
Toplam DC Kurulu Güç	120 kWp	30 kWp
Toplam AC Güç (İnverter Gücü)	110,4 kWe	27,6 kWe
Toplam Alan	1.790 m^2	360 m^2
Panel Sayısı	480 Adet	120 Adet
FV Panel Eğim Açısı	13°C	13°C
İnverter Sayısı	4 Adet	1 Adet
İzlenen Parametreler	Elektrik Üretimi Güneş Işınımı Modül Sıcaklığı Ortam Sıcaklığı Su Sıcaklığı Rüzgâr Hızı Nem	Elektrik Üretimi Güneş Işınımı Modül Sıcaklığı Ortam Sıcaklığı Rüzgâr Hızı Nem
Panel Taşıyıcı Sistem Tipi	HDPE Yüzdürücü	Alüminyum Profil

Yüzer sistem panel taşıyıcı ve yürüme yolu platformun birleştirilmesiyle oluşturulmuştur. Sistemde toplamda 572 adet panel taşıyıcı platform, 1118 adet yürüme yolu platformu bulunmaktadır. Fotovoltaik panellerin yüzdürücü platforma kenetlenebilmesi için alüminyum klempler kullanılmıştır. Her bir panel için 4 adet klemp bulunmaktadır. Arazi tipi sistemde ise alüminyum yapıda zemin ve ayak profilleri kullanılmıştır. Fotovoltaik paneller klemp aracılığıyla bu profillere sabitlenmektedir.

Bu şekilde bağlantıları yapılarak oluşturulan sistemlerin devreye alınmasıyla birlikte üretilen elektrik miktarları veri kayıt sistemi üzerine aktarılmaktadır. Ayrıca sistemin devreye alınmasıyla birlikte sistemlerin bulunduğu bölgedeki meteoroloji istasyonları üzerinden alınan verilerde yine veri kayıt sistemine aktarılmaktadır.

Veri kayıt sisteminden alınan veriler ile yüzer güneş enerjisi sistemi ile arazi tipi güneş enerjisi sisteminin enerji üretim analizleri yapılarak performans değerlendirilmesi yapılmıştır. Değerlendirme 28 Mayıs 2018 ile 26 Mayıs 2018 tarihindeki verileri kapsamaktadır. Ayrıca bu değerlendirme yapılırken 1 dakika aralığa sahip veriler kullanılmıştır. Bu verilerin Microsoft Office Excel programı üzerinde kullanılmasıyla sistemlerin performans değerleri hesaplanmıştır.

5. SİSTEMLERİN PERFORMANS ANALİZİ

İlk olarak İki sisteme ait meteoroloji istasyonu üzerindeki sensörlerden alınan veriler ile nem ve güneş ışınımı analizleri gerçekleştirilmiştir. Analiz sonucunda;

1) Yüzer güneş enerjisi sisteminin bulunduğu bölgedeki nem miktarının karaya oranla ortalama **%18** daha yüksek olduğu hesaplanmıştır.

2) Yüzer sistem bölgesindeki güneş ışınım miktarının arazi tipi sistemin bulunduğu bölgedeki güneş ışınımı miktarına göre ortalama **%8** daha az olduğu hesaplanmıştır.

Elektrik üretim verileri üzerinde de analizler yapılmış olup, 3 aylık periyod sonunda yüzer sisteme ait bir inverter üzerinden ortalama 15.777 kWh (4 inverter toplamı 63.108 kWh) elektrik üretimi sağlanmış ve arazi tipi sistemde ise bu rakam 16.205 kWh olmuştur. Bu veriler ile karşılaştırma analizi yapıldığında arazi tipi sistemin elektrik üretiminin yüzer sisteme göre %2,6 oranında daha fazla olduğu belirlenmiştir. Bu durum, yüzer güneş enerjisi santralinin güneş ışınım değerinin arazi tipi güneş enerjisi santrali güneş ışınımı değerinden daha düşük olmasından kaynaklanmaktadır.

Yüzer güneş enerjisi sisteminde oluşan %8'lik güneş ışınım miktarı düşüşü, elektrik üretimine %2.6 oranında yansımıştır. Yani, yüzer sistemde suyun soğutma etkisi ve yansıyan ışınım sayesinde %5,4 oranında daha fazla elektrik üretimi sağlanmıştır. Dolayısıyla, düşen ışınımın etkisi soğutma ve yansıyan ışınımdan kaynaklı yüksek performans ile dengelenmiştir. Bu durumda yüzer sistemlerin arazi tipi sistemlere göre daha avantajlı olduğunu göstermektedir.

6. SİSTEMLERİN ÇEVRESEL ETKİLERİ

Temiz enerji kaynağı olan bu sistemden üretilen elektrik sayesinde karbon emisyon salınımı azaltılarak çevreye katkı sağlanmıştır. Karbon emisyon salınımı ile ilgili hesaplamalar yapılırken TÜİK verilerinden yararlanılmış ve 1 kWh elektrik kullanımı 0,52 kg/CO_2 ürettiği belirtilmiştir [7]. Avrupa Çevre Ajansı'nın (EPA) verilerine göre 1 kg CO_2 salınımının azaltılması için 1/39 adet ağaç dikilmesi gerektiği ifade edilmiştir [8]. Ayrıca TÜİK tarafından yayınlanan verilere göre bir evin ortalama yıllık elektrik tüketimi 1.559 kWh olarak belirtilmiştir.

Bu veriler kullanılarak sistemlerin 3 aylık periyod boyunca üretmiş oldukları enerji miktarı sayesinde çevreye olumlu etkileri değerlendirilmiş ve Tablo 2'de bu değerlere yer verilmiştir.

Tablo 2 Sistemlerin Çevresel Etkileri

Sistem Türü	**Elektrik Üretimi (kWh)**	**CO_2 Emisyon Azaltımı (Ton)**	**Ağaç Miktarı (Adet)**	**Hane Sayısı (Adet)**
Yüzer Sistem	63.108	32,9	844	40
Arazi Tipi Sistem	16.205	8,4	215	10

Her iki sistem ile 3 ayda toplamda 79.313 kWh üretim yapılmış olup, bu elektrik üretimi ile 79.313 kWh/yıl x 0,52 kg = 41,3 ton CO_2 salınımı azaltılmıştır.

Ayrıca 41,3 ton CO_2 / 39 kg CO_2 = 1.058 adet ağaç dikimine eş değer CO_2 salınımı engellenmiş olacaktır.

7. SONUÇLAR

Bu çalışma, yüzer güneş enerjisi sistemlerinin kullanılarak güneş enerji sistemlerinin verimini arttırmak için bir çözüm ortaya koymaktadır.

Bu kapsamda sistem üzerinde yapılan analizler neticesinde;

1) Yüzer sistemin bulunduğu bölgenin güneş radyasyonu miktarı karaya oranla %8 daha az olarak analiz edilmiştir.

2) Yüzer sistemin bulunduğu bölgenin nem miktarının karaya oranla %18 daha fazla olduğu analiz edilmiştir.

3) Yüzer sistemde; karaya oranla suyun soğutma etkisi ve yansıyan ışınım sayesinde %5,4 oranında daha fazla verim sağlanmıştır.

4) Yüzer sistemden 3 aylık periyod sonucunda 63.108 kWh, arazi tipi sistemden 16.205 kWh elektrik üretimi sağlanmıştır.

5) Yüzer sistemde üretilen elektrik ile 32,9 Ton CO_2 salınımı engellemiş, arazi tipi sistemde üretilen elektrik ile 8,4 Ton CO_2 salınımı engellenmiştir.

Kaynaklar

[1] Sahu A., Yadav N., Sudhakar K. (2016). Floating photovoltaic power plant: A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews. 66:815-824

[2] Liu L., Wang Q., Lin H., Li H., Sun Q., Wennestern R. (2016). Power Generation Efficiency and Prospects of Floating Photovoltaic Systems. The 8th International Conference on Applied Energy (ICAE). Energy Procedia. 105: 136-1142.

[3] Mittal D., Saxena B., Rao K. (2017). Comparison of Floating Photovoltaic Plant with Solar Photovoltaic Plant for Energy Generation at Jodhpur in India. IEEE International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy). 1-6.

[4] Lee Y.G., Joo H.J., Yoon S.J. (2014). Design and installation of floating type photovoltaic energy generation system using FRP members. Solar Energy 108(2014). 13-27.

[5] Kumar M., Kumar A.. (2019). Experimental validation of performance and degradation study of canal-top photovoltaic system. Applied Energy 243. 102-118.

[6] Majid Z., Ruslan M., Sopian K., Othman M., Azmi M. (2014). STUDY ON PERFORMANCE OF 80 WATT FLOATING PHOTOVOLTAIC PANEL. Journal of Mechanical Engineering and Sciences (JMES). 1150-1156

[7] TUİK. (2014). Ekonomik Faaliyetlere Göre Hava Emisyon Hesapları. http://tuik.gov.tr/PreTabloArama.do?metod=search&araType=hb_x (8 Mayıs 2019).

[8] Environmental Protection Agency. (2015). Karbon Hesabı. https://www.epa.gov/energy/greenhouse-gases-equivalencies-calculator-calculations-and-references (6 Temmuz 2019).

Senkron Kaynaklı Mikroşebekede Ada Çalışmaya Bağlı Harmoniklerin Farklı Çalışma Koşullarına Etkisi

Asiye Kaymaz Özcanlı[1*], *Mustafa Baysal*[1]

[1]*Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Yildiz Technical University, Davutpasa, Istanbul, Turkey*

[*]Corresponding author e-mail: f4915038@yildiz.edu.tr

Özet

Mikroşebekelerin koruma kontrol ve işletilmesinde karşılaşılan en büyük problemlerden biri de ada çalışmanın tespit edilmesidir. İstenmeyen ada çalışma durumu güç sistemini olumsuz yönde etkileyebilir, kişilerin can ve mal güvenliğini tehlikeye atabilir. Bu durumu ortadan kaldırmak amacıyla IEEE 1547 standardında belirtilen şartların sağlanması, hızlı ve doğru bir şekilde mikroşebekenin ana şebekeden fiziksel olarak ayrılması gerekmektedir. Bu çalışmada ada tespit yönteminde literatürde yaygın olarak kullanılan gerilim, akım veya frekans değişimi yerine harmonik bozunumun etkisi şebeke ile paralel ve ada modunda çalışma durumları için farklı yük varyasyonları dikkate alınarak irdelenmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre ada çalışma öncesi ve sonrası durumlar için harmonik değerlerinin önemli derecede değiştiği gözlemlenmiştir.

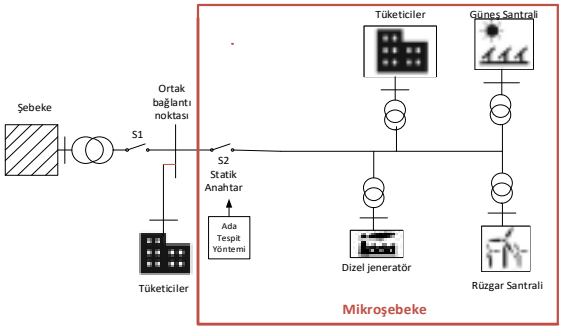
Anahtar kelimeler: Ada çalışma, harmonik, THD, mikroşebeke

1. GİRİŞ

Elektrik enerji sistemine dağıtık üretimlere bağlı enerji kaynaklarının da katılması mevcut sistemi yapısal olarak değiştirmektedir. Büyük üretim santrallerinin yanında küçük çaplı üretim yapan dağıtık üretim santrallerinin kullanımı giderek yaygınlaşmakta ve belirli bir bölgenin ihtiyacı bu kaynaklardan sağlanmaktadır. Dağıtık sistemlerin bireysel olarak kullanılması birçok zorluğu da beraberinde getirmektedir. Bunun yerine farklı dağıtık üretimlerin bir arada bulunduğu yükleri ve depolama sistemlerini içinde barındıran, gerektiğinde otonom olarak şebeke ile paralel veya şebekeden bağımsız çalışabilen mikroşebeke kavramı ortaya çıkmıştır. Geleceğin güç sistem konfigürasyonu olarak ön görülen mikroşebekelerin ekonomik, ticari ve teknik zorlukların çözümlenmesi gerekmektedir. Bu kapsamda Avrupa, Amerika, Kanada, Japonya gibi gelişmiş ülkelerde hem laboratuvar ortamında hem de pilot uygulama bölgelerinde mikroşebeke yapıları etkili çözümler için test edilmektedir [1]. Mikroşebekenin güvenli ve verimli şekilde işletilmesi için özellikle uzaktan ve yerel kontrol sistemleri, enerji yönetim sistemleri, güç kalitesi, arıza tespiti, ayrılma ve ada çalışma gibi koruma güvenlik sistemleri, iletişim alt yapıları konularında önemli çalışmalar yapılmaktadır.

Mikroşebekenin en büyük avantajlarından biri şebeke ile paralel çalışırken, planlı ya da plansız bir şekilde şebekeden ayrılıp bağlı bulunduğu yükleri beslemeye devam edebilmesidir. Şebekeden bağımsız işletme durumuna 'ada çalışma', şebekeyle paralel işletme ise 'şebeke bağlantılı' olarak adlandırılır. Şebekeye bağlı çalışırken öncelikli amaç ekonomik açıdan optimum işletmeyi sağlamak iken, ada çalışmada ise öncelikli amaç mikroşebekenin beslediği kritik yükleri kesintiye uğratmadan güvenli şekilde beslemek ve şebekenin zararlı etkilerinden dağıtık üretim sistemlerini korumaktır [2]. Şekil 1 'de gösterildiği gibi mikroşebeke, herhangi bir ada durumunda ana şebekeden anahtar yardımıyla ayrılmakta ve mevcut yükleri beslemeye devam etmektedir. Mikroşebekenin işletilmesinde karşılaşılan zorluklardan biri de istenmeyen ada çalışma durumunun sonucu olarak gerilim ve frekansta kabul edilmeyen seviyelerin meydana gelmesi, kişilerin can ve mal güvenliği ile bağlı olduğu yüklerin zarar görmesidir. Bu durumu önlemek için ada çalışma tespiti yapılmalı ve dağıtık üretimin şebekeden izole edilmesi gerekmektedir. Geliştirilen yöntem ada çalışmayı diğer şebeke bozukluklarından ayırt etmeli ve dağıtık üretimin şebeke ile bağlantısını güç kalitesini, ekipman zararını, frekans ve voltaj kararsızlığını gözeterek fiziksel olarak kesebilmelidir.

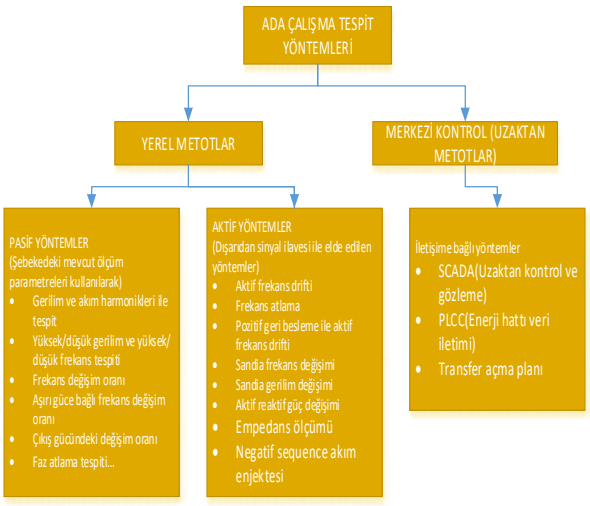
Bu konferans çalışmasının ikinci bölümünde ada çalışma tespit yöntemleri ile literatürde geliştirilen metotlara üzerinde durulmuştur. Üçüncü bölümde harmonik bozunumun ada çalışmayı tespit etmek amacıyla kullanılabilecek bir parametre olup olmadığını belirlemek amacıyla senkron kaynaklı mikroşebekenin şebeke ile paralel ve ada çalışma durumlarının harmoniklere etkisi incelenmiştir. Son bölümde ise elde edilen bulgular ortaya konmuştur.



Şekil 1 Mikroşebeke ada çalışma durumu

2-ADA TESPİT ÇALIŞMA YÖNTEMLERİ

Literatürdeki çalışmalara bakıldığında ada çalışma tespit yöntemleri uzaktan ve yerel metotlar olmak üzere iki ana gruba ayrılmaktadır. Uzaktan metotlar, elektrik şebeke seviyesinde operatör tarafından ada bilgisi ve röle kontrolü veya doğrudan dağıtık üretim, SCADA gibi iletişim sistemleri ile izlenerek yapılır. Bu yöntem birden fazla inverter bağlı dağıtık üretimler için çok elverişli olsa da mikroşebeke gibi küçük sistemler için ekonomik olarak uygun değildir. Yerel yöntemler ise aktif ve pasif olmak üzere 2 gruba ayrılmaktadır. Aktif yöntemde, sisteme ilave bir sinyal enjektesi edilir ve meydana gelen değişimler izlenerek ada çalışma tespit edilir. Bu tespit sistemi daha etkili sonuçlar verse de hem maliyet açısından hem de uygulama yönünden çeşitli zorluklara sahiptir. Ayrıca sisteme verilen sinyaller güç kalitesinin bozulmasına sebep olabilir. Pasif yöntem ise ana şebeke ile mikroşebeke arasında bulunan ortak bağlantı noktasında ölçülen elektriksel parametreleri (akım, gerilim, güç, frekans, harmonik bozunum…) kullanarak ada çalışma olup olmadığını tespit eder. Belirlenen bir eşik değer ile bu ölçülen değerler karşılaştırılıp normal olmayan bir durumda röleye açma sinyali gönderilir. Bu yöntemin dikkat çeken özellikleri uygulama kolaylığı ve güç kalitesini etkilememesidir. Diğer yandan geniş bir TEB(tespit edilemeyen bölge)' ye sahip olması, eşik değeri tespitinin zorluğu ve sistemdeki düşük aktif reaktif dengesizlikte ada çalışma tespitinin başarısız olması gibi eksiklikleri bulunmaktadır.



Şekil 2 Ada Çalışma Tespit Yöntemleri

Pasif ada tespit yöntemlerini de kendi içerisinde konvensiyonel metotlar ve akıllı metotlar olarak sınıflandırılmaktadır. Geleneksel yöntemlerde akım, gerilim, frekans, THD gibi parametreler izlenip ada tespitine uygun bir algoritma belirlenerek, herhangi bir yöntemden yararlanılmadan gerçekleştirilir. Akıllı metotlar ise genellikle yapay zeka yöntemlerinden faydalanılarak elektriksel parametrelerin farklı algoritmalar ile eğitilmesiyle oluşturulur.

Literatürde son yıllarda çok sayıda ada tespit yöntemi geliştirilmiştir. [3] numaralı referans birden fazla inverter kaynaklı dağıtık üretimin bulunduğu şebekede, dağıtık üretimin çıkışındaki gerilim ve frekanstaki değişim göz önüne alınarak gerilim değişiminin ortalama değeri olarak adlandırılan yeni bir parametre ile ada tespit algoritması oluşturulmuştur. Gösterdiği sonuçlar açısından sıfır NDZ ve hızlı tespit sağlasa da önerilen yöntemde dağıtık sistemin ya da yüklerin devreden çıkarılması söz konusudur ve bu önemli bir dezavantajdır. Küçük çaplı senkron generatörlerin bulunduğu [4] numaralı yayında mikroşebeke modeli için önerilen yeni yöntemde senkron generatörün çıkışındaki eşdeğer direncin türevi ada tespit indeksi olarak kullanılmıştır. Pasif yöntem için belirlenen eşik değer mikroşebeke yükünün gerilim ve frekansındaki sapmalara bağlı olarak adaptif şekilde elde edilmiştir. Önerilen yöntem ada tespitini şebeke arızalarından ve kararlı, kararsız güç salınımlarından başarılı şekilde ayırabilmektedir. Ayrıca düşük NDZ ve ada tespit süresi sağlamaktadır. Birden fazla senkron generatör için uygulanabilir olsa da inverter bazlı mikroşebeke için bir çalışma yapılmamıştır. [5], numaralı yayında geleneksel ada yöntemlerinden farklı olarak dağıtık üretim kaynağının çıkışı değil ortak bağlantı noktası parametreleri ada tespiti için baz alınmıştır. Yapılan çalışmada bu noktadaki harmonikler incelenmiş olup şebekeye paralel çalışmadan ada çalışmaya geçişte 5. Harmonikte önemli değişimler olduğu görülmüştür. Buradan hareketle belirlenen eşik değerinden 5. Harmonik büyükse ada çalışma tespiti yapılmıştır ve statik anahtara açma sinyali verilmiştir ve ada çalışmaya geçilmiştir. Önerilen yayın laboratuvar ortamında da test edilmiş olup, IEEE1547 standartının gereklerini sağlamıştır. Bu çalışma inverter kaynaklı tek dağıtık sistem için uygulanmış olup, birden fazla kaynak durumu incelenmemiştir. Harmonik değişimi dikkate alan bir diğer pasif ada tespit yöntemi 2017 yılında [6] numaralı yayında önerilmiştir. Benzer şekilde inverter kaynaklı PV sistem için önerilen yöntem obn'deki gerilim ve akımın toplam harmonik distorsiyonunu (THD) hesaplayarak, gerilim THD'sinin belirlenen %5 lik eşik değerinin üzerinde olması durumunda akım THD' sini karşılaştırarak ada tespiti yapmıştır. Önerilen yöntemde belirlenen eşik değerin sabit olması farklı çalışma koşullarında değişim gösterebileceğinden her durum için yeterli doğruluk sağlayamamaktadır.

[7] ilgili makalede önerilen pasif ada tespit yöntemi yapay zeka algoritmalarından karar ağacı kullanılmış ve birden fazla dağıtık üretimin bağlı olduğu sistemde farklı çalışma koşulları dikkate alınarak geliştirilmiştir. Önerilen yöntemde ortak bağlantı noktasından alınan gerilim, akım, frekans, güç ve THD gibi 11 farklı ölçüm parametresi dikkate alınmış olup, farklı şebeke topolojilerinde veri eldesi ile eğitim sağlanmıştır. Test sonuçlarına bakıldığında düşük TEB elde edilebilse de, ada durumunun tespit edilmesinde %16 gibi hata oranı elde edilmiştir. Ayrıca çok fazla ölçüm indeksi kullanıldığından önerilen yöntemin uygulanabilirliği var olan röleler ve dağıtım sistemi ile hızlı cevapların alınabilmesi açısından mümkün görünmemektedir. [8] ve

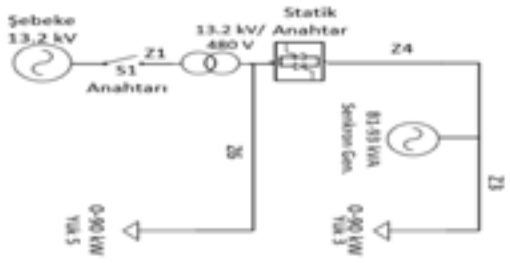
[9] numaralı yayınlarda Fuzzy yapay zeka tekniği, sinir ağları ile birleştirilerek ada tespit yöntemi önerilmiştir. İlk yayın, obn' deki gerilim, akım, frekans ve THD değerlerini dikkate alırken, ikinci yayın dağıtık üretimin çıkışındaki THD değerini dikkate almıştır. İlk yayında % 78 gibi bir doğruluk elde edilirken, ikinci çalışma % 98 lere varan doğruluklara ulaşsa da geniş bir TEB'e sahiptir. Bu da ada tespitinin yapılamadığı alanı genişletmektedir.

3- MİKROŞEBEKEDE FARKLI ÇALIŞMA KOŞULLARINDA ADA ÇALIŞMANIN HARMONİKLERE ETKİSİ

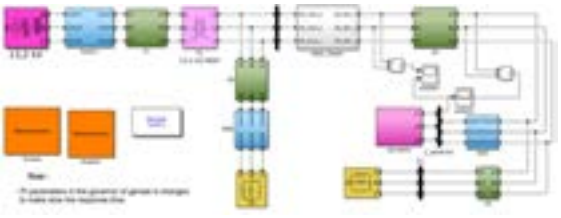
Mikroşebekede ada çalışma durumunda harmonik etkisini incelemek üzere CERTS (The Consortium for Electric Reliability Technology Solution) ile AEP (American Electric Power) işbirliğinin oluşturduğu laboratuvar mikroşebeke test sistemi modifiye edilmiştir [10]. Sistemin orjinalinde iki adet inverter kaynaklı dağıtık üretim ile senkron makine içeren doğal gaz kaynaklı dağıtık üretim ve ayrıca bir enerji depolama sistemi bulunmaktadır. Bu mikroşebeyi referans alınarak oluşturulan modelde B1 senkron kaynaklı dağıtık üretim ile buna bağlı L3 yükü kullanılmıştır. Sistemin parametreleri [11], [12], [13] numaralı referanslardan derlenerek oluşturulmuştur. Test sistemi 480 volt ve 60 Hz frekans ile çalışmaktadır. Kullanılan senkron generatör B1: 93 kW ve L3 yükü 0-90kW arasında değişmektedir.

Tablo 1 Modifiye edilen AEP/CERTS modelinin sistem parametreleri

Sistem Parametreleri	
Şebeke	13.2 kV, 1500 kVA
İnverter Kaynak	480 V, 100kW
Yükler	0-90 kW,
Trafo1	250 kVA, 13.2 kV/480 V
Trafo 2(senkron)	100 kVA, 480 V/480 V
İletim Hattı	Z1 : R=0.0225 Ω, X=0.0055 Ω
	Z4: R=0.0259 Ω, X=0.00345 Ω
	Z3=Z6 : R=0.0194 Ω, X=0.0026 Ω

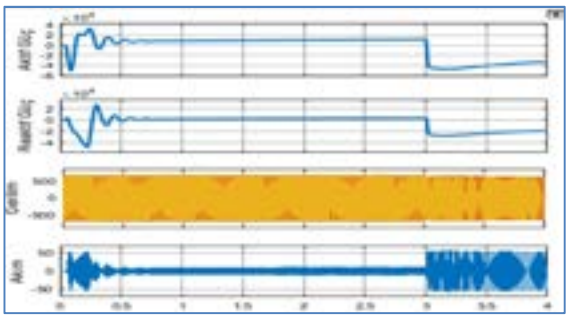


Şekil 3 Modifiye edilen AEP/CERTS mikroşebeke laboratuvar test sistemi

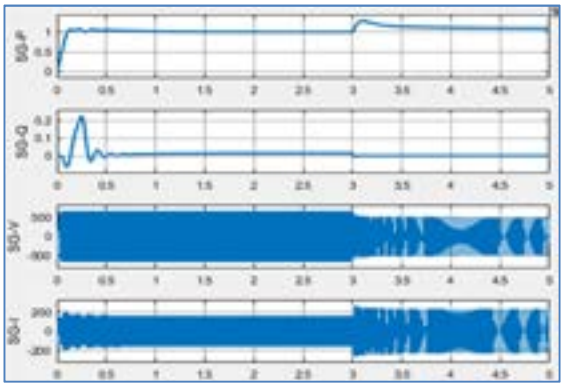


Şekil 4 Modifiye Edilmiş AEP/CERTS Sisteminin Matlab Simülasyonu

Burada amaç statik anahtarın çalışma şekline uygun olarak şebeke ile dağıtık üretimin gerilimleri arasındaki açısal farkı sıfıra indirerek, şebeke ile senkron generatör arasında senkronizasyon sağlamaktır. Senkronizasyondan sonra ada çalışmanın simülasyon ortamında gerçekleşmesi için Switch 1 anahtarı kullanılmaktadır. Statik anahtar belirlenen ada tespit metoduna göre herhangi bir ada durumunda mikroşebeke ile ana şebeke arasındaki bağlantıyı kesmektedir. Şebeke ile senkronizasyon sağlandıktan sonra sistem kararlı hale belirli bir sürede gelmekte ve 3. saniyede Switch1'in kontakları açılarak ada çalışma durumu simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Nominal çalışma şartlarında gerçekleştirilen simülasyonda ada çalışma öncesi ve sonrası durumlar için senkron generatör ve mikroşebekeden elde edilen elektriksel değerler Şekil 5 ve 6 'de grafiksel olarak gösterilmiştir. Nominal çalışma şartlarında B1 yükü 93 kW, L3 yükü 90 kW ve L5 yükü 30 kW alınmıştır.

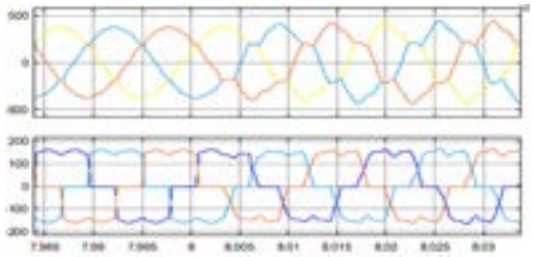


Şekil 5 Statik anahtarın şebeke tarafında ölçülen aktif güç, reaktif güç, gerilim ve akım grafikleri



Şekil 6 Senkron generatörün aktif güç, reaktif güç, gerilim ve akım grafikleri

Bu çalışmanın asıl konusu olan ve ada çalışma tespit yönteminde kullanılması planlanan harmonik değerleri ada çalışma öncesi durum için anahtar açılmadan 0.5 saniye önce ve 0.25 saniye öncesindeki bütün değerlerin ortalamaları alınarak hesaplanmıştır. Aynı şekilde ada çalışmaya geçtikten sonra 0.5 saniye sonraki değerden 0.25 saniye sonraki değere kadar hesaplanan THD'lerin ortalaması alınmıştır. Burada amaç sistemin ada çalışmaya geçerken ani değişimleri dikkate almadan kararlı haldeki harmonik değerin dikkate alınmasıdır. Bu çalışmada harmonik değerleri farklı çalışma koşullarına göre üç farklı durum için hesaplanmıştır. Birinci çalışmada mikroşebeke tarafındaki yükün %100, %50 ve %25 yüklenme durumları dikkate alınmıştır. İkinci çalışmada ise aynı yükün farklı güç faktörleri (0.9, 0.8 ve 0.7) hesaba katılarak harmonik değerleri hesaplanmıştır. Son durumda ise lineer olmayan bir yük 90kW, 70kW ve 50 kW değerleri için tasarlanmıştır. Bu yük modeli 3 kollu köprü diyot olarak seçilmiştir. Seçilen modelin akım ve gerilim karakteristiği Şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 5 Lineer olmayan yükün gerilim ve akım dalga şekilleri

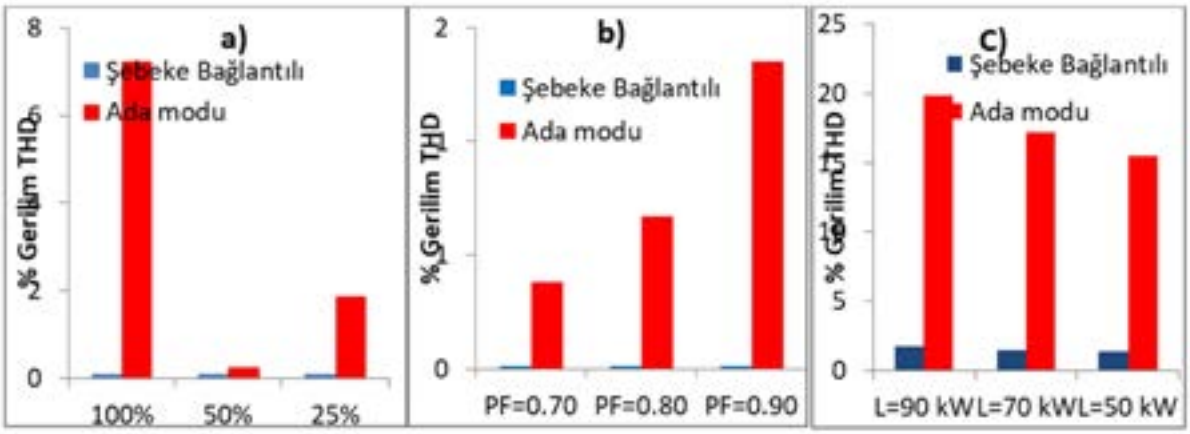
Bu model için ada çalışmaya geçildiği an şekilde de görüldüğü gibi 8. Saniyedir. Harmonik değerleri için hesaplar Şekil 1'de belirtilen ortak bağlantı noktasındaki akım ve gerilim değerleri üzerinden yapılmıştır.

Tablo 2' de bu iki durum için hesaplanan toplam gerilim ve akım harmonik distorsiyonları (THD_v ve THD_I) ile tekil harmonik değerleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ayrıca Şekil 7'de ise bu değerler grafik halinde gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere ada çalışma öncesi ve ada çalışma sonrası durumlarda harmonik değerleri gözlemlenebilir ölçüde değişiklik göstermiştir. Senkron kaynaklı dağıtık üretim olmasından dolayı inverter kaynaklı modellerin aksine akım ve gerilim harmonik değerleri lineer yük durumları için birbirine eşittir. Bu nedenle gerilim toplam harmonik distorsiyonları daha anlaşılabilir olması açısından grafik olarak karşılaştırılmıştır.

Tablo 2 Farklı çalışma koşullarına bağlı gerilim ve akım harmoniklerinin ada çalışma öncesi ve sonrası durumlarındaki değerleri

Yük Tipi	Yük Değeri	Çalışma modu	Gerilim Harmoniği(%)				Akım Harmoniği(%)			
			3. Harm.	5.Harm.	7.Harm.	THDv	3. Harm.	5.Harm.	7.Harm.	THDı
Kısmi Yüklenme	100 % load	GC	0,00	0,00	0,00	0,00	0,02	0,01	0,01	0,06
		IM	2,54	1,35	0,93	**7,23**	2,55	1,35	0,93	**6,92**
	50 % load	GC	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01
		IM	0,09	0,05	0,03	**0,23**	0,09	0,05	0,03	**0,23**
	25 % load	GC	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01
		IM	0,74	0,39	0,27	1,87	0,75	0,39	0,27	**1,85**
Farklı Güç Faktörü	PF=0.9	GC	0,00	0,00	0,00	**0,00**	0,01	0,00	0,00	0,02
		IM	0,13	0,07	0,05	**0,38**	0,14	0,07	0,05	**0,39**
	PF=0.8	GC	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
		IM	0,27	0,14	0,10	**0,67**	0,27	0,14	0,10	**0,67**
	PF=0.7	GC	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
		IM	0,55	0,29	0,20	**1,35**	0,55	0,29	0,20	**1,35**
Liner olmayan yük	L=90 kW	GC	0,00	0,57	0,40	1,73	0,00	41,57	20,61	53,68
		IM	2,37	11,83	11,12	**19,84**	2,37	11,83	11,12	**19,84**
	L=70 kW	GC	0,00	0,43	0,30	1,51	0,00	26,12	13,03	34,31
		IM	0,39	11,15	11,90	**17,20**	0,40	11,21	11,97	**17,30**
	L=50 kW	GC	0,00	0,33	0,23	1,31	0,00	16,51	8,28	22,09
		IM	0,56	9,77	10,78	**15,45**	0,56	9,82	10,83	**15,53**

(GC:Şebeke bağlantılı durum, IM: Ada modu)



Şekil 6 Üç farklı çalışma koşuluna göre ada çalışma ve şebeke bağlantılı durumlarda gerilim THD'sinin karşılaştırılması

Tablo 5' de simülasyonu gerçekleştirilen dokuz farklı durum için elde edilen sonuçlar gerilim ve akımın tekil harmonikleri ile toplam harmonik distorsiyonları (THD) olarak verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde senkron generatörlü durum için gerilim ve akım harmonik değerleri şebeke bağlantılı durumdan ada çalışmaya geçtiğinde artmıştır. Daha iyi anlaşılması açısından gerilim harmonikleri için şebeke bağlantılı ve ada durumu grafiksel olarak Şekil 6 da kıyaslanmıştır. Farklı yük durumlarında ise bu değerin değiştiği gözlemlenmiştir. Nominal yük durumunda şebeke bağlantılı konumda senkron generatör tarafından statik anahtar tarafına yük geçişi neredese sıfır olup, ada çalışma durumunda L5 yükünü beslemek üzere statik anahtar üzerinden yük geçişi olduğu Şekil 5 te görülmektedir. Bu sonuçlara göre harmonik değeri ada çalışmaya bağlı bir tespit metodu geliştirmek için önemli ve efektif bir parametre olabilir.

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada senkron kaynaklı dağıtık üretimin olduğu mikroşebeke modeli Matlab/Simulink aracılığı ile modellenerek, ada çalışma şartları altında sistemin farklı çalışma koşullarının harmonik değerlere etkisi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre ada çalışma öncesi ve ada çalışma sonrası durumlar için gerilim ve akımın toplam harmonik distorsiyonları ile tekil harmonik değerlerinin önemli derecede değiştiği gözlemlenmiştir. Klasik ada çalışma yöntemlerinde akım, gerilim ve frekans değişimi parametre olarak kullanırken, elde edilen sonuçlara göre harmonik bozunumun alternatif bir parametre olarak kullanılabileceği doğrulanmıştır. Bu analizlerden yola çıkılarak gelecek dönemki çalışmalarda harmonik değerlerini giriş parametresi olarak alan derin öğrenme tabanlı bir ada çalışma tespit yönteminin ortaya konulması planlanmaktadır.

REFERANSLAR

[1] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, "Microgrids," *IEEE power energy Mag.*, no. august, 2007.

[2] A. Llaria, O. Curea, J. Jiménez, and H. Camblong, "Survey on microgrids: Unplanned islanding and related inverter control techniques," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 8, pp. 2052–2061, 2011.

[3] A. G. Abd-Elkader, S. M. Saleh, and M. B. Magdi Eiteba, "A passive islanding detection strategy for multi-distributed generations," *Electr. Power Energy Syst.*, vol. 99, no. February, pp. 146–155, 2018.

[4] R. Bekhradian, M. Davarpanah, and M. Sanaye-Pasand, "Novel Approach for Secure Islanding Detection in Synchronous Generator Based Microgrids," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8977, no. c, pp. 1–1, 2018.

[5] J. Merino, P. Mendoza-Araya, G. Venkataramanan, and M. Baysal, "Islanding Detection in Microgrids Using Harmonic Signatures," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 5, pp. 2102–2109, 2015.

[6] R. Somalwar, S. G. Kadwane, and D. K. Mohanta, "Harmonics-Based Enhanced Passive Islanding Method for Grid-Connected System," *Electr. Power Components Syst.*, vol. 45, no. 14, pp. 1554–1563, 2017.

[7] K. El-Arroudi, G. Joos, I. Kamwa, and D. T. McGillis, "Intelligent-based approach to islanding detection in distributed generation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 2, pp. 828–835, 2007.

[8] D. Mlakic, H. R. Baghaee, and S. Nikolovski, "A Novel ANFIS-based Islanding Detection for Inverter–Interfaced Microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. PP, no. c, p. 1, 2018.

[9] R. K. Patnaik and P. K. Dash, "Impact of wind farms on disturbance detection and classification in distributed generation using modified Adaline network and an adaptive neuro-fuzzy information system," *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 30, pp. 549–566, 2015.

[10] M. Barnes, T. Green, R. Lasseter, and N. Hatziargyriou, "Real-World MicroGrids- An Overview," in *IEEE International Conference on System of Systems Engineering*, 2007.

[11] S. Krishnamurthy and R. Lasseter, "Control of Wound Field Synchronous Machine Gensets for Operation in a CERTS Microgrid Final Report Task 5 . Value and Technology Assessment to Enhance the Business Case for the CERTS Microgrid," 2009.

[12] J. Stevens and S. N. Laboratories, "CERTS Microgrid System Tests," pp. 1–4, 2007.

[13] "Overview of the CERTS Microgrid Laboratory Test Bed," 2009.

[14] "InVerde." [Online]. Available: https://www.tecogen.com/chp-cogeneration/inverde.

N

Rüzgar enerjisi teknolojileri üzerine bir veri madenciliği uygulaması

Fatma Altuntaş[1]*, Mehmet Şahin Gök[2]
[1]*Gebze Teknik Üniversitesi, Gebze, Kocaeli, TURKİYE, fatmaaltuntas@gtu.edu.tr*
[2]*Gebze Teknik Üniversitesi, Gebze, Kocaeli, TURKİYE, sahingok@gtu.edu.tr*

ÖZET

Sürdürülebilir çevre yönetimini için yenilenebilir enerji kaynaklarının payı büyüktür. Rüzgar enerjisi en önemli yenilenebilir enerji kaynağı olarak görülmektedir. Türkiye'de de oldukça önemli bir çalışma alanı olarak görülmektedir. Rüzgar enerjisi üretme/geliştirme çalışmalarının yanı sıra rüzgar enerjisi politikalarının da araştırılması, geliştirilmesi ve değerlendirilmesi ülkeler için stratejik çalışmalardandır. Rüzgar enerjisi politikalarına yön veren önemli araçlardan biri de patent araştırmalarıdır. Bu çalışmada, rüzgar enerjisi teknolojisi ve alt teknolojilerinin gelişiminin patent analizi ile değerlendirilmesi amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda, veri madenciliğindeki ilişkilendirme kuralları algoritmalarından olan FP-Growth algoritması ile rüzgar enerjisine ait teknolojiler arasındaki ilişkiler değerlendirilmiştir. Yapılan çalışma ile rüzgar enerjisi alt teknolojileri arasındaki ilişkiler ve bu ilişkilerin gücü belirlenmiştir.

Anahtar kelimeler: İlişkilendirme kuralları, Patent Analizi, Veri Madenciliği, Rüzgar Enerjisi, FP-Growth algoritması

ABSTRACT

In order to achieve sustainable environmental management, renewable energy resources have a large share. The most studied energy source of the renewable energy sector in the literature is the studies on wind energy resources. Turkey also seen as quite an important study area, and is supported significantly. The research, development and evaluation of wind energy policies as well as the production and development of wind energy are at the level of strategic studies for countries. Patent research is one of the important tools that drive wind energy policies. In this study, it is aimed to evaluate the development of wind energy sub-technologies by patent analysis. For this purpose, the relationship between the wind energy technologies are evaluated based on patent data by using the FP-Growth algorithm, which is one of the association rules algorithms in data mining. The relationships among the wind energy technologies and the power of these relationships were determined in this study.

Key words: Association rules, Patent Analysis, Data Mining, Wind Energy, FP-Growth algorithm

GİRİŞ

Sürdürülebilir enerji yönetimi için için son derece kritik önlemler, dikkatli adımlar ve yoğun araştırma geliştirme çalışmaların yapılması gerektirmektedir. Ülkelerin sahip oldukları enerji kaynaklarını korumalarının yanı sıra sürdürülebilirliğini sağlamak stratejik bir hamledir. Dünyamız hem fosil yakıt kaynaklı yenilenemeyen enerjiler hem de yenilenebilir kaynaklı enerjilerin varlığı ile zengin bir çeşitliliğe sahiptir. Fakat son zamanlarda yenilenemeyen enerjilerin tükenme tehlikesi karşısında yenilenebilir enerji kaynakları hızla geliştirilmeye çalışılmaktadır. Dünya çapında yenilenebilir enerjiler yaygınlaştırılmalıdır. Çünkü yenilenebilir enerji kaynaklarının yaygınlaştırılması, iklim değişikliği ile mücadelede, var olan kaynakların korunmasında ve enerji arzının güvence altına alınmasında kilit bir strateji olarak görülmektedir (Schleich *vd.,* 2017). Bu nedenle enerji politikalarının ve ülkenin enerji kaynakları potansiyelinin, sağlıklı ve bilimsel olarak belirlenmesi gerekmektedir (Pamir[3]). Enerji sektöründe yatırım yapmak isteyen bir yatırımcı açısından bu bilgilerin değeri oldukça büyüktür. Çünkü gelişen teknolojilere ya da gelişmekte olacağı öngörülen teknolojilere odaklanarak yatırımcı işletme mavi okyanus stratejisi uygulamasıyla rakiplerinden ayrı bir konumda olacaktır.

Teknolojik gelişimler oldukça hızlı gerçekleşmektedir ve buna bağlı olarak teknolojilerin ürün yaşam döngüsü kısalmaktadır (Altuntas ve Karaman Akgül, 2019). Teknolojik gelişimleri ya da gerilemeleri değerlendirmek için önemli araçlardan biri de patentlerdir. Literatürde, stratejik teknoloji yönetimi için teknolojiler arasındaki ilişkileri değerlendirme de patentler sıklıkla kullanılmaktadır (bknz: Kim ve Lee, 2013; Ernst, 2003).

[3] http://www.emo.org.tr/ekler/c6744c9d42ec2cb_ek.pdf

*Bu çalışmanın birinci yazarı Yükseköğretim Kurulu (YÖK)' ün "100/2000 YÖK Doktora Bursu" kapsamında sağladığı destekten dolayı teşekkürü bir borç bilir.

Yenilenebilir enerji kaynakları ile ilgili çalışmalar arasında ilk sıralarda genel olarak güneş enerjisi ve rüzgar enerjisi yer almaktadır. Rüzgar enerjisi, Avrupa Komisyonu tarafından stratejik öneme sahip bir teknoloji alanı olarak kabul edilmiştir (Dubarić *vd.,* 2011). Şekil 1'de görüldüğü gibi Türkiye'de de 2023 vizyonu belirlenirken, sürdürülebilir kalkınma hedefleri doğrultusunda enerji teknolojilerine odaklanarak teknoloji yeniliği sağlanmaya çalışmak hedeflenmiştir.

Şekil 1: Vizyon 2023 içerisinde enerji alanını ilgilendiren öncelikli teknolojik faaliyet konuları
Kaynak: TUBİTAK Bilgi Notu, 2010

Rüzgar enerjisi yenilenebilir enerji kaynakları arasındaki payının artması ile son yıllarda çok tartışılan bir konu olmuştur (Xydis, 2013). Ekonomik ve çevre dostu olan rüzgar enerjisi, rüzgar türbinlerini kullanarak elektrik enerjisi üreten en hızlı büyüyen kaynaktır (Shoaib *vd.,* 2019). Dünya Fikri Mülkiyet Örgütünün hazırladığı patent tabanlı teknoloji analiz raporuna göre rüzgar enerjisi düşük bakım maliyeti, insansız uzaktan kumanda edilebilirliği, kısa süreli inşaat ve montaj edilebilirliği, tesisat yapısı özelliği sebebiyle tarım arazilerine de kurulabilirliği gibi avantajlara sahiptir. Küresel rüzgar enerjisi 2018 raporuna göre ise 2019'dan 2023 yılına kadar küresel rüzgar enerjisi pazarı her yıl ortalama yüzde 2,7 oranında büyüyeceği öngörülmektedir. Rüzgar enerjisinin veri madenciliği yöntemleri ile araştırıldığı çalışmalar mevcuttur (bakınız: Asian *vd.,* 2018; Zheng *vd.,* 2015; Guo *vd.,* 2014). Bu çalışmada ise, rüzgar enerjisi teknolojilerine ait patent verileri ile ilişkilendirme kuralları uygulanmıştır. Çalışmada, FP-Growth algoritması kullanılarak rüzgar enerjisi ile ilgili teknolojilerin arasındaki ilişkiler ve bu ilişkilerin gücü belirlenmiştir.

İlişkilendirme kuralları (association rule) literatürde *pazar-sepet* analizi olarak da bilinmektedir. İlk olarak Agrawal, Imielinski, and Swami tarafından 1993 yılında ele alınan yöntem ile ürünler arasındaki ilişkilerin matematiksel göstergeleri ortaya konulmuştur (Döşlü, 2008; Ahirwal, 2011). Apriori, Charm, FP-growth (Frequent Pattern Growth), Closet and MagnumOpus ilişkilendirme kurallarında kullanılan bazı algoritmalardır (Zheng *vd.,* 2001). İlişkilendirme kuralları, destek (support) ve güven (confidence) değerlerine dayanarak hesaplanmaktadır. Burada karar verici tarafından belirlenen bir eşik değeri (threshold value) ile belirli anlamlı kurallar çıkarılmaktadır. FP-growth algoritmasında da destek (support) değeri ile öğesetinin veri kümesinde görülme sıklığının belirlenmesi ile kurallar (rules) oluşturulmaktadır. Literatür taramasında karşılaşılan ilişkilendirme kurallarını patent verilerine uygulayan çalışmalar kısıtlıdır (Jun (2011a), Jun (2011b), Ju ve Sohn (2015), Zhong *vd.,* (2016), Seo *vd..* (2016), Han ve Sohn (2016), Lee (2017), Choi *vd.,* (2018), Janlu *vd.,* (2018), Kim ve Lee (2019) çalışmalarında, patentler ilişkilendirme kurallarına uygulanmıştır.

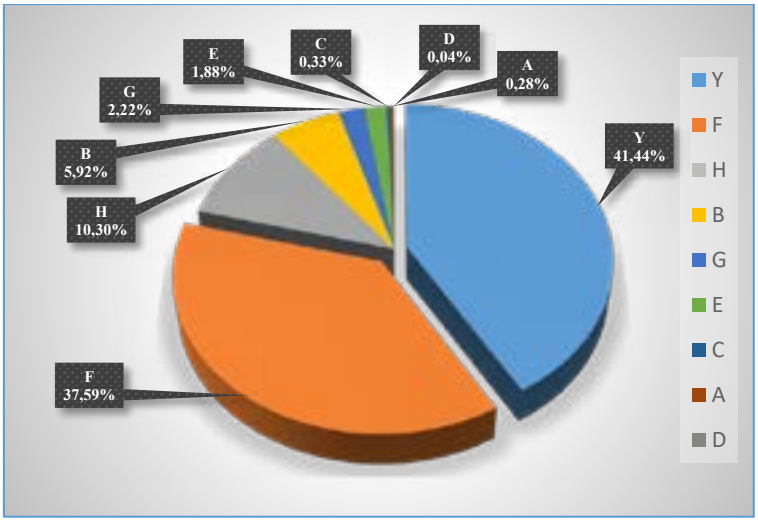
UYGULAMA

Rüzgar enerjisi teknolojileri en hızlı büyüyen yenilenebilir enerji teknolojilerinden biridir (Dubarić vd., 2011). Hızlı büyümeyi takip edebilmek sürekli araştırma geliştirme çalışmaları ile mümkün olabilmektedir. Bu çalışmada, bir veri madenciliği uygulaması yapılmıştır. Çalışmada yürütülen adımlar Şekil 2'de verilmiştir. Öncelikle rüzgar enerjisi teknolojilerine ait patent verilerinin yer aldığı akademik çalışmaların taraması yapılarak anahtar kelimeler belirlenmiştir. Belirlenen anahtar kelimeler ile AcclaimIP yazılımı kullanılarak USPTO veri tabanından patent dokümanları elde edilmiştir. Burada yazılımda kullanılan anahtar kelime olarak en az bir atıf alabilen patentlere erişim sağlayabilmek için *"CPC: (Y02E10/70+) AND ANA_INREF_CT : [1 to *]"* sorgu (query) ifadesi kullanılmıştır.

Elde edilen patent dokümanları, veri ön işleme aşamalarından geçirilmiştir ve ardından RapidMiner yazılımı ile ilişkilendirme kuralları ortaya çıkarılmıştır. Yazılım ile ilişkilendirme kuralları algoritmalarından FP-Growth algoritması ile hesaplama işlemi yapılmıştır.

Şekil 2: Çalışmada yürütülen adımlar

Rüzgar enerjisi teknolojileri ile ilgili patentlerin CPC (Cooperative Patent Classification) bölüm oranları Şekil 3'te verilmiştir. Bu çalışma kapsamında 7494 patent ile hesaplamalar yapılmıştır. Patent analizi yapılırken CPC kodlarının ilk dört hanesi ile çalışılmıştır. Literatürde patent analizi kullanılarak yapılan çalışmalar genel olarak patentlerin ait olduğu CPC kodlarının ilk dört hane kullanmaktadır (Örneğin, Altuntas ve Karaman Akgül, 2019; Kang vd. 2015). Patentler en fazla oranda Y bölümü temsil eden CPC kodu ile ilgilidir. Şekil 3'ten görüleceği gibi patentlerin % 41,44'ü *Y* kodunu içermektedir. En az oranda bulunan CPC kodu ise % 0,04 ile *D* bölümüdür.



Şekil 3: Rüzgar enerjisi teknolojileri ile ilgili CPC kodlarının dağılımı

Çalışmamızın sonuçlarına göre en fazla 18'li öğesetleri oluşturulmuştur. Bu öğesetlerinin destek değerleri Çizelge [1-4] ve Ek 1'de verilen Çizelge [5-9] de sunulmuştur. Burada, çalışmanın sayfa kısıntından dolayı elde edilen öğesetlerine ait en yüksek destek değerine sahip ilk 5 ilişki verilmiştir. Çizelge 1'de 2-3 ve 4'lü öğesetlerinin birliktelik sonuçları gösterilmiştir. 2'li öğeseti için bakıldığında Y02E rüzgar enerjisi alt teknolojisi ile birlikte F03D alt teknolojisi 0.877 destek oranı ile yani % 87,7 oranında birlikte gelişeceği öngörülmektedir. Y02E ile ilgili teknolojiler ile F03D ile ilgili teknolojiler arasında yüksek oranda birliktelik ilişkisi bulunmaktadır. Bunun anlamı, Y02E ile ilgili teknolojilerde gelecekte meydana gelebilecek ilerlemeler/gelişmeler veya gerilemeler, F03D ile ilgili teknolojiler etkileyerek F03D ile ilgili teknolojilerin ilerlemesine/gelişmesine veya gerilemesine neden olabilecektir. 3'lü öğesetlerine bakıldığında ise Y02E, F03D, F05B rüzgar enerjisi alt teknolojileri arasında 0.63290 destek oranı belirlenmiştir ve bu teknolojiler arasındaki ilişkinin gücü yaklaşık olarak % 63,29 oranında olduğu görülmektedir. CPC kod sınıflarının anlamları için https://worldwide.espacenet.com adresi ziyaret edilebilir.

Çizelge 1: 2'li öğeseti, 3'li öğeseti ve 4'lü öğesetlerinin destek (support) değerleri

2'li öğeseti	Destek	3'lü öğeseti	Destek	4'lü öğeseti	Destek
Y02E, F03D	0.877	Y02E, F03D, F05B	0.63290	Y02E, F03D, F05B, Y02P	0.092207
Y02E, F05B	0.649	Y02E, F03D, Y02P	0.11355	Y02E, F03D, F05B, Y10T	0.067787
F03D, F05B	0.632	Y02E, F03D, Y10T	0.10274	Y02E, F03D, F05B, Y10S	0.060181
Y02E, Y10T	0.140	Y02E, F05B, Y02P	0.09327	Y02E, F03D, F05B, Y02B	0.053509
Y02E, Y02P	0.120	F03D, F05B, Y02P	0.09220	Y02E, F03D, F05B, H02K	0.037363

Çizelge 2: 5'li öğeseti ve 6'lı öğesetlerinin destek (support) değerleri

5'li öğeseti	Destek	6'lı öğeseti	Destek
Y02E, F03D, F05B, Y10T, Y02P	0.028155	Y02E, F03D, F05B, Y02T, B60K, B60L	0.012676
Y02E, F03D, F05B, Y02T, B60K	0.016946	Y02E, F03D, F05B, Y02P, B29C, B29L	0.007872
Y02E, F03D, F05B, Y02T, B60L	0.014011	Y02E, F03D, F05B, Y10T, Y02P, B29L	0.006004
Y02E, F03D, Y02T, B60K, B60L	0.013610	Y02E, F03D, Y10T, Y02P, B29C, B29L	0.005871
Y02E, F05B, Y02T, B60K, B60L	0.012810	Y02E, F03D, F05B, Y10T, Y02P, B29C	0.005204

Çizelge 3:7'li öğeseti ve 8'li öğesetlerinin destek (support) değerleri

7'li öğeseti	Destek	8'lı öğeseti	Destek
Y02E, F03D, F05B, Y10T, Y02P, B29C, B29L	0.004403	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B	0.002535
Y02E, F03D, F05B, Y02P, F05C, B29C, B29L	0.002802	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F01B	0.002535
Y02E, F03D, F05B, Y10T, Y02P, B29L, B29D	0.002668	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F01K	0.002535
Y02E, F03D, F05B, Y02P, B29C, B29L, B29D	0.002535	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F15B	0.002535
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H	0.002535	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F02G	0.002535

Çizelge 4: 9'lu öğeseti ve 10'lu öğesetlerinin destek (support) değerleri

9'lu öğeseti	Destek	10'lu öğeseti	Destek
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B	0.0025353	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K	0.00253536
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01K	0.0025353	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F15B	0.00253536
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F15B	0.0025353	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F02G	0.00253536
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F02G	0.0025353	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01C	0.00253536
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01C	0.0025353	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01K, F15B	0.00253536

Rüzgar enerjisi teknolojileri arasındaki tüm ilişkileri ortaya çıkarmak için eşik değer olarak sıfır kabul edilmiştir. Rüzgar enerjisi teknoloji alt sınıflarının birliktelik kurallarına bakıldığında Çizelge 1, Çizelge 2 ve Çizelge 3'te destek değerlerinde faklılıklar olduğu görülmektedir. Burada farklı destek oranlarında teknolojiler arasında değerlendirme yapılabilmektedir. Ancak Ek 1'de verilen Çizelge [5-9] için destek değerlerinde benzerlikler ortaya çıkmıştır. Ayrıca, öğestlerinde bulunan CPC kodu sayısı arttıkça destek değerlerinin düştüğü de görülmektedir.

SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu çalışmada yenilenebilir enerji alanında önemli bir sektör olan rüzgar enerjisi teknolojileri üzerine bir veri madenciliği uygulaması yapılmıştır. Sürdürülebilir bir çevre yönetimi sağlamak, hükümetlerin enerji geliştirme süreçlerine katkı yapabilmek amacıyla rüzgar enerjisi teknolojileri arasındaki ilişkiler incelenmiştir. Patent verileri teknoloji sınıflarını içeren özellikte bir veri olmasından dolayı kullanılmıştır. Rüzgar enerjisi teknoloji sınıfları analizi ile birlikte gelişen teknoloji alanları ya da birlikte gerileme gösteren bir teknoloji alanları hakkında değerlendirmelerde bulunulmuştur. Sonuçlardan görüldüğü üzere patentler içerisinde en sık geçen ilk iki CPC kodu sırasıyla Y02E, F03D kodlarıdır. İlk 7'li öğesetlerinin oluşturulmasında destek oranları arasında anlamlı farklılıklar görülmüştür. Burada birlikte öğeseti oluşturan CPC kodları arasında anlamlı ilişkiler olmasından dolayı rüzgar enerjisi teknolojilerine yatırım yapmak isteyen bir yatırımcı açısından öngörü niteliğindendir.

Çalışmamızda CPC kodlarının ilk 4 hanesi ile işlem yapılmıştır. Gelecek çalışmalarda CPC kodlarının tamamı dikkate alınarak farklı algoritmalar ile hesaplamalar yapılabilir. Bununla birlikte, Dünya Fikri Mülkiyet Örgütü (World Intellectual Property Organization-WIPO) İklim değişikliğine yönelik çalışmaların desteklendiği ve online teknoloji alışverişinin sağlanabildiği "WIPO GREEN" isimli bir platform kurulmuştur (https://www3.wipo.int/wipogreen/en/). Özellikle yenilenebilir enerji tabanlı online platformların araştırmacılar tarafından kurulması ile bu alandaki açık inovasyonların geliştilmesine katkı sağlanabileceği düşünülmektedir. Son olarak, güneş enerjisi ve biomass enerjisi gibi diğer yenilenebilir enerji ile ilgili teknolojilerin arasındaki ilişkiler, veri madenciliğinin diğer algoritmaları ile incelenebileceği değerlendirilmektedir.

EK 1

Çizelge 5: 11'lu öğeseti ve 12'lu öğesetlerinin destek (support) değerleri

11'lu öğeseti	Destek	12'lu öğeseti	Destek
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F15B	0.002535361	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F15B, F02G	0.0025353616
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F02G	0.002535361	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F15B, F01C	0.0025353616
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F01C	0.002535361	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F02G, F01C	0.0025353616
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F15B, F02G	0.002535361	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F15B, F02G, F01C	0.0025353616
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F15B, F01C	0.002535361	Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01K, F15B, F02G, F01C	0.0025353616

Çizelge 6: 13'lu öğeseti ve 14'lu öğesetlerinin destek(support) değerleri

13'lu öğeseti	Destek	14'lu öğeseti	Destek
Y02E, F03D, Y10T, H02J, Y02B, Y02T, F16H, F04B, F01B, F01K, F15B, F02G, F01C	0.00253536162	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J	0.0001334400
Y02E, F03D, F05B, Y10T, Y10S, Y02T, F03B, B64C, F01D, B60K, B64D, F02C, F02D	0.00253536162	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B01D	0.0001334400
Y02E, F03D, F05B, Y02P, H02P, Y02T, B60K, B60L, B60W, B60Y, B60T, C01B, B01J	0.00253536162	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, C02F	0.0001334400
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F	0.00253536162	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, Y02W	0.0001334400
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, B63J	0.00253536162	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63G	0.0001334400

Çizelge 7: 15'lu öğeseti ve 16'lu öğesetlerinin destek (support) değerleri

15'lu öğeseti	Destek	16'lu öğeseti	Destek
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D	0.0001334400854	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, C02F	0.000133440085
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, C02F	0.0001334400854	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, Y02W	0.000133440085
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, Y02W	0.0001334400854	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, B63G	0.000133440085
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B63G	0.0001334400854	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, C02F, Y02W	0.000133440085
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B01D, C02F	0.0001334400854	Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, C02F, B63G	0.000133440085

Çizelge 8: 17'lu öğeseti destek (support) değerleri

17'lu öğeseti	Destek
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, C02F, Y02W	0.0001334400854
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, Y02W, B63G	0.0001334400854
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, C02F, B63G	0.0001334400854
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, C02F, Y02W, B63G	0.0001334400854
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, B63J, B01D, C02F, Y02W, B63G	0.0001334400854

Çizelge 9: 18'li öğeseti destek (support) değerleri

18'li öğeseti	Destek
Y02E, F03D, F05B, Y02B, Y02T, F03B, B64C, B60K, B63B, B63H, E02B, Y02A, F24F, B63J, B01D, C02F, Y02W, B63G	0.000133440085401654

KAYNAKÇA

Ahirwal, D. (2011). Efficient Data Mining Technique Using Associate Rule. International Journal of Advanced Research in Computer Science, 2 (1), 545-551.

Altuntas, F., Karaman Akgül, A., 2019. Veri madenciliği ile teknolojilerin değerlendirilmesi: radyo frekansı ile tanımlama (RFID) teknolojileri üzerine bir uygulama. Verimlilik Dergisi, 4, 65-86.

Asian, S., Ertek, G., Pakter, S., & Ulun, S., 2018. Wind Turbine Accidents: A Data Mining Study. SSRN Electronic Journal

Choi, S., Noh, M.S., Yoon, J., Park, H., Seo, W. 2018. Analyzing technological spillover effects between technology classes: the case of korea technology finance corporation. in IEEE Access, 6, 3573-3584.

Dubarić, E., Giannoccaro, D., Bengtsson, R., & Ackermann, T. 2011. Patent data as indicators of wind power technology development. World Patent Information, 33(2), 144–149.

Döşlü, A. 2008. Veri Madenciliğinde Market Sepet Analizi Ve Birliktelik Kurallarının Belirlenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Bilgisayar Mühendisliği, FBE Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı.

Ernst, H. 2003. Patent information for strategic technology management. World Patent Information, 25(3), 233–242.

Guo, Z., Chi, D., Wu, J., & Zhang, W., 2014. A new wind speed forecasting strategy based on the chaotic time series modelling technique and the Apriori algorithm. Energy Conversion and Management, 84, 140–151.

Han, E. J., Sohn, S. Y., 2016. Technological convergence in standards for ınformation and communication technologies. Technological Forecasting & Social Change. 106, 1–10.

Jun, S., 2011a. IPC code anlysis of patent documents using association rules and maps-patent analysis of database technology. Database Theory and Application Bio-Science and Bio-Technology, 258, 21-30.

Ju, Y., Sohn, S. Y., 2015. Identifying patterns in rare earth element patents based on text and data mining. Scientometrics. 102(1), 389–410. https://doi.org/10.1007/s11192-014-1382-8

Janlu, L.M., Shirazi, B., Mahdavi, I., Soltanzadeh, J., 2018, Patent analysis by data mining for identifying and determining relationships among technologies. Iranian Journal of Information Processing Management. (33), 1595- 1632.

Kim, J., & Lee, S. 2013. A Methodology to Evaluate Industry Convergence Using the Patent Information : Technology Relationship analysis. Journal of Korean Institute of Industrial Engineers, 39(3), 212–221.

Kim, J-H., Lee, Y-G., 2019. Change of data-driven drug design trends through patent analysis. Processes. 7(8), 492.

Kang, J.H., Kim, J.C., Lee, J.H., Park, S.S., Jang, D.S., 2015. A patent trend analysis for technological convergence of IoT and wearables. Journal of Korean Institute of Intelligent Systems. 25(3), 306–311.

Lee, Y., 2017. Convergence pattern analysis between ıcts and solid waste management technology using association rule mining with patents, APEC Youth Scientist Journal. 9(1), 35-44.

Pamir, http://www.emo.org.tr/ekler/c6744c9d42ec2cb_ek.pdf , Erişim tarihi: 06.10.2019

Seo, W., Yoon, J., Park, H., Coh, B., Lee, J., Kwon, O., 2016. Product opportunity identification based on ınternal capabilities using text mining and association rule mining. Technological Forecasting & Social Change. 105, 94–104.

Shoaib, M., Siddiqui, I., Rehman, S., Khan, S., Alhems, L. M., 2019. Assessment of wind energy potential using wind energy conversion system, Journal of Cleaner Production. 216, 346-360.

TUBİTAK Bilgi Notu. 2010. Enerji Alanı Ulusal Ar-Ge ve Yenilik Stratejisi Hazırlanmasına İlişkin Bilgi Notu, Ek 5. https://www.tubitak.gov.tr/tubitak_content_files/BTYPD/btyk/22/BTYK22_Ek5_Enerji_Bilgi_Notu.pdf , Erişim tarihi : 06.10.2019

Xydis, G. 2015. A wind energy integration analysis using wind resource assessment as a decision tool for promoting sustainable energy utilization in agriculture. Journal of Cleaner Production, 96, 476–485.

Zheng, Z., Kohavi, R., & Mason, L. 2001. Real world performance of association rule algorithms. Proceedings of the Seventh ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining - KDD ’01.

Zhong, X., He, Q., Liao, J., Yin, X., Zhao, G., Li, M., 2016. The compatibility law of Chinese patent medicines for the treatment of coronary heart disease angina pectoris based on association rules and complex network. International Journal of Clinical and Experimental Medicine, 9(6), 9418-9424.

Zheng, L., Hu, W., & Min, Y. 2015. Raw Wind Data Preprocessing: A Data-Mining Approach. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 6(1), 11–19.

Topraklama Türlerine Göre Radyal Dağıtım Sistemlerinde Tek Faz Toprak Arızası için Yönlü Koruma Gerekliliğinin İncelenmesi

Mert Bekir Atsever ve Mehmet Hakan Hocaoğlu
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gebze Teknik Üniversitesi
Kocaeli, TÜRKİYE
{mbatsever&hocaoglu}@gtu.edu.tr

Özgür Karacasu
Marmara Araştırma Merkezi
TUBITAK
Kocaeli, TÜRKİYE
ozgur.karacasu@tubitak.gov.tr

***Özet*– Dağıtım sistemlerinde meydana gelme olasılığı en yüksek arıza tipi tek faz toprak arızasıdır. Tek faz toprak arızası sonucu topraklama türüne göre bağlı olarak yüksek genlikli akımlar veya yüksek genlikli gerilimler gözlemlenebilmektedir. Her iki durum da dağıtım sistemi için tehlike oluşturmaktadır. Bu nedenle dağıtım sistemleri bu tip arızalara karşı koruma röleleri ile korunmaktadır. Dağıtım sistemlerinde genel olarak yönsüz koruma pratiği yaygındır. Bununla birlikte kullanılan fiderlerin uzunluğunun artması veya kullanılan fiderlerin havai hat yerine kablo olması yönsüz koruma pratiğinin yetersiz kalmasına neden olmaktadır. Bu durum yönlü koruma pratiği yaygınlaşmasını hızlandırmıştır. Bu çalışmada örnek bir radyal dağıtım sistemi modellenmiştir. Tek-faz toprak arızası için yönlü korumaya ihtiyaç duyulan durumlar topraklama türlerine göre analiz edilmiştir.**

Anahtar Kelimeler -yönlü koruma, topraklama, röle

1 GİRİŞ

Güç sistemlerinin etkili bir şekilde işletilmesi için enerjinin üretim aşamasından son kullanıcıya kadar kesintisiz şekilde devam etmesi gerekmektedir. Fakat güç sisteminde meydana gelen arızalar, aşırı gerimler gibi istenmeyen olaylar gerçekleşmektedir. Sistemde gerçekleşen bu olaylar sonucu sistem ekipmanları zarar görmektedir. Bu zararları engellemek veya etkisinin minimuma indirmek için güç sisteminin sürekli izlenmesi ve sistem ekipmanlarının korunması gerekmektedir. Elektrik güç sistemlerinde meydana gelen herhangi bir arızanın algılanmasında, ilgili kesiciye açtırma sinyali gönderilmesinde koruma röleleri kullanılmaktadır.

Sistemde gerçekleşen arıza sırasında sadece arıza ile ilgisi olan koruma rölesinin veya koruma rölelerinin sinyal üretmesi istenmektedir. Bu durum literatürde seçicilik olarak isimlendirilmiştir. Beklenen sayıdan fazla koruma rölesinin açma sinyali üretmesi arızanın olmadığı bölgede dahi müşterilerin enerjisiz kalmasına sebep olabilmektedir. Bu nedenle röleler arasında etkili bir sıra ilişkisi oluşturulmalıdır. Röleler arasında sıra ilişkisini sağlamak için çeşitli röle karakteristikleri ve röle eğrileri geliştirilmiştir. Bu karakteristikler ve eğriler temel olarak akımın genliği ve zaman parametrelerine dayanmaktadır.

Dağıtım sistemlerinde en yaygın gözlemlenen arıza tipi Tek-faz toprak (TFT) arızasıdır [5]-[6]. TFT arızası sırasında toprak ile fiziksel temas bulunduğundan dolayı nötr noktası topraklama bağlantısı röleler tarafından görülen arıza akım genliğini etkilemektedir. Nötr noktasının bağlantısı direk topraklı, nötr noktası izole ve empedans üzerinden topraklı sistem olarak sınıflandırılabilir. Topraklama yönteminin yanı sıra hattın tipi ve hat uzunluğu da röle tarafından görülen arıza akımının genliğine etki etmektedir. Kabloların ve havai hatların faz toprak kapasiteleri etkin topraklanmayan sistemlerde arıza akımına ek yol açmaktadır. Etkin topraklanmış sistemlerde ise faz toprak kapasitelerinin arıza akımı üzerinde herhangi bir etkisi bulunmamaktadır. Faz-toprak kapasitesi hattın uzunluğuna ve hat yapısına bağlıdır. Uzun mesafeli havai hatlar ve kesiti büyük kablolar, TFT arızası sırasında yüksek genlikli şarj akımlarının akmasına neden olmaktadır. Bu durum etkin topraklanmayan sistemlerde rölelerin gördüğü akıma etki etmektedir. Şarj akımları arıza olmayan bölgede görülen arıza akımının artmasına neden olmaktadır. Bu durum koruma rölelerinin hatalı çalışmasına neden olabilir. Böylece seçici koruma sağlanamaz [7]-[9]. Akım genliğine göre korumanın sağlanamadığı durumda yönlü koruma pratiği uygulanabilir. Yönlü koruma için açı bilgisine ihtiyaç vardır. Açı ölçümü için ise gerilim trafolarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum yönlü koruma pratiğinin dağıtım sistemine uygulanmasını maliyetli bir hale getirmektedir [10]-[12]. Bu nedenle öncelikle dağıtım sisteminde yönlü koruma pratiğine ihtiyaç olup olmadığı belirlenmelidir. Ardından ise yönlü korumanın gerekli olduğu sınırlar belirlenmelidir.

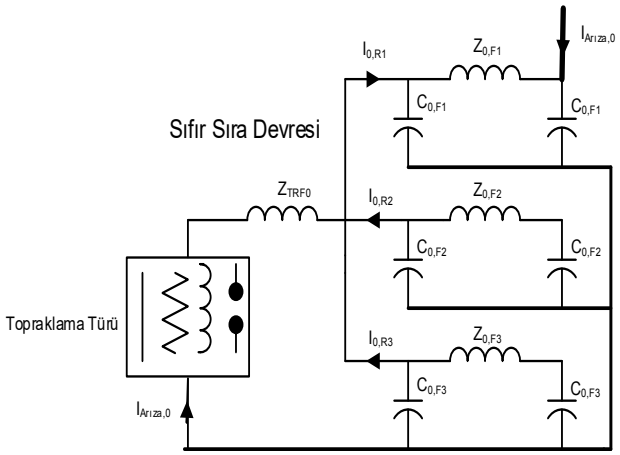
Bu çalışmada yönlü koruma ihtiyacı TFT arızası için radyal dağıtım sistemi için topraklama türlerine göre analiz edilmiştir. Bu amaçla 34.5 kV örnek bir radyal dağıtım sistemi EMTP (Electro Magnetic Transient Program) kullanarak modellenmiştir [13]. Yönlü koruma ihtiyacının belirlenmesinde nötr noktası bağlantısı ve kablo mesafesi farklı nötr empedans değerleri, farklı fider sayıları ve farklı kablo kesitleri kullnılarak parametrik analizler gerçekleştirilmiştir. Her bir analizde seçici korumanın sağlanmadığı değerler belirlenmiştir. Böylece sistem operatörünün hatalı açmaların önüne geçme ve arz güvenliği arttırma, sistem işletmecisi için ise yönlü koruma yatırımına ihtiyaç olup olmaması veya hangi tip topraklama türü kullanması gerektiği noktasında faydalı bilgi sağlanmıştır.

2 RADYAL DAĞITIM SİSTEMLERİNDE TOPRAKLAMA VE KORUMA FELSEFESİ

Radyal dağıtım sistemleri en basit ve en yaygın kullanılan konfigürasyondur. Yük akışı kaynaktan yüke olmak üzere tek yönlüdür. Sistemde oluşan TFT arızasında dağıtım sisteminin güvenliğini ve güvenirliğini nötr noktasından birçok durumda topraklanmaktadır. Nötr noktasının bağlantı şekline göre; direkt topraklı sistem, nötr noktası direnç üzerinden topraklı sistem, nötr noktası empedans üzerinden topraklı sistem, nötr noktası izole şeklinde sıralanmaktadır.

Direkt topraklı sistemde nötr noktası direkt topraklanmaktadır. Yüksek arıza akımları gözlemlenmektedir. Arıza tespiti kolaydır. Hatalı açmalara bağlı seçicilik problemi gözlemlenmez. Direnç ile topraklı sistemde nötr noktası direnç üzerinden topraklanarak arıza akımının genliğinin azaltılması hedeflenmektedir. Nötr noktası reaktans üzerinden topraklı sistemde nötr noktası reaktans üzerinden topraklanmaktadır. Reaktans değerinin sistemde bulunan kapasitif akımları kompanze etmesi ile kompanze topraklı sistem geliştirilmiştir. Bu yöntem için özel değerli bir reaktör kullanılmaktadır. Böylece arıza akımının genliği çok düşük değerlere ulaşmaktadır. Diğer topraklama sistemi ise nötr noktası izole sistemdir. Nötr noktası fiziksel topraktan izole edilir. Topraksız sistem olarak da isimlendirilmektedir. Türkiye'de orta gerilim şebekesinde indirici transformatörlerin sekonder tarafının yıldız noktası direnç üzerinden topraklı olarak işletilmektedir. Direnç değerin bağlı olarak

arıza akımı sınırlandırılır. Bununla birlikte 380/33kV indirici transformatörler topraklama trafosu üzerinden topraklanmaktadır. Kullanılan topraklama trafosunun empedans değeri 33 Ω'dur. Şekil 1'de üç fiderli dağıtım sistemi için TFT arızası sırasında sıfır sıra devresi görülmektedir.



Şekil 1: Dağıtım sistemi için sıfır sıra devre

Şekil 1'de gösterilen sıfır sıra devre için arıza akımının değeri fider başında görülen sıfır sıra akım $I_{0,Rn}$ olmak üzere Denklem (1) ile hesaplanmaktadır. Burada $I_{0,R2}$ veya $I_{0,R3}$ akımları ayarlanan eşik değerinin üzerine çıkarsa hatalı açma gerçekleşecektir. Bu durumda seçici koruma sağlanamayacaktır. Bu nedenle seçici korumanın sağlanması için genlik bilgisinin yanı sıra açı bilgisi gerekmektedir.

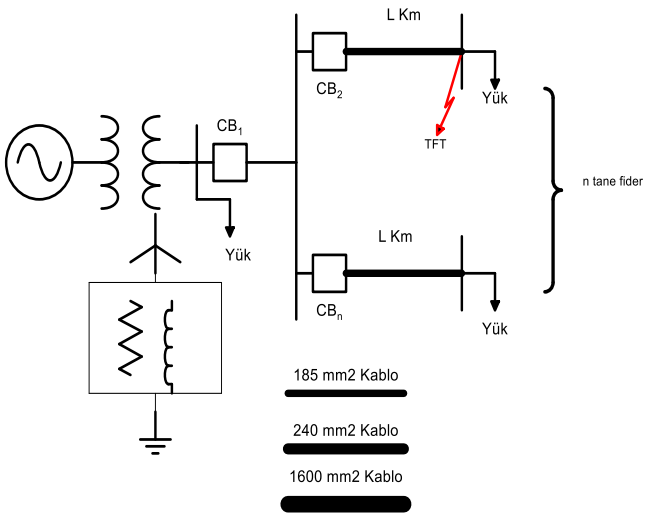
Dağıtım sistemi direkt topraklı olduğu durumda $C_{0,Fn}$ kapasitelerini toprakla direkt bağlantısı olduğu için bir ehemmiyeti olmayacaktır. Diğer topraklama türlerinde ise bu kapasite değerinin ehemmiyeti bulunmaktadır.

$$I_{Arıza,0} = 3(I_{0,R1} + I_{0,R2} + I_{0,R3}) \quad (1)$$

Denklem (1) göz önüne alındığında sıfır sıra genliğine göre yapılan geleneksel koruma pratiğinin diğer bir sakıncalı noktası çok yüksek topraklama direnç değerlerinde veya sistemin izole edilmesi durumunda transformatörün sekonderinde bulunan rölenin destek koruma sağlayamamasıdır.

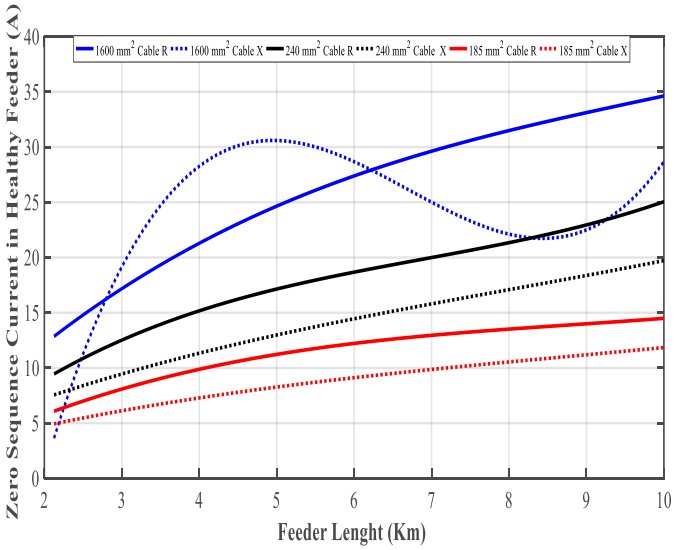
3 TEST ÇALIŞMASI

EMTP-ATP Draw ortamında simülasyon çalışması yapılan örnek radyal dağıtım sistemi Şekil 2'de gösterilmiştir. Parametrik analizler için; kablo mesafesi, kablo kesiti, nötr noktası empedansı (direnç veya reaktans) ve fider sayısı değişken olarak edilmiştir. Kablo tipi olarak üç farklı kablo kesiti kullanılmıştır (185 mm^2, 240 mm^2, 1600 mm^2 tek damarlı kablolar). Kablo mesafesi ise her bir fiderde eşit olarak arttırılmıştır. Nötr noktası empedansı ise direkt topraklı sistemden 100 Ω topraklı sisteme kadar hem direnç topraklı olarak hem de reaktan üzerinden topraklı olarak arttırılmıştır. Fider sayısı ise iki fiderden sekiz fidere kadar arttırılmıştır. Her bir durumda TFT arızası oluşturulmuştur. Her bir TFT arızası ve durum senaryosu için sağlıklı fiderlerin hat başlarında bulunan rölelerden sırı sıra akım genlik değerleri alınmıştır. Parametrik analizler sonucu topraklama türlerinin seçici korumaya etkileri sırasıyla incelenmiştir. Yönlü veya yönsüz koruma sınırları belirlenmiştir.



Şekil 2: Test sistemi.

İki fiderli dağıtım sisteminin nötr noktasının 20 Ω üzerinden topraklı olduğu durumuda (direnç ve reaktans), hat sonunda gerçekleşen TFT arızası sırasında sağlıklı fider başlarında görülen sıfır sıra akım değişimi fider uzunluğuna göre Şekil 4'de gösterilmiştir. Direnç üzerinde topraklı sistemde; beklendiği gibi fider uzunluğunun artması ile birlikte sağlıklı fiderdeki sıfır sıra akım genliği artmaktadır. Sağlıklı fiderdeki sıfır sıra akımlar eşik değerinden büyük olduğu durumda hatalı açma gerçekleşecek ve seçici koruma sağlanamayacaktır. Bununla birlikte Şekil 4'de görüldüğü gibi kablo kesitinin artması da sağlıklı fiderde görülen sıfır sıra akım genliğinin artmasına neden olmaktadır. Hat başında bulunan rölelerin toprak akım eşik değeri 20 A'e ayarlandığında 185 mm^2'lik tek damarlı kablo ile seçici koruma tüm fider uzunluklarında sağlanabilmektedir.Bununla birlikte kablo kesitinin 240 mm^2 olduğu durumda seçici koruma 7 km; kablo kesitinin 1600 mm^2 olduğu durumda ise 3.7 km fider mesafesine kadar sağlanmaktadır.

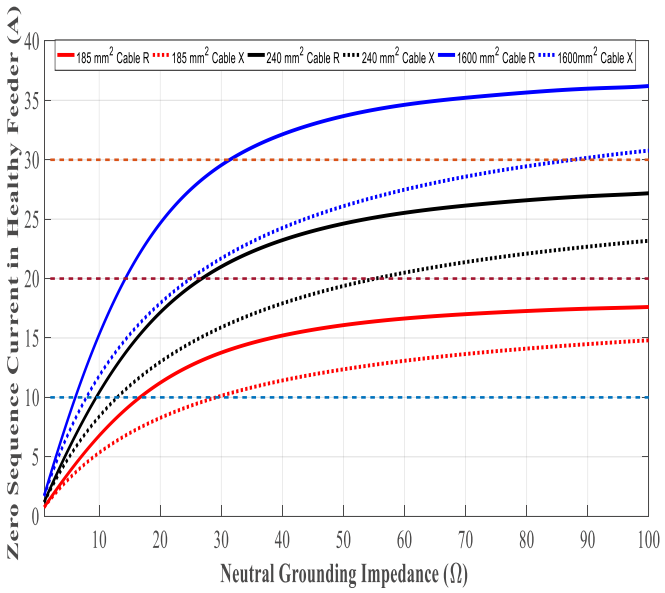


Şekil 3: Farklı kablo kesitleri için sağlıklı fiderden görülen sıfır sıra akım değişimi.

Reaktans üzerinde topraklı sistemde yüksek kesitli kablolardan direnç topraklı sisteme göre daha fazla sıfır sıra akım görülmektedir. 1600 mm2 kesitli kablo için seçiciliğin kaybolduğu kablo mesafesi direnç topraklı sistem için 3.7 km iken reaktans üzerinden topraklı sistemde 3 km'dir. Düşük kesitli kablolar için ise direnç topraklı

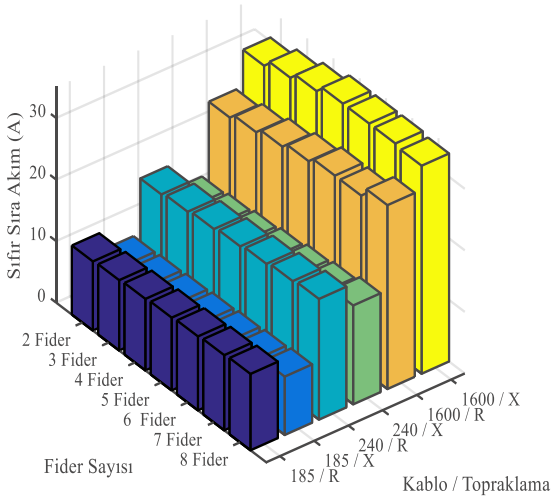
sistemde daha yüksek genlikli sıfır sıra akımlar görülmektedir. 240 mm2 kablo kesiti için direnç üzerinden topraklı sistem için 7 km mesafeye kadar seçici koruma sağlanmaktadır. Bununla birlikte reaktans üzerinde topraklı sistem için 10 km mesafeye kadar seçici koruma sağlanmaktadır.

Sağlıklı fiderlerden görülen sıfır sıra akım genliğine önemli ölçüde etki eden diğer bir parameter nötr noktasının empedans değeridir. Nötr noktasının empedans değerinin etkisini incelemek için her bir kablo kesiti ve fider sayısı durumu için nötr noktası 1 Ω değerinden 100 Ω değerine kadar arttırılmıştır. Nötr noktası direncine göre değişen sağlıklı fider sıfır sıra akımı üç farklı kablo için Şekil 5'de gösterilmiştir. Şekil 5'de gösterilen grafik iki fiderli ve fider uzunluklarının 5 km olduğu durum için çizdirilmiştir. Şekil 5'de görüldüğü gibi 20 A'lik eşik değerinde 185 mm^2 kesitli kablo kullanıldığı durumda sistem nötr noktasının 100Ω topraklama empedansına kadar yönsüz seçici koruma sağlanmaktadır. Bununla birlikte direnç ile topraklı sistemde daha yüksek genlikli sıfır sıra akımı görülmektedir. 240 mm^2 kesitli kabloda nötr noktasının yaklaşık 28Ω topraklama direncine kadar yönsüz seçici koruma sağlanmaktadır. Bununla birlikte aynı kablo kesiti için 54Ω topraklama reaktansına kadar yönsüz seçici koruma sağlanmaktadır. Kablo kesitinin 1600 mm^2 olduğu durumda ise nötr noktasının yaklaşık 15Ω topraklama direncine kadar yönsüz seçici koruma sağlanmaktadır. Nötr noktasının reaktans üzerinde topraklandığı durumda ise yaklaşık 25Ω topraklama reaktansı değerine kadar yönsüz seçici koruma sağlanmaktadır. Böylece kablo kesitinin artması ile birlikte yönsüz seçici korumanın sağlandığı nötr topraklama empedans değeri hem direnç üzerinden topraklı sistemde hem de reaktans üzerinden topraklı sistemde azalmaktadır. Bununla birlikte direnç üzerinden topraklı sistemde sağlıklı fiderde daha yüksek genlikli sıfır sıra akımlar gözlemlenmektedir. Böylece yüksek empedans değerlerinde sistemin reaktans üzerinden topraklanması önerilir.



Şekil 4:Nötr noktasının empedans değerine göre sağlıklı fiderde görülen sıfır sıra akımın değişimim.

Sağlıklı fiderde görülen sıfır sıra akımı etkileyen bir diğer parametre ise paralel fider sayısıdır. Paralel fider sayısının etkisi her bir nötr topraklama empedansı ve kablo kesiti için parallel fider sayısının 2 fiderden 8 fidere arttırılması ile elde edilmiştir.Şekil 6'da farklı fider sayıları için sağlıklı fiderlerde ölçülen sıfır sıra akımları 5km'lik fider uzunluğu ve 20 Ω değerindeki nötr noktası empedansı için gösterilmiştir.



Şekil 5: Farklı fider sayılarına göre sağlıklı fiderde görülen sıfır sıra akımın değişimi.

Şekil 6'da görüldüğü gibi paralel fider sayısının artması ile sağlıklı fiderlerden ölçülen sıfır sıra akım genliği hem direnç topraklı hem de reaktans topraklı sistem için artmaktadır. Bununla birlikte 240 mm^2 ve 185 mm^2'lik kablo kesitleri için direnç topraklı sistem de reaktansla topraklı sistemden daha yüksek genlikli akımlar görülmektedir. 1600 mm^2'lik kablo kesitinde ise reaktans topraklı sistemde daha yüksek genlikli sıfır sıra akımları görülmektedir. Bu durumda pikc up akımı bu kriterlere uygun olarak seçilmelidir.

4 SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada kablo mesafesinin kısa olduğu durumda basit yönsüz koruma rölesi ile radyal dağıtım sistemi seçici olarak farklı kablo kesitlerinde dahi korunabilmektedir. Bununla birlikte kablo mesafesinin artması ile birlikte düşük topraklama empedans değerlerinde yönsüz seçici korumanın sağlanamadığı gösterilmiştir. Bununla birlikte farklı topraklama türlerinde TFT arızası altında sistemin davranışı incelenmiştir. Böylece seçici korumayı sağlamak için en uygun topraklama türleri belirlenmiştir.

5 KAYNAKÇA

[1] Elmore W.A., Protection relaying theory and application. New York: ABD; 1994

[2] Holmes E.J., Protection of Electricity Distribution Networks. London:UK; 2004

[3] Blackburn J.L., Protective Relaying: Principles and Applications, Second Edition, New York: Marcel Dekker, Inc., 1998.

[4] Roberts J., Hector J., Hou D.,"Review of Ground Fault Protection Methods for Grounded, Ungrounded, and Compensated Distribution Systems." Washington: Schweitzer Engineering Laboratories, inc, 2001.

[5] Brider B.,"High resistance grounding" IEEE Transactions on Industry Applications, 1983, Vols. IA-19.

[6] Alstom, "Network Protection & Automation Guide", Alstom Grid, (2002)

[7] V. Mariappan, M. R. Ahamed and B. N. A. Thehli, "A comprehensive analysis and solution for sympathetic tripping in distribution network," *22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013)*, Stockholm, 2013, pp. 1-4.

[8] X. Lin, S. Ke, Y. Gao, B. Wang, P. Liu, "A selective single-phase-to-ground fault protection for neutral un-effectively grounded systems", Int J Electr Power Energy Syst, 33 (4) (2011), pp. 1012-1017.

[9] Horak J. “Directional overcurrent relaying (67) concepts”, 59th Annual Conference for Protective Relay Engineers, 1-13, College Station, TX, 4-6 April, 2006.

[10] Jones D., Kumm J.J., “Future Distribution Feeder Protection Using Directional Overcurrent Elements”, IEEE Transactions on Industry Applications, 50 (2), 11385-1390, 2014.

[11] Lavorin R., Hou D., Altuve H.J., Fischer N., Calero F., “Selecting Directional Elements for Impedance-Grounded Distribution Systems”, Proceedings of the 34th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, WA, 16-18 October 2007.

[12] Roberts J. and Guzman, A. "Directional Element Design and Evaluation," 21st Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, WA, October 1994.

[13] Alternative Transient Program Rule Book, Can/Am EMTP User Group, USA;1997

[14] IEEE guideforprotectiverelayapplicationstodistributionlines. IEEE Std C37.230-2007.

[15] IEEE recommendedpraticeforprotectionandcoordination of industrialandcommericalpowersystems. IEEE Std 242-2001.

EEMKON 2019

KENT VE ELEKTRİK SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

1954
TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

İSTANBUL TABİP ODASI
İSTANBUL MEDICAL CHAMBER

LED Ampuller İçin Teknik Özellik Kriterleri ve Değerlendirmesi

Mesut ÇINAR, Utku ÖZTÜRK, Sahand ASHRAFIAN, Öznur SANATSEVER, İbrahim ÖKMEN, Pelda GEZER, İsmail YÖRDENİKLİ, Oğuz ALTUN, Özkan TURHAN

Tasarım Merkezi, TLS Teknoloji Sistemleri, İstanbul, Türkiye

E-mail: arge@tdelektronik.com

ÖZET

Enerji tasarrufu ve yenilenebilir enerji kaynaklarının çok önemli bir hale geldiği günümüzde, enerji tüketimi gerçekleştiren cihazların teknik özelliklerinin belirli bir standarda oturtulması ve doğru değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu bağlamda günümüzde oldukça yaygın halde kullanılmaya başlanan enerji tasarrufu amacı ile tüketicilerin evlerine giren Floresan ve CFL lambaları değiştirmeyi hedefleyen katı hal aydınlatma ürünleri olan LED lambaların incelenmesi, teknik değerlerin anlaşır olması ve doğru değerlendirilmesi bir zaruriyet haline gelmiştir.

Bu raporda zincir market raflarında bulunan rastgele seçilmiş 10 adet LED ampul marka verilmeden teknik özellikleri incelenmiş ve karşılaştırma yapabilmek için test edilerek yorumlar eşliğinde rapor edilmiştir. Testler neticesinde elde edilen genel performans kriterleri, kendi geliştirdiğimiz puanlama skalası ile açıklanarak ev tipi tüketicilerin bu ampulleri değerlendirirken daha bilinçli olması hedeflenmiştir.

İlgili testler TLS Teknoloji laboratuvarlarında yapılmış olup, optik ölçümler ışık ölçüm laboratuvarımızda karanlık oda içerisinde Viso LabSpion gonyofotometre kullanılarak, termal ölçümler Nuve ID300 iklimlendirme kabini ve Fluke termal kamera ile, elektriksel ölçümler Fluke marka güç analizörü ve Metrel kombine test cihazı ile gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: LED Ampul, Enerji Verimliliği, Ev Tipi Tüketici

1. Giriş

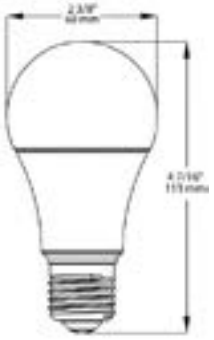
LED ampüller elektrik ile ışık elde ediminde konvansiyonel yöntemlerin verimlilik ve güvenilirlik sınırlarını aşarak aydınlatma alanına yeni bir soluk getirerek enerji verimliliği için önemli bir kalem olmuştur.

Örneğin standart 8W güç tüketimi olan bir kompakt flöresan lamba (CFL) 400 lümen ışık verebilirken, LED ampüller 4W ile güç tüketimini yarı yarıya azaltırken 400 lümen ışık akısını rahatlıkla sağlayabilecek seviyelere gelmiştir. Bu teknolojinin gelişimi hala devam etmekte hatta 2030 yılına doğru etkinlik faktörlerinin 200lm/W seviyelerine gelmesi, ham maliyetlerin ise 95% oranında düşmesi ön görülmektedir.[1]

Ayrıca LED ampüllerin aynı kalitedeki CFL ampüllere göre 12 kat daha az civa ve kurşun gibi çevreye zararlı madde içermesi ve bu zararlı maddelerin azaltılması için çalışmaların devam etmesi çevre açısından çok önemlidir.[2] Dolayısıyla LED ampüller kırıldığı ve bozulduğu zaman geri dönüşüme sokulabilir yani herhangi bir elektronik cihaz gibi yeniden tamir edilebilirdir.

LED ampuller başta enerji tasarrufu sağlamaları, doğru tasarlandığında uzun ömürlü olmaları, zararlı gaz içermemeleri, elektronik atık yönetmeliğine uygun olup geri dönüştürülebilir olmaları, CO2 emisyonunu azaltma noktasında önemli potansiyeller sunmaları ve gelişmeye hala açık olmaları sebebiyle çok önemli bir konumdadırlar. Başta ev tipi tüketiciler olmak üzere ticari mekanlarda da sıklıkla tercih edilmektedir. Önümüzdeki senelerde maliyetlerin daha düşmesi ve verimliliğin artması ile kompakt flöresan lambalar (CFL) gibi ürünler piyasadan silinecek ve LED ampüller tek kaynak haline gelecektir, bu sebeple LED ampülleri nitelikli şekilde değerlendirmek, teknik özelliklerini herkesin anlayacağı şekilde belirlemek ve standart hale getirerek sınıflandırmak son derece elzem ve önemlidir.

Bu makalede, hali hazırda yerli piyasa içerisinde büyük market zincilerinde satılan 10 farklı üreticiye ait A19(A60) fiziksel özelliklerine sahip E27 duylu LED ampul test edilmiş ve raporlanmış olup, tüketicilerin raflardaki ürün kalitesini ve güvenirliğini daha rahat anlaması hedeflenmiştir.



Resim 1: A19 ampül tipi, en geniş noktasında çapı 60mm, boyu ise 100-110mm olan ampüllerdir.

2. LED Ampüller ile ilgili standartlar

Diğer sektörler gibi LED bazlı aydınlatma kaynaklarının güvenilirliğini, kalitesini, performansını irdeleyen birçok standart bulunmaktadır. Bu standartların çoğu üreticilerin, test laboratuvarlarının ve uluslararası kuruluşların çalışmaları ile oluşmuş standartlardır. Bunlardan en önemli standartlar kuşkusuz güvenlik ve performans standartıdır. Bu standartlara ait kodlar ve tanımlamalar aşağıdaki gibidir.

- **TS EN 62612/AC**: LED Ampüller İçin Performans Standardı
- **TS EN 62560/AC:** LED Ampüller İçin Güvenlik Standardı

Giriş gerilimi 50V ve üzerinde olan tüm lambaların karşılaması gereken standart olan TS EN62560/AC'de CE ve alçak gerilim yönetmeliği (LVD) ye göre testler yapılmakta ve rapor edilmektedir. Bu test kapsamında göz sağlığımızı tehdit edecek UV ışıması da ölçülmekte ve sınır değerler içinde olup olmadığı rapor edilmektedir. LED ampullerde kullanılan LED ışık kaynaklarının TS EN 62471 standartını karşılaması bu testi geçeceğinin kanıtıdır. Güvenlik testiyle birlikte LED ampul ile ilgili teknik kriterlerin çoğu test kapsamına dahil edilmiştir. Ülkemize ithal edilen lambalar da öncelikle gümrükte ve daha sonra Piyasa Gözetim Denetim Daire Başkanlığı tarafından denetlenmektedir. Bu denetimler ülkemiz adına , kamu adına son derece kritik ve önemlidir.[5][6]

LED ampüllerin denetiminde güvenlik testi kadar performans testi de önemli ve dikkate değer niteliktedir. LED ampüller ithal edilirken ülkemizdeki kuruluşlar sadece IEC 62560 güvenlik testlerini uygulamakta ve performans standardı olan IEC 62612'i uygulamamaktadır. Bunun yerine tutarlılığı sorgulanması gereken Energystar sınıflandırılması yeterli görülmektedir. Ancak bu sınıflandırma sadece ışık akısı ve güç değerleri üzerinden bir skala yaratmakta ve bu skala diğer performans özelliklerini göstermemekle beraber LED teknolojisi için eksik kalmaktadır. Zira LED teknolojisinin yüksek veriminden dolayı ilgili ürünlerin hepsi 80+ etkinlik faktörüne sahip olup ya A+ ya da A++ sınıfına girmektedir.[3]

Performans testleri içinde yer alan LED aydınlatma ürünlerinin ışık renk karakteristiklerinin nasıl ölçülmesi gerektiğini anlatan standart IES tarafından hazırlanmış olup adı LM-79-08'dir. Ancak standartta belirtilen testlerin yapılması için gonyofotometre ve entegre küre gibi çok ciddi cihaz maliyeti ve buna bağlı olarak yatırımlar gerektirmektedir. En kısa zamanda ilgili kuruluşların bu cihazları kullanarak bu testleri yapması kamu yararı açısından önemlidir. Ev tipi kullanıcının ve hatta birçok KOBİ şirketlerinin bu ürünlerin kalitesini ve standarda uyumunu kontrol etme gibi bir durumu maalesef bulunmamaktadır. Yine performans testi içinde yer alan renk sıcaklığı (CCT), renk geri verim indeksi (CRI) , Işık akısı sürekliliği (Lumen maintenance), ampul sürücüsünün dayanıklılık testleri (Endurance test for built in electronic balast), kullanıma bağlı olarak ışık akısının ne kadar düşeceğine dair bilgi (Luminous flux maintenance over life) ve bu ömür tayininden elde edilen kategoriler belirlenmiş ve küresel standart hale gelmiştir. Ülkemizde satılan lambaların performans standartına göre test edilmesi ve uygun olmayanların rapor edilmesi enerji verimliliği, ürün ömrü ve son tüketicinin korunması açısından önem arz etmektedir.

3. Teknik Özellikler

Ülkemizde üretilen veya dışardan ithal edilen tüm LED ampullerin performans standartı olan IEC 62612 kodlu standarda ve güvenilirlik standartı olan IEC 62560 standartına uyması beklenmektedir. Ancak ülkemizdeki ürünlere performans testi uygulanmamaktadır. Güvenlik testi ise sadece bir kısmına uygulanmakta veya satışı sunulduktan sonra Piyasa Gözetim Denetim (PGD) Başkanlığı tarafından online ya da numune bazlı test ile sadece güvenlik testine ve denetime tabii tutulmaktadır.

Performans standartı testleri eksikliğinden kaynaklanan sıkıntılar nedeniyle bu raporda yer alan ölçümlerden göreceğiniz üzere marketlerden bulabileceğiniz ürünlerin çoğunda problemler bulunmaktadır. En az iki yıl çalışması beklenen LED ampüllerin kısa sürede bozulduğu da kullanıcılar tarafından bilinmektedir. Yani LED ampullerin kutularında yer alan ve açıkca ifade edilen uzun ömürlü tasarımlara ulaşmak neredeyse mümkün olmamaktadır.

Son kullanıcının yararına olacak şekilde bu teknik özellik setinin artırılması ve yeni bir kriter tablosu oluşturularak kamu yararı gözetilmesi gerekmektedir. Biz bu eksikliklerden hareketle herkesin rahatça anlayabileceği bir sistem geliştirdik ve genel performans kriterlerini sıralayarak her birisine ürün ömrüne ve kalitesine edeceği etkiye göre puan verdik.

Genel performans kriterleri üzerinden geliştirilen puanlama sistemi, Tablo 1'de verilen başlıkların tümünü kapsayarak basit elektronik bilgisi ile kullanıcıya pahalı test cihazlarına gerek kalmadan yüzeysel ancak doğru değerlendirme sağlamayı hedeflemektedir, bu bağlamda ürünleri tabloda 1 de belirtildiği gibi 7 alt başlık çerçevesinde inceleyerek 10 puan üzerinden bir değerlendirme skalası oluşturduk.

1	**Devre Topolojisi**	2 PUAN
2	**Sigorta & Sigorta Direnç**	1 PUAN
3	**Varistör**	1 PUAN
4	**Led Modul Pcb / Led driver Pcb**	1 PUAN
5	**Led Tj**	2PUAN
6	**L/W**	2PUAN
7	**PF**	1 PUAN

Tablo 1

3.1. Işık/Güç Karakteristikleri ve Etkinlik Faktörü

Etkinlik faktörü, LED lambalar ve LED'li aydınlatma ürünleri söz konusu olduğunda birim güç başına düşen ışık akısı miktarıdır, kısaca lm/W olarak adlandırılmaktadır. Bu oran ne kadar yüksekse ürün o kadar verimli kabul edilmektedir.

Diğer faktörler ise ürünün ışık akısı, ışık renk sıcaklığı (CCT) gibi faktörlerdir, özellikle CCT ev tipi kullanımda, kullanıcının göz rahatlığı açısından önemlidir.

Tablo 2'den değerlendirilmeye alınan ürünlerin labratuvar ölçüm sonuçlarını göstermektedir. Görülebileceği üzere bütün LED ampüller 80+ etkinlik faktörüne sahiptir, dolayısıyla hepsi diğer özelliklerden bağımsız olarak Energystar sınıflandırmasında ya A+ ya da A++ olarak çıkmaktadır bu yüzden bize elle tutulur bir veri sağlamamaktadır.

	Işık Akısı	Güç	LM/W	Enerji İndeksi	Enerji Sınıfı	CRI	CCT
AMPUL 1	786 lm	8,4 W	93 lm-W	0,13	**A+**	82	3045 K
AMPUL 2	460 lm	5,1 W	91 lm-W	0,12	**A+**	82	2710 K
AMPUL 3	734 lm	9 W	87 lm-W	0,15	**A+**	81	3070 K
AMPUL 4	971 lm	9,4 W	104 lm-W	0,13	**A+**	83	3059 K
AMPUL 5	808 lm	8,8 W	92 lm-W	0,14	**A+**	82	2770 K
AMPUL 6	808 lm	9,1 W	89 lm-W	0,14	**A+**	83	2987 K
AMPUL 7	895 lm	8,4 W	107 lm-W	0,12	**A+**	82	2770 K
AMPUL 8	390 lm	3,8 W	103 lm-W	0,10	**A++**	72	2997 K
AMPUL 9	459 lm	4,7 W	97 lm-W	0,11	**A+**	83	2743 K
AMPUL 10	979 lm	12 W	83 lm-W	0,15	**A+**	82	2758 K

Tablo 2

Ayrıca incelendiği zaman, ürünlerin kutu üzeri beyan değerleri ve ölçüm değerlerinin farklılık göstermekte olduğu gözlemlenmiştir. Detaylandırmak gerekirse;

- Ürünlerin sadece %40'ı kutu üzerinde belirtilen ışık akısı miktarını ± %4 tolerans ile sağlamaktadır.
- Ürünlerin sadece %10'u kutu üzerinde belirtilen renk sıcaklığı ± 35K tolerans ile sağlamaktadır.
- Ürünlerin %80'i kutu üzerinde belirtilen güç tüketimini sağlamaktadır.

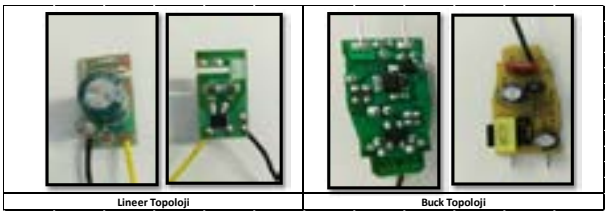
Bu değerler bu ürünlerin satışına izin verilmeden önce daha detaylı değerlendirilmesi, performans standardı TS EN 62612'nin kesinlikle uygulanması ve daha sıkı regülasyonların getirilmesi gerektiğini göstermektedir.

3.2. Devre Topolojisi

Sürücü kartı devre topolojisi özellikle ürün verimliliği ve güvenliğini etkilediği için önem arz etmektedir.

Yapınlan karşılaştırma ve incelemeler sonucu sürücü kartı devre topolojisi market ürünlerine aşağıdaki gibi dağılmıştır;

- Ürünlerin %10'u lineer topoloji ile tasarlanmıştır.
- Ürünlerin %90'ı BUCK topoloji ile tasarlanmıştır.



Resim 1

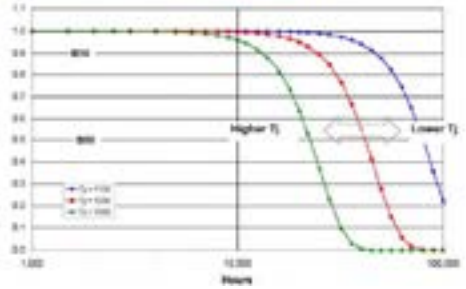
Yukarıdaki görselden anlaşılabileceği üzere Lineer topoloji daha az komponent gerektiren, verimi ve güvenilirliği az ayrıca güvenlik anlamında zayıf tasarlanmıştır. LED ömrünü Buck topolojiye göre ciddi manada azaltan, ekonomik kaygılar içeren ucuz bir tasarımdır.

Buck topoloji tasarımlar ise yapılan uygulamaya en uygun entegre, bobin gibi yardımcı elemanlar ile desteklenmiş, verimliliği daha yüksek güç faktörü doğrultması yapabilen, daha az harmonik yayan ve aynı zamanda LED ömrünü olabilecek minimum seviyede olumsuz etkilemeye yönelik yapılmış tasarımlardır.

3.3. LED Jonksiyon Sıcaklığı

Jonksiyon sıcaklığı LED'lerin aktif bölgesinin operasyon esnasındaki sıcaklığıdır. LED ömrünü etkileyen en önemli faktörlerden biridir. Dolayısıyla belirli seviyelerde kalması çok önemlidir. Öyle ki; jonksiyon sıcaklığındaki 10°C fark bile LED üreticisine ve modeline göre ömür açısından 30%'a kadar fark yaratabilmektedir.

LED katalog değerleri genel olarak ortalama 85°C, maksimum 100°C jonksiyon sıcaklığı önermektedir. Ancak incelenen ürünlerden sadece %10'u 100°C altında jonksiyon sıcaklığında çalışmaktadır.[4]

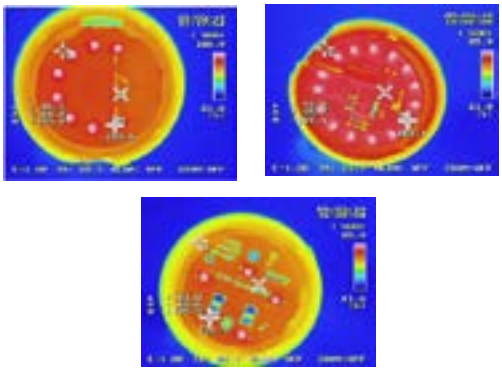


Grafik 1

İncelediğimiz ürünlerde, termal kamera yardımı ile LED jonksiyon sıcaklığının 96°C ile 133°C arasında değiştiğini gözlemledik. Bu bağlamda değerlendirildiği zaman 100°C altı ürünler çok iyi, 101-120°C arasında ürünler ortalama, 120°C üzeri ürünler ısıl açıdan kötü ürünler diye sınıflandırılabilir.

	Ampul 1	Ampul 2	Ampul 3	Ampul 4	Ampul 5	Ampul 6	Ampul 7	Ampul 8	Ampul 9	Ampul 10
Led Tj	103°C	112 °C	133 °C	101 °C	115 °C	120 °C	102 °C	96 °C	96 °C	103 °C

Tablo 3



Resim 2

3.4. Sigorta ve Varistör Kullanımı

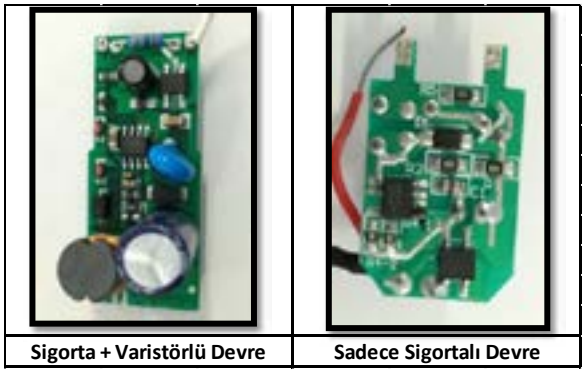
Sigorta ve Varistör sırasıyla açıklamak gerekirse elektronik devreleri önceden belirlenen devreye zararlı olabilecek yüksek akım ve yüksek gerilim değerlerinden korumaya yarayan komponentlerdir.

Özellikle varistör ani gerilim dalgalanmalarına karşı koruma sağladığından dolayı ve ülkemizdeki 185-265V şebeke gerilim aralığından dolayı çok kritiktir. Üreticilerin 180-277V aralığı olmasa bile en azından 200-250V AC şebeke gerilimine uygun varistör seçmeleri gerekmektedir.

Piyasadaki ürünler incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılmıştır ;

- Ürünlerin %100'ü sigorta ve sigorta amacıyla kullanılan direnç içermektedir.
- Ürünlerin sadece %20'si varistör içermektedir.

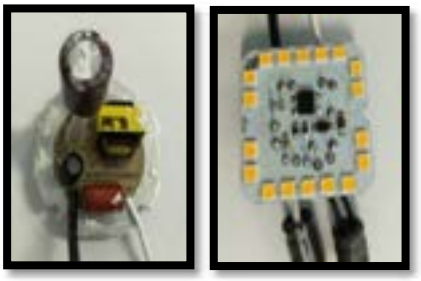
Bu veri bizlere ürünlerin sadece 20% oranındaki kısmının şebeke kaynaklı gerilim ve akım değişimlerine karşı tam koruma altında olduğunu göstermektedir. %80 oranındaki kısım gerilim dalgalanmalarına karşı korumasızdır.



Resim 3

3.5 Baskı Devre Kartı

Baskı devre kartı (PCB) özellikle LED'ler için çok önemlidir, zira ısı aktarımı ve soğutma için PCB, LED'lerin ilk temas noktası durumundadır ve yukarıda bahsettiğimiz üzere sıcaklık, LED ömrünü etkileyen en önemli faktörlerdendir. Ürünlerin tümünde LED için alüminyum devre kartı, sürücü tarafı için çift taraflı FR4 malzeme kart kullanılmıştır. LED'lerin bulunduğu kartın gövdeye temas etmemesi nedeniyle en azından aluminyum baskı devre kartı seçilmesi uzun ömür açısından uygun olacaktır. Ancak bu haliyle bile mevcut ampullerdeki LED sıcaklıkları 85°C civarından çok uzakta katalog değerinin maksimum değerine yakın çalışmaktadır.



Resim 4

3.6. Güç Faktörü (Power Factor)

Power Factor özellike enerji tüketimi açısından çok önemli bir kriterdir. Özetle; bir elektronik devrenin şebekeye ne kadar güç yüklemesi yaptığını tayin eder.

Örneğin; elimizde iki adet beyan değeri 10W olan ampül var diyelim bunlardan birinin PF değeri 0.9 diğerinin 0.5. Güç üçgeni hesaplarından yola çıkarsak bu ampüllerin sırasıyla şebekeye yükleri 11W ve 15W olacaktır. Bunu kabaca 1000 ampül kullanan bir işletme için düşünürsek PF değeri iyi olan lambayı kullanan işletme 11kW enerji tüketimi gerçekleştirirken, diğer işletme 15kW enerji tüketimi gerçekleştirecektir. Neredeyse 35% enerji tüketimi farkı oluşmaktadır.

İncelemeye alınan ampüller arasında sadece %10'luk bir kısım iyi olarak tabir edilebilecek PF=0,8+ değerine sahiptir.

4. Sonuçlar

Aşağıdaki tablo 10 ürüne dair detaylı karşılaştırmamız içermektedir. Skalamız üzerinden görebileceğimiz üzere ürünlerin sadece %30'u için iyi kalite ve çok iyi kalitede diyebilmekteyiz, maalesef %70 ürün orta ve kötü kalitede olarak sınıflandırılmaktadır.

Bu ürünler herhangi bir zincir market içerisinde kolayca ulaşabileceğimiz ürünler olması sebebiyle sonuçlar iç açıcı değildir. Zira kullanıcılar %70 oranda sadece marka ve ürün kutu beyan değerlerine bakarak kalitesiz ürün seçme durumunda kalmaktadırlar.

KALİTE SIRA NO	PUAN	AMPUL TANIMI
1	9	AMPUL 4
2	7,5	AMPUL 7
3	7	AMPUL 8
4	6,5	AMPUL 9
5	6	AMPUL 11
6	5,5	AMPUL 2
7	5,5	AMPUL 5
8	5	AMPUL 6
9	4,5	AMPUL 1
10	4	AMPUL 3

Tablo 4

Enerji tasarrufu amacıyla kullanılan LED ampüllerin bakıldığı zaman maalesef sadece %10'u kutu üzerinde belirtilen beyan değerlerini sağlamaktadır.

Sonuçlar göstermektedir ki; LED ampüller ithal edilirken veya marketlerde rafa konulmadan önce ülkemizdeki ilgili kuruluşlar sadece IEC 62560 güvenlik testlerini uygulamakla kalmamalı aynı zamanda performans standardı olan TS EN 62612 standardını mutlaka uygulamaya almalıdır.

	Ampul 1	Ampul 2	Ampul 3	Ampul 4	Ampul 5	Ampul 6	Ampul 7	Ampul 8	Ampul 9	Ampul 10
Güç(P) :	9W	7W	10W	10W	8,5W	9W	8,5W	4W	5W	12W
DUY TİPİ	E27	E27	E27	E27	E27	E27	E27	E14	E14	E27
Devre Topolojisi	L	B	B	B	B	B	B	B	B	B
Sigorta & Sigorta Direnç	Var	Var	Var	Var	Var	Var	Var	Var	Var	Var
Varistör	Yok	Yok	Yok	Var	Yok	Yok	Yok	Yok	Yok	Var
Led Modul Pcb / Led driver Pcb	ALU/FR4	ALU/FR4	ALU/FR4	ALU/FR4	ALU+CEM3	ALU/FR4	ALU+CEM3	ALU/FR4	ALU+CEM3	ALU/FR4
Led Tj	103°C	112 °C	133 °C	101 °C	115 °C	120 °C	102 °C	96 °C	96 °C	103 °C
L/W	93	91	87	104	92	89	107	103	82	83
PF	0,59	0,6	0,62	0,98	0,62	0,59	0,63	0,59	0,59	0,59
	PUANLAMA									
Devre Topolojisi	0	2	2	2	2	2	2	2	2	2
Sigorta & Sigorta Direnç	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Varistör	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
Led Modul Pcb / Led driver Pcb	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Led Tj	2	1	0	2	1	1	2	2	2,5	1
L/W	0,5	0,5	0	1	0,5	0	1,5	1	0	0
PF	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
Toplam Puan	**4,5**	**5,5**	**4**	**9**	**5,5**	**5**	**7,5**	**7**	**6,5**	**6**

Tablo 5

Referanslar

[1] Energy Savings Potential of Solid-State Lighting in General Illumination Applications, https://www.energy.gov/sites/prod/files/2014/04/f14/ssl_energy-savings-report_jan-2012.pdf , 2012

[2] Lim SR Kang D, Ogunseitan OA, Schoenung JM. Potential environmental impacts from the metals in incandescent, compact fluorescent lamp (CFL), and light-emitting diode (LED) bulbs. Environ Sci Technol 2012;47(2):1040-7.

[3] European Parliament and of the Council, supplementing Directive 2010/30/EU of the European Parliament and of the Council with regard to energy labelling of electrical lamps and luminaires, COMMISSION DELEGATED REGULATION (EU) No 874/2012, 2012

[4] Huang Dezhong, Wu Jihua, Xu Guoyong, Ruan Feng, Xhao XiaoBao, Wang GuoHua, Test Systems for Life of LED Light based on Junction Temperature, Advanced Materials Research Vols 941-944 (2014) pp 584-587, 2014

[5] Türk Standartları Enstitüsü. (2019). *Genel aydınlatma amaçlı besleme gerilimi 50 V üzerinde olan kendinden ballastlı LED lambalar – Performans gereklilikleri.* (TS EN 62612/A2). https://intweb.tse.org.tr/Standard/Standard/StandardAra.aspx

[6] Türk Standartları Enstitüsü. (2019). *Lambalar – Kendinden balastlı LED lambalar – Gerilimi 50 V'tan büyük olan genel aydınlatmada kullanılan- Güvenlik özellikleri.* (TS EN 62560/A11). https://intweb.tse.org.tr/Standard/Standard/StandardAra.aspx

Çoklu Enerji Sistemleri ve İlgili Yaklaşımların İrdelenmesi

Mustafa ATA, Ayşe Kübra ERENOĞLU ve Ozan ERDİNÇ
Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
İstanbul, Türkiye
mustafaata61@gmail.com, erenayse@yildiz.edu.tr, oerdinc@yildiz.edu.tr

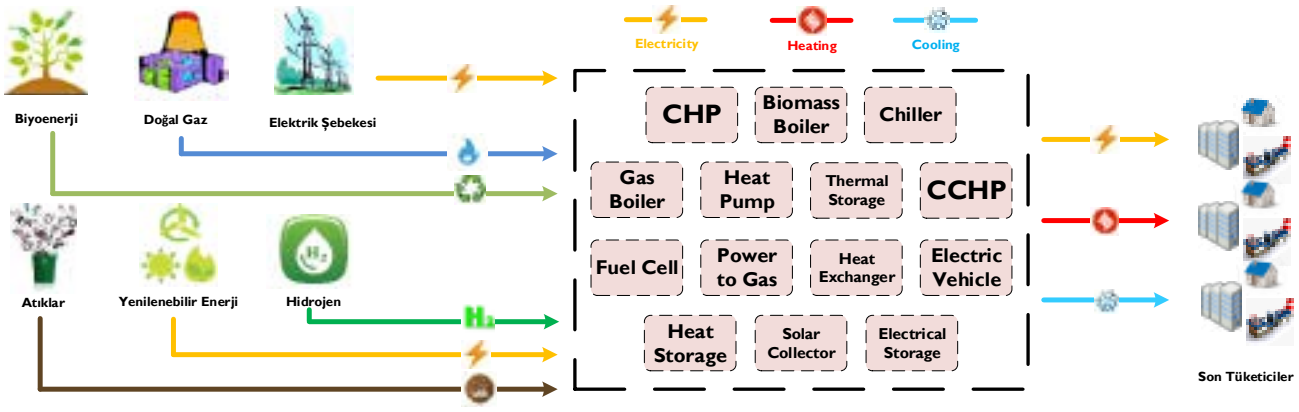
***Özetçe*— Dünya genelindeki nüfus artışı, teknoloji ve endüstrideki gelişmeler tüketicilerin enerji ihtiyaçlarının artmasına neden olmaktadır. Geleneksel enerji sistemlerinde bu üç temel türün birbirinden bağımsız olarak kullanıcılara aktarıldığı görülmektedir. Çevresel kaygıların yaygınlaştığı günümüzde enerjinin verimli bir şekilde üretilmesi, iletilmesi ve tüketilmesi en önemli problemlerden birisidir ve bu konuyla ilgili birçok çalışmanın gerçekleştirildiği görülmektedir. Fosil yakıt tüketimi, CO_2 emisyonu, enerji maliyetini azaltma ihtiyacı ve sistemin daha esnek ve verimli bir şekilde çalışmasını sağlamak amacıyla farklı enerji vektörlerini bir araya getiren Çoklu Enerji Sistemleri (ÇES) konsepti en çarpıcı örneklerden birisidir. Bu çalışmada, bu konsept dahilinde icra edilmiş literatür çalışmaları farklı açılardan değerlendirilmiştir.**

Anahtar Kelimeler — Çevresel kaygılar; çoklu enerji sistemleri; ekonomik çözümler; enerji verimliliği; teknolojik gelişmeler.

I. GİRİŞ

Dünya nüfusunun artması, hızlı sanayileşme ve kentleşme, ve bunun yanında ekonomik gelişmeler son kullanıcıların elektrik, ısı ve soğutma gibi farklı türdeki enerji taleplerinin artmasına neden olmaktadır. Yapılan araştırmalara göre bu talebin, 2012 ile 2040 yılları arasında %48 oranında artması beklenmektedir [1]. Ancak bu talebi karşılamak amacıyla fosil yakıt tabanlı kaynakların daha fazla kullanılması, hali hazırda var olan çevresel kaygıların yoğunlaşmasına ve enerji maliyetinin yükselmesine neden olmaktadır. Geçmişte akademik camia ve endüstrinin bu sorunlara çözüm niteliği taşıyan çalışmalar icra ettiği görülmektedir, ancak son yıllarda bu çalışmaların yoğunlaştığı ve uygulanabilir formda bir yapı sunulmasının amaçlandığı aşikârdır. Çoklu Enerji Sistemleri (ÇES) de en etkili çözümlerden biri olarak günümüz literatüründe oldukça fazla yer almaya başlamıştır.

ÇES farklı enerji vektörlerini (elektrik, gaz, ısı, soğutma vb.) bir araya getirerek ihtiyaca göre bir türden diğer bir türe enerji dönüşümüne izin veren son teknoloji üst düzey bir yapıdır. Örnek bir ÇES yapısı Şekil 1'de gösterilmektedir. Sistem işletimi bir optimizasyon problemi olarak ele alındığı takdirde bahsi geçen entegrasyon sayesinde enerji maliyetinin ve emisyonun minimize edilmesi, enerji verimliliğinin maksimum seviyede tutulması, vb. amaçlar sağlanabilir. Ayrıca ÇES'in yaygınlaşması konvansiyonel enerji sistemlerinin esnekliğini arttırarak farklı enerji türlerinin bir arada son kullanıcılara aktarılabilmesine olanak sağlamaktadır. Örneğin, elektrik enerji talebi artan bir kullanıcı bu enerjiyi, doğrudan şebekeden karşılayabildiği gibi doğal gazın kojenerasyon ünitelerinde yakılması sonucu elde edilen enerjiden de sağlayabilmektedir. Böylece enerji sistemi işletilirken aşılması gereken en önemli problemlerden biri olan yüksek maliyet olabildiğince azaltılmış olacaktır. Bahsi geçen avantajlarına ek olarak ÇES, kullanıcıların taleplerini güvenli bir şekilde karşılama özelliğine de sahiptir. Şöyle ki enerji girdilerinin herhangi birinde kesinti olması söz konusu olduğunda verimli bir enerji dönüşüm süreci sonrası son kullanıcının konforundan



Şekil. 1. Genel bir ÇES şeması

kesinlikle taviz vermeden talebin karşılanması mutlak surette sağlanmaktadır.

ÇES'te kullanılan temel enerji dönüşüm ünitelerine bileşik ısı ve güç sistemleri (combined heat and power- CHP), bileşik ısı, soğutma ve güç sistemleri (CCHP), ısı pompaları, kazanlar, soğutucular, termal ve elektriksel depolama birimleri örnek olarak verilebilmektedir. Bu ünitelere ek olarak farklı enerji dönüşüm kabiliyetine sahip başka üniteler de eklenebilir. Ancak bu durum, sistemin esnekliğini arttırmasına rağmen modellenmesinin ve işletiminin daha karmaşık bir hâl almasına neden olmaktadır. Buna çözüm olarak Enerji Merkezi (EM) konsepti geliştirilmiş ve karmaşık yapı daha anlaşılır, işletilebilir bir yapıya dönüştürülmüştür.

Diğer bir yandan, son kullanıcıların tüketim profillerini değiştirerek enerji piyasasında aktif olarak rol oynayabilmesine imkân sunan akıllı şebeke konseptinin de ÇES'e entegre edilmesi sistemin daha sürdürülebilir, ekonomik, esnek ve verimli olmasının önünü

açmaktadır. En önemli programlardan biri olan talep tarafı yönetiminin (demand-side management) uygulanarak etkili stratejilerin geliştirildiği çalışmalar olduğu gibi, yenilebilir enerji sistemleri de ÇES içerisindeki varlığını arttırmaktadır. Böylece hem emisyon, hem de şebekeye bağlılık azaltılmış olur. Son olarak oldukça popüler bir çalışma alanı haline gelen elektrikli araç entegrasyonu da ÇES konseptine uyumlu hale getirilerek toplam aktif güç talebi önemli ölçüde şekillendirilebilmektedir.

Çalışmanın bundan sonraki kısımları ise şu şekilde planlanmıştır. Yazının ikinci bölümünde ÇES ile ilgili genel bilgiler içeren literatür çalışmaları, üçüncü bölümde ÇES ve dağıtık enerji üretiminin birleştirildiği çalışmalar, dördüncü bölümde ÇES ile akıllı şebeke konseptinin bir arada kullanıldığı çalışmalar, beşinci bölümde elektrikli araçlar ile ÇES entegrasyonunun yapıldığı çalışmalar incelenmiş ve son olarak da sonuçlar verilmiştir.

II. ÇES İLE İLGİLİ DERLEME ÇALIŞMALARI

Bu başlık altında ÇES konusuyla ilgili daha önce gerçekleştirilmiş olan derleme çalışmaları irdelenecektir. Belirtilen çalışmalardan bazıları sadece ÇES konseptini tanıtmakta, bazıları bu yapının avantaj ve dezavantajlarını değerlendirmekte, bir kısmı ise diğer konseptlerin entegrasyonunu ele almaktadır.

Ref. [2]'de ÇES ile ilgili farklı açılardan kapsamlı bilgiler verilen çalışmada ÇES sistemi, belirli bir bölgede bulunan elektrik, ısı, soğutma ve yakıt gibi farklı enerji vektörlerinin optimal şekilde işletildiği bir yapı olarak tanımlanmıştır. Çalışmanın devamında farklı perspektifler (uzaysal, çoklu yakıt, çoklu servis ve enerji ağları) çizilerek ÇES yapısının detaylı olarak incelenmesi ve dağıtık enerji sistemlerinin entegrasonu değerlendirilmiştir. Sonrasında ÇES modellemelerinde yaygın olarak kullanılan EM, Mikroşebekeler ve Sanal Güç Santralleri konseptlerinin tanıtıldığı ve devamında ekonomik ve çevresel analizlere olanak sağlayan programların (RETScreen, EnergyPLAN, DER-CAM, eTransport) incelendiği bir derleme çalışması sunulmuştur. Ref. [3]'de ÇES modellemelerinin gerekliliği ve karşılaşılan zorlukların ele alındığı bir çerçeve çizilmiştir. ÇES

modellemelerinin enerji kaynakları, mühendislik ve yatırım, mühendislik ve ekonomi gibi konularda da yapılabileceği gösterilmiştir. Bunlara ek olarak, EM sistemlerinin çok kriterli (ekonomik, çevresel vb.) matematiksel fonksiyonlar yardımıyla ifade edilmesi sonucu sosyal bilimler, ekonomi ve mühendislik alanlarında nasıl kullanılabileceği detaylıca aktarılmıştır. ÇES modellemeleri incelendiğinde EM konseptinden oldukça fazla yararlanıldığı görülmektedir. Bu çalışmalardan Ref. [4]'de EM yapısının farklı enerji türlerinin üretildiği, birbirine dönüştürüldüğü, depolandığı ve kullanıldığı bir yer olarak tanımlandığı, diğer bir taraftan bu yapının güçlü ve zayıf yönlerinin, karşılaşılan zorlukların açıkladığı ve gerçekleştirilmiş literatür çalışmalarına yer verildiği görülmüştür.

Daha öncede bahsedildiği üzere ÇES konsepti çeşitli boyutlarda (mahalle, şehir, ülke, vb.) ele alınabilmektedir. Ref. [5]'teki çalışmada mahalle ve şehirlere yönelik ÇES modellemelerinin nasıl yapılabileceği üzerinde durulmuş ve kullanılabilecek teknolojiler (özelllikle güç-gaz dönüşüm teknolojisi) aktarılmıştır. Bunun yanında CHP, ısı kazanları ve ısı pompalarının yapı içindeki önemine değinilmiştir. Ayrıca, son zamanlarda yararlanılması oldukça fazla teşvik edilen yenilenebilir enerji sistemlerinden (YES) rüzgâr ve fotovoltaik (PV) kaynakların bir arada bulunduğu çalışmalar analiz edilmiştir.

Modern güç sisteminde enerjinin devasa üretim santrallerinden son kullanıcılara iletilmesi yerine yenilenebilir enerji kaynaklarının önemli bir paya sahip olduğu dağıtık çoklu üretim sistemlerinin (DÇÜS) daha fazla önem kazandığı görülmektedir. DÇÜS'nin tanıtımı, önemi, bu yapının alt kolları olan kojenerasyon ve trijenerasyon sistemleri ve son olarak ÇES içerisindeki yerini kapsamlı bir şekilde irdeleyen bir derleme çalışması Ref. [6]'te sunulmuştur. Özellikle de enerji verimliliği, ekonomik fayda ve karbon emisyonundaki azalmaya olan katkı tüm yönleriyle irdelenmiştir. Benzer nitelikteki bir diğer çalışma Raj vd. [7] tarafından gerçekleştirilmiştir. Biyokütle, güneş enerjisi, yakıt hücresi ve atık ısının geri kazanımı tabanlı kojenerasyon sistemleri dört ana başlık altında toplanarak bu sistemlerin tasarım, analiz, modelleme ve ekonomik açıdan incelenmesi gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma sayesinde, araştırmacıların kojenerasyon ve farklı enerji taşıyıcılarının birleşimi konusunda yeni fikir geliştirilebilmesine katkı sağlanmış ve çalışmaların efektif bir şekilde devam edebilmesinin hedeflendiği görülmüştür.

Ref. [8]'deki çalışmada, trijenerasyon sistemleri küçük boyutlarda incelemiş ve bu sistemlerin enerjiye, ekonomiye ve çevreye etkileri değerlendirilmiştir. Farklı enerji vektörlerinin birbirlerine entegre edilerek işletilmesinin ve bu şekilde son kullanıcılara enerji iletiminin, geleneksel sistemlere göre %28 oranında birincil enerji tasarrufu, %36 oranında karbon emisyonununda azalma sağlayabileceği sonucuna ulaşılmıştır. Ayrıca trijenerasyon sistemlerinin ısı pompaları ile entegrasyonunun bahsedilen verileri olumlu yönde etkileyebileceği belirtilmiş, ancak termal tabanlı ısı pompaları üzerinde bu amaca yönelik çalışmalar yapılması gerektiğinin altı çizilmiştir.

Ref. [9]'de sunulan çalışma, akıllı ÇES modellemesinin olumlu ve olumsuz yönlerini irdelemiş ve aynı zamanda karşılaşılabilecek zorlukları da araştırmacılarla paylaşmıştır. Olumlu yönlerine örnek olarak ısıtma ekipmanlarının yanında gaz dağıtım sistemlerinin de talep cevabı kaynağı olarak kullanılması önerilmiştir. Zorluklara örnek olarak ise birçok enerji türünün entegre bir şekilde işletilmesi için optimizasyon çalışmalarının gerekliliği vurgulanmıştır.

III. DAĞITIK ENERJİ ÜRETİMİNİ KAPSAYAN ÇALIŞMALAR

Dağıtık enerji sistemleri, uzak bölgelere enerji temininde önemli rol oynayan, iletim kayıplarını azaltmaya yardımcı bir yapı olarak sunulmuştur. Bu sistemlerde yenilenebilir tabanlı kaynaklardan faydalanılabileceği gibi, fosil yakıt tabanlı üretim birimleri ve ayrıca termal ve elektriksel depolama üniteleri de yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu çalışmalardan Nosrat vd. [10] kojenerasyon ve trijenerasyon sistemlerine PV panel ekleyerek sistem işletimini bir optimizasyon problemi olarak ele almış ve karbon emisyonunun yanında ömür maliyetini de amaç fonksiyonu olarak ifade etmiştir. Önerilen model Kanada'nın seçili bölgelerindeki evlerde uygulanmıştır. Sistemde, PV paneller, CHP, ısı değiştiricisi, emilim soğutucusu, batarya, inverter ve farklı enerji türlerini kullanan yükler bulunmaktadır. Sistemin enerji girdisi olarak elektrik ve yakıt kullanılmıştır. Trijenerasyonun, kojenerasyona göre olumlu etkisinin daha fazla olduğu ve bu iki sistemin geleneksel enerji sistemlerine göre gaz emisyonunu %50-%90 oranında azaltabilme potansiyeli olduğu kanıtlanmıştır. Benzer olarak endüstride kullanma amacıyla bir ÇES optimizasyon modeli Ref. [11]'da sunulmuştur. Modelde CHP, ısı kazanı, ısı depolama birimi, PV panel ve kullanıcıların birbirine bağlandığı bölgesel bir ısı ağı bulunmakta, enerji girdisi olarak da elektrik ve yakıt kullanılmaktadır. Çok kriterli optimizasyon probleminde amaç fonksiyonu olarak yıllık bakım, yatırım ve işletme maliyetlerini içeren toplam maliyet fonksiyonu ve karbon emisyonunun azaltılması birlikte ele alınmıştır. Benzetim çalışması sonuçlarına göre bütün birimlerin etkileşim içinde bulunduğu durumun en çevre dostu model olduğu gösterilmiştir.

Somma vd. [12] tarafından sunulan çalışmada ekserji analizinin yapılması amaçlanmıştır. Buna göre optimizasyon modeli, ekserji verimini arttırmak ve aynı zamanda yıllık maliyetleri azaltmak amacıyla kullanılacak olan enerji dönüşüm birimlerinin tiplerine, miktarına ve boyutuna karar vermektedir. Model, CHP, doğalgaz ve biyokütle kazanları, PV paneller, soğutucular ve termal/elektriksel depolama birimleri içermektedir. Burada diğer çalışmalardan farklı olarak, elektrik ve doğalgazın yanında biyokütle enerjisi, sistemin giriş

enerji türlerinden biri olarak kabul edilmiştir. Benzetim çalışması sonuçlarına göre, kurulan modelin maliyet ve sistemin ekserji girişinde %21-%36 oranında bir azalma sağladığı gösterilmiştir.

Ref. [13]'de CCHP ile dağıtık enerji sistemlerinin birleşimi olan bir ÇES modeli tasarlanıp enerji oranı, toplam işletme maliyeti ve karbon emisyonunun amaç fonksiyonu olarak ifade edildiği bir optimizasyon problemi ele alınmıştır. Modeldeki CCHP, gaz ve buhar türbinleri, depolama tankı, kazan, çeşitli soğutucular ve ısı değiştiricisi içermektedir. Enerji girdisi olarak şebekeden doğrudan tedarik edilen elektrik enerjisi, doğal gaz, güneş enerjisi ve rüzgâr enerjisi kullanılmıştır. Sistem işletimini ekonomik olarak değerlendirmek amacıyla net şimdiki değer analizinin de yapıldığı çalışmada modelin, enerji dönüşümündeki verim artışı ve gaz fiyatlarındaki azalmalarla birlikte amaç fonksiyonlarını olumlu yönde etkileyeceği belirtilmiştir.

Rubio-Maya vd. [14] bir ÇES modeli oluşturarak enerji tasarrufu, karbon emisyonu ve ekonomik fizibilitenin en iyileştirilmiş değerlerinin alındığı bir optimizasyon problemi elde etmiştir. Model içerisinde enerji dönüşüm birimleri olarak, biyokütle gazlaştırma sistemi, yardımcı kazan, solar toplayıcı sistem, termal yollarla aktif olan teknolojiler, basınç tabanlı soğutucu ve tuzdan arındırma teknolojisi kullanılmıştır. Bu sistem sayesinde diğer örneklerden farklı olarak kullanıcıya taze su da aktarılabilmektedir. Sonuç olarak ÇES sisteminin doğal gaz enerjisi dikkate alındığında mantıklı bir yatırım olduğu, ancak elektrik enerjisi ve gaz fiyatlarına bağlı olarak bu durumun değişebileceğinin altı çizilmiştir.

IV. AKILLI ŞEBEKE KONSEPTİ DAHİLİNDE GERÇEKLEŞTİRİLEN ÇALIŞMALAR

Literatür çalışmaları incelendiğinde akıllı şebeke konseptinin güç sistemine uygulanarak belli başlı sorunlara çözüm olarak sunulduğu görülmüştür. Kullanıcı konforunun ön planda tutulması, enerji piyasasının düzgün işletilmesi ve ekonomik işletimsel aksiyomların geliştirilmesi gibi sadece güç sistemini baz alarak yapılan birçok çalışma mevcuttur. Ancak kojenerasyon, trijenerasyon ve ÇES yapısının sunulması tek bir enerji türünden ziyade talep edilen bütün çeşitlerin göz önünde bulundurulmasını zorunlu kılmaktadır. Bundan dolayı akıllı şebeke konseptinin de yalnızca elektriği değil, diğer enerji türlerini de kapsayacak şekilde genişletilmesi ve geliştirilmesi gerekmektedir. Böylece enerji dönüşüm süreçlerinin daha verimli olmasının önü açılacak ve sistemin esnek bir şekilde işletimine katkı sağlanacaktır. Bu alanın yeni çalışmalar için önemli bir potansiyele sahip olduğu söylenebilir. Hali hazırda bu konseptin ÇES ile birlikte entegre edilerek işletildiği ve belli çözüm önerilerinin getirildiği literatür çalışmaları bu başlık altında irdelenmiştir.

Houwing vd. [15] mikrokojenerasyon sistemlerini akıllı şebeke konseptinin en önemli parçalarından biri olan talep cevabı uygulamalarında kullanarak değerlendirmiştir. İlk olarak genel bir çerçeve çizilerek mikrokojenerasyon sistemleri tanıtılmış, sonrasında ise enerji maliyeti baz alınarak bu tip sistemlerin esneklik potansiyeli incelenmiştir. Uygulamada oluşturulan ev modelinde temel CHP elemanları ile birlikte termal depolama biriminden de yararlanılmıştır. Termal depolama biriminin ortalama sıcaklığının değişmemesi ve talep cevabı kapsamında enerji maliyetinin minimize edilmesi gibi iki farklı durum analizi gerçekleştirilerek bir benzetim çalışması yapılmıştır. Sonuçlara göre, talep cevabı programlarının entegre edildiği bu sistemlerde enerji maliyetinde %1 ile %14 oranında bir düşüş sağlanabileceği çeşitli grafikler yardımıyla analiz edilmiştir. Ref. [16]'de önerilen çalışmada, gaz generatörü, gaz kazanı, transformatör, elektrikli ısıtıcı/soğutucu ve emilim soğutucusundan oluşan bir ÇES modeli kurulmuştur. Bunların yanında talep cevabı aksiyomlarından olan yük kaydırma ve yük kırpma stratejilerinin uygulanmasına imkân sağlanmıştır. Sistem operatörünün kârının maksimum seviyede tutulması amacıyla elde edilen optimizasyon problemi parçacık sürü optimizasyon tekniği kullanılarak çözdürülmüştür. Son kullanıcının tüketimi, elektrik ve doğal gaz fiyatlarındaki değişim göz önünde bulundurularak üç farklı durum analizi gerçekleştirilmiştir. Shams vd. [17] tarafından sunulan çalışmada dizel generatör, termal depolama birimi, batarya, rüzgâr türbini, PV panel ve ısı kazanı bulunan bir mikroşebeke yapısı ele alınmıştır. Termal ve elektriksel talep cevabı uygulamaları da bu yapıya entegre edilerek elde edilen iki seviyeli bu optimizasyon probleminde amaç fonksiyonunu işletme maliyetlerinin minimize edilmesi oluşturmuştur. Çıkışı değişken YES tabanlı enerji üretiminin yanında termal/elektriksel yük tüketimi senaryo bazlı olarak ifade edilmiş ve sistem gerçeğe yakın bir şekilde modellenmiştir. Çalışmanın sonunda elektrik fiyatlarının ve gaz boru hatlarında kullanılan boru çapının maliyet üzerinde doğrudan bir etkisi olduğu ve talep cevabı programının enerji maliyetini azalttığının altı çizilmiştir. Benzer nitelikte bir çalışma Ref. [18]'de sunulmuştur. Bu çalışmada transformatör, CHP, ısı kazanı, soğutucu ve batarya içeren bir akıllı EM oluşturulmuştur. EM'nin CCHP içermediği, CCHP içerdiği, ancak merkezde üretilen enerjinin şebeke ile bir bağlantısının olmadığı ve merkez içerisinde üretilen enerjinin akıllı şebeke kapsamında şebeke ile bağlantısı olduğu varsayılarak üç farklı durum analizini içeren bir optimizasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Elektrik enerji maliyeti ve emisyon cezalarının ağırlıklı toplamından oluşan amaç fonksiyonunun minimize edilmesi hedeflenirken, sistemin işletim riskinin kontrolü, "Conditional Value at Risk (CVaR)" tekniği yardımıyla sağlanmıştır. Sonuçlar irdelendiğinde CCHP ünitesi ve CVaR metodundan yararlanılmasının maliyetlerde %43,03 azalma oluşturduğu, bunun yanında şebekeye elektrik enerji satışı da yapılırsa %69,54'lük düşüşün başarıldığı vurgulanmıştır. Pazouki vd. [19] EM modeli içerisinde CCHP, transformatör, biyokütle-gas dönüştürücüsü, termal ve elektriksel depolama birimi, gaz kazanı, emilim soğutucu ve ısı değiştiricisi içeren bir yapı sunmuştur. Elektrik ve gaz enerji girdilerinin yanında, biyokütle ve rüzgâr da farklı bir enerji türü olarak sisteme entegre edilmiştir. Ayrıca talep cevabı programlarından biri olan yük kaydırma aksiyomlarından yararlanarak işletme maliyetinin minimize edilmesi amaçlanmıştır.

V. ELEKTRİKLİ ARAÇ ENTEGRASYONUNU KAPSAYAN LİTERATÜR ÇALIŞMALARI

İstatistiksel verilere göre, dünya toplam enerji tüketiminin %27'sinin, sera gaz emisyonunun ise %33'ünün ulaşım sektöründe meydana geldiği görülmüştür [20]. Küresel ısınma, karbon ayak izinin düşürülmesi ve asit yağmurları gibi çevresel kaygıların yaygınlaştığı günümüzde, ulaşım ağında devrim niteliğinde büyük gelişmelere neden olmaktadır. Bu değişimin arkasında ekonomik, ekolojik ve politik nedenler yer alsa da en önemli bağlayıcı faktör çevresel farkındalıktır. Artık günümüzde fosil yakıt bazlı geleneksel taşıtlar yerini, akıllı şebeke konsepti dahilinde yeşil enerji kaynaklarıyla da şarj edilebilen, emisyonu düşük çevre dostu elektrikli araçlara bırakmaktadır. Bu araçların popülaritesinin gün geçtikçe artmasıyla birlikte literatür çalışmalarının da yoğun olarak gerçekleştirildiği görülmektedir. ÇES ve ulaşım sistemlerinin entegrasyonu da araçların enerji sistemi içerisindeki payının artmasına neden olacağı aşikârdır. Sisteme esneklik sağlamasının dışında şarj oldukları anda şebeke üzerindeki etkileri mutlaka değerlendirilmeli ve çalışmalar bu konuya çözüm niteliği taşımalıdır. Bu başlık altında ÇES ve elektrikli araçların birlikte yer aldığı bir yapı üzerinde gerçekleştirilen literatür çalışmaları detaylı bir şekilde irdelenmiştir.

Ref. [21]'da sunulan çalışma kapsamında hibrit elektrikli araçlar ve CHP ünitesi içeren ÇES modeli bir optimizasyon problemi olarak ele alınmış olup araçların şarj olma periyotlarının kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca zamana bağlı değişen elektrik fiyatları kullanılarak şarj olma maliyetinin minimize edilmesi hedeflenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre araçlar için en uygun şarj olma periyodunun belirlendiği ve son kullanıcı talep grafiğinin stabilize edildiği görülmüştür. Bu konuyla ilgili gerçekleştirilen diğer bir çalışmada [22] elektrikli araçlar EM içerisinde modellenmiş ve elektriğin gaza göre daha fazla kullanılmasının istenildiği bir optimizasyon çalışması

yapılmıştır. Gerçeğe yakın sistem modellemesi yapabilmek amacıyla farklı sürüş tarzları, rejeneratif frenleme ve elektrikli aracın teknik özellikleri (araç ağırlığı, motor gücü, rejeneratif frenleme verimi, hava rezistans sabiti vb.) de dikkate alınmıştır. Çalışma sonucunda, önerilen sistemin esneklik sunduğu, akıllı şebeke konsepti dahilinde değerlendirilebileceği ve modele farklı araç özelliklerinin de eklenebileceği vurgulanmıştır. Timothee vd. [23] içerisinde PV panel, rüzgâr türbini, kazan, CHP, termal/elektriksel depolama ve elektrikli araç barındıran bir yapının işletme maliyetinin minimize edilmesinin amaçlandığı bir ÇES modeli oluşturmuştur. Problem hem evrimsel algoritma ile hem de parçacık sürü optimizasyon tekniği yardımıyla çözülerek sonuçlar karşılaştırılmış, bunun yanında çeşitli veriler değiştirilerek duyarlılık analizi de yapılmıştır. Bu sistem sayesinde son kullanıcı enerji talebinin kesintisiz bir şekilde sağlanabildiği belirtilmiştir.

CCHP, elektrikli araç, PV panel, enerji depolama sistemi içeren bir mikro şebeke modeli Ref. [24]'de sunulmuş ve optimizasyon tabanlı bir yaklaşım geliştirilmiştir. Elektrik piyasa fiyatları, elektriksel ve termal yükler stokastik olarak modellenmiş ve bunun yanında Normal, Weibull ve Beta olasılık fonksiyonları kullanılarak PV panel güç üretimi elde edilmiştir. Çok amaçlı optimizasyon probleminde işletme maliyeti ile karbon emisyonunun minimum seviyede tutulması hedeflenmiştir. Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, belirsizliklerin maliyeti %12.2 arttırdığı, ancak elektrikli araçların bulunduğu enerji depolama sisteminin maliyeti %4.7 ve emisyonları %23 oranında düşürdüğü belirtilmiştir.

VI. SONUÇ

Çevresel kaygıların arttığı, karbon salınımın azaltılmak istendiği ve enerjinin verimli bir şekilde değerlendirilmesinin önemsendiği günümüzde ÇES yapısı yaygın olarak tercih edilen bir konsept haline gelmiştir. Özellikle akademik camianın yanında endüstrinin de çalışmalarını yoğunlaştırdığı bu alan, teknolojik gelişmelerle birlikte diğer konseptlerin entegrasyonuna izin vermektedir. Bu çalışmada, geçmişten günümüze ÇES yapısının incelenmesi, gerçekleştirilmiş akademik araştırmaların irdelenmesi ve konu başlıklarına göre sınıflandırılarak okuyucuların bu konu hakkında bilgilendirilmesi hedeflenmiştir. Bahsi geçen çalışmalar değerlendirildiğinde, birden fazla enerji sistemlerinin birlikte çalışılabilir olması ve böylece sistem operatörlerinin esnekliğinin arttırılması temel amaçlar arasında yer almaktadır. Sistem modellemesinin bir optimizasyon problemi olarak ele alınması sayesinde işletme maliyeti ve karbon emisyonunun azaltılması, operatör karının maksimum seviyede tutulması gibi çok amaçlı sürdürülebilir enerji sistemine ulaşılması hedeflenmektedir. Son zamanlarda adını sıkça duyduğumuz akıllı şebeke konseptinin de ÇES yapısına entegre edilmesi sonucu daha verimli, ekonomik, çevre dostu aynı zamanda son kullanıcıların talep ettiği gücü güvenilir bir şekilde tedarik eden bir yapının elde edileceği aşikardır.

Gelecek çalışmalarda akıllı şebeke konseptinin en önemli uygulamalarından biri olan talep tarafı esnekliğini de dikkate alan detaylı bir ÇES modellemesinin sunulması amaçlanmaktadır.

KAYNAKLAR

[1] U.S. Energy Information Administration, "International Energy Outlook", *Vol. 0484*, 2016.

[2] Mancarella, P., "MES (multi-energy systems): An overview of concepts and evaluation models", *Energy*, 65:1–17, 2014.

[3] Mancarella, P., Andersson, G., Peças-Lopes, J. A., and Bell, K. R. W., "Modelling of integrated multi-energy systems: Drivers, requirements, and opportunities", *19th Power Systems Computation Conference*, *PSCC*, 2016.

[4] Mohammadi, M., Noorollahi, Y., Mohammadi-ivatloo, B., and Yousefi, H., "Energy hub: From a model to a concept – A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80(July):1512–1527, 2017.

[5] Reynolds, J., Ahmad, M. W., and Rezgui, Y., "Holistic modelling techniques for the operational optimisation of multi-vector energy systems", *Energy and Buildings*, 169:397–416, 2018.

[6] Chicco, G., and Mancarella, P., "Distributed multi-generation: A comprehensive view", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(3):535–551, 2009.

[7] Raj, N. T., Iniyan, S., and Goic, R., "A review of renewable energy based cogeneration technologies", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(8):3640–3648, 2011.

[8] Angrisani, G., Roselli, C., & Sasso, M., "Distributed microtrigeneration systems", *Progress in Energy and Combustion Science*, 38(4): 502–521, 2012.

[9] Mancarella, P., "Smart Multi-Energy Grids : Concepts , Benefits and Challenges", 9–10, 2012.

[10] Nosrat, A. H., Swan, L. G., and Pearce, J. M., "Improved performance of hybrid photovoltaic-trigeneration systems over photovoltaic-cogen systems including effects of battery storage", *Energy*, 49(1):366–374, 2013.

[11] Buoro, D., Casisi, M., De Nardi, A., Pinamonti, P., and Reini, M., "Multicriteria optimization of a distributed energy supply system for an industrial area", *Energy*, 58:128–137, 2013.

[12] Di Somma, M., Yan, B., Bianco, N., Graditi, G., Luh, P. B., Mongibello, L., and Naso, V. 2017, "Multi-objective design optimization of distributed energy systems through cost and exergy assessments", *Applied Energy*, 204:1299–1316, 2017.

[13] Sedighizadeh, M., Esmaili, M., and Mohammadkhani, N., "Stochastic multi-objective energy management in residential microgrids with combined cooling, heating, and power units considering battery energy storage systems and plug-in hybrid electric vehicles", *Journal of Cleaner Production*, 195:301–317, 2018.

[14] Rubio-Maya, C., Uche-Marcuello, J., Martínez-Gracia, A., and Bayod-Rújula, A. A., "Design optimization of a polygeneration plant fuelled by natural gas and renewable energy sources", *Applied Energy*, 88(2):449–457, 2011.

[15] Houwing, B. M., Negenborn, R. R., and Schutter, B. De., "Micro-CHP Systems", 99(1), 2011.

[16] Li, Y., Wei, C., Guo, D., Liu, W., and Chen, X., "Bilateral collaborative operation optimisation model in integrated multi-energy system", *The Journal of Engineering*, 2017(13):2519–2524, 2017.

[17] Shams, M. H., Shahabi, M., and Khodayar, M. E., "Stochastic day-ahead scheduling of multiple energy carrier microgrids with demand response", *Energy*, 155:326–338, 2018.

[18] Roustai, M., Rayati, M., Sheikhi, A., and Ranjbar, A. M., "A scenario-based optimization of Smart Energy Hub operation in a stochastic environment using conditional-value-at-risk", *Sustainable Cities and Society*, 39(October 2017):309–316, 2018.

[19] Pazouki, S., Haghifam, M. R., and Olamaei, J., "Economical scheduling of multi carrier energy systems integrating Renewable, Energy Storage and Demand Response under Energy Hub approach", *Smart Grid Conference 2013*, *SGC* 2013, 80–84, 2013.

[20] Rahmani-andebili, M., "Optimal power factor for optimally located and sized solar parking lots applying quantum annealing" *IET Generation, Transmission & Distribution*, *Vol. 10, 2016, p 2538 – 2547*.

[21] Rastegar, M., and Fotuhi-Firuzabad, M., "Optimal charge scheduling of PHEV in a multi-carrier energy home", *14th International Conference on Environment and Electrical Engineering, EEEIC 2014 - Conference Proceedings*, 199–203, 2014.

[22] Galus, M. D., and Member, S., "Power System Considerations of Plug-In Hybrid Electric Vehicles based on a Multi Energy Carrier Model", 1–8, 2009.

[23] Timothée, C., Perera, A. T. D., Scartezzini, J. L., and Mauree, D., "Optimum dispatch of a multi-storage and multi-energy hub with demand response and restricted grid interactions", *Energy Procedia*, 142:2864–2869, 2017.

[24] Sedighizadeh, M., Esmaili, M., and Mohammadkhani, N., "Stochastic multi-objective energy management in residential microgrids with combined cooling, heating, and power units considering battery energy storage systems and plug-in hybrid electric vehicles", *Journal of Cleaner Production*, 195:301–317, 2018.

İstanbul Deniz Otobüsleri (İDO) Feribotlarında Yakıt Tasarruflu ve Çevreye Daha Duyarlı Alternatif Enerji Teknolojilerinin Olası Kullanım Koşullarının Değerlendirilmesi

Berfin Şahin[1], Melis Ateş[1], Özdemir Alp Topalak[2], Füsun Tut Haklıdır[1], M. Emre Erdem[2]

[1]*İstanbul Bilgi Üniversitesi, Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü, Santral Kampüs, Eyüp İstanbul*

[2]*İstanbul Bilgi Üniversitesi, Makine Mühendisliği Bölümü, Santral Kampüs, Eyüp İstanbul*

berfin.sahin@bilgiedu.net; melis.ates@bilgiedu.net;alp.topalak@bilgi.edu.tr; fusun.tut@bilgi.edu.tr; emre.erdem@bilgi.edu.tr

ÖZET

İstanbul Deniz Otobüsleri (İDO) hem İstanbul içi hem de şehirler arası yaptığı yolcu ve arabalı vapur seferleri sayesinde toplum için büyük bir kolaylık sağlamaktadır. Ancak, günümüzde artan yakıt fiyatları şirketler arasındaki rekabet azalmaktadır. Yakıt fiyatlarının artması sebebiyle tasarruf yoluna gidilmesi gerekmektedir. Buna dayanarak İstanbul Deniz Otobüsleri için hem harcanan yakıttan tasarruf ettirecek hem de açığa çıkan emisyon miktarının azaltılması için farklı senaryolar değerlendirilmiştir ve değerlendirilen kriterlere göre en verimli olacak senaryo seçilmiştir. Değerlendirilen senaryolar sırasıyla; güneş panellerinin kullanımı, rüzgar türbini teknolojileri, batarya sistemleri, yakıt pili teknolojileri ve gaz türbini teknolojileridir. Bunlar ayrı ayrı araştırılarak, gerekli bütçe ve tasarruf hesapları yapılarak uygun olan teknolojiyi belirlemek amaçlanmıştır. Yapılan hesaplarda geminin mevcut ağırlığı ve aynı zamanda taşıma kapasitesi, ek olarak kullanılmak istenen her teknoloji için gemiye eklenecek olan ekipmanların kaplayacakları alanlar ayrı ayrı hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar ve alternatif enerji teknolojilerinin karşılaştırılması sonucunda akü sisteminin mevcut sisteme eklenmesi kararlaştırılmış ve akü sisteminin gemiye entegrasyonu gerçekleştirilmiştir. Bu entegrasyona göre kullanılacak pil sayısı, saha hesabı, bütçe hesabı ve yakıt tasarrufu hesapları yapılmaktadır. Ayrıca, lityum-iyon pil eşdeğer devre modellerine baktığımızda, dinamik performans ve şarj durumu tahmini açısından mevcut koşullara da en uygun modelin çift polarizasyon modeli olduğu anlaşılmıştır.

GİRİŞ

İnsanoğlu uzun yıllar önce deniz taşımacılığı için okyanusları, nehirleri ve denizleri karayolu taşımacılığına göre fazla ürün taşınabilmesi, daha uzak mesafelere gidilmesine olanak sağlaması amacıyla kullanmaya başlamıştır (UNCTAD, 2017). Günümüze yaklaşıldığında is artan taşımacılık hacmi hem fosil yakıtların maliyetlerinin hem de çevreye zarar veren emisyonların artmasına neden olması nedeniyle alternatif yakıt ve araç teknolojilerinin araştırılması gereğini doğurmuştur (Deniz ve Zincir, 2016). Bilindiği üzere fosil yakıtların yaygın olarak kullanılması ve kaynakların günümüzde daha hızlı tüketilmeye başlaması enerji krizlerine yol açabilmektedir. Yakıldıklarında ve işlendiklerinde açığa çıkan zararlı sera etkisi yaratmaya müsait gazlar sonucunda ozon tabakasının zarar görmesine bağlı küresel ısınmanın etkileri kaçınılmaz bir hal almıştır. Bu etkileri en aza indirebilmek amacıyla yenilenebilir, daha çevre dostu enerji kaynaklar ve araç teknolojileri kullanılmasının önemi fark edilmiş olup, bununla ilgili mühendislik çalışmaları otomotiv sanayiinde geçtiğimiz yüzyılın son çeyreğinden itibaren hızla devam etmektedir (TEHAD, 2019). Sadece alternatif yakıt ve araç teknolojileri değil, enerji depolama da bu alanda da önem kazanmaktadır.

İstanbul bilindiği üzere büyük bir metropol kentidir ve nüfus yoğunluğuna bağlı olarak toplu taşımanın büyük önem taşıdığı şehirlerden biridir. Trafik açısından da çok yoğun olan İstanbul için yakıt ve emisyondan yapılacak olan her türlü tasarruf da önem taşımaktadır. Bundan dolayı, günümüzde elektrikli araç kullanımına olan talep artmaktadır. Ancak, kullanılan enerji kaynağı konusunda halen tartışmalar sürmektedir. Bu enerji kaynağının yenilenebilir enerjiden üretildiğinde yakıt tüketiminin yüksek oranda azaldığının ve emisyonların ciddi miktarlarda düşürülebileceği, çevre dostu teknolojilerin ortaya çıkacağı öngörülmektedir (Navarro vd., 2019). Dünyada olduğu gibi Türkiye'de de elektrikli araç kullanılmaktadır fakat bu oran dünyada 4 milyon rakamına ulaşmışken Türkiye'de bu sayı 1000'in altındadır (TEHAD, 2019). Bu nedenle, elektrikli araç teknolojileri ve yenilenebilir enerjiye daha fazla teşvik sağlanması gerekmektedir.

Hali hazırda dünyada hidrojenli araçların, rüzgar ve güneş enerjisinin kullanıldığı araçları teknolojileri de geliştirilmeye çalışılmaktadır.

Bu çalışma kapsamında İDO feribotları örnek alınarak, farklı teknolojilerin kullanımları karşılaştırılmaya çalışılmıştır.

İstanbul'un en büyük feribot işletmelerinden İDO, boğazın her iki tarafındaki limanlara, Karadeniz'e ve çevresinde sahip olduğu yolcu, araba ve yolcu feribotlarının taşınacağı katamaran tipli gemiler kullanmaktadır (Şekil.1).

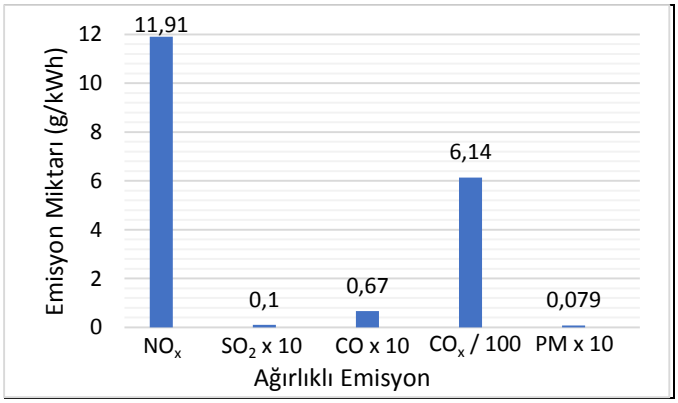
Şekil 1. Çalışma İçin Seçilen İDO Aracı

İDO'DA KULLANILAN MEVCUT ARAÇ TEKNOLOJİLERİ

Proje kapsamında incelenen Harem – Sirkeci hattı üzerinde işletilen Sultanahmet Arabalı Vapuru, hibrit bir sisteme sahiptir. Dizel – elektrik kombinasyonu olan bu sistem; her biri 580 kWh ve 1500 devirde çalışan 4 adet dizel motor sistemi, 2 adet elektrik motor sistemi bulunmaktadır. Toplamda 2320 kWh enerji üretilmektedir ve bunun 1200 kWh kadarı bir gidiş geliş süresince harcanmaktadır. Her dizel motor sistemi 50 litre/saat yakıt tüketimi gerçekleştirmektedir. Geminin taşıma kapasitesi ise 2050 tondur (Şekil.2) .

Şekil 2. Çalışmada Kullanılan İDO Aracının Elektrik Motor Dairesi

İstanbul Teknik Üniversitesi tarafından 2017 yılında yapmış olduğu deneyde, ABC 8MDX tipi, 4 motorlu, turbo şarjlı, dahili soğutma, 883 kW motor gücü, 198 g/kWh yakıt tüketimi ile 850 devir/dakika motor hızı olan gemide yakıt olarak düşük kükürtlü içeren dizel yakıt kullanılmıştır. Emisyon verileri değerlendirilmiştir (Şekil3).



Şekil 3. Düşük Kükürtlü Dizel Yakıtın Emisyon Verileri (Ergin vd., 2018)

SEÇİLEN İDO ARACINA FARKLI YAKIT VE ENERJİ TEKNOLOJİLERİNİN ADAPTASYON SENARYOLARININ DEĞERLENDİRİLMESİ

Çalışma kapsamında seçilen İDO aracında kullanılma şartlarının değerlendirildiği beş senaryo üzerinde çalışılmıştır. Senaryolardan üçünde emisyon miktarlarını en aza indirme koşullarını sağlayabilmek için güneş, rüzgar ve hidrojen yakıt pili sistemleri çalışılırken, gaz motoru ve dizel motora batarya sisteminin eklenmesi koşulları incelenmiştir.

Senaryo 1: *Güneş Panel Sistemi Kullanımı:*

Yapılan hesaplamalarda gemi için toplan 3243 adet solar panel gerekmektedir. Paneller için gerekli boş alan yaklaşık olarak 6293 m^2 olarak belirlenmiştir. Tüm paneller toplamda 71,346 kg ağırlığındadır. Bu araştırmalar ve hesaplamalar sonucunda, geminin kurulacak panel sistemi ve ekipmanları için yeterli boş alana sahip olmaması ve bütçe olarak uygunsuzluğundan ötürü, bu sistem tercih edilmemiştir.

Senaryo 2: *Rüzgar Türbin Sistemi Kullanımı:*

Geminin ihtiyacı olan enerjinin üretilebilmesi için portatif rüzgar sistemleri yerine normal boyutlardaki sistemlerin kullanılması daha uygun olacaktır. Yaklaşık olarak 400 adet rüzgar türbinine ihtiyaç vardır. Fakat geminin yeterli alanı ve taşıma kapasitesi bulunmadığından, aynı zamanda türbinlerin verimliliğinin maksimum düzeyde olması için yerleştirilecek lokasyonların uygunsuzluğu ve bütçe aşımından dolayı bu sistem tercih edilmemiştir.

Senaryo 3*: Hidrojen Yakıt Pili Sistemi:*

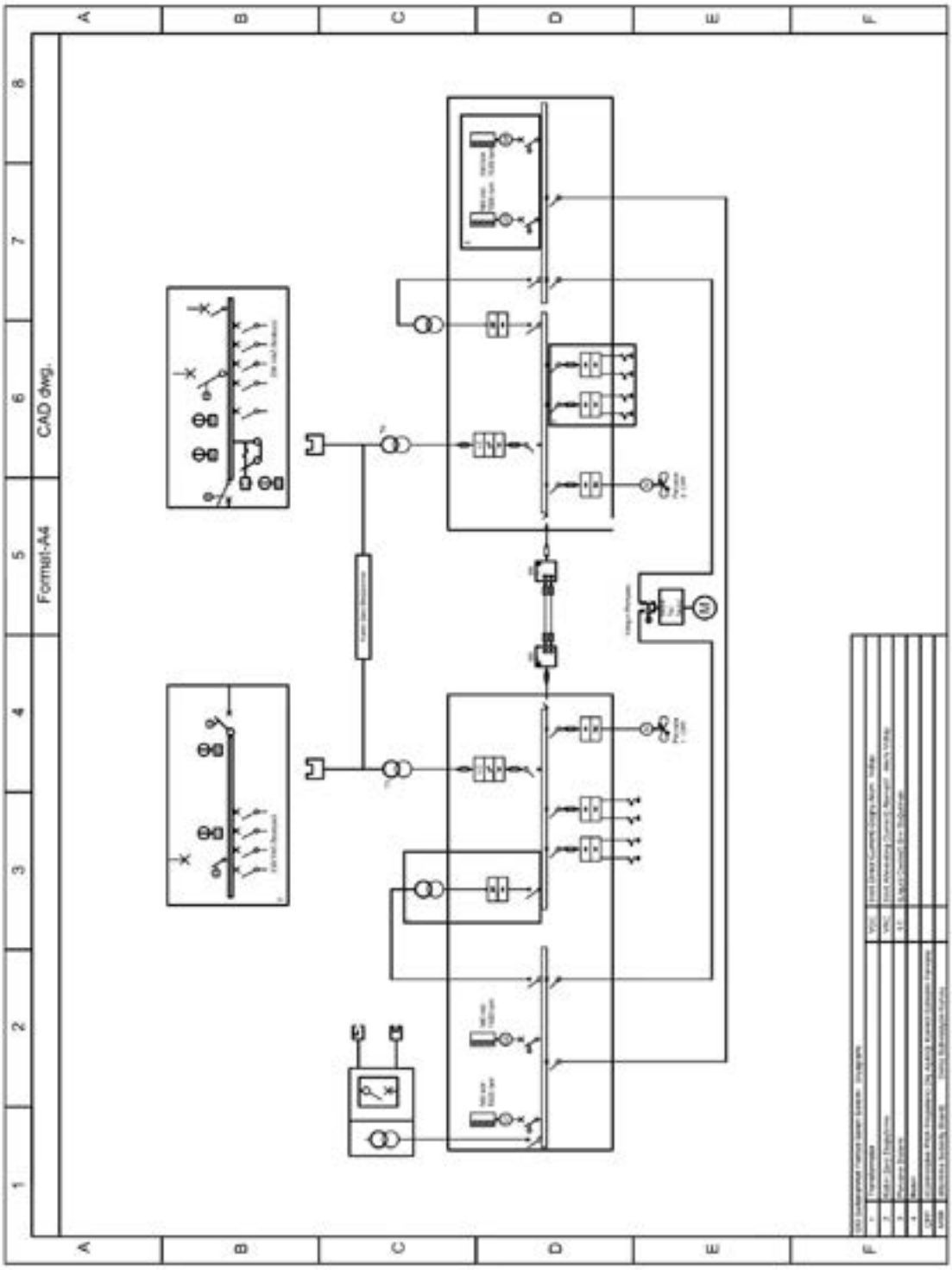
En verimli olan Proton Değişim Zarı Yakıt Hücresi (PEM) teknolojisi araştırılmıştır (Kumar ve Himabindu, 2019). 80^0 C gibi düşük bir sıcaklıkta işleme başlayabilmektedir. Yapılan hesaplamalarda 1200 adet yakıt pili ihtiyacı olduğu belirlenmiştir. Toplam ağırlıkları 4920 ton olup 8.627.724 m^2 alan kaplamaktadır. Bu sistem kullanımı ekonomik olarak uygun görünse de ekipmanların ağırlıklarının taşıma kapasitesini zorlaması ve ekipmanların yerleştirileceği alanın yetersizliğinden dolayı bu sistem tercih edilmemiştir.

Senaryo 4: *Gaz Türbini + Elektrik Motor Sistemi:*

Bu sistem için gemideki dizel motorların çıkarılması düşünülmüştür fakat, geminin ilk hareketi dizel motorun tahrik sistemiyle olduğundan ve gaz motor sisteminin çok pahalı olup bütçe aşımına sebep olmasından dolayı bu sistem tercih edilmemiştir.

Senaryo 5: *Batarya Sistemi Kullanımı:*

Mevcut sistemden dolayı (dizel motor + elektrik motor) batarya sisteminin gemiye entegre edilmesi yakıt tüketimi, emisyon azaltması ve maliyet açısından uygun görülmüştür. Bu kısımda Norveçli bir firmanın tasarımı örnek alınmıştır (Norwegian Electric Systems, 2019). Yapılan hesaplamalarda 4012 adet pil gerektiği belirlenmiştir. Bunun için ise gerekli alan 325 m^2'dir. Geminin ürettiği 2320 kWh elektriğin 1200 kWh kadarı kullanılmakta olup, kalan 1120 kWh'lik kısım batarya sistemi ile depolanarak her açıdan tasarruf sağlanıp daha verimli bir sistem haline getirilmesi hedeflenmiştir. Bunların sonucunda ideal koşullarda ortalama %70 bir yakıt tasarrufu ve yaklaşık olarak %6'lık bir SO_x emisyon salınımında azalma beklenmektedir (Şekil.4).



Şekil 4. Seçilen Senaryonun Entegrasyon Akış Şeması

SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR

Bu kısımda tüm değerlendirilen ve araştırılan senaryolar bir tablo içerisinde verimlilik, maliyet, emisyon ve yakıt tüketimi kriterlerine göre karşılaştırılmıştır (Tablo 1; Şahin vd., 2019). Bu karşılaştırma, her senaryo için düşünülen sistemin yapıldığı malzemelerin özellikleri, maliyetleri vb. kriterler göz önüne alınarak, karşılıklı değerlendirilmeye çalışılmış olup, Tablo.1 son kısmında ilgili senaryonun neden seçilemediği belirtilmiştir.

Tablo 1. Senaryoların Karşılaştırılması (*Seçilen senaryo)

Senaryolar	Verimlilik	Maliyet	Emisyon	Yakıt Tüketimi	Notlar
Solar Paneller	20%	Yüksek Maliyet	Gaz Salınımı Yok	Yakıt Tüketimi Yok	Yeterli Alan Yok
Rüzgar Türbini Teknolojisi	30%	Yüksek Maliyet	Gaz Salınımı Yok	Yakıt Tüketimi Yok	Gemi Ağırlığı Taşıyamaz
****Dizel + Elektrik + Batarya Sistemi***	*80-90%*	*Yüksek Maliyet*	*Az Gaz Salınımı*	*Az Yakıt Tüketimi*	*Seçilen Senaryo*
Gaz Türbini+ Elektrik Motor Sistemi	53.25%	Yüksek Maliyet	<9ppm'den Az Gaz Salınımı	Çok Yakıt Tüketimi	Yüksek Maliyet
Yakıt Pili (Hidrojen) + Batarya Sistemi	50 – 40 %	Yüksek Maliyet	Gaz Salınımı Yok	Yakıt Tüketimi Yok	Yeterli Alan Yok

Bu karşılaştırma, her senaryonun en ince ayrıntısını görmek, her biri arasında daha şeffaf bir karşılaştırma yapabilmek ve uygun senaryoyu en hatasız şekilde belirlemek amacıyla yapılmıştır. Seçilen senaryoya göre, yakıttan sağlanan büyük orandaki tasarruf, emisyon salınımını da azaltmaktadır. Bu sayede şirket bütçesi içerisinde yakıt alımına ayrılan miktar daha az olması beklenmektedir. Yapılan tasarrufların biriktirilmesiyle diğer mevcut olan gemilere de bu sistem entegre edilerek daha fazla tasarruf sağlanırken, aynı zamanda da İDO'nun daha çevre dostu bir ulaşım şirketi olunabileceği düşünülmektedir.

TEŞEKKÜR

Bu projenin ortaya çıkmasında payları çok büyük olan ve yardımlarını esirgemeyen İstanbul Deniz Otobüsleri Yakıt ve Çevre Müdürü Sayın Yavuz ÇATAL ve Sultanahmet Arabalı Vapuru Baş Mühendisi Sayın Mustafa YAMADAĞ'a teşekkürlerimizi sunarız.

REFERANSLAR

1. Deniz, C., Zincir, B. 2016. Environmental and Economical Asssesment of Alternative Marine Fuels. Journal of Cleaner Production, V.113. 438-449.

2. Ergin, S., Durmaz, M., Kalender, S. (2018). An Experimental Investigation on the Effects of Fuel Additivite on the Exhaust Emissions of a Ferry. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part M, Journal of Engineering fort he Maritime Environment. 233: 4, 1000-1006.

3. Navarro D.J.A, Lopez, R. D., Loyo, J.M.Y, Sevil, A. J.S., Agustin, B. J.L. 2019. Design of an electric vehicle fast-charging station with integration of renewable energy and storage systems. International Journal of Electrical Power& Energy Systems V.105. 46-58.

4. Norwegian Electric Systems, 2019. Odin`s Eye, Electric Propulsion https://www.norwegianelectric.com/products/odins-eye/

5. Kumar, S.S., Himabindu, V. 2019. Hydrogen Production by PEM water electrolysis- A review. Materials Science for Energy Technologies, V.2:3, 442-454.

6. Şahin, B., Ateş, M., & Topalak, Ö A. (2019). İstanbul Deniz Otobüsleri (İDO) Feribotlarında Yakıt Tasarruflu ve Çevreye Daha Duyarlı Alternatif Enerji Teknolojilerinin Olası Kullanım Koşullarının Değerlendirilmesi. Tez, (Enerji Sistemleri Mühendisliği & Makine Mühendisliği Bölümleri) İstanbul Bilgi Üniversitesi, 138 sayfa.

7. TEHAD, 2019. Türkiye Elektrikli ve Hibrit Araçlar Platformu Manifestosu; http://tehad.org/manifesto/

8. UNCTAD, 2017. Review of Maritime Transport report, UN, Newyork, 130 s.

Dağıtım Şebekelerinde Yerel Elektrik Santrallerinin Artırılması

Tansu Çetin, Tuba Gözel

Gebze Teknik Üniversitesi, Cumhuriyet, 2254. Sk. No:2, 41400 Gebze/Kocaeli
tansucetin@gtu.edu.tr, tgozel@gtu.edu.tr

ÖZET

Günümüzde enerji ihtiyacının artması ve geleneksel enerji kaynaklarının bu ihtiyaca yeterli gelmemesiyle dağıtık üretim uygulamaları önem kazanmıştır. Bu bağlamda yerel elektrik santrallerinin şebekedeki entegrasyonuyla birçok avantaj sağlanabilmektedir. Şebekenin güvenilirliğini ve enerji kalitesinin devamını sağlamakla yükümlü şebeke operatörleri artık daha yüksek penetrasyon seviyesinde yerel elektrik santrallerin kurulumu için stratejiler geliştirerek dağıtık üretim planlamaları yapmak zorundadırlar.

Bu çalışmada dağıtım sistemlerinde YES penetrasyonunu artırma problemi için kurulan optimizasyon algoritmaları sunulmaktadır. Bu algoritmalar gerçek bir dağıtım sistemi için General Algebraic Modeling System (GAMS) ortamında geliştirilerek modellenmiştir.

Anahtar Kelimeler: *Dağıtım Şebekesi, Dağıtık Üretim, Yerel Elektrik Santralleri, Dağıtık Üretim Penetrasyonu*

1. GİRİŞ

Son yıllarda enerjiye duyulan ihtiyacın artması, özellikle enerji verimliliğini artırma ve enerji kaynaklarında dışa bağımlılığı azaltma konularındaki uygulamalar sayesinde yenilebilir enerji kaynaklarının güç sistemlerindeki rolünü de güçlendirmiştir. Sözü edilen konulardaki uygulamalardan biri olan ve yenilenebilir enerji kaynaklarının beslediği Yerel Elektrik Santrallerinin (YES) -küçük ölçekli enerji üretim birimleri- şebekeye yerleştirilmesiyle meydana gelen dağıtık üretim, literatürdeki birçok çalışmada, sürdürülebilir ve yenilenebilir enerjinin faydalarından istifade etmenin etkili bir yolu olarak görülmüştür. Bu çalışmaların çoğu, güç kayıplarını azaltarak enerji verimliliğini sağlamak, gerilim profilini iyileştirmek, güvenilirliği artırmak gibi avantajları beraberinde getiren YES'lerin dağıtım şebekelerine optimum yerleşim problemiyle -en uygun yer ve büyüklük- ilgilenmektedir.

YES'in şebekedeki optimum yerleşim probleminin çözümüyle sağlanan avantajların başında gelen şebeke kayıplarını en aza indirmek amacıyla toplam YES kapasitesi, sayısı, konumu ve büyüklüğü gibi değişkenler için farklı planlar sunulmakta [1], optimum yerleşim problemi kapasitörlerin yerleşimi problemine benzetilmekte [2], YES kapasitesi için analitik algoritma ve yeri için genetik algoritma yöntemlerinin kombinasyonu kullanılmaktadır [3]. Bu uygulamalardan farklı olarak YES entegrasyonu için genetik algoritma kullanılarak [4], gerilim ile ilgili ifadeyi YES'in büyüklüğü fonksiyonu cinsinden yazarak tekrarlayan güç akışı analizleri ile yapılarak [5] şebekenin gerilim profili iyileştirilebilmektedir. Ayrıca çok amaçlı evrimsel algoritma ile YES'in büyüklüğü ve yeri elde edilmekte ve böylece şebekenin güvenilirliği artırılmaktadır [6].

Şebeke operatörlerinin dağıtık üretim planlama ihtiyaçlarının artmasıyla şebekedeki YES penetrasyonunu da artırmaya yönelik çalışmalar önem kazanmaya başlamıştır. İlgili bir çalışmada dünya çapındaki birçok güç sistemi için, büyük ölçekli rüzgar entegrasyonunun, sistem kararlılığı zorluklarını ortaya koyabildiği ve buna karşılık teknik çözümlerle ticari fırsatların mevcut olduğu ifade edilmekte rüzgar gücünün şebekeye dahil edilme seviyelerinin enerji sistemleri üzerindeki etkileri konusundaki çalışmaların önem kazanacağından bahsedilmektedir [7]. Bir diğer çalışma ise mevcut alternatif akım (alternating current, AC) orta gerilim hatlarının bir kısmının doğru akım (direct current, DC) hatlara dönüştürülmesinde hatların transfer kapasitelerinin artırılabileceğine ve iki hat arasındaki bir voltaj kaynağı dönüştürücüsüyle esnek güç kaymasının sağlanabileceğine dayanan bir hibrit AC/DC dağıtım ağı oluşturmayı önermekte, DC ve AC hatların kapasitesini tam olarak kullanabilen bir hibrit AC/DC yapısının orta gerilim dağıtım şebekesinde güç aktarma kapasitesini %102 (10.5 MW'tan 21.2 MW'a kadar) değerinde artırabileceğini ve aynı yük seviyesinde hibrit AC/DC sistemi kullanarak daha yüksek YES penetrasyon değerlerine çıkılabileceğini göstermektedir [8]. Bu uygulamalar şebekenin mevcut durumunu korumak için daha büyük ölçekte YES kurulumunun sağlanması amacını vadetmemektedir. Ayrıca YES'lerin artırılma politikası operatörlerin şebekeyi YES eklemeye uygun şekilde düzenlemesini gerektirmektedir. Bu düzenlemeler için yeni yatırımlara ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu çalışmada dağıtım şebekesinin mevcut güç kayıplarını artırmayacak şekilde sisteme yerleştirilen YES'in penetrasyonunu artırmaya yönelik optimizasyon algoritmaları anlatılacaktır. Matematiksel bir optimizasyon programı ortamında lineer olmayan programlama metodu ile geliştirilen bu algoritmalarla gerçek bir dağıtım sistemi incelenip güç kayıplarını artırmayacak azami YES büyüklüklerine ilişkin sonuçlar ve sistemdeki penetrasyon seviyesi artırılmış YES'in sisteme etkileri değerlendirilecektir.

2. PROBLEM TANIMI

Dağıtm şebekesinin mevcut aktif güç kaybını (Amaç 1) ve reaktif güç kaybını (Amaç 2) artırmayacak şekilde sisteme yerleştirilebilecek azami YES büyüklüğünün elde edilmesi amaç olarak belirlenmiştir. Bir diğer deyişle daha yüksek penetrasyon seviyesinde YES kurulumu problemi çözülecektir. Bara gerilimlerini uygun seviyede tutarak yapılan optimizasyonda sisteme yerleştirilecek olan YES aktif güç üreten bir santral olarak modellenmiştir.

Amaç fonksiyonları: Sistemin aktif güç kaybını ve reaktif güç kaybını göstermektedir. Burada n bara sayısını, P_i ve Q_i, i. baradan $(i+1)$. baraya akan aktif ve reaktif gücü, V_i i. baranın gerilimini, r_i ve x_i, i. bara ile $(i+1)$. bara arasındaki rezistansı ve reaktansı, Pdg_{max} sisteme yerleştirilebilecek olan azami YES büyüklüğünü, $Ploss_{max}$ ve $Qloss_{max}$ ise sisteme yerleştirilebilecek olan azami YES büyüklüğü ile elde edilecek aktif güç kaybını ve reaktif güç kaybını ifade eder.

$$\mathrm{ObjFun}_1 = \max f(\mathrm{Pdg}_{\max 1}) = \mathrm{Ploss}_{\max} = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{P_i^2 + Q_i^2}{V_i^2} \right) r_i \quad (1)$$

$$\mathrm{ObjFun}_2 = \max f(\mathrm{Pdg}_{\max 2}) = \mathrm{Qloss}_{\max} = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{P_i^2 + Q_i^2}{V_i^2} \right) x_i \quad (2)$$

Eşitsizlik kısıtları: YES büyüklüğü, sistemin aktif güç kaybı, reaktif güç kaybı ve bara gerilimleri kısıtlarıdır. Burada $\mathrm{Pdg}_{\mathrm{opt1}}$ve $\mathrm{Pdg}_{\mathrm{opt2}}$ sistemin aktif güç kaybını ve reaktif güç kaybını en aza indiren en uygun YES büyüklükleri, $\mathrm{Pdg}_{\mathrm{max1}}$ ve $\mathrm{Pdg}_{\mathrm{max2}}$ sisteme yerleştirilebilecek olan azami YES büyüklüğü, Pd sistemin toplam aktif yükü, $\mathrm{Ploss}_{\mathrm{base}}$ ve $\mathrm{Qloss}_{\mathrm{base}}$sistemin mevcut aktif güç kaybı ve reaktif güç kaybı değerleridir. $\mathrm{Ploss}_{\max}$ ve $\mathrm{Qloss}_{\max}$ ise sisteme yerleştirilebilecek olan azami YES büyüklüğü ile elde edilecek aktif güç kaybını ve reaktif güç kaybını ifade eder. V_i ise i. baradaki gerilim değerini göstermektedir.

$$\mathrm{Pdg}_{\mathrm{opt1}} \leq \mathrm{Pdg}_{\mathrm{max1}} \leq 3\mathrm{Pd} \quad (3)$$

$$\mathrm{Ploss}_{\max} \leq \mathrm{Ploss}_{\mathrm{base}} \quad (4)$$

$$\mathrm{Pdg}_{\mathrm{opt2}} \leq \mathrm{Pdg}_{\mathrm{max2}} \leq 3\mathrm{Pd} \quad (5)$$

$$\mathrm{Qloss}_{\max} \leq \mathrm{Qloss}_{\mathrm{base}} \quad (6)$$

$$0{,}9\ \mathrm{pu} \leq |V_i| \leq 1{,}1\ \mathrm{pu} \quad (7)$$

3. OPTİMİZASYON ALGORİTMASI

Bu çalışmada dağıtım sistemlerinde YES penetrasyonunu artırma problemi için kurulan optimizasyon algoritması General Algebraic Modeling System (GAMS) ortamında geliştirilmiştir. 558 baralı gerçek dağıtım şebekesi için amaç ve kısıt fonksiyonlarıyla model haline getirilen optimizasyon algoritması GAMS ortamında Non-Linear Programming (NLP) metodu ile çözülmüştür.

Sistemin bara ve hat verileri ile YES'in sistemde yerleşeceği bara numarasını parametre olarak alan optimizasyon modeli yapacağı güç akış analizi için değişken olarak baraların başlangıç gerilim değerlerini; sabit değer olarak ise referans barasının gerilim ve gerilim açısı değerlerini tanımlar. Ardından güç akışı ve gerilim kısıtlarıyla devam eden model, belirlenen amaç fonksiyonunu maksimize eder ve YES büyüklüğü elde edilir. Bu algoritmanın işlem adımları Şekil 1'de verilmiştir.

Şekil 1: Optimizasyon algoritmasına ait akış diyagramı.

Yukarıda verilen algoritma akışında amaç fonksiyonu ve eşitsizlik kısıtları olarak, denklem (1), (3), (4), (7) modele alındığında sistemin mevcut aktif güç kaybını artırmayan ve denklem (2), (5), (6), (7) modele alındığında ise sistemin mevcut reaktif güç kaybını artırmayan azami YES büyüklükleri (sistemin tüm baralarına sırasıyla yerleştirilebilecek) bulunmaktadır.

4. ANALİZ SONUÇLARI

Bu çalışma için analizi yapılan gerçek dağıtım şebekesinin coğrafi bilgi sistemi verileri kullanılarak geliştirilen algoritmalarla 558 baralı orta gerilim şebekesi modellenmiştir [9] ve modellenen 558 baralı orta gerilim şebekesi koordinat bilgileri ile tek hat diyagramı Şekil 2'de verilmiştir. Burada orta gerilim/alçak gerilim trafoları 557 adet olup tek hat diyagramında yük barası olarak alınıp yeşil nokta ile, hatlar mavi çizgiler ile ve indirici merkezi salınım barası olarak alınıp kırmızı nokta ile gösterilmiştir.

Şekil 2: 558 baralı orta gerilim şebekesi.

Şebekenin toplam aktif ve reaktif yükü değerleri ile YES'siz durumdaki aktif ve reaktif güç kaybı değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Şebeke yükü ve güç kayıp değerleri.

Pd [kW]	Qd [kVAr]	$\mathrm{Ploss}_{\mathrm{base}}$ [kW]	$\mathrm{Qloss}_{\mathrm{base}}$ [kVAr]
66640	5530	5057,040	19295,615

5.1. Aktif Güç Kaybını Artırmayacak Azami YES Büyüklüğünün Belirlenmesi

Sistem için kurulan optimizasyon algoritmasında amaç fonksiyonu, $\max f(Pdg_{max1}) = Ploss_{max}$ olarak belirlendiğinde aktif güç kaybını artırmayan azami YES büyüklükleri her bir bara için hesaplanır. Burada YES yerleştirilecek baralar olarak belirlenenler yatay eksendeki sistemin tüm baralarıdır. Şekil 3'de ilgili baralara sistemin toplam yük yüzdesi cinsinden yerleştirilen azami YES büyüklüğü (%MaxDG) gösterilirken Şekil 4'de sisteme YES yerleştirilmediği durumundaki sistemin aktif güç kaybı değerinin yüzdesi cinsinden aktif güç kaybı (%Ploss) değeri gösterilmiştir. Şekil 5 ve Şekil 6'da ise ilgili baraya aktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiğinde reaktif güç kaybı (%Qloss) ve ortalama gerilim sapması (voltage deviation average, %VDA) değerleri gösterilmiştir. Bu değerler sistemin YES yerleştirilmediği durumundaki değerlerin yüzdesi cinsinden verilmiştir. Şekillerde değeri olmayan baralar, optimizasyon algoritmasının uygun çözüm bulamadığı baralardır.

Şekil 3: Aktif güç kaybını artırmayan ve şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- yerleştirilebilecek YES büyüklükleri.

Şekil 4: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- YES yerleştirildiği durumda şebekenin aktif güç kaybı değerleri.

Şekil 5: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- aktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiği durumda şebekenin reaktif güç kaybı değerleri.

Şekil 6: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- aktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiği durumda şebekenin gerilim sapması değerleri.

Yukarıdaki grafikler değerlendirildiğinde, sistemin aktif güç kaybını artırmamak amacıyla yerleştirilen YES,

- hemen hemen tüm baralarda sistemin toplam yükünün bir buçuk-iki katı kadar olmuştur.
- sistemde yerleştirildiği tüm baralar için aktif güç kaybını artırmamıştır ve bu sistem için çalışan algoritma amacı gerçekleştirmiştir.
- sistemde yerleştirildiği hemen hemen tüm baralar için reaktif güç kaybını ve gerilim sapmasını artırmamış ve hatta özellikle 170-530 aralığında numaralı baralar için gerilim sapmasını oldukça fazla düşürmüştür.

Şekil 7'de ilgili baraya aktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiğinde sistemin en düşük (Vmin) ve en yüksek (Vmax) değerleri gösterilmiştir.

Şekil 7: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- aktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiği durumda şebekenin gerilim profili.

Yukarıdaki gerilim profili değerlendirildiğinde, sistemin aktif güç kaybını artırmamak amacıyla yerleştirilen YES, sistemde yerleştirildiği ilk 150 aralığında numaralı baralar için gerilim değerlerini daha geniş aralıkta tutarken, diğer baralarda gerilim değerlerini yükseltmekte ve 1 pu değerine yakın tutmaktadır.

5.2 Reaktif Güç Kaybını Artırmayacak Azami YES Büyüklüğünün Belirlenmesi

Sistem için kurulan optimizasyon algoritmasında amaç fonksiyonu, $\max f(Pdg_{max2}) = Qloss_{max}$ olarak belirlendiğinde reaktif güç kaybını artırmayan azami YES büyüklükleri her bir bara için hesaplanır. Burada YES yerleştirilecek baralar olarak belirlenenler yatay eksendeki sistemin tüm baralarıdır. Şekil 8'de ilgili baralara sistemin toplam yük yüzdesi cinsinden yerleştirilen azami YES büyüklüğü (%MaxDG) gösterilirken Şekil 9'da sisteme YES yerleştirilmediği durumundaki sistemin reaktif güç kaybı değerinin yüzdesi cinsinden reaktif güç kaybı (%Qloss) değeri gösterilmiştir. Şekil 10 ve Şekil 11'de ise ilgili baraya reaktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiğinde aktif güç kaybı (%Ploss) ve ortalama gerilim sapması (voltage deviation average, %VDA) değerleri gösterilmiştir. Bu değerler sistemin YES yerleştirilmediği durumundaki değerlerin yüzdesi cinsinden verilmiştir. Şekillerde değeri olmayan baralar, optimizasyon algoritmasının uygun çözüm bulamadığı baralardır.

Şekil 8: Reaktif güç kaybını artırmayan ve şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- yerleştirilebilecek YES büyüklükleri.

Şekil 9: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- YES yerleştirildiği durumda şebekenin reaktif güç kaybı değerleri.

Şekil 10: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- reaktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiği durumda şebekenin aktif güç kaybı değerleri.

Şekil 11: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- reaktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiği durumda şebekenin gerilim sapması değerleri.

Yukarıdaki grafikler değerlendirildiğinde, sistemin reaktif güç kaybını artırmamak amacıyla yerleştirilen YES,

- hemen hemen tüm baralarda sistemin toplam yükünün bir buçuk-iki katı kadar olmuştur.
- sistemde yerleştirildiği hemen hemen tüm baralar için reaktif güç kaybını artırmamış ve hatta 120-150 aralığında numaralı baralar için düşürmüş ve bu sistem için çalışan algoritma amacı gerçekleştirmiştir.
- sistemde yerleştirildiği hemen hemen tüm baralar için aktif güç kaybını oldukça fazla artırırken gerilim sapmasını neredeyse tüm baralar için sapmasını oldukça fazla düşürmüştür.

Şekil 12'de ilgili baraya reaktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiğinde sistemin en düşük (Vmin) ve en yüksek (Vmax) değerleri gösterilmiştir.

Şekil 12: Şebekenin tüm baralarına -sırasıyla- reaktif güç kaybını artırmayan YES yerleştirildiği durumda şebekenin gerilim profili.

Yukarıdaki gerilim profili değerlendirildiğinde ise, sistemin reaktif güç kaybını artırmamak amacıyla yerleştirilen YES, sistemde yerleştirildiği ilk 150 aralığında numaralı baralar için gerilim değerlerini daha geniş aralıkta tutarken, diğer baralarda şebeke gerilimlerini 1 pu değerine daha yakın tutmaktadır.

5. SONUÇLAR VE YORUMLAR

Bu çalışma kapsamında geliştirilen optimizasyon modeli ile literatürdeki en uygun yer ve büyüklüğü belirlemeden farklı olarak sabit üretim ve yük durumunda çalışan herhangi bir gerçek dağıtım sistemine yerleştirilecek YES'in penetrasyon seviyesini artırma amacı başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Elde edilen sonuçlar ile güç kayıplarının şebekenin tüm baraları için artmadığı, gerilim değerlerinin ise belirlenen sınırlar içerisinde kalabildiği görülebilmektedir. Böylece bu sonuçlar önerilen yöntemin etkinliği ve hesaplama çalışmaları arasında iyi bir uzlaşma olduğunu göstermektedir.

Bu çalışmadaki yöntemin geliştirilmesiyle kurulacak yeni modellerin, zamana bağlı yük ve üretim durumunda çalışan şebekelerin analizini yapabileceği öngörülmektedir. Böylece mevcut şebekenin yapısına, işleyişine, coğrafi konumuna ve müşteri dağılımına göre YES'lerin şebekeye etkisi incelenecek ve her bir bağlantı noktasına eklenecek YES'in büyüklüğüne bağlı olarak aktif güç kaybı, reaktif güç kaybı ve gerilim profilindeki değişiklikleri analiz edilebilecek ve sonuçlar dağıtım şebeke operatörlerine bir kılavuz olarak sunulabilecektir.

6. KAYNAKÇA

[1] P. A. Gkaidatzis, D. I. Doukas, A. S. Bouhouras, K. I. Sgouras, and D. P. Labridis, "Impact of penetration schemes to optimal DG placement for loss minimisation," Int. J. Sustain. Energy, vol. 36, no. 5, pp. 473–488, 2017.

[2] R. C. Dugan, T. E. Mcdermott, and G. J. Ball, "Distribution Planning For Distributed Generation," IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet., pp. 1–7, 1999.

[3] M. Vatani, G. B. Gharehpetian, M. J. Sanjari, and D. Solati Alkaran, "Multiple distributed generation units allocation in distribution network for loss reduction based on a combination of analytical and genetic algorithm methods," IET Gener. Transm. Distrib., vol. 10, no. 1, pp. 66–72, 2016.

[4] R. Caire, N. Retikre, E. Morin, M. Fontela, and N. Hadjsaid, "Voltage management of distributed generation in distribution networks," Proc. IEEE PES Gen. Meet., pp. 282–287, 2003.

[5] A. D. T. Le, M. Negnevitsky, and G. Ledwich, "Minimising voltage deviation in distribution feeders by optimising size and location of distributed generation," no. Aupec, 2005.

[6] G. Celli, E. Ghiani, S. Mocci, and F. Pilo, "A multiobjective evolutionary algorithm for the sizing and siting of distributed generation," IEEE Trans. Power Syst., vol. 20, no. 2, pp. 750–757, 2005.

[7] D. Flynn *et al.*, "Technical impacts of high penetration levels of wind power on power system stability," Wiley Interdiscip. Rev. Energy Environ., vol. 6, no. 2, pp. 1–19, 2017.

[8] L. Zhang, J. Liang, W. Tang, G. Li, Y. Cai, and W. Sheng, "Converting AC Converting AC distribution lines to DC to increase transfer capacities and DG penetration," IEEE Trans. Smart Grid, vol. 3053, no. c, pp. 1–11, 2017.

[9] N. Bayar, T. Gözel, "Gerçek Dağıtım Şebekelerinin Coğrafi Bilgi Sisteminden Güç Sistem Analiz Programlarına Veri Aktarımı", ELECO 2018, Bursa, 30 Kasım 2018.

Matlab Yazılımı Kullanılarak Katı Oksit Yakıt Hücresi Performansının İncelenmesi

Furkan Kartal, Uğur Özveren

Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, 34722, Kadıköy/İstanbul

furkankartal@marun.edu.tr, ugur.ozveren@marmara.edu.tr

ÖZET

Yakıt hücreleri, sahip oldukları yüksek elektrik verimi, düşük emisyon ve yakıt oksidasyon sıcaklığı sayesinde son yıllarda araştırmacılar tarafından sürekli artan bir ilgi görmektedir. Katı oksit yakıt hücreleri, yüksek sıcaklıklarda ve farklı yakıt bileşimleri ile çalışabilmeleri nedeniyle büyük kapasitelerde kullanılabilmektedir.

Katı oksit yakıt hücresinin performansını tahmin etmek ve iyileştirmek için gelişmiş bir modelleme yazılımına ihtiyaç duyulmaktadır. MATLAB/Simulink sahip olduğu gelişmiş blok diyagramlardan dolayı modelleme uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, Aspen Plus ile tasarlanan aşağı akışlı gazlaştırıcı modelinden alınan yakıt MATLAB/Simulink'te katı oksit yakıt hücresi modeline beslenmiştir. Yakıt hücresinin sıcaklığına bağlı olarak çıkış gerilimi ve verimi incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: MATLAB, Simulink, Aspen Plus, Katı Oksit Yakıt Hücresi, Yenilenebilir Enerji, Modelleme

1. GİRİŞ

Çevreye ve insan sağlığına verdiği zararlar, sebep olduğu sosyo-politik tartışmalar ve yarattığı dış ülkelere olan enerji bağlılığı uzun vadede fosil yakıtların sürdürülebilir bir enerji kaynağı olmadığını göstermektedir [1]. Fosil yakıtların enerji yoğunluğunun yüksek olmasına rağmen hızla artan dünya nüfusu ve enerji ihtiyacı, dünyayı daha temiz, sürdürülebilir ve yenilenebilir bir enerji kaynağı arayışına sürüklemektedir [2, 3].

Biyokütle, kömür ve petrolden sonra en çok kullanılan enerji kaynağıdır [4]. Düşük enerji yoğunluğuna sahip olmasına [5] rağmen doğada bol miktarda ve farklı formlarda bulunabilme, karbondioksit-nötr yapısı ve çeşitli proseslerle farklı kimyasallara dönüştürülebilmesi [6] biyokütleyi yenilenebilir enerji kaynakları arasında ön plana çıkarmaktadır. Biyokütle sadece ısı ve elektrik enerjisi üretiminde değil aynı zamanda biyoyakıt, biyogaz ve sentez gazı gibi çeşitli kimyasallara da farklı çevrimler aracılığıyla dönüştürülebilmektedir [7].

Gazlaştırma, karbon bazlı katı yakıtların bir gazlaştırma ajanıyla H_2, CO, CO_2, CH_4, H_2O, ağır hidrokarbonlar ve katrana dönüştüğü termokimyasal dönüşüm sürecidir [8]. Biyokütlenin gazlaştırılarak sentez gazına dönüştürülmesi sürdürülebilir enerji üretimi açısından oldukça umut verici bir yöntem olarak görülmektedir [9]. Sabit yataklı gazlaştırıcılar biyokütleden sentez gazı üretiminde en çok kullanılan gazlaştırıcılardır. Aşağı akışlı gazlaştırıcılar küçük ölçeklerdeki (10 kW–1 MW) enerji üretimi için uygun bir sabit yataklı gazlaştırıcı türüdür [10].

Yakıt hücreleri, hidrojen ve oksijenin kimyasal reaksiyonlarını elektrik enerjisine dönüştüren yapılardır [11]. Sahip oldukları teknolojik ve ticari özellikleri sayesinde yenilenebilir enerji kaynakları arasında hem hareketli hem de sabit uygulamalar için avantajlı bir konumda bulunmaktadır [12, 13]. Ayrıca; yakıt hücreleri, sahip oldukları yüksek elektrik verimi, düşük yakıt oksidasyon sıcaklığı ve düşük emisyonu sayesinde son yıllarda araştırmacılar tarafından sürekli artan bir ilgiye sahiptir [13-15].

Katı oksit yakıt hücreleri (SOFC) yüksek sıcaklıkta çalışabilme (yaklaşık 700 °C – 1000 °C), farklı yoğunlukta ve türde yakıtların beslenebilmesi sayesinde diğer yakıt hücrelerine göre daha avantajlıdır [16-18]. Katı oksit yakıt hücrelerinin karakterizasyonlarının yapılmasında matematiksel modeller ve benzeşim programları tasarım mühendisleri ve araştırmacılar tarafından sıkça kullanılmaktadır [19]. Ne yazık ki katı oksit yakıt hücrelerinin bir çevrim ile birlikte gazlaştırıcıdan elde edilen sentez gazı ile birlikte çalıştığı sistemlerin modelllenmesinin ve karakterizasyonun yapıldığı çok az çalışma bulunmaktadır.

Bu çalışmada, Aspen Plus termodinamik benzeşim programında yeni bir aşağı akışlı gazlaştırıcı modeli geliştirilmiştir. Geliştirilen bu modele literatürden seçilen kayısı çekirdeğinin fiziko-kimyasal bilgileri kullanılarak gazlaştırma performansı incelenmiştir. Gazlaşma sonucunda elde edilen sentez gazı MATLAB/Simulink'te katı oksit yakıt hücresi modeline beslenmiştir. Yakıt hücresinin sıcaklığına bağlı olarak çıkış gerilimi ve verimi incelenmiştir.

2. YÖNTEM

2.1. Yakıt Karakterizasyonu

Bu çalışmada katı oksit yakıt hücresinde kullanılacak sentez gazının üretilmesi için aşağı akışlı gazlaştırıcıya kayısı çekirdeği beslenildi. Razvigorova, M., ve arkadaşlarının [20] yaptıkları çalışmadan alınan kayısı çekirdeğinin kısa ve elemental analizi Çizelge 1'de verilmiştir.

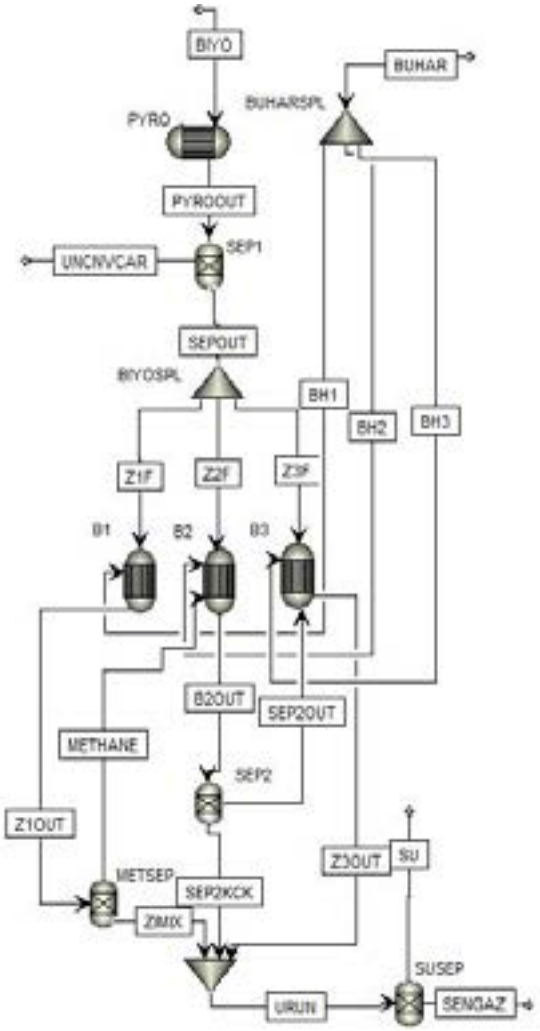
Çizelge 1. Kayısı çekirdeğinin kısa ve elemental analiz değerleri

Kısa Analiz (% ağ. kuru baz)	
Nem	6.4
Uçucu Madde	80.4
Kül	0.2
Sabit Karbon	19.4
Elemental Analiz (% ağ. kuru-külsüz baz)	
C	51.4
H	6.29
N	0.2
S	0.1
O	41.81

2.2. Aşağı Akışlı Gazlaştırıcı Modelinin Geliştirilmesi

Bu çalışmada geliştirilen aşağı akışlı gazlaştırıcı modeli komplike kimyasal prosesler için evrensel bir benzeşim, tasarım ve optimizasyon yazılımı olan Aspen Plus programında yapıldı. Aşağı akışlı gazlaştırıcı modelinin proses akış diyagramı Şekil 1'de görülmektedir. Gazlaştırma prosesinin temeli Gibbs serbest enerjisinin minimize edilmesine dayanmaktadır. Gibbs serbest enerjisinin en düşük değeri elde edildiğinde; sistem termodinamik açıdan dengeye gelmiş kabul edilmektedir. Gazlaştırma prosesi için alınan bazı kabuller vardır ve aşağıdaki gibidir:

- Proses izotermal ve yatışkın halde çalışmaktadır.
- Bütün reaksiyonlar hızlı gerçekleşmektedir ve kimyasal dengeye gelmektedir.
- Gazlaştırma prosesi sonunda elde edilen ürün gazı çoğunlukla H_2, CO, CO_2, CH_4, H_2O ve N_2 gazlarını içermektedir.
- Katı yakıt içerisindeki kül bileşeni reaksiyonlarda yer almamaktadır.



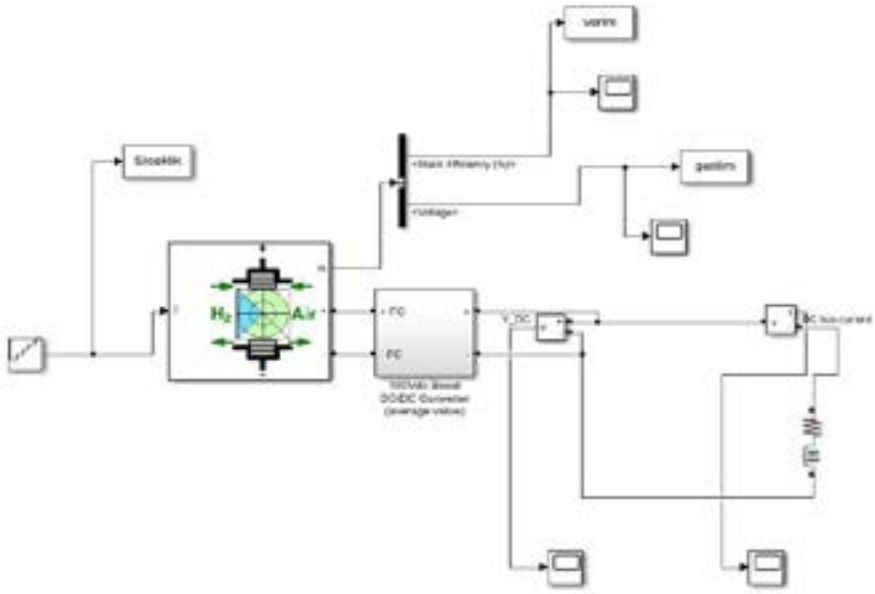
Şekil 1. Aşağı akışlı gazlaştırıcı proses akış diyagramı

"BIYO" akımı "konvansiyonel olmayan" biyokütle beslemesini tanımlamaktadır ve girdi olarak yakıtların kısa ve elemental analiz bilgileri bulunmaktadır. Besleme "PYRO" adındaki "RYield" reaktöre girmekte; burada "konvansiyonel olmayan" akım belirli bir verim hesabı kullanılarak "konvansiyonel" bir besleme akımına dönüştürülmektedir. Yakıt, "BUHARSPL" isimli akım ayrıştırıcıdan gelen gazlaştırma ajanıyla "B1", "B2" ve "B3" isimli "RGibbs" reaktörlerinde reaksiyona girmektedir. "SEP2" ve "METSEP" isimli seperatörlerde, "B1" ve "B2" reaktörlerinden çıkan komponentler belli bir oranda ayrıştırılarak ürün gazına dönüşmeleri önlenmektedir. "SUSEP" seperatöründe ise ürün gazından ayrılması istenen komponentler ayrıştırılarak sentez gazı elde edilmektedir.

2.3. Katı Oksit Yakıt Hücresinin İncelenmesi

Katı oksit yakıt hücresinin incelenmesi Matlab/Simulink yazılımı üzerinde yapılmıştır. Şekil 2'de katı oksit yakıt hücresinin blok diyagramı verilmiştir.

Yakıt hücresinin nominal gerilim değeri 630 Vdc ve nominal güç değeri 25.2 kW'tır. Hücre sayısı 715 ve nominal hücre verimi % 60 olarak belirlenmiştir. "Repeating Sequence Stair" blok diyagramı kullanılarak yakıt hücresinin çalışma sıcaklığı ayarlanmaktadır. "DC/DC Converter" ile alınan DC akım ve gerilimler "Scope" yardımıyla okunabilmektedir. Yakıt hücresinden alınan gerilim ve verim değerleri ise diyagramların üst tarafında duran "Scope" yardımıyla okunabilmektedir.



Şekil 2. Katı oksit yakıt hücresi Matlab/Simulink diyagramı

3. SONUÇLAR

3.1. Aşağı Akışlı Gazlaştırıcı Modelinin Doğrulanması

Modelin doğruluğunu sınamak için çeşitli deneysel çalışmalardan sentez gazı kompozisyonları, girdi değişkenleri ve operasyon koşulları gibi bilgiler alınmıştır. Çizelge 2 ve Çizelge 4'te aşağı akışlı gazlaştırıcı için yapılmış olan deneysel çalışmalardaki operasyon koşulları, Çizelge 3 ve Çizelge 5'te sentez gazı çıkış kompozisyonları verilmiştir.

Çizelge 2. Literatürden alınan deneysel olarak aşağı akışlı gazlaştırıcıda gerçekleştirilmiş çalışmanın operasyon koşulları [21]

Gazlaştırıcı Parametreleri	Literatür	Model
Yakıt	Kauçuk Ahşap	Kauçuk Ahşap
Gazlaştırıcı Sıcaklığı (°C)	850	850
Gazlaştırıcı Basıncı (bar)	1.013	1.013
Yakıt Debisi (kg/saat)	7	7
Gazlaştırıcı Ajanı	Hava	Hava
Hava Debisi (N m^3/h)	51.9	51.9

Çizelge 3. Aşağı akışlı gazlaştırıcı için sentez gazı molar kompozisyonunun literatürle karşılaştırılması

Gaz kompozisyonu mol % kuru	Literatür[21]	Model
H_2	15.5	18.3
CO	19.1	19.2
CO_2	11.4	11.4
CH_4	1.1	3.5

Çizelge 4. Literatürden alınan deneysel olarak aşağı akışlı gazlaştırıcıda gerçekleştirilmiş çalışmanın operasyon koşulları [22]

Gazlaştırıcı Parametreleri	Literatür	Model
Yakıt	Sekoya Peletleri	Sekoya Peletleri
Gazlaştırıcı Sıcaklığı (°C)	850	850
Gazlaştırıcı Basıncı (bar)	0.85-1	1
Yakıt Debisi (kg/saat)	8.8	8.8
Gazlaştırıcı Ajanı	Hava	Hava
Hava Debisi (N m^3/h)	33.6	33.6

Çizelge 5. Aşağı akışlı gazlaştırıcı için sentez gazı molar kompozisyonunun literatürle karşılaştırılması

Gaz kompozisyonu mol % kuru	Literatatür[22]	Model
H_2	13	14.4
CO	19	19.8
CO_2	10	11.7
CH_4	2	0

Çizelge 3 ve Çizelge 5'te görüldüğü gibi geliştirilen yeni model sonuçları deneysel çalışmalarla aynı operasyon koşulları altında ve aynı girdi değişkenleriyle birlikte çalıştırıldığında başarılı bir şekilde benzerlik göstermektedir. Benzeşim programında kullanılan Gibbs reaktörleri reaksiyonların hızla gerçekleştiğini ve kimyasal dengeye ulaştığını kabul etmektedir; oysa ki deneysel çalışmalarda kalma süresine bağlı olarak reaksiyonların dönüşüm oranları değişiklik göstermektedir. Benzeşim programında gerçekleşen gazlaştırma işleminde girdi değişkeni olarak sisteme tanımlanan çalışma koşulları altında birçok ağır hidrokarbon ve katran parçalanarak kimyasal dengeye ulaşmakta ve CH_4, H_2, CO ve CO_2 gibi kimyasallara dönüşmektedir. Ayrıca kullanılacak yakıt türüne göre reaktörün tasarım parametreleri değişmektedir fakat geliştirilen yeni model farklı türdeki biyokütleler için de kullanılabilmektedir; bu da modelin farklı yakıtların gazlaştırma işlemi esnasında kabul edilebilir düzeyde farklı sonuçlar elde etmesine sebep olmaktadır.

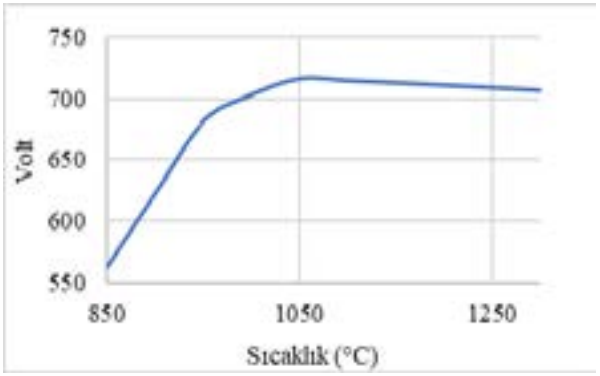
3.2. Katı Oksit Yakıt Hücresi Üzerinde Parametrik Çalışma

Aşağı akışlı gazlaştırıdan elde edilen sentez gazı katı oksit yakıt hücresinde besleme akımı olarak kullanıldı. Çizelge 6'da aşağı akışlı gazlaştırıdan elde edilen sentez gazının bileşimi verilmiştir.

Çizelge 6. Kayısı çekirdeğinin aşağı akışlı gazlaştırıcıda üretilen sentez gazı molar kompozisyonu

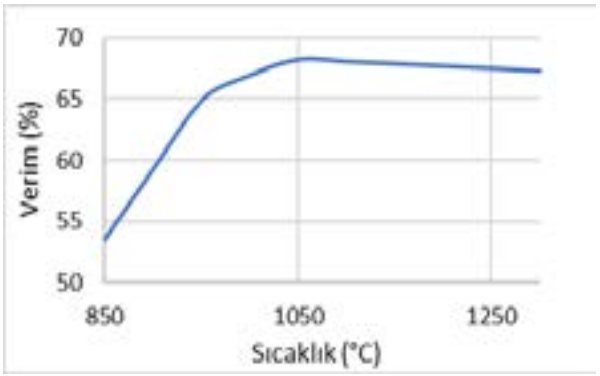
Gaz kompozisyonu mol % kuru	
H_2	53.6
CO	26.4
CO_2	15.3
CH_4	4.5

Katı oksit yakıt hücresi çalışma sıcaklığının yakıt hücresi çıkış gerilimi ve verimi üzerindeki etkisi Matlab/Simulink üzerinde yakıt hücresinin sıcaklığı 850 °C – 1300 °C arasında değiştirilerek incelendi. Her bir sıcaklık değerine karşılık okunan gerilim ve verim değerleri Şekil 3 ve Şekil 4'te görülmektedir.



Şekil 3. Katı oksit yakıt hücresi sıcaklığının çıkış gerilimine etkisi

Katı oksit yakıt hücresinin çalışma sıcaklığı arttıkça çıkış geriliminin ilk önce arttığı ancak belirli bir sıcaklıktan sonra gerilimin azalmaya başladığı görülmektedir. Gerilim yaklaşık 1050 °C civarında maksimum değerine ulaşmaktadır ve düşük sıcaklıklarda yakıt hücresi ısınırken gerilimin daha hızlı bir artış gösterdiği görülmektedir.



Şekil 4. Katı oksit yakıt hücresi sıcaklığının verime etkisi

Katı oksit yakıt hücresi veriminin sıcaklıkla değişimi çıkış geriliminin değişimiyle paralellik göstermektedir. Yakıt hücresi düşük sıcaklıktan ısınmaya başlarken verimde hızlı bir artış görülmüş; daha sonra bu artış yavaşlamış ve en son belirli bir sıcaklıktan (yaklaşık 1050 °C) sonra verimde düşüş görülmeye başlanmıştır.

4. YORUMLAR

Aspen Plus yazılımı kullanılarak geliştirilen aşağı akışlı gazlaştırıcıdan elde edilen sentez gazının bileşimi literatür ile karşılaştırıldığında kabul edilebilir bir hata payıyla benzerlik gösterdiği görüldü ve elde edilen bileşim MATLAB yazılımı kullanılarak modellenen katı oksit yakıt hücresinde kullanıldı. Katı oksit yakıt hücresinin Matlab/Simulink üzerinde çalışma lar yapılarak performansının incelenebileceği ve yakıt hücresi tasarımına göre operasyon koşullarının tespit edilebileceği bulundu. Ayrıca elde edilen sentez gazının katı oksit yakıt

hücresinde kullanımı ile yüksek verimde elektrik enerjisi elde edilebileceği gösterildi.

5. KAYNAKÇA

1. Ediger, V.Ş., et al., Fossil fuel sustainability index: An application of resource management. Energy policy, 2007. 35(5): p. 2969-2977.
2. Guo, M., W. Song, and J. Buhain, Bioenergy and biofuels: history, status, and perspective. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2015. 42: p. 712-725.
3. Swain, P.K., L. Das, and S. Naik, Biomass to liquid: a prospective challenge to research and development in 21st century. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2011. 15(9): p. 4917-4933.
4. Cherubini, F., et al., CO2 emissions from biomass combustion for bioenergy: atmospheric decay and contribution to global warming. Gcb Bioenergy, 2011. 3(5): p. 413-426.
5. Nunes, L., J. Matias, and J. Catalão, A review on torrefied biomass pellets as a sustainable alternative to coal in power generation. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2014. 40: p. 153-160.
6. Ma, L., et al., A review of thermal–chemical conversion of lignocellulosic biomass in China. Biotechnology advances, 2012. 30(4): p. 859-873.
7. Benedetti, V., et al., Investigating the feasibility of valorizing residual char from biomass gasification as catalyst support in Fischer-Tropsch synthesis. Renewable Energy, 2019.
8. Karatas, H., H. Olgun, and F. Akgun, Experimental results of gasification of cotton stalk and hazelnut shell in a bubbling fluidized bed gasifier under air and steam atmospheres. Fuel, 2013. 112: p. 494-501.
9. Neubauer, Y., Strategies for tar reduction in fuel-gases and synthesis-gases from biomass gasification. Journal of Sustainable Energy & Environment Special Issue, 2011. 67: p. 71.
10. La Villetta, M., et al., Performance analysis of a biomass powered micro-cogeneration system based on gasification and syngas conversion in a reciprocating engine. Energy conversion and management, 2018. 175: p. 33-48.
11. Hossain, F.M., et al., Impact of renewable energy on rural electrification in Malaysia: a review. Clean Technologies and Environmental Policy, 2015. 17(4): p. 859-871.
12. Wilberforce, T., et al., Developments of electric cars and fuel cell hydrogen electric cars. International Journal of Hydrogen Energy, 2017. 42(40): p. 25695-25734.
13. El-Hay, E.A., M.A. El-Hameed, and A.A. El-Fergany, Performance enhancement of autonomous system comprising proton exchange membrane fuel cells and switched reluctance motor. Energy, 2018. 163: p. 699-711.
14. Ramadhani, F., et al., Optimization strategies for Solid Oxide Fuel Cell (SOFC) application: A literature survey. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017. 76: p. 460-484.
15. Chowdhury, S., S. Chowdhury, and P. Crossley, Microgrids and Active Distribution Networks. 2009. URL http://www. farzadrazavi. com/files/Courses/microgrid/902/bookiee. pdf.
16. Ang, S.M.C., et al., Fuel cell systems optimisation–Methods and strategies. International Journal of Hydrogen Energy, 2011. 36(22): p. 14678-14703.
17. Bossel, U.G. *Solid oxide fuel cells for transportation*. in *Third European Solid Oxide Fuel Cell Forum. Proc. Oral Presentations*. 1998.
18. Moosavian, S.M., et al., Imperialistic competition algorithm: Novel advanced approach to optimal sizing of hybrid power system. Journal of Renewable and Sustainable Energy, 2013. 5(5): p. 053141.
19. Lan, W., et al., Biomass gasification-gas turbine combustion for power generation system model based on ASPEN PLUS. Science of the Total Environment, 2018. 628: p. 1278-1286.
20. Razvigorova, M., et al., On the composition of volatiles evolved during the production of carbon adsorbents from vegetable wastes. Fuel, 1994. 73(11): p. 1718-1722.
21. Jayah, T., et al., Computer simulation of a downdraft wood gasifier for tea drying. Biomass and bioenergy, 2003. 25(4): p. 459-469.
22. Maneerung, T., et al., Integrated downdraft gasification with power generation system and gasification bottom ash reutilization for clean waste-to-energy and resource recovery system. Journal of cleaner production, 2018. 188: p. 69-79.

Akıllı Binalarda Isıl ve Görsel Konfor Bazlı Gelişmiş Kontrol Sistemleri

Evrim Yılmaz[1], Ataberk Keskişoğlu[2], Cihan Turhan[3]*, İbrahim Baran Uslu[1]

[1] *Atılım Universitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Turkiye*
yilmaz.evrim@student.atilim.edu.tr, baran.uslu@atilim.edu.tr
[2] *Atılım Universitesi, Makine Mühendisliği Bölümü, Ankara, Turkiye*
keskisoglu.ataberk@student.atilim.edu.tr
[3] *Atılım Universitesi, Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü, Ankara, Turkiye*
*cihan.turhan@atilim.edu.tr

ÖZET

Binalar, Avrupa ve Türkiye'de toplam enerji tüketiminin yaklaşık %40'ını ve %32'sini tüketmektedir. Yapı sektöründeki enerji tüketimini azaltma hedefinin yanı sıra, kullanıcı memnuniyeti binaların iç ortamlarında hayati bir rol oynamaktadır. Son zamanlarda yapılan çalışmalar, kullanıcı memnuniyetinin davranış, sağlık ve verimliliğini oldukça etkilediğini göstermiştir. Binaların çoğunda halen geleneksel kontrolcüler kullanılmaktadır. Kullanıcıların ısıl ve görsel konforunu sağlamak için daha akıllı, duyarlı, dinamik ve kullanıcı dostu sistemler gerekmektedir. Bu çalışma, akıllı binalara uygulanan ısıl ve görsel konfor odaklı kontrol stratejilerinin detaylı bir incelemesini sunmaktadır. Örnek bir çalışma olarak Atılım Üniversitesi kampüsünde bulunan bir ofis için ısıl ve görsel konfor kontrol cihazı geliştirilip test edilecektir.

1. GİRİŞ

Akıllı binaların ana amacı kullanıcılara ısıl ve görsel konfor sağlamaktır [1]. ASHRAE 55 Standardı ısıl konforu "*ısıl çevreden hoşnut olunan düşünce durumu*" olarak tanımlamaktadır [2]. Isıl konfor, dört çevresel faktör (iç hava sıcaklığı (T_i), bağıl nem (RH), hava hızı (v_a) ve ortalama radyant sıcaklık (MRT_i) ve iki kişisel parametreye (giysi değeri (clo) ve metabolik aktivite (met)) bağlıdır [3]. Diğer bir taraftan, görsel konfor ise ışığın kalite ve miktarına göre kullanıcının öznel tepkisi olarak tanımlanabilir [4]. Akıllı binalarda görsel konfor kullanıcı tarafından kontrol edilebilmektedir. Isıl ve görsel konfor kullanıcıların memnuniyetini, sağlığını ve verimliliğini sürekli olarak etkilemektedir.

Günümüzde dahi, çoğu bina ısıl ve görsel konfor ayarlaması için standart aç/kapa kontrolcülerini kullanmaktadır. Akıllı bina sektöründeki gelişmeler, kullanılan akıllı sistemlerin kullanıcıların ısıl ve görsel konfor seviyelerini arttırmanın yanısıra binaların enerji tüketimlerinin de düşürülmesine olanak sağlamıştır. Gelişmiş ısıl konfor kontrolcüleri, iç hava sıcaklığı ve bağıl nemi, kızılötesi sensörler ve hatta iç hava kalitesi sensörlerinden de faydalanarak nesnel veriyi kullanmaktadır. Bunun yanısıra, hissedilen ısıl konfor indeksi olan Gerçek Ortalama Değer (AMV) ve kullanıcı davranışları gibi öznel verilerden de faydalanabilmektedir. Bu kontrolcüler, kullanıcıdan gelen öznel verileri yapay zeka yöntemleri (AI) ile öğrenebilmekte ve iç ortam koşullarını kullanıcıların ısıl konfor tercihlerine göre ayarlayabilmektedir. Diğer taraftan, gelişmiş görsel konfor kontrolcüleri, görsel boyut, renk oluşturma indeksi, parlaklık kontrastı, renk değişimi ve sıcaklığı, retinal görüntü kalitesi, görsel renk yoğunluğu ve flaş sıklığı gibi faktörleri kontrol edebilmektedir [5]. Bu tip kontrolcüler aydınlatma seviyesini kullanıcıların görsel konfor ihtiyaçlarına göre değiştirir.

Son on yıllık süreçte, Avrupa Birliği Komisyonu, akıllı binalarda gelişmiş sistemlerin kullanımının arttırılmasını hedeflemiştir [6]. Buna ek olarak, 2018'de yeni versiyonu yayınlanan Binalarda Enerji Performansı Yönetmeliği binalarda akıllı ısıl ve görsel konfor kontrolcülerinin kullanımını amaçlamıştır [7]. Buna rağmen, literatürde bu tip kontrolcüler için detaylı bir inceleme bulunmamaktadır. Bu çalışma, akıllı binalar için geliştirilmiş gelişmiş ısıl ve görsel kontrolcülerin detaylı bir incelemesini sunmaktadır. Ana hedef, bina sektöründe çalışan mühendis ve mimarları enerji tüketimini düşürürken, kullanıcıların ısıl ve görsel konforunu arttırmak konusunda aydınlatmaktır.

2. AKILLI BİNALARDA KULLANILAN KONTROL TEKNİKLERİ

Teknolojinin gelişmesiyle, kullanıcılarına daha iyi ısıl ve görsel konfor sağlayan akıllı binalar planlanmış ve inşa edilmiştir. Akıllı binalar, hem daha yüksek enerji verimliliği sağlamaktadır hem de kullanıcılar için daha yaşanabilir ve rahat ortamlar sunmaktadır. Bu avantajları sağlarken içindeki akıllı kontrolcüler sayesinde kulllanıcıların yaşam kalitesi ve standardı takip edilir ve böylece kullanıcı verimliliğini, sağlığını ve konforunu etkileyen çevresel parametrelerin değişikliğinden etkilenmez. Isıl ve görsel konfor bu çerçevede önemli bir rol oynamaktadır. Akıllı ısıl ve görsel konfor kontrolcülerin kullanımı ile kullanıcıların konforu en üst seviyeye yükseltilirken, binanın enerji tüketimi de düşürülür. Isıl ve görsel konfor kontrolcü stratejileri aşağıdaki bölümlerde detaylı olarak incelenmiştir.

2.1 ISIL KONFOR BAZLI KONTROLCÜLER

Isıtma, Soğutma ve Havalandırma (HVAC) sistemleri hastanelerde, ofislerde, fabrikalarda ve evlerde sıklıkla kullanılan ve ısıl konforu sağlamaya çalışan cihazlardır. HVAC sistemleri bina toplam enerji tüketiminin %50'sinden sorumludur [8]. Kullanıcıların ısıl konfor seviyeleri, bağımsız bölümlerin sıcaklığı ve bağıl nemi, kullanıcıların giysi değeri ve metabolik aktivitesi, cinsiyeti ve hatta stres düzeyi ve kaygı gibi psikolojik parametrelere göre değişebilir.

Gelişmiş ısıl konfor kontrolcülerinin ilk amacı kullanıcıların ısıl konforunu en üst seviyede sağlamaktır. Bu yüzden, enerji tüketimini düşürmek ikincil bir amaç olarak kabül edilir. Örneğin, Turhan ve Akkurt [9] geleneksel kontrolcülere kıyasla ısıl konforu 13.2% yükselten kişiselleştirilmiş enerji-etkin ısıl konfor kontrolcüsü geliştirmiştir. Buna ek olarak, kontrolcü (Şekil 1) bina toplam enerji tüketimini 8.2% düşürmüştür. Geliştirilen ısıl konfor kontrolcüsü üç ana modülden oluşmaktadır. 1- Isıl konfor kontrol ünitesi, 2- Mobil uygulama, 3- Bulanık mantık tahminleme modülü. Örnek çalışmada, yazarlar bir klima kullanarak yaz ve kış sezonu için iç ortam sıcaklığını 22 ºC'de tutmaya çalışmışlardır. Çalışma boyunca, kullanıcılardan geri-bildirim alabilmek için bir mobil uygulama geliştirilip kullanılmıştır. Geliştirilen bu sistem üç farklı fan hızına (düşük,orta ve yüksek) sahip klima ile entegre çalıştırılmıştır. Bulanık mantık algoritması sayesinde kontrolcü, kullanıcıların ısıl konfor tercihlerini tahmin etmiş ve otomatik olarak klimanın set-değerlerini değiştirmiştir. Bunun yanında, kişiselleştirilmiş ısıl konfor kontrolcüsü ortamdaki karbon dioksit (CO_2) konsantrasyonunu da ölçmüş ve kullanıcıyı gerekli durumlarda sesli ve görsel olarak uyararak CO_2 seviyesinin tercih edilebilir aralıkta kalmasını sağlamıştır.

Şekil 1 Geliştirilen ısıl konfor kontrolcüsü [9]

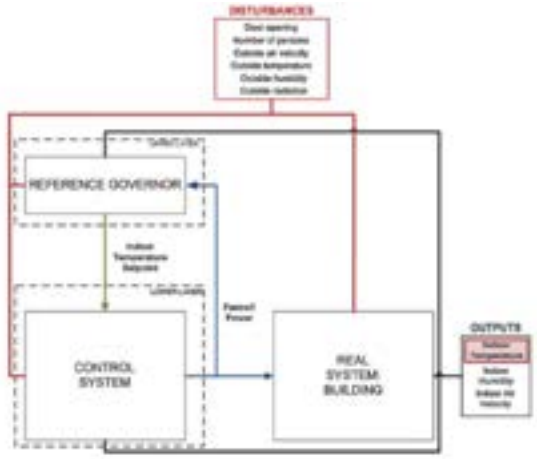
Ghahramani ve arkadaşları [10] iç ortam sıcaklığındaki 1ºC'lik bir değişimin bile toplam enerji tüketiminde oldukça büyük bir etkisinin olduğunu gözlemlemiştir. Bu sebeple, çalışmalarında daha hassas bir ısıl konfor bazlı kontrol algoritması kullanmışlardır. Kullanılan algoritma çevresel parametrelerin yanısıra psikolojik parametreleri de kapsamaktadır. Uygulama olarak, yazarlar kullanıcıların kalp hızı, deri ve vucut sıcaklığını psikolojik parametreler olarak kabul etmiştir. Çalışma sonunda, kalp hızının diğer parametrelere göre ısıl konforu daha fazla etkilediği saptanmıştır.

Aynı araştırmacılar kolaylıkla giyilebilen ve deri sıcaklığını ölçebilen gözlük üretmişlerdir (Şekil 2). Bu gözlük sayesinde kişiselleştirilmiş ısıl konfor sağlanmıştır.

Şekil 2 Gözlük olarak geliştirilmiş ısıl konfor kontrolcüsü [10].

Bu çalışmada, ısıl konfor yapay zeka yöntemlerinden biri olan Bulanık Mantık algoritması sayesinde sağlanmıştır. Kullanıcı, yüzünün çeşitli referans noktalarından deri sıcaklığını ölçen özel bir gözlük giymektedir. Cihaz olarak gözlük seçilmesinin nedeni, psikolojik parametre etkilerinin insan yüz sıcaklığından kolaylıkla ölçülebileceğidir. Geliştirilen kontrolcü ölçülen bu değerleri kullanır ve ısıl konfor tercihlerini tahminler. Ancak, bu ısıl konfor kontrolcüsü HVAC sistemine entegre edilmemiştir.

Castilla ve arkadaşları [11] tarafından geliştirilen diğer bir kontrol stratejisi, iç hava kalitesinin kullanıcı davranışlarını ve verimliliğini etkilediğini göstermiştir. Geliştirilen strateji, iç ve dış ortam sıcaklığı ve bağıl nemi, hava hızı, kapıların durumu, kullanıcı varlığını/yokluğunu ve içç hava kalitesi değerlerini ölçmüş ve belirlemiştir (Şekil 3).



Şekil 3 Geliştirilen kontrolcünün blok diyagramı[11].

Diğer bir taraftan, iç ortam hava sıcaklığı ve bağıl nemi ve hava hızı kontrolcü çıktıları olarak seçilmiştir. Sonuç olarak, geliştirilen system enerji tasarrufu sağlamanın yanısıra kullanıcıların ısıl konforunu geliştirmiştir.

Saha ve arkadaşları [12] HVAC sistemi ile Wi-Fi teknolojisi ile haberleşen gelişmiş bir ısıl konfor kontrolcüsü geliştirmiştir (Şekil 4).

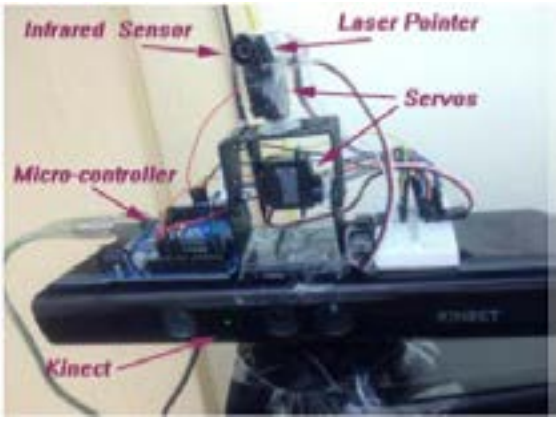
Şekil 4 Gelişmiş ısıl konfor kontrolcüsüne bir örnek [12].

Bu çalışmada, entegre bir sistem olan Ev Enerji Yönetimi (HEM) isimli bir kontrolcü kullanılmıştır. Bu kontrolcü, binadaki ısıtıcılar, klimalar, fırınlar ve çamaşır kurutucuları gibi elektrik tüketen cihazları kontrol edebilmektedir (Şekil 5). Bu yöntem ile kullanıcıların ısıl konforları sağlanırken güç sistemlerindeki fazla yük riski azaltılmıştır.

Şekil 5 HEM sisteminin dizaynı.

Gao ve Keshav [13] *"SPOT"* adı verilen ofisler için kişiselleştirilmiş gelişmiş bir ısıl konfor sistemi oluşturmuştur. Çalışmalarında, ofis ortamında bulunan çalışanların ısıl konforları incelenmiştir. Deneyler kış aylarında düşük sıcaklıklarda, yaz aylarında ise yüksek sıcaklıklarda gerçekleştirilmiştir. SPOT cihazı merkezi her kullanıcının kendi ısıl konfor tercihlerine göre sistemin set-değerini değiştirebildiği merkezi HVAC sistemine bağlanmıştır.

SPOT cihazı, ısıl konfor parametrelerini Microsoft Kinect yardımıyla ölçmektedir ve böylece HVAC sisteminin set-değerlerini kontrol edebilmektedir (Şekil 6). Çalışma sonucunda, SPOT cihazının enerji tüketimini ve ısıl konforu optimize edebildiği görülmüştür.



Şekil 6 Geliştirilen SPOT cihazı [13].

2. 2 GÖRSEL KONFOR BAZLI KONTROLCÜLER

Görsel konfor; iç ortam çevresel kalite bileşenlerinden birisi olup, ince ayarlamalarla aydınlatmanın optimum seviyede olmasına ve enerji tüketiminin azaltılmasına çalışılmaktadır. Kalıcı bir çevre için, görsel konfor tercihleri çevresel (iç ve dış koşullar) ve kişisel (psikolojik ve/veya fiziksel durum) pek çok parametreyle dinamik olarak değişmektedir [14].

Görsel konforu iyileştirme, yalnızca estetik sebeplerden ötürü değil; aynı zamanda kısmi görme engelli veya yaşlı kişiler için de bir ihtiyaçtır. Farklı seviyelerde görme kaybı olan kullanıcılara yönelik olarak, daha iyi bir görsel konfor için aydınlatmada farklı parlaklık ve ton seviyelerine ihtiyaç olacaktır. Örneğin; 60 yaş üstü kullanıcılar için, görme seviyesi düşmekte ve aydınlatma ihtiyacı 20 yaşındaki kullanıcılara göre üç katına çıkmaktadır [15]. Görsel konfor gereksinimleri sadece genç ve sağlıklı kullanıcılar için belirlenmiş olup, literatürde farklı görüş seviyeleri dikkate alınmamıştır.

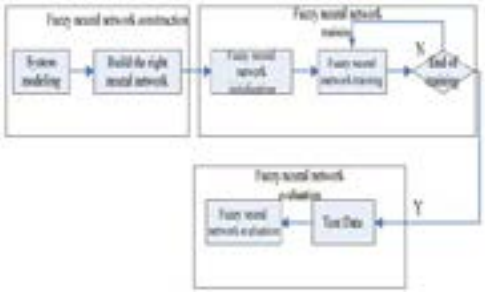
Gao ve arkadaşları [16], genel görsel sağlık konforu standartlarını kullanan AI tabanlı bir kontrolcü geliştirmişlerdir (Şekil 7). Anketler üzerinden öznel görsel konfor tercihleri ve sensörler ile de çevresel parametreler toplanmıştır. Çalışmada seçilen aydınlatma kalitesi parametreleri: renk sıcaklığı, renk oluşturma indisi ve aydınlatma kaynaklarının flaş (strobe) frekansı olarak seçilmiştir. Bu kontrolcü, sinir ağı-bulanık mantık sistemini kullanarak görsel konfor seviyesini neredeyse sıfır hata ile öngörmüştür. Ek olarak, çalışmada görsel konfor açısından 5500K renk sıcaklığı sistemi, 4500K sisteminden daha başarılı bulunmuştur.

Görsel konforda, Kişisel Çevresel Kontrol (PEC) sistemleri için, renk ayarlı LED'ler ile Eşdeğer Melanopic Lüx (EML) indisi elde etmek amacıyla yirmi dört saatlik aydınlatma tasarımı kullanılmıştır. Godithi ve arkadaşlarına [5] göre, renk ayarlı üç temel LED sistemi tanımlanmıştır:

1) Ilık seviye: 2700K ile 3000K aralığında ayarlanabilir. En düşük çıkış: 1800K.

2) Beyaz ayarlanabilir: Ilık-beyaz (2700K), soğuk-beyaz (5000-6500K)

3) Tüm renk ayarlı (İzgesel ayarlı renk değiştirme): Beyaz ışık çeşidi oluşturmak için en az üç farklı LED sistemi: RGB, RGBA, RGBW.



Şekil 7 Görsel konfor kontrolcü algoritması [16].

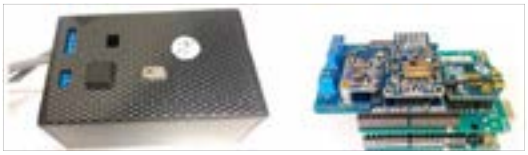
Lu ve arkadaşları [17] görsel konforsuzluğun etkileri üzerinde çalışmışlar ve çoğu kullanıcı için kabul edilebilir değişmezlik oranının 0.7 olduğunu tespit etmişlerdir. Yazarlar şunu belirtmişlerdir ki, ortalama ve düşük yatay aydınlatma seviyeleri, çevre konforu üzerinde göreceli olarak etkilidir. Ayrıca, bir bölgenin konforlu bir şekilde aydınlatılması için, alan parlaklık, değişmezlik ve ortalama yatay aydınlatma değeri arasında bir ilintinin sağlanması gerekmektedir.

Ballarini ve arkadaşları [18], gün ışığı ve elektriksel aydınlatma için görsel konfor üzerinde çalışmışlardır. Gün ışığı için iki parametre: ortalama gün ışığı faktörü (DF) ve uzamsal gün ışığı otonomosi–$sDA_{300,\ 50\%}$; elektriksel aydınlatma için ise EN12464-1 standardına göre üç parametre: ortalama aydınlatma (E_m), aydınlatma değişmezliği (U) ve birleşik kamaşma oranı (UGR) değerlerini kullanmışlardır [19]. Yazarlar, söz konusu alan için minimum aydınlatma seviyesinin 500 lx olması gerektiğini elde etmişlerdir. Sonuç olarak, ısıl ve görsel konfor özelliklerinin entegrasyonu ile toplam enerji tüketimi %48 azalmıştır. Bununla beraber, bahsetmek gerekir ki; ısıl konfor sistemlerindeki enerji tüketimi ile gün ışığı görsel konfor sistemleri arasında ters ilinti bulunmaktadır. Çünkü görsel konfor sistemleri enerji tüketimini arttırmaktadır.

Kumar ve arkadaşları [20], kişisel bir görsel konfor yönetim sistemi geliştirmişlerdir. Bu sistem, enerji tüketimini %60-70 oranında azaltmıştır. Başka bir çalışmada ise Lee ve arkadaşları [21], önerdikleri algoritma sayesinde, açık planlı bir ofiste, hem de ışık seviyesi ayarı olmaksızın %60'ın üzerinde enerji tasarrufu sağlayabilmişlerdir.

Bir diğer çalışmada, Wen ve Agogino [22], kablosuz olarak birbirine bağlı ve ışık seviyesi ayarlı prototip bir florasan lambalı aydınlatma sisteminde bir algoritma geliştirmişlerdir. Kullanıcı dostu bir arayüz de oluşturmuşlardır. Bu özgün algoritma sayesinde, aç/kapa aydınlatma sistemiyle karşılaştırıldığında %51.2'lik bir enerji tasarrufu elde edilmiştir. Ayrıca, açık planlı ve seyrek kullanımlı bir ofiste, geliştirilen optimizasyon algoritması ile kontrolcü %45'lik bir enerji tasarrufu sağlamıştır.

Kar ve arkadaşları [14], mobil bir uygulama üzerinden kendi ışıklarını kontrol edebildikleri bir görsel konfor kontrolcüsü geliştirmişlerdir (Şekil 8).



Şekil 8 Geliştirilen görsel konfor kontrolcüsü [14].

Bu kontrolcü, kullanıcıların görsel konfor tercihlerini, aydınlatma durumlarını ve aydınlatmadan kaynaklanan enerji tüketimlerini toplayıp kaydetmiştir. Toplanan veri, bir sunucuda depolanmıştır. Daha sonra kontrolcü, kişisel görsel konfor tercihlerine göre, aydınlatmaların optimum set-değerlerini öngörmüştür. Belirli bir eğitim süresinden sonra sistem kendisi çalışmış ve aydınlatmayı otomatik kontrol etmiştir (Şekil 9).

Şekil 9 Geliştirilen kontrolcünün bir ofise kurulumu [14].

3. ÖRNEK OLAY ÇALIŞMASI

Örnek çalışma olarak, Atılım Üniversitesi Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü'nde bulunan bir ofis seçilmiştir. Bu ofisin boyutları: 5 x 3 x 2.8 metre olup, kullanıcıların ısıl ve görsel konfor ayarlarını standart aç/kapa kontrolcülerle yapabildikleri tipik bir ofistir. (Şekil 10).

Şekil 10 Örnek olay çalışması için seçilen ofis.

Uygulama olarak, kullanıcıların konforunu arttırmayı ve bina enerji tüketimini azaltmayı hedefleyen özgün bir gelişmiş ısıl ve görsel konfor kontrolcü algoritması geliştirilmeye çalışılmıştır. Bu kontrolcünün çalışma mantığı Ek'teki akış şeması ile verilmektedir. Kontrolcü;

sıcaklık ve bağıl nem sensörü, bir iç-ortam hava kalitesi (IAQ) sensörü, bir lüksmetre, bir pasif kızılötesi (PIR) sensör ve bir ışığa duyarlı direnç (LDR) içermektedir. Öncelikle kontrolcü, T_i, RH, CO_2 ve aydınlatma seviyesi gibi çevresel parametreleri ölçer. Eğer ışık seviyesi istenen değer aralığının dışındaysa ışık seviye ayarı yapılacaktır. İkinci olarak, eğer T_i ortam sıcaklığı istenen aralıkta ise soğutma veya ısıtma yapılmayacaktır. Diğer türlü, ortam sıcaklığına göre kontrolcü, HVAC sisteminin set-değerini değiştirecektir. Benzer şekilde, kontrolcü ortamın bağıl nem (RH) değerini gözden geçirecektir. Eğer ölçülen değer, istenen aralığın dışındaysa, nemlendirme/ nem kurutma işlemi yapılacaktır. Bu görsel ve ısıl konfor parametrelerine ilave olarak, bir iç-ortam hava kalitesi parametresi (IAQ) olarak CO_2 yoğunluğu izlenecek ve duruma göre otomatik olarak pencere açılacak ve kapatılacaktır.

Geliştirilen kontrolcü, seçilen ofiste bir yıl boyunca test edilecektir. Elde edilen sonuçlar, mevcut geleneksel kontrolcülerin sonuçlarıyla ısıl ve görsel konfor parametreleri cinsinden karşılaştırılacaktır.

4. SONUÇLAR

Akıllı binalar, kullanıcılarına konforlu, sağlıklı ve üretken iç ortamlar sağlamaktadır. Isıl ve görsel konfor seviyelerini yükseltmelerinin yanı sıra binanın enerji tüketimini de azaltmaktadır. Bu çalışma, ısıl ve görsel konfor kontrolcülerini incelemiş ve gelişmiş sistemler aracılığıyla %40'a kadar enerji tasarrufu sağlanabileceğini göstermiştir.

Örnek olay çalışması olarak, Atılım Üniversitesi'nde bir ısıl ve görsel kontrolcü geliştirilmiştir. Bu kontrolcü, ısıtma ve soğutma mevsimlerini de içerecek şekilde bir yıl boyunca test edilecektir. Sonuçlar, geleneksel kontrolcülerle karşılaştırılacak ve raporlanacaktır.

Isıl konfor açısından, her bir kullanıcının ısıl tercihlerini öngörecek kişiselleştirilmiş sistemler, akıllı binalarda kullanılabilir. Benzer şekilde, farklı kullanıcıların ihtiyaçlarına göre görsel konfor kontrolcüleri de kişiselleştirilebilir. Görsel konforda kişiselleştirilmiş yaklaşımın seçilmesiyle, yetersiz aydınlatılmış, gölgelenmiş veya tamamen karanlık kalmış alanlardan kaynaklanacak kazalardan kaçınılmış olunacaktır. Isıl konfor açısından ise, kullanıcıların tatmin, sağlık ve üretkenlik düzeyleri iyileştirilirken binaların enerji tüketimleri büyük oranda azaltılabilecektir.

Yaşlı nüfusun hızla arttığı dikkate alınırsa, gelecekte kullanıcıların hayatını kolaylaştıracak gelişmiş kontrolcüler yaygın olacaktır.

REFERENCES

[1] R. Yang, L. Wang, Development of Multi-Agent System for Building Energy and Comfort Management Based on Occupant Behaviors, Energy and Buildings 56, 1-7, (2013).

[2] American National Standards Institute, ASHRAE STANDARD, Thermal Environmental Conditions for Human Occupancy (2004).

[3] R. de Dear, G. S. Brager, Developing an Adaptive Model of Thermal Comfort and Preference, ASHRAE Transactions 104 (1998) part 1.

[4] C. Giarma, K. Tsikaloudaki, D. Aravantinos, Daylighting and Visual Comfort in Buildings' Environmental Performance Assessment Tools: A Critical Review, Procedia Environmental Sciences 38, 522 – 529, (2017).

[5] S. B. Godithi, E. Sachdeva, V. Garg, R. Brown, C. Kohler, R. Rawa, A Review of Advances for Thermal and Visual Comfort Controls in Personal Environmental Control (PEC) Systems, Intelligent Buildings International 11 (2019), 75-104, (2019).

[6]E.U. Commission, Energy Efficiency Directive (retrieved on 2019, October 10), retrieved from: http://ec.europa.eu/energy/efficiency/eed/eed_en.htm

[7] Directive (EU) 2018/844 of the European Parliament and of the Council of 30 May 2018 amending Directive 2010/31/EU on the energy performance of buildings and Directive 2012/27/EU on energy efficiency (Text with EEA relevance) , PE/4/2018/REV/1, OJ L 156,19.6.2018, p. 75–91, (2018).

[8] Nasruddina, Sholahudinc, P. Satrioa, T. M. I.Mahliad, N. Giannetti, K. Saitoc, Optimization of HVAC system energy consumption in a building using artificial neural network and multi-objective genetic algorithm, Sustainable Energy Technologies and Assessments 35 (2019) 48-57.

[9] C. Turhan, G. Gokcen Akkurt, Assessment of Thermal Comfort Preferences in Mediterranean Climate A University Office Building Case, Thermal Science 22, 2177-2187.(2018.)

[10] A. Ghahramani, C. Guillermo, B. Becerik-Gerber and Y. Xinran, "Infrared thermography of human face for monitoring thermoregulation performance and estimating personal thermal comfort." (2016).

[11] María del Mar Castilla, J. Álvarez, M. Berenguel, F. Rodriguez, J. Guzmán, P. G. Manuel, A comparison of thermal comfort predictive control strategies. Energy and Buildings. 43. 2737-2746.10.1016/j.enbuild.2011.06.030. (2011).

[12] A. Saha, M. Kuzlu, M. Pipattanasomporn, Demonstration of a Home Energy Management System with Smart Thermostat Control, PES Innovative Smart Grid Technologies Conference, (2013).

[13] P. X. Gao, S. Keshav, SPOT: A Smart Personalized Office Thermal Control, Proceedings of The Fourth International Conference on Future Energy Systems Conference, 237-246, (2013).

[14] P. Kar, A. Shareef, A. Kumar, K.T. Harn, B. Kalluri, and S.K. Panda. ReViCEE: A recommendation-based approach for personalized control, visual comfort & energy efficiency in buildings, (2019).

[15] A. C. Kunduraci, Lighting Design for The Aging Eyes. MATTER: International Journal of Science and Technology, 3(3), 185-194, (2017).

[16] Q. Gao, K. Zhang, D. Li, Research on Visual Comfort Based on Fuzzy Neural Network, International Conference on Mechatronics and Automation, (2018).

[17] F. Lu, Y. Tu, J. Zhang, L. Liu, L. Wang, S. Peng, I. Heynderickx, The Effect of Spacing Between Luminaires on Visual Comfort, 11th China International Forum on Solid State Lighting, (2015).

[18] I. Ballarini, G. De Luca, A. Paragamyan, A. Pellegrino, V. Corrado, Integration of Thermal and Visual Comfort in The Retrofit of Existing Buildings Transformation of an Office Building into a nZEB, International Conference on Environment and Electrical Engineering (2018)

[19] EN 12464-1, The Indoor Lighting Standard, SFS-EN 12464-1:2011, (2011)

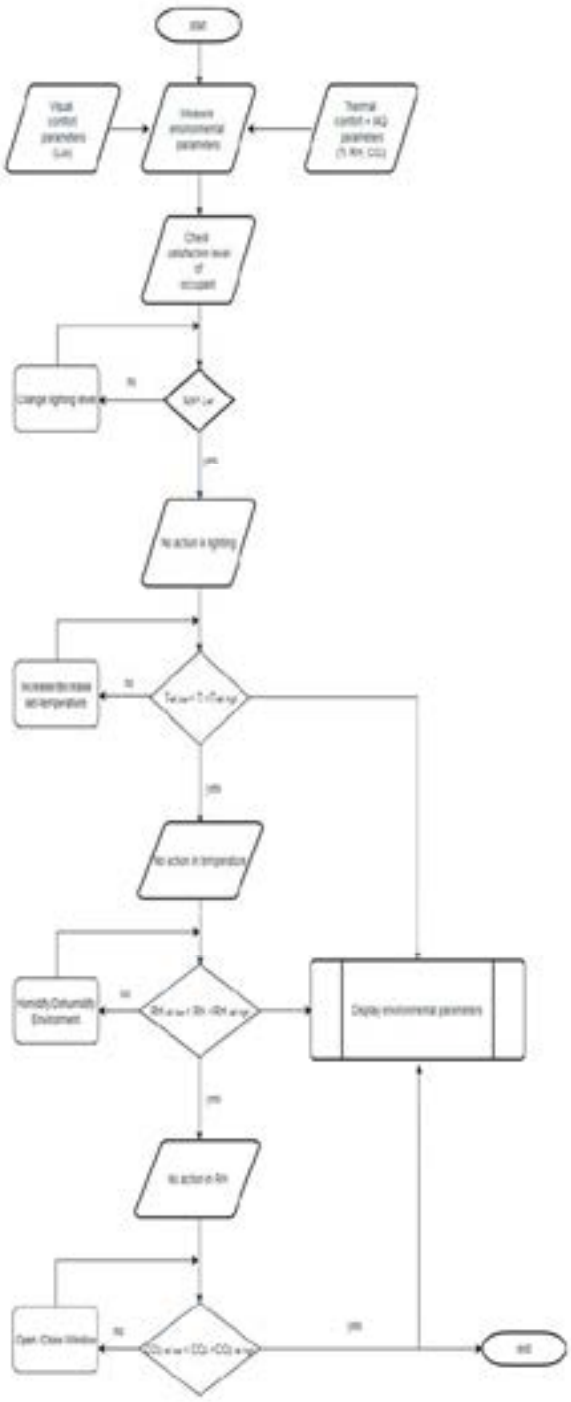
[20] A. Kumar, A. Kajale, P. Kar, A. Shareef, S. K. Panda, Location-aware Smart Lighting System for Individual Visual Comfort in Buildings, 6th Global Conference on Consumer Electronics, (2017).

[21] W. Lee, P. Immadi, K. Song, H. Cho, A Light Control Technique for Energy-Efficient Buildings in Visual Comfort Constrained Environment, 2nd International Multidisciplinary Conference on Computer and Energy Science, (2017).

[22] Wen, Yao-Jung, and Alice M. Agogino. 2011. “Personalized Dynamic Design of Networked Lighting for Energy-Efficiency in Open-Plan Offices.” Energy and Buildings 43 (8): 1919–1924 , (2011).

EK

GELİŞTİRİLEN ISIL VE GÖRSEL KONFOR KONTROLCÜSÜNÜN ÇALIŞMA MANTIĞI AKIŞ ŞEMASI



50 Hz, 1.5 mT MANYETİK ALAN MARUZİYETİNİN SERBEST RADİKAL OLUŞUMU ÜZERİNE OLASI ETKİLERİ

Arin TOMRUK[1,2], E. Gulceri GULEC PEKER[3], Sule COSKUN CEVHER[4], Ayse G. CANSEVEN[1,2]

1. *Gazi University, Faculty of Medicine, Biophysics Department, Ankara, TURKEY*
2. *Gazi Non-Ionizing Radiation Protection and Research Center-GNRK, Ankara, TURKEY*
3. *Giresun University, Central Research Laboratory and Research Center -GRUMLAB, Giresun, TURKEY*
4. *Gazi University, Faculty of Arts and Sciences, Biology Department, Ankara, TURKEY*

Özet

Amaç: Bu çalışmada, oldukça düşük frekanslı (ELF; Extremely Low Frequency) manyetik alanın (MF), kobayların böbrek dokularına biyolojik etkileri maruziyet süresine bağlı olarak incelenmiş ve olası etkileşim mekanizmaları sunulmuştur.
Gereç ve Yöntemler: Toplam 30 adet erkek kobay (guinea pig); Kontrol (Grup I) ve ELF MF Grubu (Grup II) olmak üzere iki ana gruba ayrıldı. ELF MF Grubu kobayları; pleksiglas kafes içinde Helmholtz Bobin Sisteminden elde eldilen 50 Hz, 1.5 mT manyetik Alana, 4 gün ve 7 gün boyunca, sürekli (4 saat / gün) ve kesikli (2 saat MF açık/ 2 saat MF kapalı / 2 saat MF açık) maruz bırakıldı. Böbrek dokularında olası biyolojik etkiler, oksidatif strese bağlı olarak ortaya çıkan, reaktif oksijen (ROS) ve nitrojen türlerinden (RNS) oluşan son ürünlerin seviyeleri analiz edilerek değerlendirildi.
Bulgular: 50 Hz, 1.5mT manyetik alana, sürekli ve kesikli olarak 4 gün ve 7 gün boyunca, maruz bırakılan kobayların böbrek dokularında ROS ve RNS miktarları, farklı değişimler (artma/azalma) göstermiştir. Uygulanan ELF manyetik alan tipleri (kesikli / sürekli) ve maruziyet süreleri (4 gün ve 7 gün) tümüyle değerlendirildiğinde kobay böbrek dokularında antioksidan savunma sistemine ait enzim aktivitelerinin değiştiği gözlenmiştir.
Sonuç: ELF manyetik alanlara maruziyet, serbest radikal oluşumuna ve antioksidan enzim aktivitesi üzerine etkili olabilmektedir. Bu biyokimyasal değişikliklerin altında yatan nedenler, elektron transferinde hızlanma ya da manyetik ve kimyasal kuvvetler arasındaki yarış ile açıklanabilir.

GİRİŞ

Hayatın her alanında kullanılan yaygın elektrik enerjisi kullanımı nedeniyle Oldukça Düşük Frekanslı (Extremely Low Frequency, ELF) Elektromanyetik (EM) Alanlara maruz kalınmaktadır. EM spektrum non iyonize ve iyonize radyasyon olmak üzere iki farklı radyasyon içermektedir. 0- 300 Hz frekans aralığını kapsayan ELF enerjinin, çok düşük şiddet ve güçlerde dahi olsa biyolojik sistemler üzerinde çeşitli etkileri olduğu tespit edilmiştir. Örneğin, protein sentezinin birçok kimyasal değişimlerini uyarmak için öncü olarak görev yapmaktadır. Çok küçük miktarda enerji reaksiyonu başlatabilmekte, ve sistem moleküler yapıda depolanmış enerjiyi kullanarak süreci (prosesi) devam ettirebilmektedir [1]. İnsan vücudunun biyoelektrik bir sistem olması ve bünyesinde kendi içsel biyoelektrik sinyalleri ile çalışan birtakım dokulara (kalp, beyin) sahip olması; hızla artan yapay EM alan maruziyetin insan vücudunda meydana gelen temel biyolojik olaylarda değişikliklere neden olabileceğini göstermiştir. Bilim insanları ELF maruziyeti neticesinde biyolojik sistemlerde meydana gelen olası biyolojik değişimler ile bu değişimlerin ortaya çıkmasını sağlayan eşik değerler ve olası etki mekanizmaları üzerine uzun yıllardır çalışmalarını sürdürmektedirler.

Çevresel EMF hakkında toplumun en büyük endişesi insanlarda kanser meydana getirmesidir. Kanserler DNA' da oluşan mutasyonlar ve onlara bağlı hasarlar sonucu açığa çıkarlar. EM alanların şiddetlerine bağlı olarak DNA da hasar oluşturabileceği bilinmektedir.

- **Düşük şiddetlerde, hücresel stres cevabı** [2]
- **Yüksek şiddetlerde, DNA zincir kırıkları** [3] gelişebilmektedir.

Uluslararası Kanser Araştırma Ajansı tarafından Çok Düşük Frekanslı (ELF: Extremely Low Frequency) EM Alanların insanlar üzerinde olası karsinojen etkileri 2B olarak sınıflandırılmıştır[4]. Son zamanlarda yapılan çalışmalar Elektromanyetik Alanların (EMF) Serbest Oksijen Radikallerinin oluşumunda artışa neden olduğunu ve bu oluşumdaki artışın hücrelerde Oksidatif Stres e neden olduğu gösterilmiştir.Bu fizyolojik süreçte normal metabolik işleyişin yanı sıra çeşitli dış etkenlerin etkisiyle hücre içerisinde ikincil mesajcılar olarak da adlandırılan iyon, molekül ve radikaller oluşur. Yaşam süreleri çok kısa olmasına rağmen yüksek aktiviteye sahip ara ürünler olan serbest radikaller tüm hücre bileşenleri ile kolaylıkla reaksiyona girerek bu bileşenler üzerinde kimyasal değişimlere neden olabilmektedir. Bu değişimler;

- uzun ömürlü kollajen, elastin ve kromozomlarda oksidatif değişimler,
- karbonhidratların parçalanması, lipid peroksidasyonu nedeniyle mitokondri ve lizozom gibi karakteristik membran elemanlarında tespit edilen değişimler [5,6].
- DNA' nın kararlı yapısının bozulması [7] ve sonucunda hasarın meydana gelmesine yol açmaktadır.

Serbest radikallerin bu zararlı etkilerini engellemek üzere organizmada antioksidan savunma sistemleri gelişmiştir. Serbest radikal oluşumu ve antioksidan savunma sistemi arasındaki denge korunamadığı zaman metabolik bozukluklar meydana gelmektedir. Oluşan bu metabolik bozukluklar kanser, kardiyovasküler hastalıklar, katarakt ve Alzheimer gibi hastalıkların oluşumunu ve gelişimini de tetiklemektedir[8].

Bu çalışma kapsamında, oldukça düşük frekanslı (ELF; Extremely Low Frequency) manyetik alanın (MF), kobayların böbrek dokularında serbest radikal oluşumu üzerine olası etkileri, maruziyet süresine bağlı olarak incelenmiş ve olası etkileşim mekanizmaları sunulmuştur.

GEREÇ VE YÖNTEMLER

Toplam 30 adet erkek kobay (guinea pig) (6-8 haftalık; 250-300gr) iki gruba ayrılmıştır :
Grup I (Kontrol Grubu): Kobaylar, pleksiglas kafeslerde Manyetik Alan Maruziyet sistemi içerisinde 4 gün ve 7 gün boyunca tutulmuş, Manyetik Alan uygulanmamıştır.
Grup II (Manyetik Alan Maruziyet Grubu): Kobaylar, 50 Hz 1.5 mT Manyetik Alana 4 gün ve 7 gün boyunca kesikli ve sürekli maruz bırakılmıştır.
Manyetik Alan Maruziyet Grubu kendi içlerinde maruziyet tipi ve uygulama süresine göre 4 alt gruba ayrılmıştır:

- **a.** Sürekli (4 saat/gün) maruziyet 4 gün boyunca
- **b.** Sürekli (4 saat/gün) maruziyet 7 gün boyunca
- **c.** Kesikli (2 saat açık/ 2 saat kapalı / 2 saat açık) maruziyet 4 gün boyunca
- **d.** Kesikli (2 saat açık/ 2 saat kapalı / 2 saat açık) maruziyet 7 gün boyunca

Kobaylar, ketamine (30 mg/kg) ve xylazine (2 mg/kg) uygulamasının ardından intrakardiyak kan alınması ile ötenazi edilmiştir. Böbrek dokuları çıkarılmış, analiz zamanına kadar -80°C de muhafaza edilmiştir.

Çalışma; Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) birimi tarafından desteklenmiştir (Etik Kurul Rapor No: 39-5858).

Manyetik Alan Kaynağı

Araştırmalarda deney hayvanlarına Helmholtz Bobin Çiftinden elde edilen dikey, homojen manyetik alan uygulandı. Helmholtz Bobin Çifti, çapları 42.75 cm olan ve her biri 154 dairesel sarımdan oluşan iki bobin, paralel konumda ve 21.375 cm uzaklıkta sabitlenerek oluşturuldu. Bobinlerin her biri 1.2 Ω (ohm) direnç ve 19.6 mH (miliHenri) indüktans değerine sahiptir. Bobinler 2.7 KVA gücünde değiştirilebilen trafodan (Variable transformer –VARIAC) sağlanan 50 Hz titreşimli akım ile beslendi. Helmholtz Bobin Çiftinden elde edilen sinüs dalga şekilli manyetik alanın genliği VARIAC üzerinden ayarlandı ve Hall-Effect prensibine göre ölçüm yapan Gaussmetre ile ölçüldü. Frekansı ve dalga şekli ossiloskopla gözlendi.

Biyokimyasal Analizler

Serbest Radikal Oluşumu:

Böbrek dokusunda MDA seviyeleri, Cassini ve ark.(1986) spektrofotometrik yöntemi ile ölçüldü [9].
NO düzeyleri Griess reaksiyonu ile tayin edildi [10]. Nitrat düzeyleri doku homojenatında nitratın VaCl3 tarafından nitrite indirgenmesi temeline dayandırılarak Spektrofotometrik olarak incelendi [11]. Nitrit düzeyleri Griess reaksiyonu ile ölçüldü.

İstatistiksel Analizler

Elde edilen verilerin istatistiksel analizleri IBM SPSS Statistics 22 (SPSS, Chicago, IL, USA) istatistik programı ile yapılmıştır. Grupların kontroller ile istatistiksel karşılaştırmaları Kruskal-Wallis non parametrik testi ile gruplararası karşılaştırmalar ise Mann-Whitney U testi ile yapılmıştır. İstatistiksel değerlendirmelerde $p<0.05$ olduğu koşullarda gruplar arasındaki farkın istatistiksel olarak anlamlı olduğu belirtilmiştir.

BULGULAR

Bu çalışmada elde edilen veriler Ortalama± Standart Sapma olarak Tablo 1' de verilmektedir.
50 Hz, 1.5mT manyetik alana, sürekli 4 gün ve 7 gün boyunca, maruz bırakılan kobayların böbrek dokularında MDA ve NOx miktarlarında istatistiksel anlamlı artış olduğu tespit edilmiştir. Kesikli 7 gün MF maruziyetin ise kobayların böbrek dokularında MDA miktarını azalttığı, NOx miktarını ise arttırdığı bulgulanmıştır.

Tablo 1. 50 Hz, 1.5 mT Manyetik Alana 4 gün ve 7 gün boyunca kesikli (2 saat açık/ 2 saat kapalı/ 2 saat açık) ve sürekli (4 saat/gün) maruz bırakılan kobayların böbrek dokularında Malondialdehyde (MDA), Total Nitric Oxide (NOx) seviyelerindeki değişim

BÖBREK **Gruplar**	**MDA** **(nmol/gr doku)**	**NOx** **(nmol/gr doku)**
I (Kontrol)	141.85±15.44	302.42±13.82
II (MF Maruziyet)		
i. Sürekli **(4 saat/gün) 4 gün boyunca**	162.77±38.09	314.30±26.24
ii. Sürekli **(4 saat/gün) 7 gün boyunca**	147.57±10.48	370.30±32.71*
iii. Kesikli **(2 saat açık/ 2 saat kapalı/ 2 saat açık)** **4 gün boyunca**	155.52±22.09	385.58±46.02*
iv. Kesikli **(2 saat açık/ 2 saat kapalı/ 2 saat açık)** **7 gün boyunca**	138.23±14.05	313.67±31.44

Tüm deney sonuçları ortalama ± standart sapma olarak ifade edilmiştir.
*: $p<0.05$ Grup II-V vs Grup I

SONUÇLAR

Çalışma bulguları değerlendirildiğinde; oksidatif stresin önemli belirteçlerinden biri olan lipid peroksidasyon son ürünü MDA düzeylerinde sürekli ve kesikli manyetik alan maruziyeti grubunda kontrol grubuna kıyasla istatistiksel anlamlı bir artış olduğu tespit edilmiştir.
Lipid peroksidasyon olayı, hücre için hayati önem taşıyan hücre membranında bulunan (fosfolipid, glikolipid, gliserid ve sterol yapısında yer alan) poliansatüre yağ asitlerinin (PUFA), serbest oksijen radikalleri tarafından peroksitler, alkoller, aldehidler, hidroksi yağ asitleri, etan ve pentan gibi çesitli ürünlere yıkılması reaksiyonudur ve hücre membranında ciddi hasarlar oluşturmaktadır. Biyolojik sistemlerde aracı olarak tanımlanan ve ileri derecede toksik özellik gösteren Nitrik Oksit düzeyleri incelendiğinde, kesikli maruziyet sonucunda böbrek NO düzeyinde artış olduğu tespit edilmiştir. Nitrik Oksit türevleri, biyolojik moleküllerle doğrudan reaksiyona girerek çeşitli fizyolojik olaylara neden olmaktadır. NOx'in hemoglobin proteinleri ile olan etkileşimi önemli bir örnek teşkil etmektedir.
Böbrekler insan vücudunun pH'sının korunmasında önemli rol oynamaktadır. Fizyolojik pH'da en fazla oluşan radikal formu, superoxid anyon radikalidir ki, bu radikal aynı zamanda enzimatik reaksiyonlarda, otooksidasyon reaksiyonlarında ve moleküler oksijene elektron transferinin gerçekleştiği non-enzimatik elektron transfer reaksiyonlarında da açığa çıkmaktadır.
Son yıllarda yapılan çalışmalar, EM alanların serbest oksijen radikallerinin oluşumunda artışa neden olduğunu ve bu oluşumdaki artışın hücrelerde Oksidatif Stres olarak adlandırdığımız fizyolojik bir sürece yol açtığını göstermektedir.

Bu etkileşimlerin temelinde, Oldukça Düşük Frekanslı EM Alanların biyolojik sistemlerde gerçekleşen elektron transfer reaksiyonlarında hızlanmaya neden olmasının yattığı düşünülmektedir. Böylece manyetik itici kuvvetlerin kimyasal itici kuvvetlere karşı direnç oluşumuna neden olarak biyolojik değişim yaratmış olabileceği düşünülmektedir.

Teşekkür (Acknowledgement)

- Manyetik alan maruziyeti, Tübitak Projesi (TBAG-1240 proje kodlu) ve Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesinden [(AFS), TF.01/96-21 proje kodlu] temin edilen cihaz ile gerçekleştirilmiştir.
- Çevre EM alan ölçümleri, Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesinden (01/2003-62 proje kodlu) temin edilen cihaz ile gerçekleştirilmiştir.
- Bu çalışma, Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi (BAP) (01/2004-96 proje kodlu) tarafından desteklenmiştir.

KAYNAKLAR

1. Blank, M. (2008).Protein and DNA reactions stimulated by electromagnetic fields. Electromagnetic Biology and Medicine.27:3-23.

2. Goodman R. and Blank M. (1998). Magnetic field stress induces expression of hsp70. Cell Stress Chaperones. 3(2): 79-88.

3. Lai H, Singh NP. (1997). Melatonin and spin-trap compound block radiofrequency electromagnetic radiation- induced DNA strand breaks in rat brain cells. Bioelectromagnetics.18: 446–454.

4. IARC Monographs On the Evaluation of Carcinogenic Risks to Human. (2002). Non-Ionizing Radiation. Part 1: Static and Extremely Low Frequency (ELF) Electric and Magnetic Fields. Vol. 80. Lyon, France: IARC Press. (ISBN 92 832 1280 0).

5. IEEE Standarts: IEEE Standarts for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE Std. C95.1–2005.

6. Challis LJ. Mechanism for interaction between RF fields and biological tissue. Bioelectromagnetics supplement 2005; 7: 98–106.

7. Matthes, R. Non- Ionizing Radiation, ICNIRP–1/96, Austria, 1996.

8. Arın TOMRUK. Radyofrekans Radyasyonun; Hamile ve Hamile Olmayan Tavşanlarda DNA ve Oksidatif Hasara Etkilerinin HPLC ve Spektrofotometrik Yöntemlerle İncelenmesi. Gazi Üniversitesi, Sağlık Bilimleri Enstitüsü, Biyofizik Anabilim Dalı, Yüksek Lisans Tezi, Haziran 2008.

9. Casini A., Ferrali M., Pompelam A., Maellaro A., Comborti M. (1986). Am J Pathol. 123: 520-531.

10. Green L. C., Wagner D. A., Glogowski J., Skipper P. L., Wishnok J. S., Tannenbaum S. R. (1982). Anal Biochem. 126: 131-138.

11. Miranda K .M., Espey M. G., Wink D. A. (2001). Nitric Oxide. 5: 67-71.

Elektrikli Araçların Kullanım Riskleri

Kübra Çelik [1], Haluk Eren[2] , Muhsin Tunay Gençoğlu[3]
[1,2] *Sivil Havacılık Yüksekokulu, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye*
[3] *Elektrik Elektronik Mühendisliği, Müh.Fak. Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye*
k.celik@firat.edu.tr, mtgencoglu@firat.edu.tr, heren@firat.edu.tr

Özet

Elektrikli araçların ulaşımdaki kullanımı son yıllarda hızla artmaktadır. Elektrikli Araçlar (EA) çevreci yaklaşımlarca pozitif bir yönde kullanıcıya sunulmaktadır. Fakat EA'ların taşıdığı riskler hala çözümlenememiştir. EA'ların kullanımının artması ile ortaya çıkabilecek risklerin belirlenmesi önemlidir, böylelikle araştırmacılar bu konulara eğilebilirler. Bu çalışmada EA'nın riskleri üzerine tartışmalara yer verilmiştir. Elektrikli araçların mevcut riskleri; güvenlik riskleri, çevresel riskler, sektörel riskler ve uluslararası boyutta riskler olarak 4 başlıkta incelenmiştir. Tartışma bölümünde tehlike faktörleri güncel örnekler ile açıklanmıştır. Risk faktörlerinin çeşitliliğine, tehlikelerin büyüklüğüne ve senaryoların vahim durumuna rağmen ekonomik açıdan pazar rekabeti acımasız boyuttadır. Bu sebeple EA teknolojisinin getirdiği risklerin belirlenmesi ve çözüm önerilerinin geliştirilmesi önemlidir.

Abstract

The use of electric vehicles is increasing in transportation. Electric vehicles (EV) are presented to the user in a positive direction by environmental approaches. However, the risks of EVs are still unresolved. It is important to explain the risks that may arise with increasing use of EAs, so researchers can address these issues. This publication discusses the risks of electric vehicles. The current risks of electric vehicles are analyzed under four headings as safety risks, environmental risks, sectoral risks and international risks. In the discussion section, hazard factors are explained with current examples. Despite the diversity of risk factors and the magnitude of hazards, market competition is high in economic terms. Therefore, it is important to identify the risks posed by EV technology and to develop solutions.

Anahtar Kelimeler: Elektrikli araç, Fine Kinney metodu, Li-ion batarya.

1. GİRİŞ

Yakın gelecekte, araç teknolojilerinde gelişmeler ve değişimler olacaktır. Gelecekteki araç teknolojilerinin önümüzdeki on yıl içinde gelenekselden elektriğe dönüşeceğini tahmin etmek zor değildir. Bunun için ülkelerin çoğu elektrikli taşıtlar için altyapılarını geliştirmektedirler. Çevre dostu araçlar, içten yanmalı motorlara göre daha az emisyon yayarlar [1]. Elektrikli Araçlar (EA) yakın gelecek için sürdürülebilir ulaşım seçeneği olarak kabul edilmektedir. Hükümet politikaları, sera gazı emisyonlarını azaltmak için kullanıcıları bu düşünceye yönlendirmektedir. Avrupa Birliği, içten yanmalı motor tabanlı taşımacılığın %10'unu 2020'ye kadar azaltmayı hedeflemiştir [2]. Düşük yakıt tüketimi ve sıvı yakıtlı araçlara göre bakım maliyetleri, elektrikli araçları çekici kılmaktadır [3].

Fakat EA'lar çevresel olarak sağladığı faydaların yanında bazı riskler taşımaktadır. Gelecek kuşaklara sürdürülebilir bir gelecek bırakılması için, EA'ların taşıdığı bu risklerin bilinmesi önemlidir.

EA'ların kullanımında karşılaşılabilecek riskler çeşitli kategorilere ayrılabilir. Güvenlik riskleri, çevresel riskler, sektörel riskler ve uluslararası riskler bu alanda gündemde olan problemlerden bazılarıdır.

1.1. Problem Tanımı

Elektrikli araçların sayısındaki artış ve EA'larda kullanılan yeni teknolojiler bazı kullanım sorunlarını beraberinde getirmektedir. Çözüm önerilerinin belirlenebilmesi için EA'ların kullanımındaki risklerin belirlenmesi ve güncel örneklerin tartışılması gerekmektedir.

1.2. Önerilen Yaklaşım

Bu çalışmada olası EA kullanım riskleri sınıflandırılacak ve güncel örnekler tartışılacaktır.

1.3. İlgili Çalışmalar

EA risklerini açıklayan çalışmalara bakıldığında; elektrikli araçların güç sistemlerinin ekonomik yönden incelenmesi ve risk yönetimi üzerine yapılan bir çalışmada, şarj için gerekli altyapı tesislerinin giderek popüler hale gelmekte olduğundan bahsedilmektedir. Bu çalışmada, şarj için gerekli altyapının sisteme adaptasyonun ekonomik yönden ve risk yönetimi açısından incelenmesi gerektiğinden bahsedilmektedir [3]. EA'ların bataryalarının kullanım ömrünün araştırılması ve kullanımda olmayan bataryaların ikinci el olarak değerlendirilebilmesi, risk yönetimi açısından ele alınan güncel bir konudur [4].

Li-ion bataryaların geri dönüşüm sistemlerinin tasarlanması gerekmektedir. Geri dönüşüm tesislerinin tasarımı risk yönetimi açısından dikkate alınması gereken bir konudur [5]. Bu konu ile ilgili başka bir çalışmada, Li-ion batarya geri dönüşüm prosesinin araştırılmasının gerekliliği ve sürdürülebilir bir gelecek için önemi üzerinde durulmuştur [6]. Ayrıca elektrikli araçların batarya dolum istasyonlarının tasarlanması ve sisteme adaptasyonu çevresel etkileri azaltabilmek için önemlidir [7]. Ayrıca EA'da kullanılan hammaddelerin tedarik zincirlerinin araştırılması ve jeopolitik olarak risk yönetimin yapılması, çevresel etkilerin azaltılabilmesi konusunda yapılan çalışmalar da mevcuttur [8].

1.4. Katkılar

Bu çalışmanın katkısı EA'ların kullanımında karşılaşılabilecek problemlerde risk analizinin çıkarılması ve güncel örneklerden faydalanılmasıdır.

2. ELEKTRİKLİ ARAÇLARIN RİSKLERİ

2.1. Metodoloji

Risk analizi çalışmalarında nitel ya da nicel analiz yöntemleri literatürde mevcuttur. Günümüzde ISO 31000 uluslararası risk yönetimi standardı uygulama bazlı olarak sıklıkla tercih edilmektedir. Fakat bu çalışmada nitel bir analiz yöntemi olan Fine Kinney yöntemi tercih edilmiştir [9]. Bu yöntemde ilk adım genellikle mevcut durum için tehlikelerin ve risklerin belirlenmesidir. Tehlike ve risklerin belirlenmesinin ardından, her durumun meydana gelmesindeki olasılıkların hesaplanması gerekir. Daha sonra her risk faktörü için frekans dağılımı çıkarılır ve sıklık değeri elde edilir. Bu esnada farklı risklerin toplam risk faktörüne etkisi de dikkate alınmalıdır. Tüm bu verilerin bir arada kullanılması ile her durum için Toplam Risk Değeri elde edilebilir [9]. Şekil 1'de Fine Kinney metoduna göre toplam risk değerinin bileşenleri verilmiştir.

Şekil 1:Fine Kinney metoduna göre toplam risk değerinin bileşenleri

Fine Kinney metodunda kullanılabilecek bir eşitlik, denklem (1) de verilmiştir. Bu eşitlikte R risk faktörünü, α olasılık değerini, β sıklık derecesini, γ etki derecesini göstermektedir [9].

$$\mathcal{R} = \alpha \times \beta \times \gamma \quad (1)$$

Şekil 2'de Toplam risk değerlendirmesinde; olasılık değeri ve etki derecesinin şiddeti ile ilişkisi verilmiştir. Olasılık ve etki derecesinin şiddetinin en yüksek olduğu durumlarda risk faktörü en yüksek olarak tanımlanabilir.

Şekil 2: Toplam risk değerinde olasılık değeri ve şiddet derecesinin (sıklık) etkisi

Risklerin belirlenmesinden sonra risk değerlendirme sürecine geçilir. Risk değerlendirmesinde farklı metodlar da seçilebilir. Bir sonraki adımda risk değerlendirmesinin sonuçları çıkartılır. En son aşamada risk yönetimi yapılmalıdır [10].

Bu çalışmada EA'ların riskleri güvenlik, çevresel, sektörel ve uluslararası riskler olmak üzere 4 başlık altında incelenmiştir.

2.2 Güvenlik Riskleri

EA'nın yaygınlaşmaya başlaması beraberinde bir dizi güvenlik problemini de beraberinde getirmiştir. EA'nın kullanımında karşılaşılan bazı güvenlik riskleri şunlardır; Li-ion bataryaların patlama tehlikesi, yangın riski, uzaktan kontrol edilebilmesi, hacker saldırıları, uzaktan kumanda ile patlatılabilme olasılığı riski, kapalı yerlere park etme zorluğu, sessiz çalışması vb. risk faktörleri sayılabilir.

2.3 Çevresel Riskler

EA'ların bataryaları belirli bir ömür değerine sahiptir. EA bataryaları ömrünü tamamladığında atık olarak sınıflandırılmaktadır. Bu atıkların geri dönüşümü önemlidir ve ciddi bir altyapı gerektirir. Geri dönüşüm yapılmadığı takdirde atıklar çevresel bir risk oluşturmaktadır. Bu sebeple atık belgeleri ve bilgilerinin takip edilmesi, atık bataryaların ömür değerlerinin bilinmesi önemlidir. Bir diğer risk kullanılmış ama henüz ömrünü tamamlamamış EA bataryalarının atık olarak atılması yerine ikinci el olarak kullanılabilmesidir. İkinci el kullanımda batarya bilgilerinin kayıt altında olması büyük önem taşıyacaktır. Ayrıca bu konuda ikinci el bataryalar için bir ekspertiz yapılması gerekebilecektir.

Fabrikada üretilen Li-ion bataryaların hemen piyasaya girmesi gerekmektedir. Fabrikada bekleyen pillerin ömründe azalma meydana gelir.

Bataryalarda meydana gelebilecek bir diğer çevresel problem kimyasal sızıntıların olabilmesidir. Mevcut teknolojilerin geliştirilmesi ve kimyasal sızıntı riskinin en düşük değerde tutulması gerekmektedir

EA'ların çevresel risklerinin belirlenmesinde küresel ısınma potansiyeli (GWP), metal tüketme potansiyeli (MDP), insan zehirleme potansiyeli (HTP) ve temiz su kaynaklarının kirlenme potansiyeli (FETP) verilerinin EA yaklaşımından incelenmesi yerinde olacaktır [8].

2.4 Sektörel Riskler

EA'ların hayatımıza girmesi ve kullanımının gün geçtikçe artması ile sektörel bazı riskler doğmuştur.

EA'ların kullandığı Li-ion bataryalar belli bir ömüre sahiptir. Ömrü dolan bataryaların geri dönüşümünün yapılması önemlidir. Mevcut teknolojiler Li-ion bataryaların geri dönüşüm proseslerini halen geliştirmektedir. Li-ion bataryaların geri dönüşümünün en etkin şekilde yapılması gerekmektedir. Bu konuda sektörel olarak yatırımların yapılması, geri dönüşüm işleminin standartlaştırılması önemlidir. Bu aşamanın önemli bir risk faktörü olarak düşünülmesi gerekir. Geri dönüşüm aşamasının sektörel olarak oturtulamadığı durumlarda gelecek olası problemler artacaktır.

Türkiye için elektrikli araçlarda parça sayısı çok azalacağı için EA yan sanayisi zayıflayabilir. Halbuki Türkiye'de geleneksel araçlar için devasa bir yan sanayi mevcuttur. Yan sanayinin zayıflaması ile sektör daralması olabilir, pek çok kimse işsiz kalabilir. Bu risk faktörünün önceden belirlenip sektör daralmasının belli bir yönde yeni bir iş koluna dönüştürülmesi mantıklı bir strateji olabilir.

EA'ların güvenlik risklerinin belirlendiği bölümde çok çeşitli risk faktörlerinden kısaca bahsedilmiştir. Sigortacılık açısından bakıldığında sigorta firmalarının bu risk faktörlerine yeniden çalışması gerekebilir. Bu durum

önceden tahmin edilip, olası sektörel problemlerin önüne geçilebilir.

EA'larda bir diğer önemli problem, şarj istasyonlarının yaşamımıza entegre edilmesidir. Şarj istasyonlarının tasarımı, kurulumu ve işletilmesi çeşitli altyapı problemlerini beraberinde getirecektir. Bu tür risklerin önceden belirlenmesi önemlidir.

2.5 Uluslararası Riskler

Ülkeler arasında teknoloji ve ekonomi temelli rekabetler sürekli olagelmiştir. EA'ların yaygınlaşması ile ülkeler arası rekabet farklı yönlere gidebilir. Hammadde tedarik zincirlerinde meydana gelecek değişimler, ekonomi temelli dengeleri değiştirebilecek güçtedir. Önceki yıllarda petrol hammaddesi hayati önem taşırken günümüzde lityum hammaddesinin önemi gün geçtikçe artmaktadır. Bu ve bunun gibi risk faktörleri gelecekte uluslararası krizlere yol açabilir.

3. TARTIŞMA

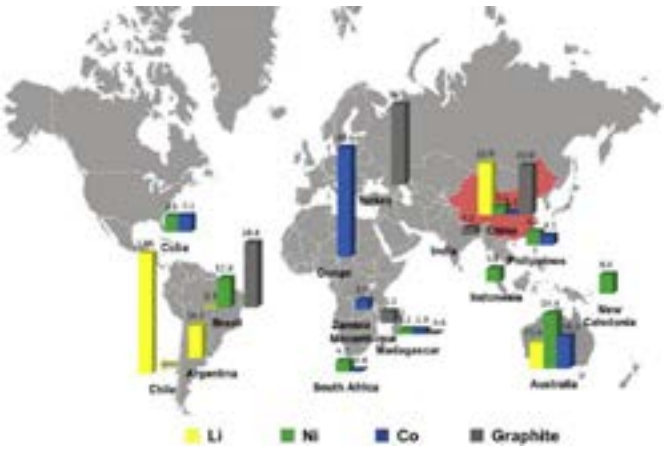
Bu bölümde EA araç kullanımı risklerinde güncel örneklere yer verilmiştir.

Güvenlik riskleri EA'larda etki faktörü yüksek grupta olan tehlikelerdendir. Örneğin ikinci el EA bataryalarının farklı amaçlı kullanım örnekleri literatürde yer bulmaya başlamıştır. Bunlardan birinde ikinci el EA bataryasının enerji depolama ünitesi olarak konutlarda kullanımı önerilmektedir. İkinci el EA bataryaların konutlarda emniyetli ve güvenli kullanımında bu konudaki tehlikelerin ve risk faktörlerinin bilinmesi önemlidir. Li-ion bataryaların ısı kaçağı yaparak yangına sebep olma ve/veya patlama ile konuta zarar verme ve insanları yaralama potansiyeli vardır. Isınma sorunu, bataryanın normal kullanımında aşırı şarj edilme ya da kısa devre probleminde ortaya çıkmaktadır. Bataryanın sıcaklığı 130-150 ^{0}C'ye ulaştığında, elektrolit ve katot arasında ekzotermik reaksiyon meydana gelebilmektedir. Bu durum tehlikeli zincir reaksiyonların başlamasına neden olabilir. Böylece batarya daha hızlı ısınmaya başlayacaktır ve ısınma reaksiyonu zincirleme devam edecektir. Tüm bunların ötesinde kimyasal reaksiyonlar sonucunda Li-ion batarya hücrelerinden patlayıcı zehirli gaz salınımı olabilir [4]. Şekil 3'te EA çarpışma ve sonrasında Li batarya yangını örneği verilmiştir.

Şekil 3: EA çarpışma ve sonrasında Li batarya yangını [11].

Bataryanın güvenli bir şekilde çalışmasını sağlamak için, güvenli hücrelerin tasarlanması konusunda araştırmalar yapılmaktadır. İkinci el bataryanın konutlara emniyetli bir şekilde takılması ve ilişkili yangın ve patlama risklerinin dikkate alınması önemlidir. EA aküleri henüz evlerde enerji depolaması için kullanılmamasına rağmen, bu araçlar için konutlarda bireysel şarj istasyonları giderek yaygınlaşmaktadır. Bu nedenle, bu aküler için geçerli bina ve elektrik şebekesinin tasarımı önemlidir. Olası güvenlik çözümleri arasında, bir bodrum katında beton bir mahfaza kullanılması veya bir termal yönetim sistemiyle harici bir kurulum yapılması bulunmaktadır [4].

Uluslararası risklere bakıldığında, ilk akla gelen hammadde konusudur. EA teknolojileri, neodimyum, disprozyum, kobalt, lityum ve magnezyum gibi çok çeşitli hammaddelerden yararlanır. Bunlar, bulundukları bölgelerdeki jeopolitik meseleler nedeniyle stratejik olarak tanımlanan kaynaklar arasındadır, jeolojik olarak mevcudiyetleri azdır ve üretimleri belli ülkeler ile sınırlıdır [12]. Şekil 4'te Lityum-iyon bataryaların kritik malzeme rezervlerinin küresel dağılımı verilmiştir.

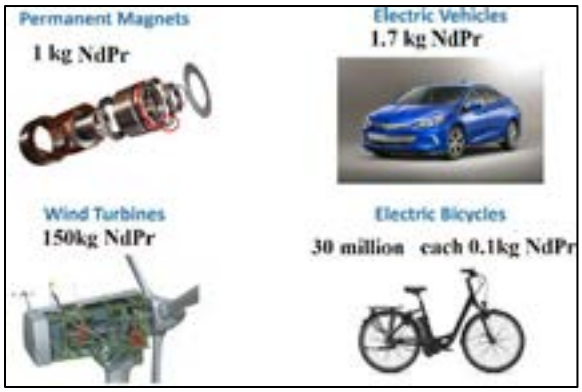


Şekil 4: Lityum-iyon bataryaların kritik malzeme rezervlerinin küresel dağılımı

Not: çubuğun uzunluğu, toplam rezervlerin göreceli oranını gösterir [12].

Kritik hammaddelerin küresel dağılımındaki değişkenlik nedeni ile EA'ların gelecekteki üretimlerinde kısıtlama meydana gelebilir. Hem metal rezervleri hem de üretim birkaç ülke tarafından kontrol edildiğinden, sürdürülebilir hammadde (özellikle Li) arzı farklı küresel şirketler için öncelikli bir konu haline gelmektedir [8].

Neodimyum (Nd) örneğine bakıldığındar; en yaygın kullanılan nadir toprak elementi olduğu görülmektedir. EA'lardaki elektrik motorlarında demir ve bor ile alaşımlanarak kalıcı mıknatıs üretilmektedir. Nd bazlı sabit bir mıknatıs daha az ağırlık ve boyutta yüksek kalıcı manyetik kuvvet sağlar. Bu da kalıcı mıknatısların gerekli olduğu modern yüksek teknoloji uygulamaları için önemlidir. Şekil 5'de EA başına düşen Nd miktarı görülmektedir. Araç sayısının yıllar içinde katlanarak arttığı düşünülürse Nd hammaddesinin kritik önemi ortaya çıkacaktır [8].



Şekil 5: EA araç başına düşen Nd miktarı (NdPr: EA motoru mıknatıs malzemesi) [13].

Günümüzde Çin Dünya'da lider nadir toprak elementi üreticisi konumundadır. Çin, nadir bulunan toprak elementleri için tahmin edilen Dünya üretim pazarının %86'sına sahiptir. Büyük ölçüde otomotiv sektöründen gelen yüksek talep ve üretim yoğunlaşmasının bir sonucu olarak jeopolitik kaygılardan kaynaklanan Nd hammaddesi konusunda artan bir endişe bulunmaktadır.

Tablo 1: EA'larda farklı risk grupları için Toplam risk değeri hesaplaması, sezgisel değerlendirme (Fine Kinney metodu)

Risk Grubu		α Olasılık	β Sıklık	γ Etki	R Toplam Risk Değeri
Güvenlik riskleri	Yangın riski	2	2	5	20
	Uzaktan kontrol edilebilme	1	1	5	5
	Hacker saldırıları	1	1	5	5
	Kapalı yerlere park etme zorluğu ★	5	5	1	25
Çevresel riskler	Bataryaların gaz sızıntısı olasılığı	1	1	5	5
	Geri dönüşüm teknoloji-altyapı eksikliği	3	3	3	27
	Bataryaların geri dönüşüm zorunluluğu ★	5	5	3	75
	Ömür değerlerinin takip edilmesi zorunluluğu	4	4	4	64
	Bataryaların ikinci el kullanılabilmesi	3	3	1	9
Sektörel Riskler	İkinci el batarya ekspertizi	1	1	1	1
	Geri dönüşüm sektörü oluşturulması ★	5	5	4	100
	Geri dönüşümün standartlaştırılması	5	4	3	60
	EA yan sanayisi az, sektörel daralma	3	3	1	9
	Sigorta firmalarının standartlar oluşturması gerekliliği	1	1	1	1
	Şarj istasyonlarının entegrasyonu	4	3	3	36
Uluslararası Riskler	Hammadde tedarik zincirinde meydana gelecek değişimler ★	1	1	5	5
	EA vergilendirme standartlaştırılması	1	1	3	3
	EA satışlarına kota konulması	1	1	2	2

Not: Derecelendirme:1-5 arası, 1 en küçük, 5 en büyük

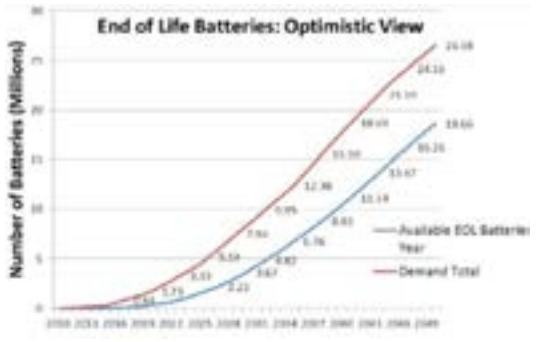
Çin'in üreticilere nadir toprak elementi ihracatı kotası koyduğu 2009 yılında, Çin ile önemli ticaret ortakları arasında jeopolitik bir problem ortaya çıktı. AB, ABD ve Japonya, Çin'in nadir bulunan toprak elementlerinin ihracatı konusundaki kısıtlamalarına itiraz etmek için Dünya Ticaret Örgütü'ne (WTO) resmi olarak şikayette bulunarak, Çin'i, uluslararası firmaların üretimlerini Çin'e taşımaya zorlamak için yerli firmalara vergi indirimi uygularken, uluslararası üreticiler için nadir toprak elementi fiyatını artırmakla suçladılar. WTO temyiz organı, Çin'in Nd, tungsten ve molibdene uyguladığı ihracat vergileri ve kotalarının yasadışı olduğunu ve ardından kısıtlamaları geri çektiğini doğruladı [8]. Yukarıdaki örnek EA kullanımının uluslararası boyuttaki risklerine örnek teşkil etmektedir. Risk faktörlerinde hammaddelerin risk faktörlerinin de değerlendirilmesi yerinde olacaktır.

Çevresel risklere bir örnek verilecek olursa; Li-ion bataryaların geri dönüşüm probleminin henüz endüstriyel bazda çözülememiş olması önemli bir risk faktörü sayılabilir. Li-ion bataryalar ömürlerini tamamladığında herhangi bir atık metal gibi değerlendirilemezler. İçerdikleri doğayı kirleten hammaddelerden dolayı bataryaların geri dönüşüm prosesinden geçmesi gerekmektedir. Şekil 6'da EA Li-ion batarya ünitesi görülmektedir. Yapılan araştırmalara göre Li-ion bataryaların geri dönüşümünde çevre açısından güvenli prosesler geliştirilmeli ve uygulamada çeşitli düzenlemeler yapılmalıdır. Çevresel bir risk faktörü olarak geri dönüşüm proseslerinin kısıtlamaları düşünülebilir.

Bataryaların EA'da güvenli kullanım ömrünü tamamladığında, atık olarak değerlendirilmeden önce, herhangi bir sabit uygulamada değerlendirilmesi de gündemdedir. İkinci el EA bataryası olarak tanımlanan bu sistemde, Li-ion bataryalar güç depolama ünitesi olarak konut uygulamalarında kullanılabileceklerdir. Bu sistem Kanada'da deneme aşamasında kullanılmaktadır. Bu ve benzeri uygulamalarda güvenlik risklerinin dikkate alınması gerekmektedir [4].

Şekil 6: EA Li-ion batarya ünitesi [14]

Li-ion bataryalarda 2050 yılı için ortaya çıkacak atık pil sayısı araştırmacıları meşgul etmektedir. Şekil 7'de 2050 yılı için ömrü dolmuş EA bataryası sayısı tahmini verilmiştir. Yeniden üretim, geri dönüşüm ve ikinci el kullanım için yıllık olarak mevcut olan Li-ion pillerin sayısının 2029 ile 2032 arasında 3.000.000'u aşması ve 2020 ile 2033 arasında yeni araç talebinin %50'sine ulaşması muhtemeldir. Maliyet analizleri, yeniden üretimin ekonomik olarak mümkün olduğunu ve yeni pil kullanımında yaklaşık %40 tasarruf sağladığını göstermektedir. 2050 yılına kadar taşıt uygulamaları için Li-ion bataryalara olan talebin yüksek bir belirsizlik derecesi vardır [5].



Şekil 7: 2050 yılı için ömrü dolmuş EA bataryası sayısı tahmini [5]

İkinci el uygulamaları şu anda tam olarak geliştirilmemiştir ve geri dönüşüm süreçleri hala gelişmektedir. Geri dönüşüm muhtemelen ekonomik olarak mümkün olmayacak, ancak sonunda tüm bataryalar için gerekli olacaktır.

Tüm bu risk faktörleri bir araya toplandığında her bir değişken için toplam risk değerine ulaşılabilir. Tablo 1'de EA'larda farklı risk grupları için Toplam Risk Değeri (R) hesaplaması verilmiştir. Fine Kinney metoduna göre R hesaplaması denklem (1)'e göre yapılmıştır. Tablodaki α, β, γ değerleri sezgisel olarak verilmiştir. Daha detaylı bir çalışmada istatistiki verilerden ve gerçek hesaplamalardan yararlanılması yerinde olacaktır. Tablo 1'e göre her risk grubundaki en yüksek değere sahip tehlike şunlardır: EA'ları kapalı yerlere park etme zorluğu, bataryaların geri dönüşüm zorunluluğu, geri dönüşüm sektörü oluşturulması, hammadde tedarik zincirinde meydana gelebilecek değişimler. Bu ve benzeri risk faktörlerinin öncelikli olarak ele alınıp çözüm yöntemleri üzerinde çalışılması önemlidir.

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada EA'ların kullanımı sırasında oluşabilecek risklerin belirlenmesine çalışılmıştır. Güvenlik, çevresel, sektörel ve uluslararası riskler olmak üzere 4 başlık altında olası riskler sınıflandırılmıştır. Bazı güncel örnekler ve istatistiki bilgiler ile EA kullanımının getirebileceği problemlere değinilmiştir. Çalışmada bahsedilen tüm vaka örnekleri EA teknolojisinde son yılların önemli bir sorunu haline gelmiştir. Risk faktörlerinin çeşitliliğine, tehlikelerin büyüklüğüne ve senaryoların vahim durumuna rağmen ekonomik açıdan pazar rekabeti acımasız boyuttadır. Bu sebeple EA teknolojisinin getirdiği risklerin belirlenmesi ve çözüm önerilerinin geliştirilmesi önem kazanmaktadır. Gelecek çalışmalarda çözüm önerileri üzerine odaklanılması planlanmaktadır.

Kaynakça

[1] Situ, L. (2009, May). Electric vehicle development: the past, present & future. In 2009 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA) (pp. 1-3). IEEE.
[2] International Energy Agency, "Global EV Outlook 2017 Together Secure Sustainable Global EV outlook 2017."
[3] M. Peng, L. Liu, and C. Jiang, "A review on the economic dispatch and risk management of the large-scale plug-in electric vehicles (PHEVs)-penetrated power systems," Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 16, no. 3, pp. 1508–1515, Apr. 2012.
[4] C. Heymans, S. B. Walker, S. B. Young, and M. Fowler, "Economic analysis of second use electric vehicle batteries for residential energy storage and load-levelling," Energy Policy, vol. 71, pp. 22–30, Aug. 2014.
[5] M. Foster, P. Isely, C. R. Standridge, M. M. Hasan, and M. M. Hasan, "Feasibility assessment of remanufacturing, repurposing, and recycling of end of vehicle application lithium-ion batteries," J. Ind. Eng. Manag., vol. 7, no. 3, pp. 698–715, Jun. 2014.
[6] L. Gaines, "Lithium-ion battery recycling processes: Research towards a sustainable course," Sustain. Mater. Technol., vol. 17, p. e00068, Sep. 2018.
[7] B. Avci, K. Girotra, and S. Netessine, "Electric Vehicles with a Battery Switching Station: Adoption and Environmental Impact," Manage. Sci., vol. 61, no. 4, pp. 772–794, Apr. 2015.
[8] E. D. Gemechu, G. Sonnemann, and S. B. Young, "Geopolitical-related supply risk assessment as a complement to environmental impact assessment: the case of electric vehicles," Int. J. Life Cycle Assess., vol. 22, no. 1, pp. 31–39, Jan. 2017.
[9] Kinney, G. F., & Wiruth, A. D. (1976). Practical risk analysis for safety management (No. NWC-TP-5865). Naval Weapons Center China Lake Ca.
[10] Nicholson, A. (2003). Transport network reliability measurement and analysis. Transportes, 11(2).
[11]https://www.nbcnews.com/business/autos/tesla-under-fire-after-explosive-crash-n722541
[12] Song, J., Yan, W., Cao, H., Song, Q., Ding, H., Lv, Z., ... & Sun, Z. (2019). Material flow analysis on critical raw materials of lithium-ion batteries in China. Journal of cleaner production, 215, 570-581.
[13]https://www.arultd.com/images/files/Presentations/170706Korea-NT-Business-Roundtable-ARU.pdf
[14]https://en.wikipedia.org/wiki/Electric_vehicle_battery

EEMKON 2019

İLETİŞİM TEKNOLOJİLERİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

1954

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

UWB MB-OFDM Sistemlerinde Adaptif Modülasyon Kullanarak İletimi Geliştirme

Murat Alboğa
Gazi Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ankara, Türkiye
murat.alboga@gmail.com

Özgür Ertuğ
Gazi Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Ankara, Türkiye
ertug@gazi.edu.tr

Adaptif modülasyon ve kodlama, OFDM (Orthogonal Frequency Division Method)'de BER (Bit Error Rate)'i minimize etmeye yarayan bir yöntemdir. OFDM'in kullanıldığı haberleşme sistemlerinde adaptif modülasyon algoritması adaptif kodlama SNR(Signal to Noise Ration) ve BER'in zamana bağlı olarak değişimlerine dayanır. MB-OFDM (Multiband OFDM) UWB (Ultra wideband) bant aralığında OFDM üzerinden üretilen bir haberleşme yöntemidir ve IEEE 802.15.3a standartı baz alınarak parametreleri tanımlanır. Adaptif Modülasyon MB-OFDM yönteminde değişen gürültülerde BER probleminin çözmeye yardımcı olur.

Key Words: *UWB, BER, SNR, MB-OFDM, Adaptif Modülasyon*

I. GİRİŞ

UWB (Ultra-Wide Band) haberleşme tekrnolojileri, radio-frekansı karışımı ve multipath sönümleme etkisini azalttığı için son dönemlerde önemli oranda dikkat çekmeye başlamıştır. UWB frekans aralığı FCC (Federal Communication Commission) tarafından -41 dB/MHz.iletimi gücünde 3.1 – 10.6 GHz aralığı olarak tanımlanmıştır.[1],[2]

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) çok-taşıyıcılı iletişim yöntemlerinden birisidir. Bu yöntemde tek bir data birkaç daha düşük alt-taşıyıcılar üzerinden gönderilir. Bu sayede gönderilen datanın seçici sönümleme ve ISI (Inter-Symbol Interference) gibi iletişim sistemi için zararlı etkilerine karşı olan dayanıklılığını arttırır. Tek taşıyıcılı bir sistem için bir data sinyali sonümlendiğinde veya bir karışıma maruz kaldığında sinyalin tamamı bozulmaya uğrar fakat OFDM gibi çok taşıyıcılı sistemlerde bozulan sinyal gönderilen data sinyalin küçük bir kısmına karşılık geleceği için toplam olarak sinyalde bozulma daha az olacaktır. OFDM'de matematiksel olarak ortogonal olacak şekilde büyük bir bant aralığı daha küçük bant aralıklarına bölünür. Data sinyali ortagonal olarak bölünen bu bant aralığındaki frekanslarda paralel olarak taşınır [3]-[5].

UWB MB-OFDM yönteminde UWB bant aralığı her biri 528 MHz. olacak şekilde 14 ayrı bant aralığına bölünür ve bu bant aralıkları 5 ayrı şekilde gruplandırılır. Şekil 3'te bu gruplandırmayı görebiliriz. ECMA (European Computer Manufacturers Association) standartlarına göre üretilen cihazlar 5 ayrı bant aralıklarından sadece birinci bant aralığını kullanarak tasarlanmışlardır. Belirtilen bant aralılarında üretilen cihazlar 53.3, 110 ve 200 Mbps seviyesinde bilgi gönderebiliyor ve alabiliyorlar. Data sinyali iletişim seviyeleri MB-OFDM'de kullanılan data oranı ve kod oranı bilgilerinden hesaplanır. Tablo-1 hangi kod oranlarında hangi data oranları elde edilebildiği gösterilmiştir. [6], [7].

Adaptif Modülasyon ve Kodlama, OFDM (Orthogonal Frequency Division Method)'de BER (Bit Error Rate)'i minimize etmeye yarayan bir yöntemdir. OFDM'in kullanıldığı haberleşme sistemlerinde Adaptif Modülasyon algoritması adaptif kodlama SNR ve BER'in zamana bağlı olarak değişimlerine dayanır. Data sinyali her bir alt-taşıyıcıya öncesinde ölçülen kanal koşullarına göre farklı modülasyon kullanılacak şekilde yerleştirilir. Modülasyon metodları ölçülen SNR'ın sonucuna göre belirlenir. SNR ise karışım, iletişim mesafesi frekans seçici sönümleme gibi etkenlerden etkilenir. Özet olarak bu yönteme adaptif modülasyon denir. [8]-[11]

Bu çalışma devamında şu konuları kapsayacaktır. Bölüm II'de UWB MB-OFDM sistem modeli ve Adaptif modülasyon uygulanması anlatılacaktır. Son bölümde de elde edilen simulasyon sonuçları tartışılacaktır.

Tablo1:MB-OFDM Data Oranı Parametreleri

Data Oranı (Mbps)	Modülasyon	Kod Oranı	TDS	FDS
53.3	QPSK	1/3	Evet	Evet
80	QPSK	1/2	Evet	Evet
106.7	QPSK	1/3	Hayır	Evet
110	QPSK	11/32	Hayır	Evet
160	QPSK	1/2	Hayır	Evet
200	QPSK	5/8	Hayır	Evet
320	DCM	1/2	Hayır	Hayır
400	DCM	5/8	Hayır	Hayır
480	DCM	3/4	Hayır	Hayır

II. SİSTEM MODELİ

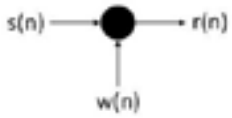
UWB MB-OFDM sistem modeli Şekil 1'de bloklar halinde gösterilmektedir. Şekil 2'de de "AWGN Channel" bloğunun iç yapısı açıklanmaktadır. MB-OFDM çok taşıyıcılı sistemde her bir bantda 128 alttaşıyıcı bulunmaktadır. 128 alttaşıyıcının 100 tanesi data taşıyıcı, 12 tanesi pilot, 10 tanesi de koruyucu (guard) ve 6 tanesi de sıfır olarak ayrılır.

Şekil 1'de gösterilen model QPSK modülasyon ile yapılmıştır. Çalışma kapsamında PSK ve QAM modülasyonlarının farklı çeşitleri de kullanılacaktır.

Şekil 4 MB-OFDM iletişim işleminin birinci bantta zaman ve frekans referans alınarak nasıl çalıştığını göstermektedir. OFDM sembolleri farklı bantlarda taşınmaktadır. Şekilden de anlaşılacağı gibi 1. sembol 1. bantta 2. sembol 3. bantta ve 3. sembol 2. bantta taşınmaktadır. OFDM semboller taşınırken sembollerin öncesine çevrimsel önek (cyclic prefix) olarak isimlendirilen eklemeler yapılır. Eklenen çevrimsel önekler sembol kanalda iletilirken maruz kalacağı

ISI (semboller arası girişim) ve ICI (taşıyıcılar arası girişim)'ya karşı daha dayanıklı olmasına yardımcı olur.

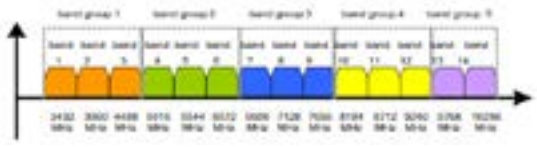
Şekil1: MB OFDM Sistem Modeli



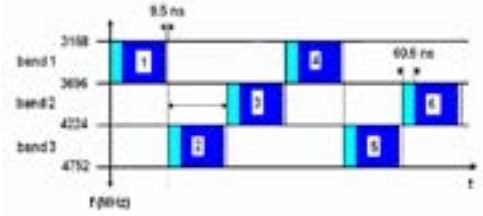
Şekil2: AWGN Channel Diyagram

Karıştırıcı (Scrambler) işlemi MB-OFDM sisteminde data iletilmeden önce data sinyali manipüle etmeye yarayan bir yöntemdir. Alıcıda da modüle edildikten sonar karıştırıcının tersi alınarak orijinal data sinyali elde edilmeye çalışılır.

MB OFDM'de Serpiştirici (Interleaver) işlemi Sembol (Symbol Interleaving), Ton (Tone Interleaving) ve çevrimsel (Cyclic Interleaving) aşamalarından oluşur ve bu işlemler bit seviyesinde yapılır.



Şekil3: UWB Standart Spektrum Dağılımı



Şekil4: MB-OFDM Serpiştirici

A. Evrişimli Kodlayıcı (Convolutional Encoder)

Evrişimli kodlayıcı gönderilen dataya ekstra bileşenler ekleyerek alıcıda daha doğru kod çözme işlemi için SNR'ı arttırmaya çalışır. Evrişimli kodlayıcı da kullanılan kod oranları Tablo 1'de gösterilmiştir. Ayrıca kullanılan kod oranlarına göre taşınan data uzunluğu da belirlenir. Bu çalışmada R=1/3 ana kodlama oranı kullanılmıştır yani 53.3 Mbps data kapasitesi seçilmiştir. [12], [13]. Kodlanmış bilgiyi alıcıda kodunu çözmek için Viterbi Dekoder kullanılmıştır.

B. QPSK Modülasyon

Kodlanmış ve serpiştirilmiş seri haldeki data sinyali;
b[i], i = 0, 1, 2, ...,
modülasyon sonucunda kompleks olacak şekilde QPSK dağılımına karşılık gelerek 2 gruba ayrılır. Şekil 5'de de gösterildiği gibi 2 ayrı grup Gray Kodu ilkesine göre üretilir.

$$b[2k],\ k = 0, 1, 2,...,$$

Modülasyon çıkışı d[k],

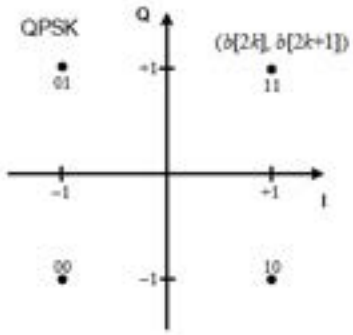
$$d[k],\ k = 0, 1, 2 ,...,$$

$(2\times b[2k]-1) + j(2\times b[2k+1]-1)$ ve Normalize faktör K_{MOD} ile çarpımı olacak şekilde formülde gösterilmiştir.

$$d[k] = K_{MOD} \times[(2\times b[2k]-1) + j(2\times b[2k+1]-1)]$$
$$k = 0, 1, 2, ...,$$

$$K_{MOD}= \frac{1}{\sqrt{2}}$$

K_{MOD} QPSK modülasyon için normalizasyon faktörüdür.



Şekil5: QPSK Modülasyon Dağılımı

C. IFFT – FFT (Inverse Fast Fourier Transform - Fast Fourier Transform)

MB OFDM için bu çalışmada kullanılacak olan FFT parametreleri ECMA standartları [6] kullanılarak Tablo 2'de gösterildiği gibi belirlenmiştir. Tabloda görüldüğü gibi gerekli olan örnekleme frekansı 528 MHz ve alt taşıyıcı sayısı 128'dir. Alt-taşıyıcı sayısı FFT'nin boyutunu belirler. IFFT'de frekans bölgesinde olan OFDM sembolleri zaman bölgesine taşınır. IFFT işleminden önce data sinyale pilot, sıfır ve koruyucu bitleri eklenir. IFFT işleminin girdisi paralel olarak gelen OFDM sembolleridir. IFFT'si alınmış sinyal Dijital-Analog Çeviriciye(DAC) girebilir. Data sinyali analog sinyale dönüştürüldükten sonra vericiden alıcıya gönderilir. Gönderme işleminde sinyal gürültüye maruz kalacaktır. Çalışmamızda hesaplamalarda AWGN(Add White Gaussian Noise to Signal) kanalını baz alarak sonuçlar elde ettik.

D. AWGN Kanalı

AWGN kanalı giriş sinyali y(t), White Gaussian gürültüsü w(t)'dir.
t=nT'ye göre örneklenmiş sinyal, n=0,1,....N-1,

$$r(n) = s(n) + w(n)$$

$$w(n),\ n=0,1..N-1$$

AWGN kanalında gürültünün gücü SNR, Eb/N0 (Ratio of bit Energy to Noise Power Spectral Density) ve Es/N_0 (Ratio of Symbol Energy to Noise Power Spectral Density)'a bağlıdır. Aralarındaki ilişki aşağıdaki gibi açıklanabilir.

$$E_s/N_0(dB) = E_b/N_0(dB) + 10\log_{10}(k)$$

k= her bir semboldeki bit sayısı

E. BER and Feedback

BER, iletim sistemlerinde performansın ölçülmesinde kullanılan en temel bileşendir. İletimin bir ucundan diğerine bitlerin ne kadar doğru iletildiğinin ölçümüdür. BER hatalı olarak alınan bitlerin toplam bitlere bölünmesi ile bulunur. BER değerini minimum seviyede tutmak doğru bir iletim için en temel amaçlarından biridir.

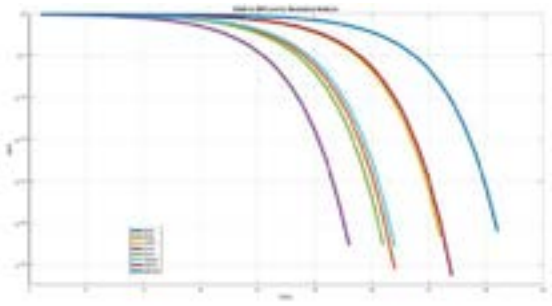
Geri Besleme (Feedback) mekanizması AWGN kanalından gelen SNR değeri, alıcıdan gelen BER ve girişteki data sinyalini girdi olarak alır. Aldığı bilgilerden uygun olan modülasyon çeşidini ve data oranını belirleyerek göndericiye gönderir. Gönderici de gelen bu bilgilerden yararlanarak modülasyon metodunu seçer ve iletim yapar. Bu sayede sonraki iletimdeki en küçük BER değeri elde edilmeye çalışılır. Bu amacı yerine getirebilmesi için hangi modülasyonların hangi hangi SNR değerinde daha küçük BER değerine sahip olduğunun bilgisine sahip olması gerekir.
Adaptif modülasyon geri beslemeden alınan veriler ışığında modülasyon tipine karar vermeye çalışır. Feedback mekanizmasının çalışması için en az bir modülasyon çeşidi ile iletim yapılması gerekir. Bu çalışmada OFDM için en iyi BER sonucunu veren QPSK modülasyon metodu kullanılmıştır. Buradan elde edilen BER değeri ve SNR değeri Feedback mekanizması ile göndericiye geri gönderilir. Adaptif Mekanizma bu SNR değerini baz alarak en uygun BER değerini elde edecek şekilde modülasyon metodunu seçer. Bu şekilde iletim gerçekleştirilir. Bu iletimden elde edilen BER ve SNR değeri tekrar Feedback ile geri döndürülür. Sonraki döngüde tekrar uygun metod seçilerek iletim devam ettirilir. Bu sayede BER değeri minimize edilmeye çalışılır.
Adaptif modülasyon metoduna rağmen MB-OFDM kanalında iletilen datanın zamanla değişiyor olması iletimde verimi kısıtlayacaktır.

Tablo2: FFT Parametreleri

Parametre	Tanım	Değer
fs	Örnekleme Frekansı	528MHz
N_{FFT}	Toplam Alttaşıyıcı Sayısı(FFT boyutu)	128
N_D	Data Alttaşıyıcı Sayısı	100
N_P	Pilot Alttaşıyıcı Sayısı	12
N_G	Koruma Alttaşıyıcı Sayısı	10
N_T	Alttaşıyıcıların Toplam Sayısı	122
N_f	Alttaşıyıcı Frekans Aralığı	4.125MHz
T_{FFT}	IFFT ve FFT periyotu	242.42ns
N_{ZPS}	Sıfır Eklenmiş Sonekteki Örnek Sayısı	37
T_{ZPS}	Sıfır Eklenmiş Sonekteki Süre	70.08ns
T_{SYM}	Semboller Arsı Süre	312.5ns
F_{SYM}	Sembol Oranı	3.2MHz
N_{SYM}	Her Bir Sembolün Toplam Örnek Sayısı	165

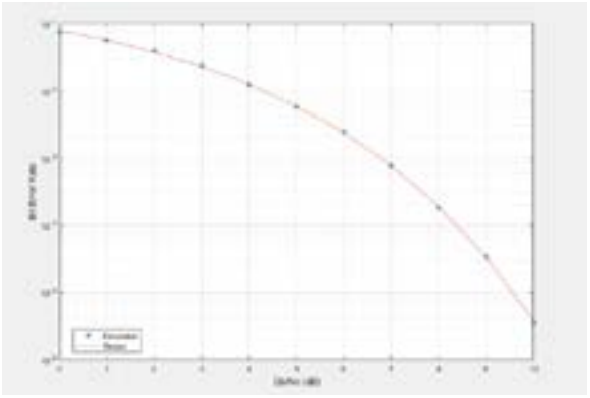
III. SONUÇ

Şekil 7 ve Şekil 8'de görüleceği üzere özdeş data ile özdeş ortamda, özdeş SNR değerlerine karşı QPSK ve 8 PSK modülasyonu ile yapılan iletimden elde edilen BER grafikleri ayrı ayrı gösterilmiştir. Grafik verilerinden hareketle 53.3 Mbps uzunluğundaki bir datanın grafikte belirtilen SNR aralığında QPSK modülasyonu kullanılan iletimde BER açısından daha iyi bir sonuç verdiğini söyleyebiliriz.

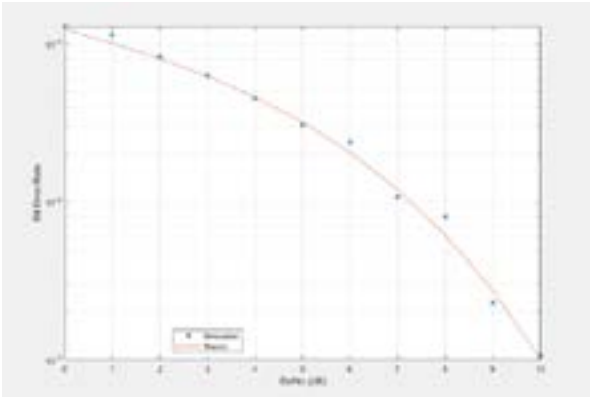


Şekil 6:BER-EbNo Grafiği

Farklı modülasyon tekniklerini aynı data uzunluğu için aynı şartlarda iletim yaptığımızda teorik olarak Şekil 6'daki sonucu elde ettik. Bu modülasyon teknikleri QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM 'dir.
Şekil 6, Şekil 7 ve Şekil 8'de hareketle aldığımız sonuçlarda 53.3 Mbps uzunluğundaki bir data için QPSK modülasyonun daha verimli bir modülasyon olduğu tespit edildi. Tablo 1'dende görüleceği üzere ECMA-368 tarafından hazırlanan Tablo-1'dende görüleceği üzere bu uzunluktaki bir data için en uygun modülasyon QPSK modülasyonudur.
Bu iletimde data uzunluğunu arttırdığımızda tablo 1 referans alarak DCM yani QAM modülasyonu metodu ile daha küçük BER değerine sahip iletim yapılabilecektir.



Şekil 7: QPSK Modülasyon için BER grafiği



Şekil 8: 8PSK Modülasyon için BER grafiği

REFERENCES

[1] Jaspreet kaur, P.S. Sharma, "A Review on Multiband OFDM Based UWB System", International Journal Of Engineering And Computer Science Volume 3 Issue 6 June, 2014 Page No. 6548-6554.

[2] Qiyue Zou, Alireza Tarighat, and Ali H. Sayed, "Performance Analysis of Multiband OFDM UWB Communications With Application to Range Improvement".

[3] Nilesh Chide, Shreyas Deshmukh, Prof. P.B. Borole, "Implementation of OFDM System using IFFT and FFT", International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA) Vol. 3, Issue 1, January -February 2013, pp.2009-2014

[4] R.Van Nee, R. Prasad Publication by Artech House,"OFDM for wireless Multimedia Communications.", e-book.

[5] Domenic Forte, Julia Tu, "Design Of Wireless Ultra-Wideband Communication Systems", University of Maryland at College Park Electrical and Computer Engineering Department Maryland Engineering Research Internship Teams 2005.

[6] ECMA-368, "High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard" 3rd Edition - December 2008.

[7] G.JoselinRetna Kumar, K.S.Shaji, "Design And Analysis Of Multiband Ofdm System Over Ultra Wide Band Channels", G.JoselinRetna Kumar et.al / Indian Journal of Computer Science and Engineering (IJCSE) Vol. 4 No.1 Feb-Mar 2013.

[8] Jing He n, Teng Li, Xuejie Wen, Rui Deng, Ming Chen, Lin Chen, "Adaptive modulation and intra-symbol frequency-domain averaging", J. He et al. / Optics Communications 358 (2016) 45–53.

[9] Musa Magani, Lu Guo and Xiaodong Chen, "Improved BER Performance on MB-OFDM UWB System Using Adaptive Bit Loading",Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB2010).

[10] [10] Melisa Barrera, Leonardo Betancur, Andr´es Navarro, "A Novel SNR Estimation Algorithm for MB OFDM Ultra Wide Band Communications",

[11] Sangeeta Jajoria, Sajjan Singh, S. V. A. V. Prasad, "Analysis of BER Performance of OFDM System by Adaptive Modulation", International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE) Volume-1, Issue-4, October 2012.

[12] Xiangning FAN, Bing LENG, Zaichen ZHANG, Guangguo BI, "Modified UWB Channel Estimation", Department of Radio Engineering, State Key Lab. on Mobile Communications Southeast University, Nanjing, China, 210096

[13] Sandro Noto, "A MB-OFDM system implemented in Matlab", UWB Receiver: baseband processing using reconfigurable hardware (UWBR) PTDC/EEA-ELC/67993/2006.

[14] Nuo Li, "ASIC FFT Processor for MB-OFDM UWB System", MSc THESIS, Circuit and Systems Mekelweg 4, 2628 CD Delft The Netherlands, 2008.

[15] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, and A. Dabak, "Design of amultiband ofdm system for realistic uwb channel environments," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 9, pp. 2123–2138, Sept. 2004.

Baskı Devre Katlanmış İnce Şerit Anten ve Katlanmış Dar Yarık Antenin Analizi

Analyses of Printed Folded Thin Strip Antenna and Printed Folded Narrow Slot Antenna

Volkan Akan[1], Erdem Yazgan[2]

[1]*TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, Mikrodalga ve Anten Sistemleri Grubu, ODTÜ Kampüsü Ankara, Türkiye*
volkan.akan@tubitak.gov.tr

[2]*Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, TED Üniversitesi, Ankara,Türkiye*
erdem.yazgan@tedu.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada yapımı ve hafifliği nedeniyle son yıllarda üzerinde çok çalışmalar olan baskı anten yapıları kapsamında baskı devre şerit katlanmış dipol antenin ve bütünleyeni olan baskı devre katlanmış yarık antenler formüle edilerek, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmaktadır. Her iki antene ilişkin giriş empedansları ve ışıma örüntüleri elde edilmiştir. Sonuçlar karşılaştırıldığında, bilgisayar destekli ortamlarda bu antenlerin ön tasarım çalışmaları için rahatlıkla kullanılabilecek analitik ifadelerin elde edildiği görülmüştür.

ABSTRACT

In this study, due to the easiness of manufacturing and lightness of printed circuit antenna structures that have been working on in recent years, printed folded thin strip dipole and its complementary counterpart printed folded narrow slot antennas are formulated and compared with simulation results. Input impedances and radiation patterns for both antennas are obtained. Based on those comparisons, analytical expressions of these antennas can be used for initial design studies in computer aided environments accurately.

1. GİRİŞ

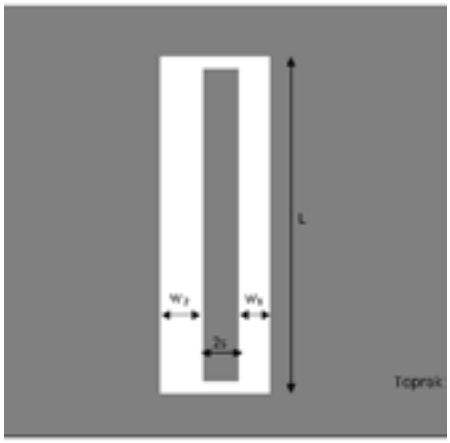
Özellikle uydu haberleşmesi, cep telefonu, kablosuz haberleşme ve küresel konumlama sistemi (GPS) gibi iletişim uygulamalarının hızlı bir şekilde artması nedeniyle daha küçük ve daha hafif baskı antenlere olan ihtiyaç artmıştır. Bununla birlikte bu antenlerin önündeki en büyük engel sınırlı bant genişliğine sahip olmalarıdır. Bu yüzden baskı devre antenler üzerinde özellikle çoklu frekans ve bant genişliğinin artırılması çalışmaları ağırlık kazanmıştır. Baskı devre antenler iki ana gruba ayrılabilir: baskı şeritler ve baskı yarıklar. En genel iki tipik baskı şerit anten baskı dipol ve baskı halka antendir. Bunlar eş-düzlemli şerit iletim hattı ile beslenebilirler. Baskı yarık olanlar ise yarık dipol ve yarık halka antenlerdir. Bunlar ise eş-düzlemli dalga kılavuzu ile beslenebilirler. Baskı devre dipol antenler özellikle dizi antenlerde çok geniş uygulama alanı bulmuştur. Bunun nedeni diğer baskı devre antenlere göre oldukça az alan kaplamalarıdır (Garg vd.) [1]. Baskı devre dipol antenler iki ana konfigürasyon şeklinde gerçekleştirilebilir. Bir tanesi dörtgensel mikroşerit yama antenin dar biçimlisi olan (tipik olarak şerit genişliği $0.05\lambda_0$) mikroşerit dipol ve merkezden beslemeli dipol olarak da adlandırılan baskı devre dipol antendir. Şekil 1 ve Şekil 2'de sırasıyla baskı devre dipol ve baskı yarık dipol anten görülmektedir. İlk olarak Popovic ve Nesic [2] tarafından Hallen'in eşdeğer yarıçap teoremi baskı devre dipol/monopol için genelleştirilerek eşdğer dielektrik kaplı tel antenlere transfer edilerek analizler gerçekleştirilmiştir. Açık literatürde dielektrik kaplı tel monopol/dipol antenler hakkında teorik ve deneysel olarak Lamnensdorf [3], Richmond ve Newman [4], Popovic vd. [5], Popovic ve Nesic [6], Ting [7] ve son olarak da Jaisson'un [8],[9] çalışmaları mevcuttur. Baskı devre dipolün bir diğer versiyonu şerit katlanmış dipol antendir. Tel katlanmış dipol antendeki gibi iletim hattı modellemesini ilk olarak Lampe [10]; Flint [11] gerçekleştirmiştir.

2. ANTENLERİN ANALİZ VE TASARIMI

Lampe [10] ve Visser'in [12] çalışmaları dışında bu antenlerin analizi ile ilgili literatürde ayrıntılı bir çalışmaya rastlanmamıştır.

Şekil 1. Baskı devre şerit katlanmış dipol antenin üstten görünüşü

Hava ortamında eş-düzlemli şerit katlanmış dipol antenin analizini Lampe [10] gerçekleştirmiştir. Baskı devre şerit katlanmış dipol antenin bütünleyeni konumundaki yapı baskı devre katlanmış yarık antendir. Bu antenin üstten görünüşü Şekil 2'de yer almaktadır. Yine bu yapı için bilgisayar destekli tasarımlamada kullanılacak ayrıntılı çalışmalara bilinen açık literatürde rastlanamamıştır.

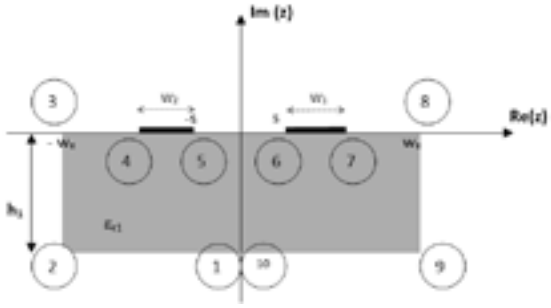


Şekil 2. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten.

Lampe bu çalışmasında yapıyı asimetrik olarak ele almıştır. Bu durumda beslenen şeritle buna kısa devre yapılmış diğer şeridin kalınlıkları eşit değildir. Bu nedenle asimetrik katlanmış dipol antenin giriş empedansı Guertler [13] ve Lampe'nin [10] çalışmalarında belirtildiği üzere

$$Z_{in} = \frac{2(1+\alpha)^2 Z_t Z_d}{2Z_t + (1+\alpha)^2 Z_d} \tag{1}$$

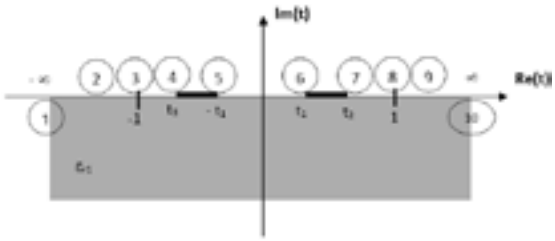
olarak ifade edilmektedir. $(1+\alpha)^2$ burada empedans güçlendirme oranı, α anten modu dikkate alındığında parasitik şerit ile beslenen şerit üzerindeki akımların oranını, Z_d eşdeğer dipolün giriş empedansını ve Z_t iletim hattı modundaki empedansı ifade etmektedir. Lampe bu çalışmasında anteni çevreleyen ortamı homojen kabul etmiş; dielektrik katmanın etkileri, antenin beslemesinde kullanılan iletim hattının etkileşimlerini ve toprak düzlemin saçıcı etkilerini dikkate almamıştır.



Şekil 3. Eş-düzlemli şerit iletim hattının z-düzlemindeki kesit alanının görünüşü.

Son olarak dipol antenin en önemli fiziksel karakteristiğini oluşturan birbirine paralel iletkenler arasındaki boşluğun çalışılan frekansın dalga boyuna göre oldukça küçük olduğu düşünülerek analiz gerçekleştirilmiştir.

Bu iletkenlerin birbirlerine yakınlığı zaten iletim hattı modellemesi ve *neredeyse-durağan* yaklaşım için gerek koşuldur. Dielektrik-hava sınırları manyetik duvar varsayılarak Şekil 3, Şekil 4'e dönüştürülür. İletim hattı modundaki empedansı hesaplamak için öncelikle yapının karakteristik empedansı hesaplanmalıdır. Yapı iletim hattı modunda eş-düzlemli şerit iletim hattı ile eşdeğerdir.



Şekil 4. Jacobi Eliptik fonksiyon kullanılarak yapılan dönüşümden sonra elde edilen yapının t-düzlemindeki kesiti

Eşdüzlemli şerit iletim hattının karakteristik empedans hesaplaması için Akan [14] tarafından ifade edilen yöntem takip edilebilir. *Schwarz-Christoffel* dönüşümü kullanılarak kısmi sığa ifadeleri elde edilir. Eşdüzlemli şerit iletim hattının birim uzunluktaki toplam hat sığası C′, C'_0 ve C_1, nin toplamıyla aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$C' = C'_0 + C_1 \tag{2}$$

Şekil 3 'de görülen yapı hava sığasının hesaplanması amacıyla

$$t_1^{(0)} = s,\ t_2^{(0)} = s + w_1,\ t_3^{(0)} = -(s + w_2) \tag{3}$$

ile t düzlemine taşınırken, dielektrik katmandan kaynaklanan kapasite hesaplaması için ise aşağıdaki transformasyon fonksiyonu kullanılarak Şekil 3, Şekil 4'e transfer edilir.

$$t_{1,2,3}^{(1)} = sn\left(\left(K_{(m_1)}/w\right)z, m_1\right) \tag{4}$$

burada m_1 aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$m_1 = \left[\frac{\exp(\pi w_\varepsilon / h_1) - 2}{\exp(\pi w_\varepsilon / h_1) + 2}\right]^2, \quad 1 \le w/h_1 < \infty \ \ için$$
$$m_1 = \sqrt{1 - \left[\frac{\exp(\pi h_1 / w_\varepsilon) - 2}{\exp(\pi h_1 / w_\varepsilon) + 2}\right]^4}, \quad 0 < w/h_1 < 1 \ \ için \tag{5}$$

Hava sığası için

$$C'_0 = 2\varepsilon_0 \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \tag{6}$$

eşitliği kullanılırken dielektrikten kaynaklanan sığa

$$C_1 = \varepsilon_0 (\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \tag{7}$$

ile ifade edilmektedir. Eş. 5. ve 6'daki eliptik modüller

$$k_i = \sqrt{\frac{2t_1^{(i)}(t_2^{(i)} + t_3^{(i)})}{(t_1^{(i)} + t_2^{(i)})(t_1^{(i)} - t_3^{(i)})}}\ \mathrm{i} = 0, 1. \tag{8}$$

ile hesaplanabilir. Böylece toplam hat sığası

$$C' = 2\varepsilon_0 \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} + \varepsilon_0 (\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \tag{9}$$

olarak yazılabilir. Etkin dielektrik sabitini

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q_1 \frac{(\varepsilon_{r1} - 1)}{2} \tag{10}$$

olarak ve dielektrik dolum faktörünü

$$q_1 = \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \frac{K(k_0)}{K(k_0')} \tag{11}$$

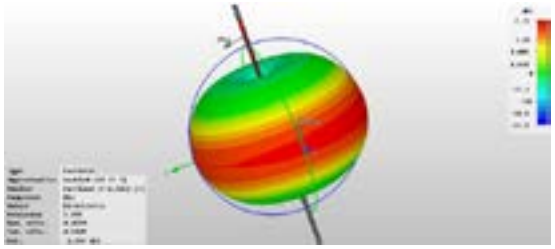
şeklinde ifade edersek hattın karakteristik empedansı Z_0

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_0)}{K(k_0')} \tag{12}$$

olarak ifade edilebilir.

3. BENZETİM VE HESAPLAMA SONUÇLARI

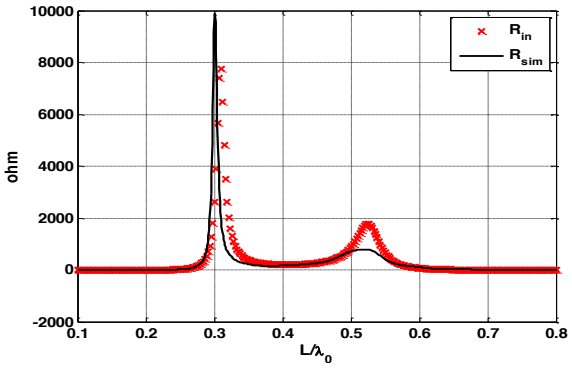
Şekil 5'de görüldüğü üzere hava ortamında ortadan beslemeli katlanmış şerit dipolün ışıma karakteristiği beklenildiği gibi dipol antenle aynıdır.



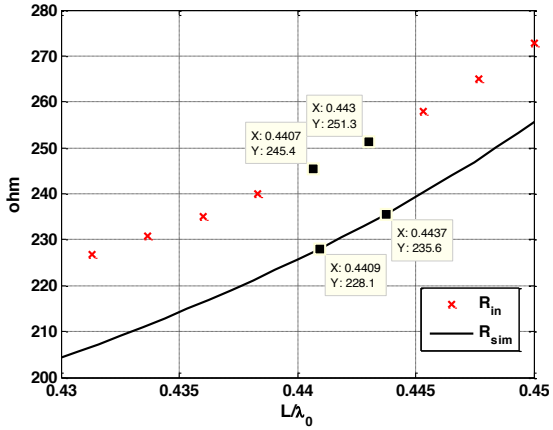
Şekil 5. f_0=3000MHz, 2l=50mm w=0.25mm, 2s=0.25 olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol için elde edilen 3-boyutlu ışıma örüntüsü

Benzer analizler dielektrik bir katman üzerinde oluşturulmuş baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için de gerçekleştirilmiştir.

Serbest uzayda rezonans frekansı 1500MHz ve dolayısıyla boyu L=100mm, w_1=0.5mm, w_2=0.75mm olan katlanmış şerit dipol anten, kalınlığı 0.5mm, dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçel ve sanal kısımlarının L/λ_0'ya göre değişimi Şekil 6 ve 7'de sırasıyla görülmektedir. Sonuçlar özellikle antenin rezonans frekansının olduğu $L/\lambda_0 \approx 0.45$ civarında birbirine oldukça yakındır.

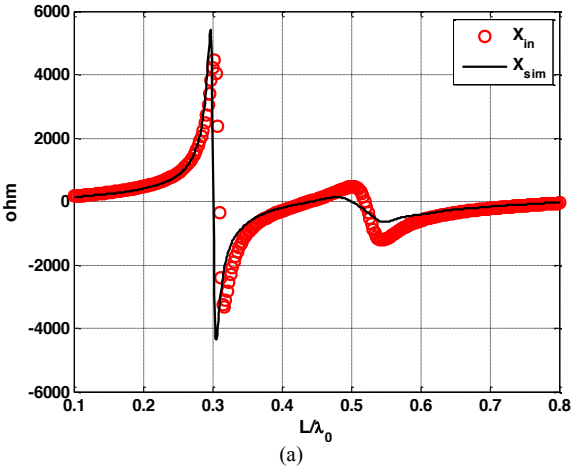


(a)

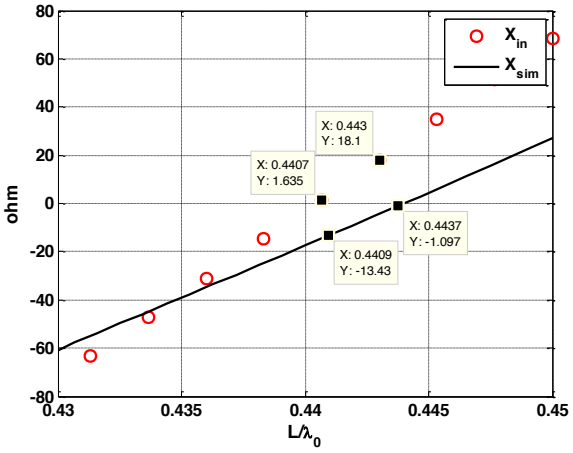


(b)

Şekil 6. f_0=1500MHz, L=100mm w_1=0.5mm, w_2=0.75mm 2s=0.5 ε_r = 2.33, h=0.5mm olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, **x**) ile R_{sim} (benzetim sonucu,-), a) L/λ_0 = 0.1-0.8 aralığında, b) L/λ_0 = 0.43-0.45 aralığında



(a)



(b)

Şekil 7. f_0=1500MHz, L=100mm w_1=0.5mm, w_2=0.75mm 2s=0.5 ε_r = 2.33, h=0.5mm olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması X_{in} (hesaplanan, **o**) ve X_{sim} (━) (benzetim sonucu). a) L/λ_0 = 0.1-0.8 aralığında, b) L/λ_0 = 0.43-0.45 aralığında,

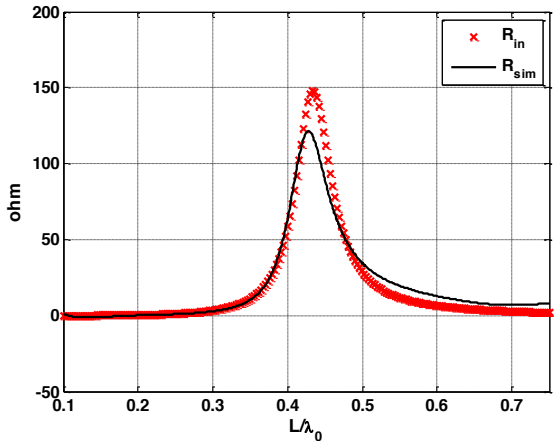
Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, şeritler yerine dar yarıklar oluşturacak şekilde baskı devre katlanmış şerit dipol antenin bütünleyenidir. Bu nedenle bu antenin giriş empedansı hesaplanırken Babinet prensibinden yararlanılabilir [15]. Öncelikle bütünleyen yapı baskı devre katlanmış şerit antenin giriş empedansı,

$$Z_\varepsilon = \frac{jZ_0(1-1/\varepsilon_c)k_\varepsilon}{2\pi^2 \sin^2(k_\varepsilon l)} \int_a^b d\rho \left(\frac{\cos\phi'}{d} S(d) \right) d\phi' \qquad (13)$$

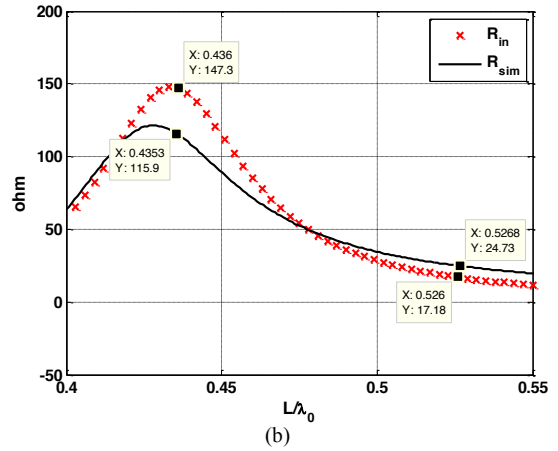
şeklindedir. Burada S(d) fonksiyonu

$$S(d) = \sum_{n=-1}^{+1} (-1)^n (|n|-2)\cos((|n|-1)k_\varepsilon l)... \qquad (14)$$
$$\int_0^l \frac{z+nl}{R_n} \cos(k_\varepsilon (z-l)) e^{-jk_\varepsilon R_n} dz$$

olarak yazılabilir. İlintili ardışık hesaplamalar sonucu baskı devre ortadan beslemeli dar yarık antenin giriş empedansına ulaşılabilir. Serbest uzayda rezonans frekansı 1500MHz ve dolayısıyla boyu L=100mm, w_1= w_2=0.5mm ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, kalınlığı 0.5mm, dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçel ve sanal kısımlarının L/λ_0'ya göre değişimi Şekil 8 ve 9'da sırasıyla görülmektedir.



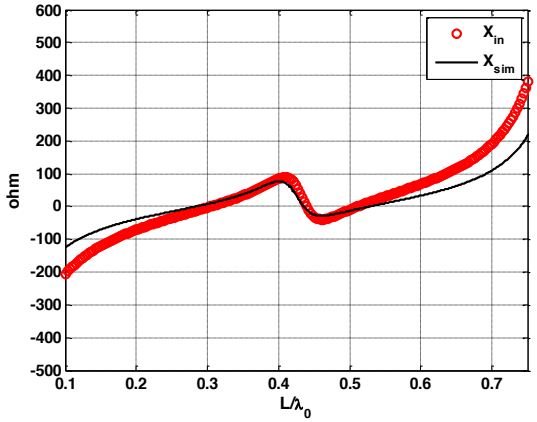
(a)



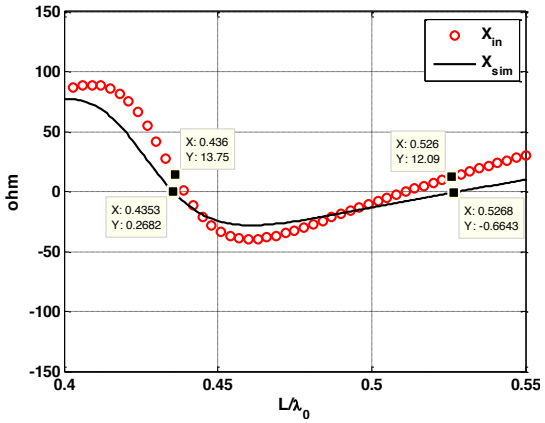
(b)

Şekil 8. f_0=1500MHz, L=100mm w1=w2=0.5mm, 2s=0.5, ε_r = 2.33, h=0.5mm, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, x) ve R_{sim} (—) (benzetim sonucu). a) L/λ_0 = 0.1-0.75 aralığında, b) L/λ_0 = 0.4-0.55 aralığında

Sonuçlar özellikle antenin rezonans frekansının olduğu $L/\lambda_0 \approx 0.42$ civarında birbirine oldukça yakın elde edilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 9. f_0=1500MHz, L=100mm, w1=w2=0.5mm, 2s=0.5mm, ε_r = 2.33, h=0.5mm, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu). a) L/λ_0 = 0.1-0.75 aralığında, b) L/λ_0 = 0.4-0.55 aralığında,

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada katlanmış tel dipol antenin iletim hattı modellemesi ele alınarak baskı devre katlanmış şerit dipol antenlere uygulanmıştır. Bu uygulama dördüncü bölümde baskı devre şerit monopol/dipol antenin analizi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzer şekilde Brooker ve Babinet prensibinden de yararlanılarak baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin giriş empedansı için analitik ifadeler de elde edilmiş ve benzetimlerle doğrulanmaya çalışılmıştır. Böylece bu antenlerin ön tasarım çalışmalarında kullanılmak üzere bilgisayar destekli ortamlarda için rahatlıkla uygulanabilecek analitik ifadeler elde edilmiştir.

5. KAYNAKLAR

[1] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A., 2000, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Boston-London.

[2] Popovic B.D., ve Nesic, A., 1984, Generalisation of the concept of equivalent radius of thin cylindrical antennas, IEE Proceedings, Vol.131, Pt. H, No.3.

[3] Lamensdorf, D., 1967, An experimental investigation of dielectric-coated antennas, IEEE Trans. Antennas Propag., 15, (6), pp. 767–771.

[4] Richmond J.H., Newman E.H., 1976, Dielectric coated wire antennas, Radio Sci., 11, (1), pp. 13–20.

[5] Popovic´ B.D., Djordjevic A.R., Kircanski, N.M.,1981, Simple method for analysis of dielectric-coated wire antennas, Radio Electron. Eng., 51, (3), pp. 141–145.

[6] Popovic B.D., ve Nesic, A., 1984, Generalisation of the concept of equivalent radius of thin cylindrical antennas, IEE Proceedings, Vol.131, Pt. H, No.3.

[7] Ting, C.Y., 1969, Theoretical study of finite dielectric-coated cylindrical antenna, J. Math. Phys., 10,(3), pp. 480–493.

[8] Jaisson D., 2006, Fast design of a printed dipole antenna with an integrated balun', IEE Proc. Microw. Antennas Propag., 153, (4), pp. 389–394.

[9] Jaisson, D., 2008, Simple model for the input impedance of a wire monopole radiator with a dielectric coat , IET Microw. Antennas Propag., Vol. 2, No. 4, pp. 316–323.

[10] Lampe, R.S., 1985, Design Formulas for an Asymmetric Coplanar Strip Folded Dipole, IEEE Trans. Ant. Propag., Vol. AP-33, No.9, pp.1028-1031.

[11] Flint, J.A., Vardaxoglou, J.C., 2004, "Exploitation of nonradiating modes in asymmetric coplanar strip folded dipoles", IEE Proceedings, Microwaves, Antennas and Propagation, vol.151, No.4, pp.307-310.

[12] Visser, H. J., 2009, Approximate antenna analysis for CAD, John Wiley & Sons, UK.

[13] Guertler, 1950, R., Impedance Transformation in Folded Dipoles, Proceedings of the IRE, vol.38, No.9, pp.1042-1047.

[14] Akan, V., ve Yazgan,E., 2004 (1), A Simple Formulation for Quasistatic Solutions of Elliptical, Cylindrical and Asymmetrical Coplanar Strip Lines, Microwave and Optical Technology Letters, vol.41, No.1, pp.18-21, April.

[15] Akan, V, "Hava ve Uzay Platformları İletişim Sistemlerinde Kullanılmak Üzere Çeşitli Temel Baskı Antenlerin Analizi", Doktora Tezi , H.Ü.Fen Bilimleri Enstitüsü, 2012 .

Boole Fonksiyonlarının Sadeleştirilmesi - Matris Yaklaşımı

Ferudun Top

Shared Services Canada, Ottawa
ferudun.top@canada.ca

Abstract

Boole ağları, ayrık zamanlı sistemler olarak, toplumsal ağların, genetik denetleme sistemlerinden karar verme süreçlerine kadar bir çok sistemin modellenmesinde başarıyla kullanılmaktadır. Lojik (Mantık) fonksiyonlar, diğer adıyla Boole fonksiyonları karmaşık ve doğrusal olmayan fonksiyonlardır, ve güncelleme kuralları olarak, Boole ağlarının dinamik davranışının önemli belirleyicisidir.

Bu bildiride, Boole fonksiyonlarının, genel olarak betimlenmesinde ve özel olarak da en-sade şekilde (minimal) betimlenmesinde, matris yaklaşımı ele alınmaktadır. Boole fonksiyonlarının en-sade betimlenişi, genel olarak sayısal elektronik ağların tasarımı ve incelenmesindeki adımlardan biridir. Matris yaklaşımı, özel olarak en-sade Boole fonksiyonunun bulunmasındaki, genel olarak da Boole ağlarının incelenmesi ve tasarımındaki zorlukların aşılmasına, içeriklerinin anlaşılmasına bir seçenek olarak sunulmaktadır.

1 Giriş

Mantık fonksiyonları, genel olarak, Boole matematiği [2][12] temellerinden faydalanarak sadeleştirilebilirler. Çok değişkenli ve karmaşık yapıda olan bu fonksiyonların bazı değişkenleri, cebirsel betimlemelerdeki bazı değişkenlerin sadeleştirilmesine benzer şekilde, fonksiyon betimlenmesi dışına çıkarılabilir. Örneğin, $f(x) = \bar{x}_1 x_2 + x_1 x_2$ fonksiyonu iki değişkenli gösterilmesine karşın, $f(x) = x_2$ fonksiyonuna eşdeğerdir. Sadeleştirme işlemi bir çok amacı içinde taşır: fonksiyonun davranışını belirleyen değişkenlerin ortaya çıkarılması; fonksiyonun değişkenlere göre değişiminin daha iyi anlaşılması; kriptoloji uygulamaları[3]; FPGA uygulamaları; fonksiyonu gerçekleyen elektronik devrelerin küçüklüğü, ucuzluğu, bakım onarımının kolaylığı bunlardan bir kaçıdır.

Mantık fonksiyonlarının cebirsel ifadeler olarak klasik Boole işlemleri veya görsel dayanaklı Karnaugh tabloları ile indirgenmesi (sadeleştirilmesi) [8] yapılagelmektedir (teorinin ilk yirmi yılı için, bakınız [13]). Bu klasik yöntemlerin dört ve daha çok değişkenli fonksiyonlara uygulanmasında, amaca ulaşmak yönünden olumsuzluklarla karşılaşılmaktadır[11][9][10][14]. Bu bildiriyle sunulan matris yaklaşımı, klasik yöntemleri matris ortamına genişleterek, değişken çokluğunun olumsuzluğunu, fonksiyonlar üzerinde yapılan işlemleri bilgisayar ortamına uygun şekle getirerek, bir ölçüde gidermeyi amaçlamaktadır.

Bildiri aşağıdaki şekilde düzenlenmiştir:

Bölüm 2'de, genel olarak Boole fonksiyonlarının klasik cebirsel yapısına değinilerek, matris yaklaşımına geçiş yapılmıştır. Boole fonksiyonlarında görülen değişkenler tanımlanarak, fonksiyonların matrislerle betimlenmesi gösterilmiştir.

Bölüm 3'de, Boole fonksiyonlarının, eşdeğer matris betimlenmelerinden faydalanılarak, en-sade Boole fonksiyonlarının bulunmasını sağlayan matris denklemi ele alınmıştır. Matris denklemlerin çözümleri gözden geçirilerek, en-sade Boole fonksiyonunun bulunması probleminin bir çözümü sunulmuştur.

Bölüm 4'de, bildiride sunulan matris yaklaşımının başka kullanılma alanlarına değinilmiş ve gelecek araştırma konuları sıralanmıştır.

2 Boole Fonksiyonları ve Matris Yaklaşımı

Mantık fonksiyonlarındaki katsayı ve değişkenler $\mathbf{B} = \{0, 1\}$ kümesinden değer alırlar. Sırasıyla, n tane $x_i \in \mathbf{B}$, $i = 1, 2, \ldots, n$, ve m tane $u_i \in \mathbf{B}$, $i = 1, 2, \ldots, m$, bileşenden oluşan x ve u vektör değişkenlerini tanımlayalım:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \; u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \tag{1}$$

Bu durumda, $x \in \mathbf{B}^n$, n boyutlu x vektörü, $u \in \mathbf{B}^m$, m boyutlu u vektörü olur ve $\mathbf{B}^n$ ve $\mathbf{B}^m$, n ve m boyutlu Boole uzaylarıdır. Bu değişkenlerle, aşağıdaki değişkenleri tanımlayalım:

$$w^x = \begin{bmatrix} x_1 x_2 \ldots x_n \\ x_1 x_2 \ldots \bar{x}_n \\ \vdots \\ \bar{x}_1 \bar{x}_2 \ldots \bar{x}_n \end{bmatrix}, \; w^u = \begin{bmatrix} u_1 u_2 \ldots u_m \\ u_1 u_2 \ldots \bar{u}_m \\ \vdots \\ \bar{u}_1 \bar{u}_2 \ldots \bar{u}_m \end{bmatrix}, \; w^{xu} = \begin{bmatrix} x_1 x_2 \ldots x_n u_1 u_2 \ldots u_m \\ x_1 x_2 \ldots x_n u_1 u_2 \ldots \bar{u}_m \\ \vdots \\ \bar{x}_1 \bar{x}_2 \ldots \bar{x}_n \bar{u}_1 \bar{u}_2 \ldots \bar{u}_m \end{bmatrix} \tag{2}$$

Burada, $w^x \in \mathbf{B}^{2^n}$, $w^u \in \mathbf{B}^{2^m}$, ve $w^{xu} \in \mathbf{B}^{2^{n+m}}$ olur. x, u, w^x, w^u ve w^{xu} arasındaki bağıntılar

$$\begin{gathered} x = L^x w^x, \quad w^x = Q^x w^{xu}, \quad \overline{w^x} = M^x x + \overline{M^x}\bar{x}, \\ u = L^u w^u, \quad w^u = Q^u w^{xu}, \quad \overline{w^u} = M^u u + \overline{M^u}\bar{u}, \quad \overline{w^{xu}} = P^x \overline{w^x} + P^u \overline{w^u}, \\ \overline{w^{xu}} = \begin{bmatrix} P^x M^x & P^u M^u & P^x \overline{M^x} & P^u \overline{M^u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ u \\ \bar{x} \\ \bar{u} \end{bmatrix} = \bar{S}^T \begin{bmatrix} x \\ u \\ \bar{x} \\ \bar{u} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} x \\ u \\ \bar{x} \\ \bar{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L^x Q^x \\ L^u Q^u \\ \overline{L^x} Q^x \\ \overline{L^u} Q^u \end{bmatrix} w^{xu} = S w^{xu}, \end{gathered} \tag{3}$$

ve ^{T} transpoz işlemi olmak üzere, $M^x = \overline{L^x}^T$, $M^u = \overline{L^u}^T$, $P^x = Q^{xT}$, and $P^u = Q^{uT}$ matrisleri Boole fonksiyonlarının içsel yapısal matrisleridir, ve I, $2^m \times 2^m$ birim matris, $\mathbf{1}$ ve $\mathbf{0}$, bütün bileşenleri sırasıyla 1 ve 0 olan 2^m boyutlu satır vektörler, L^x (L^u), 0 dan $2^n - 1$ ($2^m - 1$)'e kadar tam sayıların n (m) boyutlu ikili tabandaki karşılıklarının azalan şekilde sıralanması ile oluşan $n \times 2^n$ ($m \times 2^m$) matris olmak üzere, $n = 3$, $m = 2$ için: $\mathbf{1} = [1\ 1\ 1\ 1]$ ve $\mathbf{0} = [0\ 0\ 0\ 0]$ olur ve

$$L^x = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L^u = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q^u = \begin{bmatrix} I & I & I & I & I & I & I & I \end{bmatrix}$$

$$Q^x = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix}$$

şeklindedir.

Boole vektörleri ve matrisleri arasındaki Boole işlemleri ($\times, +, \bar{}$: değilleme) ayrıntıları için [15] kaynağına bakınız. Bildiride $\times$, aksi belirtilmedikçe, işlemlerin betimlemelerinde gözardı edilmiştir.

$r_i \in \mathbf{B}$, $i = 1, 2, \ldots, 2^{n+m}$, $r = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & \ldots & r_{2^{n+m}} \end{bmatrix} \in \mathbf{B}^{2^{n+m}}$, olan katsayıların vektör betimlemesi ile, herhangi bir Boole fonksiyonu, genel olarak, çarpımların toplamı olarak da bilinen,

$$f(x,u) = rw^{xu} = \sum_{i=1}^{2^{n+m}} r_i w_i^{xu}$$

şeklinde yazılabilir [12]. Benzer şekilde, q tane böyle fonksiyon tanımlanabilir:

$$f_j(x,u) = R_j w^{xu} = \sum_{i=1}^{2^{n+m}} r_{ji} w_i^{xu}, \quad j = 1, 2, \ldots, q.$$

Buradan hareketle, q boyutlu $F(x,u)$ vektör Boole fonksiyonu

$$R = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \ldots & r_{12^{n+m}} \\ r_{21} & r_{22} & \ldots & r_{22^{n+m}} \\ \vdots & \vdots & \ldots & \vdots \\ r_{q1} & r_{q2} & \ldots & r_{q2^{n+m}} \end{bmatrix}$$

ile asagidaki şekilde R matrisi ile betimlenebilir,

$$F(x,u) = Rw^{xu}. \tag{4}$$

(3) bağıntıları kullanılarak, (4) vektör fonksiyonu, bazı R matris koşulları altında

$$F(x,u) = \begin{bmatrix} A & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{u} \end{bmatrix},$$

ve genel olarak

$$F(x,u) = J\, G \overline{\begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{u} \\ x \\ u \end{bmatrix}} = J\, \overline{G \begin{bmatrix} \bar{x}^T & \bar{u}^T & x^T & u^T \end{bmatrix}^T} \tag{5}$$

şekillerine çevrilebilir[15].

Bu bildiri, (4) ve (5) ile verilen fonksiyonlarin eşdeğer betimlemesi ile ilgilidir. (5) betimlemesindeki J matrisi, $\mathbf{1}$ satır vektör blokları ve 0'lardan oluşan ve her sütununda sadece bir tane 1 olan bir matristir; G matrisi fonksiyonun içindeki çarpım terimlerinin katsayılarını

oluşturan bloklardan oluşmaktadır. Örnek olarak

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ \vdots \\ G_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left\{ \begin{array}{cccccccccccc} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\} \\ \vdots \\ \left\{ \begin{array}{cccccccccccc} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\} \end{bmatrix}, \tag{6}$$

ile tanımlanan $F(x,u)$ vektör fonksiyonunun ilk bileşeni, G_1 alt-matrisi ile belirlenen x ve u bileşenlerinin ve değillerinin bir alt kümesinin çarpımı olan, 4 terimin toplamıdır. Benzer şekilde, fonksiyonun ikinci bileşeni x, u bileşenlerinin ve değillerinin bir alt kümesinin çarpımı olan 2 terimin toplamı, ve en son bileşeni de çarpım şeklinde 3 terimin toplamıdır.

Ayrıca, bu betimleme şekli, $J = I$, birim matris, olması durumunda $G = \begin{bmatrix} C & D & A & B \end{bmatrix}$ için ilk eşdeğer betimlemenin değili ile özdeştir ki bu durumda, fonksiyon her bileşeninde tek bir çarpım terimini içerir.

(4) ve (5) fonksiyonlarının eşdeğer olması için (3) ile verilen bağıntılar yardımıyla

$$F(x,u) = Rw^{xu} = J\,\overline{G\bar{S}}w^{xu}$$

özdeşliğinden

$$J\,\overline{G\bar{S}} = R \tag{7}$$

Boole matris denkleminin J ve G için sağlanması gerekir, burada R verilen matrisi, P, M matrislerinden oluşan S matrisi Boole fonksiyonlarının belirli olan ve bilinen iç yapısal matrisidir. (7) denkleminin J ve G için birden çok çözümü vardır.

Bütünsel bir örnek olarak, $n = 2$ ve $m = 2$ olan, $q = 2$ boyutlu Boole vektör fonksiyonunu düşünelim,

$$F(x,u) = \begin{bmatrix} \bar{x}_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 + x_1\bar{x}_2\bar{u}_1\bar{u}_2 + x_1\bar{x}_2\bar{u}_1u_2 + x_1\bar{x}_2u_1\bar{u}_2 \\ \quad +x_1\bar{x}_2u_1u_2 + x_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 + x_1x_2u_1\bar{u}_2 + x_1x_2u_1u_2 \\ \\ \bar{x}_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 + x_1\bar{x}_2\bar{u}_1\bar{u}_2 + x_1\bar{x}_2u_1\bar{u}_2 \\ \quad +x_1\bar{x}_2u_1u_2 + x_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 + x_1x_2u_1u_2 \end{bmatrix}.$$

Verilen bu $F(x,u)$ fonksiyonunun $F(x,u) = Rw^{xu}$ betimlemesindeki R matrisi

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

olur ve J ve G matrislerinin belirlenmesinin bir yolu aşağıdaki gibi olabilir:

- $F(x,u)$ fonksiyonunun iki bileşeninin toplamalarındaki çarpım şeklindeki terimler, Boole-De Morgan teoremi ile:

$$\begin{array}{ll}
\bar{x}_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 &= \overline{x_1+\bar{x}_2+u_1+u_2} \\
x_1\bar{x}_2\bar{u}_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+u_1+u_2} \\
x_1\bar{x}_2\bar{u}_1u_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+u_1+\bar{u}_2} \\
x_1\bar{x}_2u_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+\bar{u}_1+u_2} \\
x_1\bar{x}_2u_1u_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+\bar{u}_1+\bar{u}_2} \\
x_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+\bar{x}_2+u_1+u_2} \\
x_1x_2u_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+\bar{x}_2+\bar{u}_1+u_2} \\
x_1x_2u_1u_2 &= \overline{\bar{x}_1+\bar{x}_2+\bar{u}_1+\bar{u}_2}
\end{array}
\qquad
\begin{array}{ll}
\bar{x}_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 &= \overline{x_1+\bar{x}_2+u_1+u_2} \\
x_1\bar{x}_2\bar{u}_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+u_1+u_2} \\
x_1\bar{x}_2u_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+\bar{u}_1+u_2} \\
x_1\bar{x}_2u_1u_2 &= \overline{\bar{x}_1+x_2+\bar{u}_1+\bar{u}_2} \\
x_1x_2\bar{u}_1\bar{u}_2 &= \overline{\bar{x}_1+\bar{x}_2+u_1+u_2} \\
x_1x_2u_1u_2 &= \overline{\bar{x}_1+\bar{x}_2+\bar{u}_1+\bar{u}_2}
\end{array}$$

  şeklinde yazılabilir.

- Bu durumda, fonksiyonun bileşenlerindeki toplamlar düşünülerek, J ve G matrisleri için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$G \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{u} \\ x \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \bar{u}_1 \\ \bar{u}_2 \\ x_1 \\ x_2 \\ u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

Bulunan J ve G matrisleri, çok çözümlü olan (7) matris denkleminin bir çözümüdür. Örneğin,

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

de bu denklemin bir çözümüdür ve özelliği, G matrisinin, J matrisinin belirtilen yapısı korunarak elde edilebilecek en az sayıda satır içermesidir. Bu bildirinin ana konusu tam da (7) matris denkleminin bu özellikteki çözümünü bulmaktır.

Bu çözüme varmak için, ilk olarak, '$F(x,u)$ **nun vektör Boole fonksiyonu olarak tümüyle bir kerede sadeleştirilmesi ile her bir bileşeninin ayrı ayrı birbirinden bağımsız olarak sadeleştirilmesi eşdeğerdir**' gözlemini yapabiliriz.

Bu gerçekten yola çıkarak, (5) vektör Boole fonksiyonunun bileşenleri

$$\mathbf{1}^T \overline{G_i \bar{S}} = R_i, \quad i = 1, 2, \ldots, q,$$

şeklinde yazılabilir (burada (6) ile örneklendiği gibi G_i, G matrisinin i-nci blok matrisidir) ve G_i'nin çözüleceği matris denklem, (7) denkleminden hareketle, aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{1}^T \overline{G_i \bar{S}} = R_i, \quad i = 1, 2, \ldots, q. \tag{8}$$

Yukarda örnek verilen $F(x, u)$ fonksiyonu bileşen bileşen sadeleştirilerek, J_i ve G_i matrisleri, en az satır içerecek şekilde

$$\begin{aligned} J_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad G_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ J_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{9}$$

olarak bulunur. En-sade fonksiyon betimlemelerinden biri (9) betimlemelerinden aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} x_1 u_1 + x_1 \bar{x}_2 + x_2 \bar{u}_1 \bar{u}_2 \\ x_1 u_1 u_2 + x_1 \bar{x}_2 \bar{u}_2 + x_2 \bar{u}_1 \bar{u}_2 \end{bmatrix}.$$

En-sade fonksiyon betimlemesi probleminin çözümü genel olarak tek değildir.

Boole işlemleri kullanılarak, Karnaugh tabloları ile, veya doğruluk tabloları ile bu sonucu, veya varsa, başka bir en-sade betimlemeyi bulmak olanaklı olabilir[4]. Bunun için hazırlanacak tabloların boyutu ve 'görüş' yolu ile $\bar{x}_1 x_2 \bar{u}_1 u_2 + x_1 x_2 \bar{u}_1 u_2 = x_2 \bar{u}_1 u_2$ şeklinde terim terim sadeleştirmeler yapılabilir[10][6]. Bu şekildeki klasik yaklaşımın, yalnızca çok emeğe gereksinim göstermeyeceği, asal çarpım terimlerinin bulunmasının uzun zaman alacağı, hata yapma payının yüksek olması gibi durumlar gözönüne alındığında, beklenen verimi vermeyeceği açıktır. Daha çok değişkenli fonksiyonların, yine temel Boole işlemleri ile yapılmak üzere bilgisayar programı kullanarak yapılmaya çalışılması da en baştan sağlanacak ve kontrol edilecek koşulların karmaşıklığı yüzünden zorluklara neden olmaktadır. Bu zorlukları aşmak için matematiksel yaklaşımlar [5], ve yakın-minimum sadeleştirme yöntemleri kullanılmaktadır[1]. Boole fonksiyonlarının matris yaklaşımı ile modellenmesi ve en-sadeleştirme işleminin, bu çerçevede, matris yaklaşımı ile yapılması, fonksiyonların iç yapısal özelliklerini daha derinlemesine kavramak açısından da seçenekler sunmaktadır.

3 Boole Fonksiyonlarının En-Sade Betimlemesi

Boole fonksiyonlarının en-sadeleştirilmesi problemi yeni değildir. 1930-1950'li yıllarda, [12] [9], bu problemin çözümündeki iki ana adımı ortaya çıkarmışlardır:

- Fonksiyonun asal çarpanlarını bulunuz (döngüsel adımdır);
- Toplamı fonksiyonu veren en az sayıda asal çarpanı belirleyiniz.

Boole fonksiyonlarının en-sadeleştirmesi bu iki adımı kullanan algoritmalarla yapılmaktadır. Asal çarpanların bulunması ve sonrasında bunların hangilerinin en az sayıda toplanarak

fonksiyonu verdiğinin belirlenmesi algoritmaların hızlarını ve bellek kullanımlarını belirleyen işlemlerdir[7]. Bu işlemler, kullanılan bilgisayar programlama diline göre farklılıklar içermektedir. Matris yaklaşımı ile, Boole fonksiyonlarının içsel yapılarını ortaya çıkaran analitik çözümlemelerle algoritmaların geliştirilmesi, bu bildirinin doldurmayı amaçladığı boşluklardır.

(8) denkleminde, R_i, 2^{n+m} boyutlu bilinen bir satır vektör, $\mathbf{1}^T$, k boyutlu sadece 1 lerden oluşan satır vektör, S, $2(n+m) \times 2^{n+m}$ boyutlu iç yapısal bilinen matris, G_i, $k \times 2(n+m)$ boyutlu matris, ve k olabilecek en küçük tam sayıdır.

Karşı karşıya olunan problem (en-sadeleştirme problemi):

k değişkenini en-küçük yaparak $\mathbf{1}^T\ \overline{G_i \bar{S}} = R_i$ Boole matris denklemini sağlayacak şekilde G_i, $i = 1, 2, \ldots, q$ matrislerini bulmaktır.

Bu problemin çözümü, $f_i(x, u)$ fonksiyonunu, her biri çarpım şeklinde olan en az sayıda terimin toplamı olarak bulacaktır (k en küçük yapılmaktadır), ve bu toplamdaki her bir terim, çarpım şeklinde x ve u değişkenleri ile onların değillerinin bir alt kümesini içerecektir. Bu terimler Quine-McCluskey [9] tarafından 'asal' çarpanlar olarak adlandırılmıştır. Asal çarpanların özelliği, en çok sayıda x ve u bileşenleri ile değillerini içeren terimler olmasıdır.

Bütün asal çarpanlar belirlendikten sonra, bunların en az sayıda hangilerinin toplamının fonksiyonu vereceği bulunmalıdır.

Yukardaki gözlemlerden ve $v\bar{R}_i^T = 0$ eşitligini saglayan ve bileşenlerinde en cok 1 olan v satır vektörünün $\overline{v\,[\bar{x}^T\ \bar{u}^T\ x^T\ u^T]}$ ile $R_i w^{xu}$ fonksiyonunun bir asal carpanını oluşturacağı gözönüne alınarak aşagıdaki çözüm algoritması oluşturulmuştur.

Çözüm Algoritması:

1. Bölüm 2'de (3) ile tanımlanan S matrisini oluşturun. Bölüm 2'de (3) ile M^x olarak tanımlanan yapıda $2^{2(n+m)} \times 2(n+m)$ boyutlu geçici M matrisini ve $k \times 2(n+m)$ boyutlu bir G matrisini tanımlayın.

2. $v_1 = \overline{M\bar{S}}\ \bar{R}_i^T$ ve $v_2 = \overline{M\bar{S}} \times R_i^T$ ($\times$ aritmetik matris çarpımıdır) vektörlerini oluşturun ve M matrisinin, v_1 vektörünün 0 ve v_2 vektörünün en-büyük değerli bileşenine karşılık gelen M_j satır vektörünü G matrisine satır olarak ekleyin; $v = \overline{M\bar{S}}\ (M_j\bar{S})^T$ vektörünün 0 bileşenlerine karşılık gelen M matrisi satırlarını silin. Eğer silme işlemi sonucu M de hiç bir satır kalmazsa bir sonraki adıma geçin, varsa güncellenmiş olan M matrisini kullanarak bu adımı tekrar edin.

3. k_G bir önceki adım sonunda elde edilen G matrisinin satır sayısı olsun. $2^{k_G} \times k_G$ boyutlu Bölüm 2'de (3) ile M^x olarak tanımlanan yapıda geçici M matrisini oluşturun. $Z = \overline{G\bar{S}}$ matrisini tanımlayın.

4. $v_1 = M\overline{Z}\ \bar{R}_i^T + \overline{M\overline{Z}}\ R_i^T$ ve $v_2 = M \times \mathbf{1}$ ($\times$ aritmetik matris çarpımıdır) vektörlerini bulun, v_1 vektörünün 0 ve v_2 vektörünün en küçük olduğu bileşenine karşılık gelen M matris satırlarından birini geçici bir g satır matrisi olarak belirleyin. g^T vektörünün 0 olan bileşenlerine karşılık gelen G matris satırlarını silerek G_i matrisini oluşturun.

En-sadeleşmiş $f_i(x, u)$ fonksiyonu $f_i(x, u) = \mathbf{1}^T\ \overline{G_i[\bar{x}^T \bar{u}^T\ x^T\ u^T]^T}$ dir, burada $\mathbf{1}$ vektörünün boyutu en son adımdaki g satır vektöründeki 1 sayısıdır.

Bu algoritmada 1. ve 2. adımları asal çarpanları belirleyen adımlardır. 3. ve 4. adımları, asal çarpanların en azının toplamının $f_i(x, u)$ fonksiyonunu verdiği adımlardır. Adım 1 hazırlık aşamasıdır ve Tablolama yöntemindeki tablo hazırlık adımına karşılık düşmektedir. Bu adımda, hazırlığın bir parçasi olarak, M matrisi, $[A\ B]$ şeklinde eşit sütunlara bölünerek AB^T matrisinin ana diyagonal vektörünün 0 oldugu bileşenlerine karşılık gelen M matrisi satırları silinmelidir. Adım 2, bir önceki adımdaki tablolardan R_i satır vektörüne göre asal çarpanların döngüsel

olarak belirlenmesidir. Bu şekilde belirlenirken, asal çarpanların, R_i satır vektörüne en yakın olması ve en çok değişken içermesi dikkate alınmaktadır. Adım 3, asal çarpanların her türlü toplam seçeneğini tablo olarak hazırlar, ve Adım 4, elde edilen asal çarpanlardan en az sayıda olan hangilerinin R_i satır vektörünü oluşturduğunu iki tablodan yararlanarak seçmektedir.

Adım 2 ve Adım 4 uygulanırken, seçme kuralına uyan birden fazla seçenek olabilir. Döngüsel sürecin her adımında oluşan seçenek sayıları ile Adım 4'deki secenek sayısının çarpımı en-sadeleştirme probleminin çözüm sayısıdır ve hepsi eşdeger fonksiyonu en-sade şekilde betimlerler.

Algoritma $F(x,u)$ fonksiyonunun bütün bileşenleri için $f_i(x,u)$, $i = 1,2,\ldots,q$, q kez uygulanmalıır. Bu şekliyle yukardaki algoritma Quine-McCluskey algoritması ile özdeştir [9], ve bir uygulama olarak [16] kaynağında verilmiştir.

4 Sonuçlar ve Süren Araştırmalar

Bu bildiride genel olarak Boole fonksiyonlarının matris olarak betimlenmesi ve fonksiyonların yapısal matrislerinin ve fonksiyon değişkenlerinin tanımlanması yapılmıştır. Tanımlamaların sonucu olarak, cebirsel şekildeki fonksiyonlar iki farklı şekilde matrislerle betimlenmiştir. Boole fonksiyonlarının farklı matris şekillerinden yararlanılarak fonksiyonların en-sade şekilde betimlenmesi için matris yaklaşımı ile bir algoritma oluşturulmuş ve bir örnek üzerinden gösterilmiştir. Algoritma, var olan en-sade betimleme şekillerinden yalnızca birini bulmaktadır. Ancak, geliştirilerek birbirine eşdeğer olan bütün en-sade betimlemeleri bulmak için de kullanılabilir.

Boole fonksiyonlarının

$$F(x,u) = J\ \overline{G \begin{bmatrix} \bar{x}^T & \bar{u}^T & x^T & u^T \end{bmatrix}^T}$$

şeklinde betimlenmesinin Boole ağlarının kararlılık, gözlenebilirlik, denetlenebilirliklerinin incelenmesindeki rolü gelecek araştırma konusunu oluşturmaktadır. Yukardaki betimlemedeki G matrisi çakışıklık (incedence) matrisidir, ve Boole ağlarının kararlılığının, kararlılık koşullarının belirlenmesindeki rolü güncel araştırma bildirilerinde görülmektedir[17].

Benzer şekilde, $F(x,u) = R\ w^{xu}$ fonksiyonlarındaki u vektör değişkenini oluşturan herhangi z ve v alt bileşenlerini alarak, bu fonksiyonu, $\cdot$ nokta çarpımı (eşit boyutlu vektörlerin bileşen bileşen Boole çarpımı [16]) işlemini tanımlayarak,

$$F(x,u) = (Gw^z)\cdot(R^o w^{xv}) + (\bar{G}w^z)\cdot x$$

şeklinde betimlemek, eşzamanlı olmayan Boole ağlarının matris yaklaşımı ile modellenmesi sağlanabilir. Böylece Gw^z vektör fonksiyonunun 1 olan bileşenlerine karşılık gelen $F(x,u)$ fonksiyonu R^o matrisi ile belirlenen şekilde davranırken, 0 olan bileşenlerine karşılık gelenleri ilgili x bileşeni olmaktadır. Bu bildirideki analitik çözümlemeler Boole ağlarının incelenmesinde kullanılacaktır.

Boole değişkenleri ile işlemler, Boole fonksiyonlarının en-sadeleştirilmesi, Boole denklemlerinin çözümü ile ilgili uygulamalar ve ayrıntılı bilgi için [16] kaynağına bakınız.

References

[1] Fatih Basciftci and Sirzat Kahramanli. Anahtarlama fonksiyonlari icin yeni yakin minimum sadelestirme algoritmasi. *Gazi Universitesi Muh. Mim. Fak. Der.*, 25:83–91, 11 2010.

[2] George Boole. *An Investigation of the Laws of Thought: On Which Are Founded the Mathematical Theories of Logic and Probabilities*. Cambridge Library Collection - Mathematics. Cambridge University Press, 2009.

[3] Joan Boyar and René Peralta. Logic minimization techniques with applications to cryptology. *IACR Cryptology ePrint Archive*, 2009:191, 01 2009.

[4] Robert Dick. *Optimal Two-Level Boolean Minimization*, pages 1477–1481. 01 2016.

[5] Adrian Duşa. A mathematical approach to the boolean minimization problem. *Quality and Quantity*, 44:99–113, 12 2008.

[6] Edith Hemaspaandra and Henning Schnoor. Minimization for generalized boolean formulas. *IJCAI International Joint Conference on Artificial Intelligence*, 04 2011.

[7] Vitthal Jadhav and Amar Buchade. Modified quine-mccluskey method. 03 2012.

[8] M. Karnaugh. The map method for synthesis of combinational logic circuits. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, 72(5):593–599, Nov 1953.

[9] E. J. McCluskey. Minimization of boolean functions. *The Bell System Technical Journal*, 35(6):1417–1444, Nov 1956.

[10] P. C. McGeer, J. V. Sanghavi, R. K. Brayton, and A. L. Sangiovanni-Vicentelli. Espresso-signature: a new exact minimizer for logic functions. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 1(4):432–440, Dec 1993.

[11] W. V. Quine. The problem of simplifying truth functions. *The American Mathematical Monthly*, 59(8):521–531, 1952.

[12] C. E. Shannon. A symbolic analysis of relay and switching circuits. *Electrical Engineering*, 57(12):713–723, Dec 1938.

[13] Radomir Stankovic, Tsutomu Sasao, and J. Astola. Publications in the first twenty years of switching theory and logic design. 10 2019.

[14] Sebastian Tomaszewski, Ilgaz Celik, and George Antoniou. Www-based boolean function minimization. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 13:577–583, 12 2003.

[15] Ferudun Top. Matrix representation of boolean networks. *Proceedings of International Conference ICTACSE, Ankara*, pages 31–56, 11 2018.

[16] Ferudun Top. http://www.logic-works.ca. 10 2019.

[17] Yin Zhao, Hongsheng Qi, and Daizhan Cheng. Input-state incidence matrix of boolean control networks and its applications. *Systems and Control Letters*, 59(12):767 – 774, 2010.

Bit Error Rate Performance Analysis for Different Modulation Coding Schemes in LTE Uplink channel

Amadou Traore
Gazi Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ankara, Türkiye
ttraoreamadou@gmail.com

Özgür Ertuğ
Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ankara, Türkiye
ertug@gazi.edu.tr

ABSTRACT

Long Term Evolution (LTE), 3. Nesil Ortaklık Projesi'ne (3GPP) ait yeni nesil kablosuz teknolojidir. Uplink için 75 Mbps'ye ve downlink kanalı için 200 Mbps'ye kadar veri iletimini destekler. Downlink Kanalında Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) tekniği, Uplink kanalı için ise Single Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA) tekniği kullanılmıştır. Bu makalede, LTE'nin fiziksel katmanının BER simülasyonu, SC-FDMA teknik kullanılarak, uplink kanalı üzerinden analiz edilmiştir. **Bu BER, üç farklı dijital modülasyon şeması ile (QPSK, 16QAM ve 64QAM) Beyaz Gauss Gürültüsüne (AWGN) simüle edilir.**

Anahtar kelimeler: *LTE, BER, SNR, SC-FDMA, Frame, OFDM, Adaptif Modülasyon*

I. GİRİŞ

Teknolojinin ilerlemesi ve kullanıcıların yüksek veri hızı talebininin artmasıyla birlikte, yüksek hız, yeni nesil kablosuz ağlar için kilit nokta haline geldi. 3.9 G altında sınıflandırılan yeni nesil standartlardan biri, 3. Nesil Ortaklık Projesi (3GPP) tarafından standartlaştırılan Uzun Vadeli Evrimdir (LTE). Daha yüksek verı oranları, daha iyi spektral verimlilik, daha iyi Hizmet Kalitesi (QoS), düşük Bit Hata Oranları (BER), düşük Gidiş-Dönüş Süresi (RTT) vb. [1] sağlar. LTE tarafından desteklenen maksimum veri aktarım hızları, uplink kanalında 75 Mbps'ye ve downlink kanalında ise 200 Mbps'ye kadar çıkabilir [2].

A. AĞ MİMARI

[4]-[10] 'da tarif edilen LTE ağ mimarisi, Gelişen Evrensel Karasal Radyo Erişim Ağı (E-UTRAN) ve Gelişen Paket Çekirdeğine (EPC) ayrılmıştır. Bu çalışmadaki ana odağımız E-UTRAN üzerindedir, çünkü Mobil Düğüm (MN) veya Kullanıcı Donanımı (UE) ile geliştirilmiş Baz İstasyonu (enodeB) arasındaki iletişim bağlantısı göz önünde bulundurulur.

B. MULTIPLE ACCESS TEKNİKLERİ

Önceki nesilden farklı olarak, 3G, Code Division Multiple Access (CDMA) gibi teknikleri kullanırken, LTE downlink te MIMo ve OFDM uplinkte ise SC-FDMA yöntemini kullanarak daha yüksek veri aktarma hızına ulaşır ve daha yüksek verim sağlar. [1,2]. LTE birçok çeşite sahiptir. Her çeşit önemli özeliklere, servislere, gelişmiş ağ mimarisine ve veri hızlarına sahiptir [3,4].

MIMO teknolojisi, spektral verimlilik ve çeşitlilik için kullanılır, çünkü verici ve alıcı tarafında en yüksek veri hızları, daha yüksek verim ve daha geniş hücre kapsama alanı sağlar.. Farklı MIMO konfigürasyonlarının kullanılması, farklı maksimum veri hızları sağlayabilir. MIMO anten yapılandırması ne kadar yüksek olursa veri hızları o kadar yüksektir [8,9].

C. FRAME YAPISI VE FİZİKSEL KAYNAK BLOKU

LTE'nin fiziksel katmanının iki tekniği vardır; Adaptive Modulation and coding (AMC) ve Hybrid Automatic Repeat Requests (HARQ). AMC'nin temel amacı, farklı modülasyon şemaları kullanarak daha yüksek veri hızları sağlamaktır [4]. Önceki bölümde tartışıldığı gibi, her bir sembolün bit sayısı, kullanılan dijital modülasyon tekniğinin türüne bağlıdır. LTE, frekans esnekliği ve yüksek spektral verimi ile bilinmektedir, çünkü çeşitli radyo planlama senaryoları için farklı frekans bantları mevcuttur. LTE için mevcut frekans bantları 1.4, 3.5, 10, 15 ve 20 MHz'dir. Her bant genişliği, Kullanıcı Ekipmanı (UE) tarafından kullanılan Physical Resource Blocks (PRB)lerin sayısına bağlı olarak farklı uplink bağlantı ve downlink bağlantı veri hızlarına sahiptir. Bir PRB, two resource blocks (RB) kümesidir. RB'deki her slotta 12 alt taşıyıcı bulunur ve slot başına bit sayısı modülasyon şemasının türüne bağlıdır. Bir slotun süresi 0,5 msn, bir PRB süresi 1 msn'dir. Bir frame de toplam 10 alt frame vardır ve her bir alt frame 1msn'dir, bu nedenle toplam frame süresi 10msn'dir [2]-[5].

D. RADYO ERİŞİM ŞEMASI

LTE sistemi için iki dubleks modu veya radyo erişim programı mevcuttur, Freqency Division Duplex (FDD) ve Time Division Duplex (TDD). FDD dupleks modu, abonenin SM veya UMTS'den LTE'ye geçişi yapıldığında yaygın olarak kullanılır, çünkü bu iki standart, frekans bölme tekniklerini destekliyor. TDD de aynı kanalı uplink ve downlink iletimi için kullandığından, spektral olarak verimlidir. [4].

E. KODLAMA VE MODÜLASYON ŞEMALARI

En sık kullanılan Modülasyon ve Kodlama Şeması (MCS), Quadrature Phase Shifting Key (QPSK), Quadrature Amplitude Modulation,, 16QAM ve 64 QAM'dir [6]. UE, bu modülasyon şemalarını, belirli Transmission Time Interval (TTI) için tahsis edilen PRB'de kullanır. TTI değeri kodlama şemalarına ve OFDM sembollerine [7] bağlıdır. HARQ tekniği hataları tespit etmek için kullanılır ve hatayı tanımlayarak kayıp bitlerin yeniden iletilmesine yardımcı olur. Verilerin iki ağ düğümü arasında güvenilir bir şekilde iletilmesini sağlar. Bu çalışmanın temel amacı, AWGN kanalı üzerindeki farklı modülasyon şemaları için BER'i hesaplayarak LTE'nin uplink bağlantı kanalındaki performansını değerlendirmektir. Son simüle edilmiş sonuçlar BER - Signal - Noise Ratio (SNR) grafiklerini göstermektedir. Bu çalışmanın bölümleri şu şekilde düzenlenmiştir; Bölüm 2 simülasyon modelini açıklar, Bölüm 3 simülasyon sonuçları ve Bölüm 4, sonuç hakkında bilgi verir.

II. SİMÜLASYON MODELİ

Verici ve İletişim akışı [6] nolu makalede açıklanmıştır, ancak burada LTE iletişim sisteminin her bir bloğunu detaylı olarak tartışılmayacaktır. Temel odak noktamız, Cyclic Redundancy Check (CRC), SC-FDMA'ya dayanan LTE uplink için AWGN kanalı üzerindeki (QPSK, 16QAM ve 64QAM) gibi farklı modülasyon şemalarını içeren kanal kodlamasıdır.

Physical Uplink Shared Channel (PUSCH) alıcı-vericisi [9] 'da tartışılmaktadır. PUSCH, tüm PUSCH alıcı vericisini, taşıma blokları, bitler ve semboller ileten ana parçalara böler. PUSCH, taşıma bloğunu iletmek için kullanılan Uplink Shared Channel (UL-SCH) kullanır. CRC kodlaması, HARQ ile birleştirilen segmentasyon, turbo kodlama, oran eşleştirme ile birlikte taşıma bloğuna uygulanır. Bu modülasyon eşlemesi ve katman eşlemesi yapıldıktan sonra, giriş sembolleri katmanlara eşlenir. Katman sayısı, PUSCH iletimi için kullanılan anten bağlantı noktalarının sayısına bağlıdır. Bu sembollerde uygulanan ön kodlama setlere bölünür ve her set bir SC-FDMA sembolüne karşılık gelir. Son olarak, semboller fiziksel kanal üzerinden iletilen tahsis edilmiş kaynak bloklarına eşlenir.

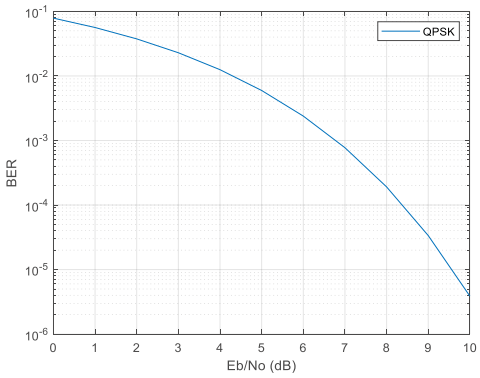
Yukarıda açıklanan senaryo üç modülasyon şeması için simüle edilmiştir (QPSK, 16QAM ve 64QAM) ve BER, AWGN kanalı üzerinden hesaplanmaktadır.

III. SİMÜLASYON SONUÇLARI

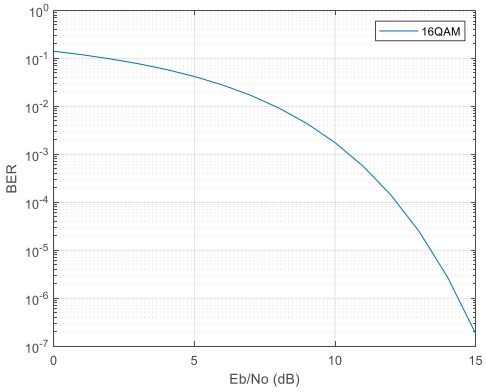
Simülasyonlar için kullanılan yazılım MATLAB versiyon 2018'dir. Dahili LTE fonksiyonları ve LTE toolbox, uplink kanalının için farklı modülasyon şemaların BER'e karşı SNR'nin performans değerlendirmesini hesaplamak için kullanıldı. Simülasyon parametreleri, Tablo 1'de tarif edilirken, Şekil 1, Şekil 2 ve Şekil 3, AWGN kanalı üzerindeki QPSK, 16QAM ve 64 QAM için BER'e karşı SNR grafiklerini gösterir. Şekil 4, Şekil 5 ve Şekil 6, QPSK, 16QAM ve 64 QAM için BER'e karşı SNR grafiklerini göstermektedir.

Frekans bandı	1.4MHz
RB Sayısı	6
Uplink Alt Taşıyıcıları	72
Duplex Modu	FDD
Cyclic Prefix	Normal(7 Symbols)
Alt çerçeve Sayısı	0
Modülasyon Şemaları	QPSK,16QAM,64QAM
Bit Sayısı	936
Hücre kimliği	100
MIMO	2x2
Bit / Sembol	2,4,6
Kanal	AWGN
SNR	0-20
Kodlama	CRC ve Turbo Code

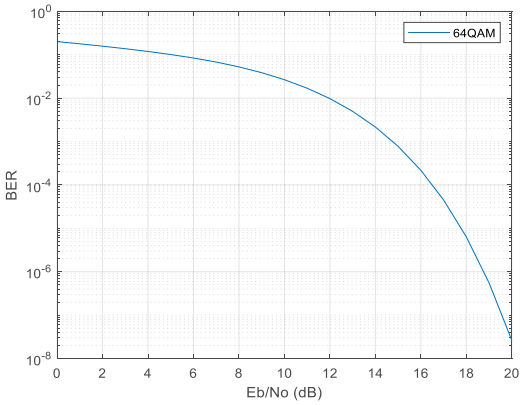
Tablo 1. Her üç modülasyon kodlama şeması için simülasyonda kullanılan Matlab parametreleri. Sonuçların kesin olması için verilen aynı koşullar.



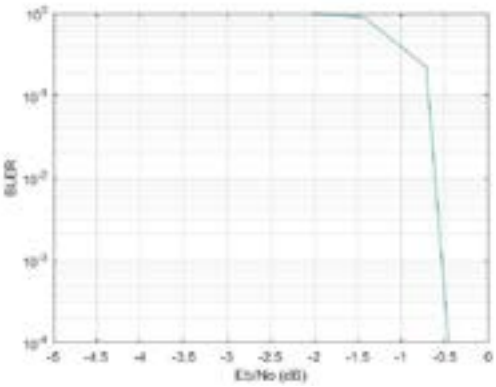
Şekil 1. Beyaz gauss gürültüsünde QPSK dijital modülasyonunu kullanan BER simülasyonu.



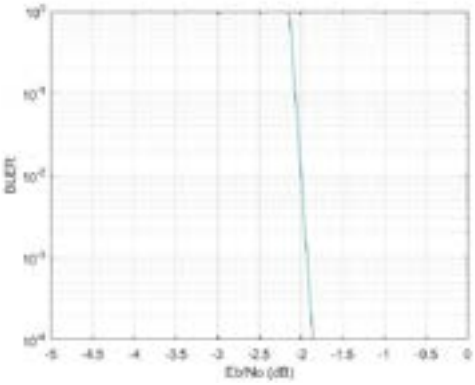
Şekil 2. Beyaz gauss gürültüsünde 16QAM dijital modülasyonunu kullanan BER simülasyonu.



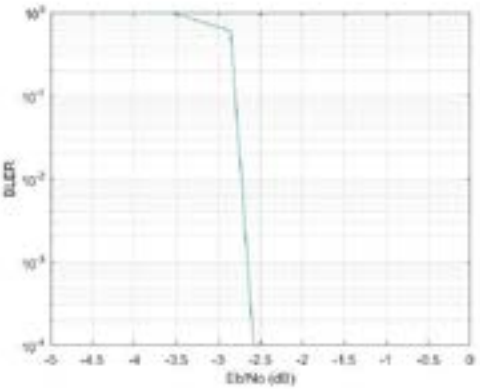
Şekil 3. Beyaz gauss gürültüsünde 64QAM dijital modülasyonunu Kullanan BER simülasyonu.



Şekil 4. Beyaz gauss gürültüsünde QPSK dijital modülasyonunu kullanan BLER simülasyonu.



Şekil 5. Beyaz gauss gürültüsünde 16QAM dijital modülasyonunu kullanan BLER simülasyonu.



Şekil 6. Beyaz gauss gürültüsünde 64QAM dijital modülasyonunu kullanan BLER simülasyonu.

SONUÇ

Yukarıdaki simülasyon sonuçlarına dayanarak, belirgin olan sonuç şudur ki: düşük modülasyon kodlama şemaları yüksek gürültü bölgelerinde etkiliyken, yüksek modülasyon kodlama şemaları daha iyi bir veri hızı aktarımı performansı gösterir, lakin bu yüksek modülasyon kodlama şemaları, düşük olanlalara nazaran, gürültü bölgelerine karşı daha hassastır. QPSK simülasyonu açıkça göstermektedir ki 7dB bir SNR'da BER değeri 10^{-3} iken, 64QAM simülasyonunda aynı dBlik bir görültünün BER değeri 10^{-1}dir. Buna ilaveten, BER testinin, BLER testlerine kıyasla, bloklardan ziyade, aktarılan her bir biti control etmesinden ve alınan bitlerle kıyaslamasından dolayı, bir sistem içerisinde daha doğru performans ölçümleri sağladığı sonucuna ulaşılmıştır.

KAYNAKLAR

[1] Ali Jemmali, Jean Conan, Mohammad Torabi, 'Bit Error Rate Analysis for MIMO Schemes in LTE', The Ninth International Conference on Wireless and Mobile Communication, year 2013.

[2] Mousavi .H, Iraj S.Amiri, M.A. Mostafavi, C.Y.Choon, 'LTE Physical Layer: Performance Analysis and Evaluation', Applied Computing and Informatics, year 2017.

[3] David Astely, Erik Dahlman, Anders Furuskar, Ylva Jading, Magnus Lindstrom, Stefan Parkvall, 'LTE: The Evolution of Mobile Broadband', IEEE Communication Magazine, year 2009.

[4] Oluwadamilola Oshin, Mattew Luka, Aderemi Atayero, 'from 3GPP LTE to 5G: An Evolution', Springer Science plus Business Media Singapore, year 2016.

[5] M.A Gadam, L.Maijama'A, I.H Usman, 'A Review of Resource Allocation Techniques for Throughput Maximization In Downlink LTE', Journal Of Theoretical and Applied Information Technology, year 2013.

[6] Md.Ashraful Islam, Dipankar Das, Halida Homyara, A.Z.M Touhidul Islam, 'BER Performance Of CRC Coded LTE System for Various Modulation Schemes and Channel Conditions', Scientific Research Journal, year 2014.

[7] Yangyang Xiao, Y ongyu Chang, Jian Zhang, Wei Quan, Jinhua Miao, ' Performance Analysis of LTE System with Different Transmission Time Interval', IEEE International Conference on Computer and Communications, year 2016.

[8] Juho Lee Jin-Kyu Han, Jianzhong (Charlie) Zhang, 'MIMO Technologies in 3GPP LTE and LTE-Advanced', EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, year 2009.

[9] Temitope O. Takpor, Francis E. Idachaba, 'Analysis and Simulation of LTE Downlink and Uplink Transceiver', Proceeding of the World Congress on Engineering, year 2016.

[10] Mahesha.S.N, C.Y. Gopinath, Hemanth Kumar .A.R and Eshwar.N.Kumar, 'Performance Study of LTE Scheduling Algorithms in Vehicular and PedestrianMobility', International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, year 2016.

MIMO Haberleşme Sisteminin Asimetrik Alfa-Kararlı Dağılımlı Kanalda Analizi

Analysis of MIMO Communication System in Skewed Alpha-Stable Distributed Channel

İbrahim DEMİR[a*], Dr.Öğr.Üyesi Mehmet Emre ÇEK[b*]

[a]*Dokuz Eylül Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İzmir, Türkiye*
[b]*Dokuz Eylül Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İzmir, Türkiye*

***Özetçe*— Bu çalışmada, çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) haberleşme sistemlerinin asimetrik α −kararlı dağılıma sahip kanal gürültüsü altında hata başarımı incelenmektedir. Belirli bir işaret gürültü oranı içerisinde asimetri parametresinin hata olasılığını artırdığı, gürültü dağılımı simetrikleştikçe hata olasılığının düştüğü görülmektedir. Bu sebeple alıcıda, asimetrik α −kararlı dağılıma sahip kanal gürültüsüne aynı dürtüsellikte ters asimetride maksatlı gürültü ekleyerek stokastik rezonans davranışı gözlemlenmekte ve hata olasılığı azaltılmaktadır. Rezonans olayının asimetri ve maksatlı gürültü şiddetine bağlı değişimi analiz edilmektedir.**

Anahtar Kelimeler — MIMO haberleşme, asimetrik α −kararlı dağılım, stokastik rezonans, bit hata oranı.

***Abstract*— In this study, probability of error of multiple input multiple output (MIMO) communication system is analysed under skewed α −stable distributed noise. It is observed that skewness parameter increases error probability within a certain signal to noise ratio, the error probability decreases as the noise becomes symmetrized. Therefore, stochastic resonance is observed by adding intentional noise having same impulsiveness with opposite skewness and the noise probability is decreased. The resonance phenomenon is analyzed with respect to skewness and intentional noise intensity parameters.**

Keywords — MIMO communication, skewed α −stable distribution, stochastic resonance, bit error rate.

I. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde alıcıda ve vericide çoklu anten kullanımı (MIMO), üzerinde çalışılmaya devam edilen bir konu başlığıdır. MIMO tekniği, günümüzdeki kablosuz iletişim için kanal kapasitesini artırmakta ve haberleşme sisteminin başarımını iyileştirmektedir [1]. MIMO haberleşme sisteminin alıcıdaki ve/veya vericideki anten sayısı değişimine bağlı olarak bit hata oranı değişimi bu bildiride de kullanılan BPSK kiplenimi altında Gauss dağılımlı kanalda en yüksek olabilirlik sezimi kullanılarak [2]'de incelenmiştir. Literatürdeki yapılan çalışmalarda kanal gürültüsünün dağılımı Gauss olarak modellense de kablosuz haberleşme sistemlerinde kanal gürültüsünün α −kararlı dağılımla modellenen dürtüsel özellik gösterdiği belirtilmiştir [3]. Konvansiyonel olarak Gauss dağılım altında ifade edilen kanal kapasitesinin α −kararlı gürültü parametrelerine bağlı olarak değişimi [4]'te incelenmektedir. Bunu takiben simetrik α −kararlı gürültü altında kapasite değişimi teorik bir çalışma ile incelenmektedir [5]. Alternatif gürültü modeli olarak Gauss karışım modeli sönümlemeli kanallarda kanal kapasitesinin analizinde kullanılsa da [6], simetrik α −kararlı gürültü altında kanal kapasitesinin çıkarımı üzerinde çalışma devam etmektedir [7]. Buna ek olarak heterojen ağlarda meydana gelen karışımın α −kararlı dağılımla modellenmesi üzerine yakın tarihli çalışma mevcuttur [8]. Literatürde mevcut çalışmaların ortak noktası α −kararlı dağılımın simetrik olduğu varsayımına dayanmasıdır. Bu çalışmada ise MIMO haberleşme sistemlerindeki dürtüsel gürültüye asimetri parametresi de dahil edilerek hata olasılığının asimetriye bağlı değişimi incelenmektedir.

Bildiri aşağıdaki gibi düzenlenmiştir. İkinci kısımda α-kararlı dağılımlar ve dağılım parametreleri; karakteristik üstel α, simetri parametresi β, ölçek parametresi σ ve konum parametresi μ ile formülize edilerek karakteristik fonksiyonu cinsinden analitik olarak tanımlanmış olup, asimetrik α −kararlı dağılımda MIMO haberleşme sistemi modeli kısaca tanımlanmaktadır. Üçüncü kısımda ise haberleşme sisteminin başarımının artırılması için önerilen maksatlı gürültü ve buna bağlı olarak gözlenen stokastik rezonans açıklanmaktadır. Son kısımda ise elde edilen bulgular yorumlanmakta ve hata olasılığı başarımının iyileşmesi için alıcı tasarımında dikkate alınması gereken noktalar üzerinde durulmaktadır.

II. YÖNTEM

A. Alfa-Kararlı Dağılım

Alfa-kararlı dağılım, karakteristik fonksiyonu cinsinden analitik olarak aşağıdaki gibi ifade edilir [9]

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} \exp\left\{-\sigma^{\alpha}|\omega|^{\alpha}\left(1 - j\beta sgn(\omega)\tan\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) + j\mu\omega\right)\right\} & \alpha \neq 1 \\ \exp\left\{-\sigma|\omega|\left(1 + j\beta\frac{2}{\pi}sgn(\omega)\ln|\omega|\right) + j\mu\omega\right\} & \alpha = 1 \end{cases} \quad (1)$$

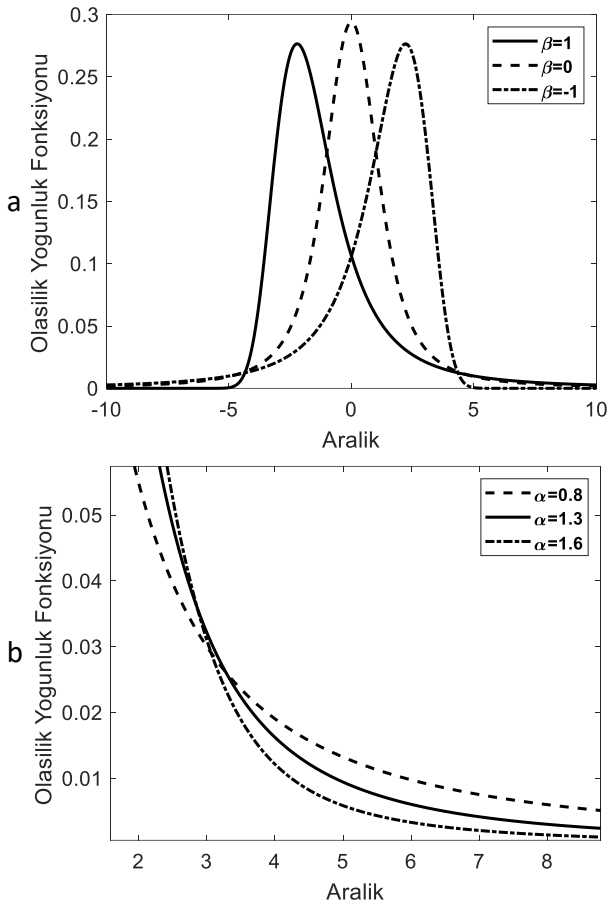
Denklem (1)'de

$$sgn(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega > 0 \\ 0 & \omega = 0 \\ -1 & \omega < 0 \end{cases}$$

olarak verilmektedir. Gürültü parametreleri; $\alpha \in (0,2]$ olmak üzere karakteristik üstel α, $-1 \leq \beta \leq 1$ aralığında simetri parametresi β, $\sigma > 0$ şartıyla ölçek parametresi σ, ve konum parametresi μ $(-\infty < \mu < \infty)$ olarak gösterilir. Bu parametreler sırasıyla gürültünün; dürtüselliğini, simetrikliğini, şiddetini ve konumu belirlemektedir. Gürültünün şiddeti literatürde alternatif olarak saçılım parametresi γ, $\gamma = \sigma^{\alpha}$ ile de tanımlanmaktadır [10]. Eğer $\beta = 0$ ve $\mu = 0$ ise dağılım simetrik olarak tanımlanır. Bu çalışmada dağılımın konumunun etkisi incelenmediği için $\mu = 0$ olarak kabul edilmektedir. Olasılık yoğunluk fonksiyonu ise (2)'da verildiği gibi tanımlanabilir [9]

$$f(x) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\varphi(\omega)e^{-j\omega x}d\omega \quad (2)$$

Yukarıdaki denklemden olasılık yoğunluk fonksiyonu, Gauss $(\alpha = 2)$, Cauchy $(\alpha = 1)$ ve Levy dağılım $(\alpha = 1/2, \beta = 1)$ haricinde analitik olarak bulunamaz [9].



Şekil. 1. a) Olasılık yoğunluk fonksiyonunun asimetriye bağlı değişimi $(\alpha = 1.3)$, b) Kuyruk dağılımları $(\beta = 0)$.

Şekil 1a'da simetri parametresi β'nın karakteristik üstel α sabit olduğu durumda dağılıma olan etkisi, Şekil 1b'de ise dağılımın kuyruk bölgesindeki değişimi gösterilmektedir. Burada, dağılımın dürtüselliği arttıkça (α azaldıkça) kapladığı alanın da arttığı görülmektedir. Bu sebeple α −kararlı dağılımlar ağır kuyruklu dağılımlar olarak da adlandırılmaktadır. α −kararlı dağılımların önemli bir özelliği sadece α'dan küçük momentlerinin sonlu olmasıdır. Bu özellik, matematiksel olarak α −kararlı dağılıma sahip bir X rassal değişkeni cinsinden E beklenen değer olmak üzere (3)'teki gibi ifade edilmektedir [9]

$$\begin{aligned} E|X|^{p} &< \infty \quad p < \alpha \\ E|X|^{p} &= \infty \quad p \geq \alpha \end{aligned} \quad (3)$$

Bu özelliğe göre Gauss dağılım haricindeki diğer α değerlerine sahip dağılımlarda varyans sonsuzdur. Bu sebeple α −kararlı gürültünün şiddeti varyans yerine ölçek veya saçılım parametresi ile ifade edilmektedir.

B. Hata Olasılığı

Bu çalışmada, MIMO haberleşme sistemi BPSK kiplenimi üzerinden modellenmektedir. İkili bilgiyi taşıyan BPSK işareti A genliği ile $\{-A \quad +A\}$ değerlerini almaktadır. Kanal gürültüsünün, Denklem (3) ile gösterilen özelliğinden dolayı

işaret gürültü oranı konvansiyonel olarak varyans cinsinden değil genelleştirilmiş işaret gürültü oranı ($GSNR$) ile ifade edilen [11]'deki gösterime özdeş olarak (4) ile aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$GSNR = 10\log\frac{A^2}{\sigma^\alpha} \tag{4}$$

Literatürde işlem kolaylığı açısından $\sigma = 1$ olarak kabul edildiğinden işaretin genliği, istenilen $GSNR$ değeri için $A = \sqrt{10^{\frac{GSNR}{10}}}$ olarak ayarlanır. N_t verici, N_r alıcı antene sahip MIMO haberleşme sisteminde $n = 1,\cdots,N_t$ ve $m = 1,\cdots,N_r$ olmak üzere m'nci alıcı antene karşılık gelen kipçözücü çıkışı (5)'deki gibi bulunabilir [12]

$$y_m = \sum_{n=1}^{N_t} h_{mn}s_n + w_m \tag{5}$$

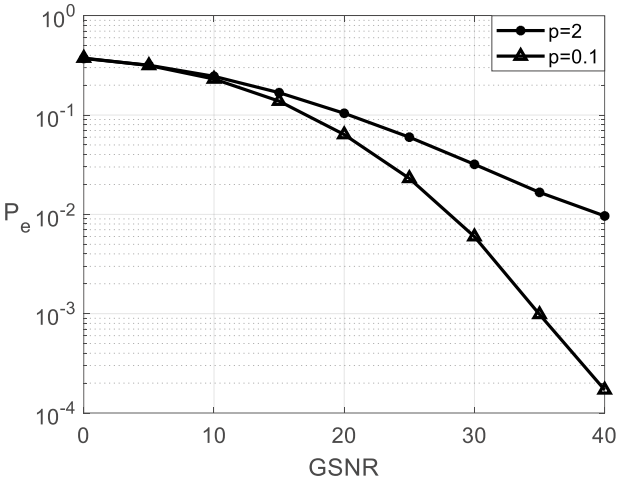
Yukarıdaki denklemde h_{mn}, **H** kanal matrisinin elemanı olup $N_t \times 1$ boyundaki **s** vektörü ile gönderilen çoklu mesaj bilgisi, alıcıda $N_r \times 1$ boyundaki **y** vektörü ile Denklem (6)'daki gibi elde edilir.

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hs} + \mathbf{w} \tag{6}$$

Denklem (6)'da kanal gürültüsüne karşılık gelen **w** vektörünün elemanları $w_m[\cdot]\sim S(\alpha,\beta,\sigma,0)$ ile α −kararlı dağılıma sahip gürültü parametreleri cinsinden gösterilen ve her bir değeri birbirinden bağımsız gerçeklenen eklentisel gürültüye karşılık gelmektedir. Hata olasılığını en iyileyen sezici en büyük olabilirlik sezicisidir [12]. Ancak α −kararlı dağılım altında gürültü varyansı sonsuz olduğu için, (7)'de ifade edilen kestirim, Denklem (3)'te verilen $p < \alpha$ şartını sağlamak üzere kesirli düşük mertebeden hata denklemi, [13]'te verilen p'ninci norm tanımına özdeş olarak revize edilmekte ve geleneksel gösterimden farklı formülize edilmektedir.

$$\hat{\mathbf{s}} = arg\min_{\mathbf{s}} \sum_{m=1}^{N_r} \left|y_m - \sum_{n=1}^{N_t} h_{mn}s_n\right|^p \tag{7}$$

Bilgisayar benzetimlerinde anten sayısı $N_t = N_r = 4$ olarak kabul edilmiş olup, Monte Carlo benzetimlerinde 2^{14} bit rastgele üretilmekte ve 10 gerçeklemenin ortalaması alınmaktadır. Hata olasılığının p parametresine bağlı değişimi Şekil 2'de gösterilmekte olup $p < \alpha$ olarak seçilmesinin hata olasılığında belirgin bir iyileşme sağladığı görülmektedir.



Şekil. 2.MIMO sisteminin α −kararlı gürültü altında ($\alpha = 1.1,\ \beta = 0$), p değerine bağlı hata olasılığı değişimi

Hata olasılığının asimetri parametresi β ve $GSNR$ cinsinden farklı α değerlerine bağlı olarak sırasıyla Şekil 3a ve Şekil 3b'de gösterilmektedir. Şekil 3a'da kanal gürültüsü asimetrik davranış gösterdikçe hata olasılığının kötüleştiği ve simetiye karşılık gelen $\beta = 0$ civarında bir vadi oluştuğu görülmektedir. Genelleştirilmiş işaret gürültü oranı $GSNR$'ye bağlı olarak ise beklendiği gibi $GSNR$ azaldıkça hata olasılığı yükselmektedir. Şekil 3b ile gösterilmekte olan ve kanaldaki gürültünün dürtüselliğinin azaldığı durumda (α arttıkça) gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonu daha simetrik davranışa yakınlaşmakta olduğundan vadi davranışı zayıflamaktadır. Bu yüzden α, Gauss gürültüye karşılık gelen 2 değerine yaklaştıkça β parametresine giderek duyarsız davranış göstermektedir.

I. STOKASTİK REZONANS ANALİZİ

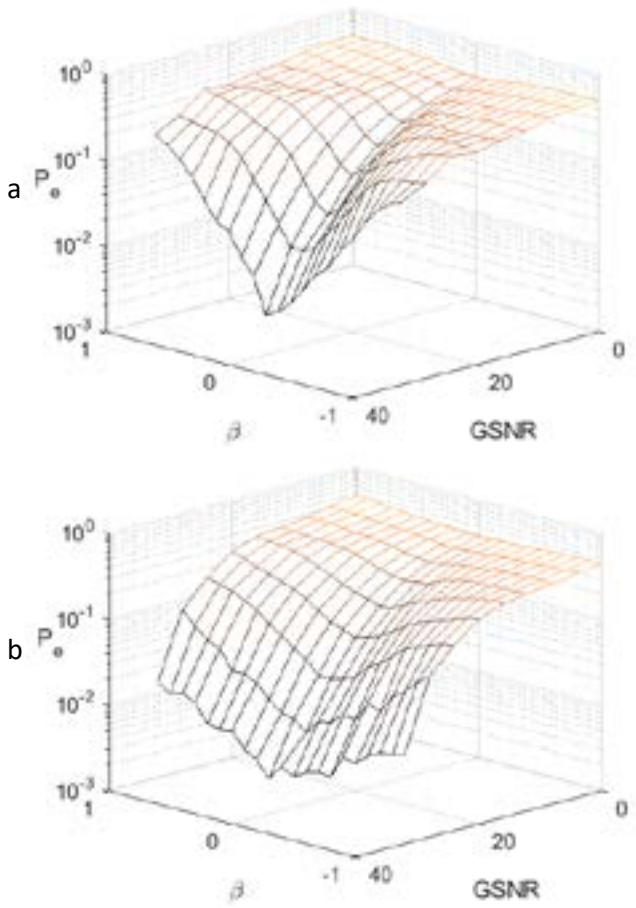
Hata olasılığının kararlı gürültünün simetrik olduğu durumda azalması bulgusundan dolayı alıcıda, kanaldaki gürültüye ek olarak ters simetriye sahip gürültü ekleyerek simetrikleştirme ve gürültü olasılığında görece azalma gözlenmesi bu bildiride önerilmektedir. Maksatlı gürültü $w_{int_m}[\cdot]\sim S(\alpha,-\beta,\sigma_{int},0)$ dağılım parametreleri ile ifade edilmekte olup alıcı tasarımı Denklem (8) ile revize edilmektedir.

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hs} + \mathbf{w} + \mathbf{w}_{\text{int}} \tag{8}$$

Denklem (8)'de toplam gürültünün dağılımı $w[\cdot]+w_{int}[\cdot]\sim S(\alpha,\beta_{res},\sigma_{res},0)$ olarak gösterilmekte ve gürültü parametreleri (9)'daki gibi bulunmaktadır.

$$\sigma_{res} = (\sigma^\alpha + \sigma_{int}^\alpha)^{1/\alpha}\ ,\ \ \beta_{res} = \frac{\beta\sigma^\alpha + \beta_{int}\sigma_{int}^\alpha}{\sigma^\alpha + \sigma_{int}^\alpha} \tag{9}$$

Alıcı, kanaldaki gürültünün şiddeti ve/veya asimetri değerini ayarlayarak toplamda simetrik davranış gösteren gürültü elde etmektedir.

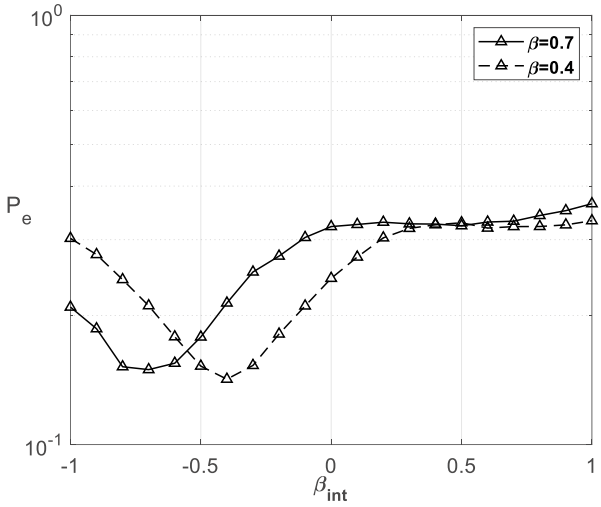


Şekil. 3.MIMO sisteminin asimetrik kararlı gürültü altında ($N_t = N_r = 4$), $GSNR$ ve β'ya bağlı hata olasılığı a) $\alpha = 1.1$ b) $\alpha = 1.2$.

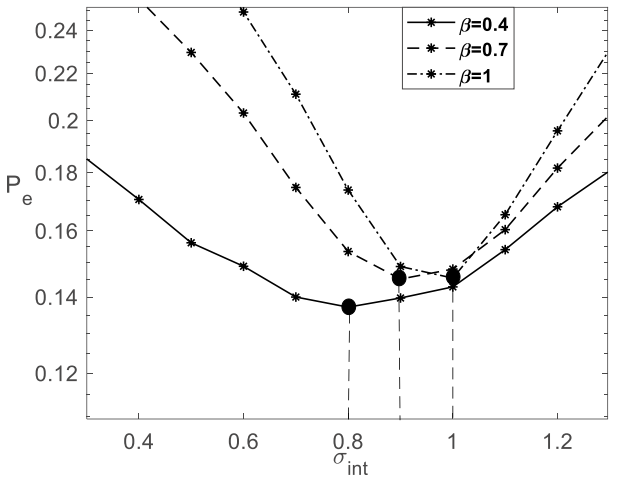
Şekil 4'te sırasıyla kanal gürültüsü ve maksatlı gürültünün şiddetleri $\sigma = 1$ ve $\sigma_{int} = 1$, iken, kanal gürültüsünün asimetri parametresi $\beta = 0.7$ ve $\beta = 0.4$ olduğu durumda hata olasılığının, maksatlı gürültünün β değerine göre değişimi gösterilmektedir. Toplam gürültüyü simetrik yapan $\beta = -0.7$ ve $\beta = -0.4$ değerlerde hata olasılığının minimuma indirgendiği görülmektedir.

Şekil 5'te ise kanal gürültüsünün şiddeti $\sigma = 1$, β parametreleri sırasıyla $\beta = 0.4$, $\beta = 0.7$ ve $\beta = 1$ iken maksatlı gürültünün asimetri parametresinin $-\beta$ değerine sahip olduğu durumda maksatlı gürültü şiddeti σ_{int}'nin değişimine bağlı olarak hata olasılığı değişimi gösterilmektedir. Kanal gürültüsü simetrikleştikçe teorik olarak en iyi değeri vermesi beklenen $\sigma_{int} = 1$ değerinden sapma olduğu görülmektedir. Şekil 4 ve Şekil 5'te elde edilen bulgular genelleştirildiğinde, kanaldaki gürültünün doğrudan asimetri değeri veya şiddeti bilinmiyor olsa bile rezonans durumuna karşılık gelen hata olasılığı azaltımı Denklem (10)'u sağlayan β_{int} ve σ_{int} ikilisinin seçimiyle elde edilmektedir.

$$\beta_{int}\sigma_{int}^{\alpha} = -\beta\sigma^{\alpha} \tag{10}$$



Şekil. 4. MIMO sisteminin asimetrik kararlı gürültü altında ($N_t = N_r = 4$), β'ya bağlı hata olasılığı, ($\alpha = 1.1,\ \sigma = 1,\ \sigma_{int} = 1$)



Şekil. 5. MIMO sisteminin asimetrik kararlı gürültü altında ($N_t = N_r = 4$), σ_{int}'e bağlı hata olasılığı, ($\alpha = 1.1,\ \sigma = 1,\ \beta_{int} = -\beta$)

II. SONUÇ

Bu çalışmada asimetrik α −kararlı dağılım altında MIMO sisteminin hata olasılığı başarımı asimetri ve $GSNR$ değerlerine bağlı olarak analiz edilmektedir. Kanaldaki kararlı gürültü simetriden uzaklaştıkça hata olasılığının yükseldiği ve kanaldaki dürtüsellik azaldıkça (α arttıkça) asimetri parameteresinin etkisinin azaldığı gözlenmektedir.

Asimetri parametresinden kaynaklanabilecek hata olasılığı başarımındaki zayıflık, bu çalışmada önerilen, ters asimetriye sahip maksatlı gürültü eklenmesi ile giderilmektedir. Maksatlı gürültünün eklenmesi sonucu toplam gürültü simetrik davranış göstermekte stokastik rezonans olayı gözlenmektedir. Kanaldaki gürültünün asimetri değeri biliniyor olduğu varsayılsa da maksatlı gürültü σ_{int} ile asimetri parametresi β_{int} değerlerinin uygun seçimi sonucu stokastik rezonans değerine ulaşılabilir.

KAYNAKLAR

[1] Goldsmith A., "*Wireless Communications*", Cambridge University Press, 2005.

[2] Zhu X., Murch R. D., "*Performance Analysis of Maximum Likelihood Detection in MIMO Antennas System*", IEEE Trasnactions on Communications, vol. 50, 2, pp. 187-191, 2002.

[3] Mahmood A., Chitre M., Armand M., "*On Single-Carrier Communication in Additive White Symmetric Alpha-Stable Noise*", IEEE Trans. on Comm., 62 (10): 3584-3599, 2014.

[4] Wang J:, Kuruoglu E. E, Zhou T., "*Alpha-Stable Channel Capacity*", IEEE Comm. Letters, vol 15, 10, 1107-1109, 2011.

[5] Fahs J., Abou-Faycal I. , "*On The Capacity of Additive White Alpha-Stable Noise Channels*", IEEE Int. Symp. On Information Theory Proceedings2012, pp. 294-298, 2012.

[6] Le D.A., Vu H. V., Ranjbar M., Tran N., Karacolak T., Hoang T. M., "*On The Capacity and energy Efficiency of Non-Coherent Rayleigh Fading Channels with Additive Gaussian Mixture Noise*", IET Communications, vol. 10, 18, pp. 2507-2515, 2016.

[7] Freitas M. L., Egan M., Clavier L., Goupil A., Peters W., Azzaoui N., "*Capacity Bounds for Additive Symmetric Alpha-Stable Noise Channels*", IEEE Trans. Information Theory, vol. 63, 8, pp. 5115-5123, 2017.

[8] Egan M., Clavier L., Freitas M., Dorville L., Gorce J. M., Savard A., "*Wireless Communication in Dynamic Interference*", GLOBCOM, pp. 1-6, 2017.

[9] Samorodnitsky, G. & Taqqu, M., *Stable Non-gaussian Random Processes*, Chapman & Hall, Florida, USA, 1994.

[10] Swami A., Sadler B. M., "*On Some Detection and Estimation Problems in Heavy-Tailed Noise*", Signal Processing, 82, 1829-1846, 2002.

[11] Sureka, G., Kiasaleh, K., "*Sub-Optimum Receiver Architecture for AWGN Channel with Symmetric Alpha-Stable Interference*", IEEE Trans.on Comm., 61 (5): 1926-1935, 2013.

[12] Proakis J. G., Salehi M., Bauch G., "*Contemporary Communication Systems using Matlab*", Third Edition, Cengage Learning, 2013.

[13] Zeng W. J., So H. C., Zoubir A, "*An Lp Norm Minimization Approach to Time Delay Estimation in Impulsive Noise*", Digital Signal Processing, Vol. 23, pp. 1247-1254, 2013.

Kapalı Mekan Görünür Işık Haberleşmesi için CSK Modülasyonunun Çokyollu Kanal Şartlarında İncelenmesi

Mehmet Ali Küçük*◇ , Kadir Türk*, Cenk Albayrak*
*Karadeniz Teknik Üniversitesi, ◇Gümüşhane Üniversitesi
{mehmetalikucuk, kadir, albayrak.cenk}@ktu.edu.tr

ÖZET

Görünür ışık haberleşmesi (Visible Light Communication, VLC), görünür banttaki ışığı aydınlatmanın yanında haberleşme için de kullanan bir teknolojidir. VLC'nin kırmızı-yeşil-mavi ışık yayan diyotlar (RGB LED'ler) üzerinden kapalı mekanlarda kullanılması durumunda aydınlatma şartlarının sağlanabilmesi için IEEE 802.15.7 standardı renk kaydırmalı anahtarlama (Color Shift Keying, CSK) modülayonunu tanımlamıştır. CSK modülasyonunun kapalı mekanlarda yüksek anahtarlama hızlarında uygulanması, simgeler arası girişimin (ISI) baskın hale gelmesine neden olmaktadır. Diğer taraftan kapalı mekanın içerisinde beyazdan farklı renkte nesnelerin bulunması durumu, alıcı tarafta renk dengesizliklerini meydana getirmektedir. Bu çalışmada, aydınlatma şartlarının sağlandığı kapalı mekan VLC-CSK sistemlerinde, sistem başarımını olumsuz yönde etkileyen ISI ve renk dengesizliği problemleri incelenmiş olup, sistem başarımını iyileştirmek amacıyla yeni bir kanal denkleştirici yapısı önerilmiştir. Elde edilen sayısal sonuçlar, önerilen denkleştirici yapısının ISI ve renk dengesizliği problemlerine etkili bir çözüm sunduğunu göstermiştir.

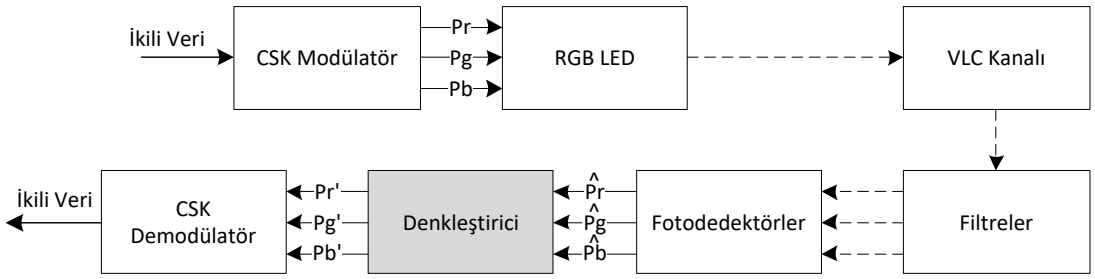
1 GİRİŞ

Görünür ışık haberleşmesi (Visible Light Communication, VLC), yaklaşık olarak 400 THz'lik oldukça geniş lisanssız bir bandı kullanabilen, elektromanyetik girişime neden olmayan, düşük maliyetli, az enerji tüketen ve yüksek veri güveliğine sahip haberleşme sistemlerinin gerçeklenebilmesine olanak sağlayan bir teknolojidir. Bu özelliklerinden dolayı VLC, mevcut sistemler için iyi bir alternatif olabilecek ya da tamamlayıcı rol üstlenebilecek bir teknoloji olarak öne çıkmaktadır [1, 2, 3].

VLC sistemleri, verici olarak LED'lerin, alıcı olarak ise foto-dedektörlerin kullanıldığı ve LED'lerin çok hızlı anahtarlaması sonucunda hem aydınlatmanın hem de haberleşmenin gerçekleştirilebildiği sistemlerdir. Özellikle oda içi haberleşme uygulamalarında, IEEE 802.15.7 standardına [4] göre VLC sistemlerinin, haberleşme ile birlikte aydınlatma şartlarını da (sabit renk ve sabit şiddet) sağlaması gerekmektedir. Aydınlatma için genellikle tercih edilen beyaz renkli ışık LED'ler kullanılarak iki farklı yöntem ile üretilmektedir. Birinci yöntemde mavi LED'lerin üzeri fosfor ile kaplanarak beyaz ışık elde edilmektedir. Fakat bu yöntemde fosfor etkisinden dolayı anahtarlama hızı birkaç MHz ile sınırlıdır [2]. İkinci yöntemde ise kızmızı, yeşil ve mavi ışık yayan RGB LED'lerin birlikte kullanılması ile beyaz ışık elde edilir. RGB LED'ler kullanılarak aydınlatma şartlarının sağlanabilmesi amacıyla IEEE 802.15.7 standardında renk kaydırmalı anahtarlama (Color Shift Keying, CSK) modülasyonu tanımlanmıştır [4]. Bu modülasyonda RGB LED'ler ile üç banda ayrılan ışık spektrumu, bu bantların birbirine bağımlı bir şekilde modüle edilmesi ile birlikte haberleşme sonucundaki görünür ışığın sabit şiddetli ve istenilen sıcaklıkta beyaz renkli olması sağlanmaktadır.

Verici olarak kullanılan LED'lerin Elektrik-Optik (E-O) bant genişlikleri haberleşme hızı açısından büyük önem taşımakta olup, E-O bant genişliğinin arttırılmasına yönelik çalışmalar yapılmaktadır [5, 6, 7]. Bant genişliğindeki bu artış haberleşme hızını olumlu yönde etkilese de yüksek hızlara çıkıldıkça çok yolluluğun, yani semboller arası girişimin (Intersymbol Interference, ISI) etkisi artmaktadır [8]. Buna ek olarak, CSK modülasyonu gibi haberleşmenin farklı kanallardan paralel olarak gerçekleştirildiği bir sistemde, kanallar arasında oluşabilecek dengesizlikler haberleşme performansını olumsuz açıdan etkileyecektir [9]. Kapalı mekan VLC-CSK sistemlerinde odanın duvar rengi, R, G ve B kanallarını farklı şekillerde etkileyecek olup, bunun sonucunda ise kanal dengesizliği ortaya çıkabilecektir. Dolayısıyla, CSK modülasyonu kullanılarak yüksek haberleşme hızlarına çıkılabilmesi ve pratik uygulamalarının gerçeklenebilmesi için ISI ve çoklu renk dengesizliği problemlerinin çözülmesi gerekmektedir.

ISI etkisini ortadan kaldırabilmek için radyo frekansı haberleşme sistemlerinde kullanılan dikgen frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) ve denkleştirici (equalizer) yöntemlerinin, VLC sistemlerine uygulanabilir hale getirilmesi gerekmektedir. OFDM tekniğinin VLC sistemlerinde kullanılabilmesi için optik dikgen frekans bölmeli çoğullama (Optical OFDM, O-OFDM) yöntemi [10] geliştirilmiştir. Fakat, bu yöntemin CSK modülasyonuna uygulanmasında temel bir problem bulunmaktadır. OFDM tekniğinde kullanılan ters hızlı fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) işlemi sonucunda oluşan rastgele semboller nedeniyle, VLC-CSK sistemleri için gerekli



Şekil 1: CSK-Denkleştirici sistemi blok diyagramı

olan aydınlatma şartları sağlanamamaktadır. O-OFDM yönteminin CSK ile kullanımına yönelik yapılan [11] numaralı çalışmada aydınlatma şartları sembol sayısı çok olan CSK modülasyonlarında sağlanmasına rağmen 4-CSK ve 8-CSK'da sağlanamadığı rapor edilmiştir. Denkleştirici kullanımında ise kanalın bozucu etkileri alıcı tarafta doğrusal (Linear) veya karar geri beslemeli (Disicion Feedback, DFE) gibi farklı yapılar ve bu yapılar ile kullanılan farklı algoritmalar yardımıyla giderilmeye çalışılmaktadır [12]. Bu yöntemde işlemler alıcı tarafta gerçekleştirildiğinden dolayı hem CSK modülasyonunu sağlamış olduğu aydınlatma şartları korunmakta hem de kanalın bozucu etkileri düzeltilebilmektedir. Yapılan literatür araştırmalarında CSK modülasyonu için denkleştirici kullanımının ve çoklu renk dengesizliği etkilerinin incelenmediği görülmüştür.

Bu çalışmada, kapalı mekan VLC-CSK sistemlerinde ISI ve çoklu renk dengesizliği etkileri incelenmiş olup, söz konusu bozucu etkileri ortadan kaldırabilmek için CSK'ya uygun olarak LMS ve RLS algoritmalarını kullanan karar geri beslemeli bir denkleştirici yapısı önerilmiştir. Anahtarlama hızları ISI'ya neden olacak kadar yüksek seçilerek, duvarları farklı renklerde olan kapalı mekanlar için benzetim çalışmaları yapılmış ve önerilen denkleştirici yapısının başarımları elde edilmiştir.

Çalışmanın bundan sonraki bölümlerinde sırasıyla önerilen sistem modeli, yapılan benzetin çalışmaları ve elde edilen sonuçlar verilmiş olup, son bölümde ise sonuçlar irdelenmiştir.

2 SİSTEM MODELİ

Bu bölümde ilk olarak CSK modülasyonu genel hatlarıyla anlatılmış, daha sonra oluşturulan kanal modeli açıklanmış ve son olarak önerilen denkleştirici yapısı anlatılmıştır. CSK modülasyonu ile birlikte kullanılması önerilen denkleştiricili sistemin blok diyagramı Şekil 1'de görülmektedir.

2.1 CSK MODÜLASYONU

IEEE standardına göre [4] görünür ışık spektrumu 7 farklı banda bölünmüştür. CSK modülasyonunda aydınlatma şartlarının sağlanabilmesi için bu badların 9 farklı kombinasyonu kullanılabilir. Kullanılan kombinasyona göre farklı sıcaklıkta beyaz renkler oluşur. Şekil 2'de standartta belirtilen örnek bir bant kombinasyonu verilmiştir.

Şekil 2: IEEE standardında CSK için belirtilen (110, 010, 000) bant kombinasyonu [4]

CSK sembolleri seçilen kombinasyona göre oluşan üçgenin içerisine semboller arasındaki minimum öklid mesafesi maksimum olacak şekilde yerleştirilir. CIE 1931 renk uzayında M seviyeli sembol noktaları belirlendikten sonra (1), (2) ve (3) kullanılarak R, G ve B kanallarına ait optik güç yoğunluğu bilgisi elde edilir.

$$x = P_r x_r + P_g x_g + P_b x_b \quad (1)$$

$$y = P_r y_r + P_g y_g + P_b y_b \quad (2)$$

$$1 = P_r + P_g + P_b \quad (3)$$

Optik güç yoğunluğu bilgisi elde edildikten sonra gönderilecek semboller $s_l = [P_r, P_g, P_b]^T$, $(0 \leq l \leq M)$ şeklinde gösterilebilir. 8-CSK modülasyonunda örnek bir bant kombinasyonu için oluşan sembollerin optik güç yoğunluğu bilgileri Tablo 1'de görülmektedir. Bu sembollere göre oluşan veri RGB LED'ler aracılığıyla VLC kanal üzerinden alıcı sisteme gönderilirler.

Tablo 2. Simülasyon çalışmalarında kullanılan parametreler

Veri	$(x; y)$	P_r	P_g	P_b
000	0,324; 0,400	0	0,666	0,334
001	0,297; 0,200	0,111	0,279	0,610
010	0,579; 0,329	0,610	0,279	0,111
011	0,452; 0,136	0,5	0	0,5
100	0,402; 0,597	0	1	0
101	0,169; 0,007	0	0	1
110	0,513; 0,486	0,334	0,666	0
111	0,734; 0,265	1	0	0

Gerçekleştirilen simülasyonlarda ikili veri doğrudan optik güç yoğunluğuna dönüştürülerek modülasyon işlemi gerçekleştirilmiştir.

2.2 VLC KANAL MODELİ

VLC kanal modeli John R. Barry modeline göre oluşturulmuştur [13]. Bu modele göre oluşturulacak kanalın birim vuruş tepkesi (4)'de verildiği gibidir.

$$h(t) = \sum_{n=1}^{N_{LED}} \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t, \Phi_n) \tag{4}$$

Burada N_{LED} toplam LED sayısını, $h^{(k)}$ ise n. LED'in k. yansımasının tepkesini vermektedir. $h^{(k)}$ denklem (5) yardımıyla hesaplanır [13].

$$h^{(k)}(t, \Phi_n) = \int_S \left[L_1 L_2 \dots L_{k+1} \Gamma_n^{(k)} \times rect\left(\frac{\theta_{k+1}}{FOV}\right) \delta(t - \frac{d_1 + d_2 + \dots + d_{k+1}}{c}) \right] dA_{ref}, k \geq 1 \tag{5}$$

Denklemde yer alan L_k yol kayıplarını, $\Gamma_n^{(k)}$ yansıma kayıplarını, θ_{k+1} yansıyarak gelen ışının fotodedektöre geliş açısını, FOV fotodedektörün görüş açısını, d_k ise yansıma noktaları arasındaki mesafeyi temsil etmektedir.

Haberleşmenin yapılacağı odanın duvarlarının fiziksel özellikleri yansıma kayıplarını etkilemektedir. Bu kayıplar (6) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanır [13].

$$\Gamma_n^{(k)} = \int_\lambda \Phi_n(\lambda) \rho_1(\lambda) \rho_2(\lambda) \dots \rho_k(\lambda) d\lambda \tag{6}$$

Burada $\Phi_n(\lambda)$ LED'ın dalga boyuna göre yaydığı güç miktarı, $\rho_k(\lambda)$ ise yansıtıcı cisimlerin dalga boyuna göre yansıtma miktarıdır.

Kanal modelleri Tablo 2'de yer alan parametrelere göre oluşturulmuştur.

Tablo 2. Simülasyon çalışmalarında kullanılan parametreler

Parametreler	Beyaz Oda	Sari Oda	Yeşil Oda
Oda Boyutları	8x6x3m		
Alıcı Yüksekliği	0,8m		
LED Sayısı	6 adet 3x3 LED armatür		
LED	XLamb XM-L Color [14]		
Filtreler	BrightLine bandpass filtre [15, 16, 17]		
Yansıma Sayısı	2		
Duvar Rengi	Beyaz Alçı	Sarı [18]	Yeşil [19]

Tabloda görüldüğü gibi oda modelleri sadece duvar rengi açısından farklıdır ve bu durum John R. Barry modeline göre sadece yansıma kayıpları açısından farklılık oluşturur. Bu nedenle hesaplamaları kolaylaştırmak için CSK modülasyonunda kullanılacak beyaz, sarı ve yeşil oda modellerinin kırmızı, yeşil ve mavi kanal tepkeleri, Barry modeline göre beyaz LED ve beyaz renkli duvar kullanılarak oluşturulan kanal tepkesi [3] üzerinden (7), (8), (9) ve (10) bağıntıları yardımıyla elde edilmiştir.

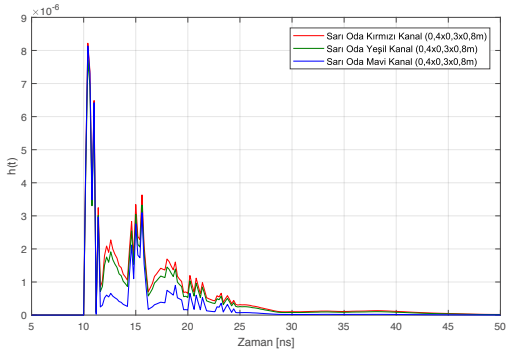
$$h_c^{(0)} = h_w^{(0)} \int_\lambda \frac{\Phi_{rgb} \rho_f}{\Phi_w} d\lambda \tag{7}$$

$$h_c^{(1)} = h_w^{(1)} \int_\lambda \frac{\Phi_{rgb} \rho_c \rho_f}{\Phi_w \rho_w} d\lambda \tag{8}$$

$$h_c^{(2)} = h_w^{(2)} \int_\lambda \frac{\Phi_{rgb} \rho_{cort} \rho_f}{\Phi_w \rho_{wort}} d\lambda \tag{9}$$

$$h_c(t) = h_w^{(0)} + h_w^{(1)} + h_w^{(2)} \tag{10}$$

Burada $h_w^{(n)}$ Barry modeline göre hesaplanmış kanal için, $h_c^{(n)}$ hesaplanacak kanallar için n. yansıma durumundaki kanal tepkesini; ρ_f kullanılan filtrenin geçirgenliğini; ρ_w hesaplanmış modeldeki duvarın, ρ_c hesaplanacak modeldeki duvarın yansıma katsayısını; ρ_{wort} hesaplanmış modeldeki, ρ_{cort} ise hesaplanacak modeldeki iki yansımalı durum için ışınların izledikleri yolların yansıma kayıplarının ağırlıklı ortalamasını temsil etmektedir. Buna göre oluşturulan sarı oda modelinin örnek bir kanal tepkesi Şekil 3'te görülmektedir.



Şekil 3: RGB kanal tepkeleri (0,4x0,3x0,8 konumunda)

Görüldüğü gibi duvarların sarı renkli olması mavi kanalın daha çok zayıflamasına ve bunun sonucunda kanallar arası dengesizliğin oluşmasına neden olmaktadır. Ayrıca örnek olarak verilen kanal tepkesinde kanalın gönderilen işareti yaklaşık olarak 35ns yaydığı görülmektedir. Bu durumda 28,5MHz anahtarlama hızının üzerine çıkıldığında ISI etkisi görülmeye başlayacaktır.

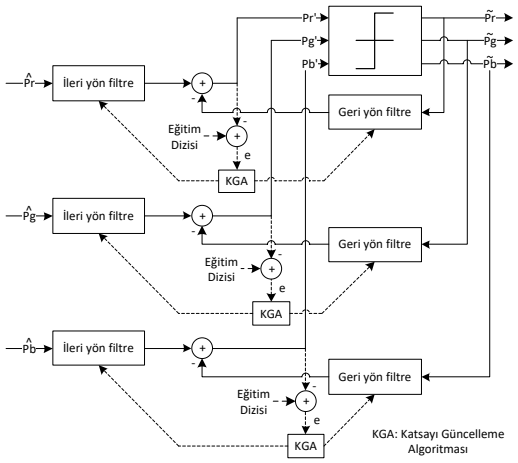
Bu durumda oluşturulan modeldeki örnek noktada 28,5MHz anahtarlama hızının altındaki haberleşmede VLC kanalı AWGN kanal gibi davranır. AWGN kanal etkisi olduğu durumda alınan işaret (11)'de verildiği gibidir.

$$\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{P}_r \\ \hat{P}_g \\ \hat{P}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_r \\ P_g \\ P_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_r \\ \eta_g \\ \eta_b \end{bmatrix} \tag{11}$$

Burada $\hat{s}$ alınan işaret, η_r, η_g ve η_b ise her birinin varyansı σ^2 olan beyaz gürültüdür. Anahtarlama hızı 28,5MHz'in üzerine çıktığında ise ISI etkisinden dolayı alınan işaret (12)'de verildiği gibi hesaplanmalıdır [12].

$$\hat{s_i} = \begin{bmatrix} \hat{P}_r \\ \hat{P}_g \\ \hat{P}_b \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{n-1} h_k s_{i-k} + \begin{bmatrix} \eta_r \\ \eta_g \\ \eta_b \end{bmatrix} \tag{12}$$

Burada $\hat{s_i}$ alınan i. sembol, h_k ise kanal katsayılarıdır.



Şekil 4: CSK Denkleştirici yapısı

2.3 DENKLEŞTİRİCİ YAPISI

Denkleştiriciler kanalın oluşturduğu bozucu etkilerin giderilmesi için oluşturulmuştur. CSK modülasyonu için önerilen denkleştirici yapısı Şekil 4'de verilmiştir. Bu çalışmada kullanılan karar geri beslemeli denkleştiricinin çıkışındaki işaret (13) numaralı denklemde verişmiştir [12].

$$s_i{}' = \begin{bmatrix} P_r{}' \\ P_g{}' \\ P_b{}' \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{N_1} c_k \hat{s}_{i-k} + \sum_{k=-N_2}^{-1} c_k \tilde{s}_{i-k} \qquad (13)$$

Burada $N_1 + 1$ ve N_2 sırasıyla denkeştiricinin ileri yön ve geri yön filtrelerinin dal sayısı, c_k denkleştirici katsayıları, $\tilde{s}_i$ ise denkleştirici çıkışındaki i. sembolün kestirilmiş halidir. Burada denkleştirici katsayılarının kanala göre uygun olarak belirlenmesi gerekmektedir. Bunun için öğrenme dizileri ve öğrenme algoritmaları kullanılır. Ortalama karesel hataya göre katsayı güncellemesi yapan LMS algoritmasının katsayıları güncelleme bağıntısı (14)'de verildiği gibidir [12].

$$c_k(n) = c_k(n-1) + \mu e^*(n) v_k(n) \qquad (14)$$

Burada μ katsayıların güncellenme hızı ve kararlılığını belirleyen adım büyüklü, e denkleştirici çıkışındaki kestirim hatası, v_k ise denkleştiricinin k. dalının girişindeki işarettir.

LMS algoritmasının işlem yükü az olmasına rağmen öğrenme hızı oldukça düşüktür. Öğrenme hızını arttırmak için karmaşıklığı daha yüksek algoritmalar geliştirilmiştir. Bunlardan biri de özyinelemeli en küçük kareler (recursive least square, RLS) algoritmasıdır. Bu algoritma için katsayı güncelleme bağıntısı (15) numaralı denklemde verilmiştir [12].

$$c_k(n) = c_k(n) + k_k(n) e^*(n) \qquad (15)$$

Burada $k_k(n)$ kalman katsayısı olarak adlandırılır ve (16), (17) denklemleri yardımıyla hesaplanır [12].

$$k_k(n) = \frac{R^{-1}(n-1) v_k(n)}{\omega + v_k^T(n) R^{-1}(n-1) v_k(n)} \qquad (16)$$

$$R^{-1}(n) = \frac{R^{-1}(n-1) - k_k(n) v_k^T(n) R^{-1}(n-1)}{\omega} \qquad (17)$$

Denklemlerde $R^{-1}(n)$ NxN boyutunda bir matris, ω ise algoritmanın kanal takip yeteneğini ve kararlılığını etkileyen unutma faktörüdür.

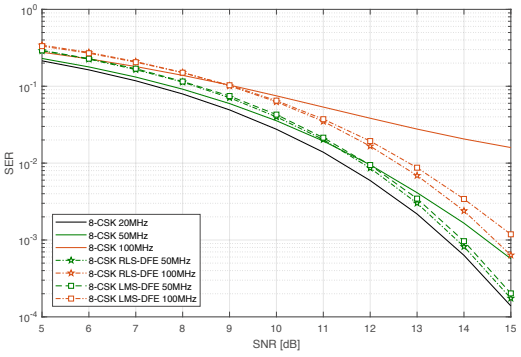
Bu çalışmada kullanılan denkleştiricilerin ileri yönde 6 adet, geri yönde ise 3 adet dal sayısı vardır. Eğitim seviyesinin en yüksek düzeyde olması için LMS algoritmasında 1000 sembollük eğitim dizisi için 0,04 adım büyüklüğü, RLS algoritması için ise 300 sembollük eğitim dizisi için 0,999 unutmak faktörü seçimleri yapılmıştır.

Denkleştirici yardımıyla kanalın bozucu etkileri giderildikten sonra oluşan işaret CSK demodülatörü ile ikili veriye dönüştürülerek haberleşme tamamlanır.

3 SAYISAL SONUÇLAR

Bu bölümde denkleştiricilerin CSK modülasyonundaki performansının incelenmesi için gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları anlatılmış ve sayısal sonuçlar verilmiştir. Yapılan çalışmada öncelikle ISI ve çoklu renk dengesizliği etkilerinin ayrı ayrı, daha sonra ise birlikte incelenmiştir.

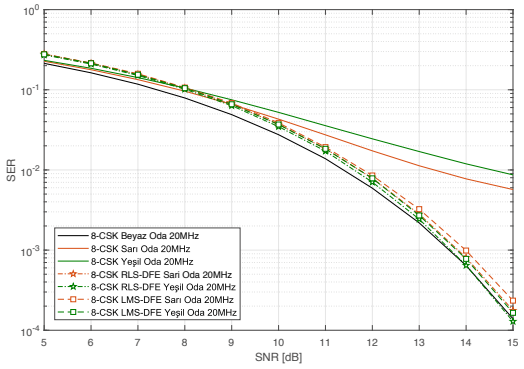
ISI etkileri anahtarlama hızına göre ortaya çıktığından dolayı 20, 50 ve 100MHz anahtarlama hızlarındaki haberleşme beyaz oda modelinde gerçekleştirilmiştir. Bu etkilerin görüldüğü 50 ve 100MHz anahtarlama hızlarında denkleştirici kullanılarak oluşan performans artışı incelenmiştir. Şekil 5'de ISI etkisinin incelenmesi için gerçekleştirilen simülasyonun sonuçları görülmektedir.



Şekil 5: Farklı anahtarlama hızlarındaki CSK performansı

Görüldüğü gibi anahtarlama hızı arttığında sembol hata oranı ciddi oranda artmaktadır. Denkleştirici kullanımı 15dB SNR değerinde sembol hata oranını 50MHz anahtarlama hızında LMS ve RLS algoritmaları yaklaşık 5dB, 100MHz anahtarlama hızında ise sırasıyla 11,28dB ve 13,99dB kazanç sağlamıştır.

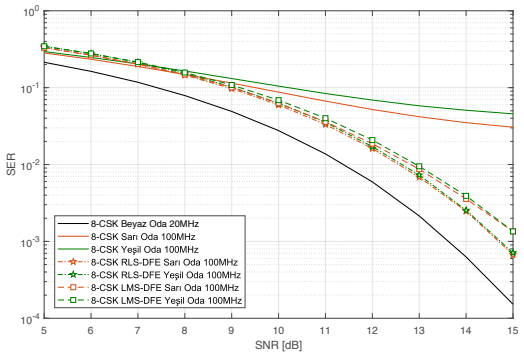
Çoklu renk dengesizliği etkileri ise farklı renklerdeki duvarlar nedeniyle oluştuğundan dolayı haberleşme beyaz, sarı ve yeşil oda modellerinde ISI etkisinin minimum olduğu 20MHz anahtarlama hızında gerçekleştirilmiştir. Bu etkilerin incelenmesi için gerçekleştirilen simülasyonun sonuçları Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: Duvarları farklı renkli odalarda CSK performansı

Buna göre sarı ve yeşil renkli odalarda sembol hata oranının beyaz renkli odaya göre oldukça düştüğü görülmektedir. Denkleştirici kullanımında 15dB SNR değerinde LMS ve RLS algoritmaları sarı odada sırasıyla olarak 13,86 ve 15,1dB, yeşil odada ise yaklaşık olarak 18dB kazanç sağlanarak beyaz odada gerçekleştirilen sembol hata oranına ulaşılmıştır.

Son olarak ISI ve çoklu renk dengesizliği bozucu etkileri birlikte incelenmiştir. Bu durumda oluşan sonuçlar Şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 7: ISI ve çoklu renk dengesizliği etkileri altında CSK performansı

Denkleştirici kullanımının bozucu etkileri giderme miktarına bakıldığında 15dB SNR değerinde LMS algoritmaları yaklaşık olarak 14dB, RLS algoritmaları ise yaklaşık olarak 17dB kazanç sağladığı görülmektedir.

4 SONUÇLAR

Bu çalışmada CSK modülasyonunda LED anahtarlama hızından kaynaklı ISI etkileri ve haberleşmenin gerçekleştirileceği odanın duvar renginden kaynaklı dengesiz kanal etkileri incelenmiş ve denkleştirici kullanımının bu etkileri giderme miktarları incelenmiştir. Örnek olarak seçilen sarı ve yeşil renkli odalarda haberleşme performansının beyaz odaya göre düştüğü görülmüştür. Kanalın oluşturduğu ve günlük hayatta yapılacak uygulamaların önünde engel oluşturan bu bozucu etkilerin önerilen denkleştirici yapısı kullanılarak giderilebileceği görülmüştür. Sonraki çalışmalarda farklı yapılardaki denkleştiriciler incelenerek performans karşılaştırmaları gerçekleştirilebilir.

KAYNAKÇA

[1] T. Komine and M. Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights," in IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 50, no. 1, pp. 100-107, Feb. 2004.

[2] C. W. Chow, C. H. Yeh, Y. F. Liu and Y. Liu, "Improved modulation speed of LED visible light communication system integrated to main electricity network," in Electronics Letters, vol. 47, no. 15, pp. 867 -868, 21 July 2011.

[3] C. Albayrak and K. Turk, "Rate adaptive system for visible light communications," 2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Barcelona, 2017, pp. 200-203.

[4] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.7: Short-Range Optical Wireless Communications," in IEEE Std 802.15.7-2018 (Revision of IEEE Std 802.15.7-2011) , vol., no., pp.1-407, 23 April 2019

[5] J. -. Shi, J. -. Sheu, C. -. Chen, G. -. Lin and W. -. Lai, "High-Speed GaN-Based Green Light-Emitting Diodes With Partially n-Doped Active Layers and Current-Confined Apertures," in IEEE Electron Device Letters, vol. 29, no. 2, pp. 158-160, Feb. 2008.

[6] C. Liao, C. Ho, Y. Chang, C. Wu and M. Wu, "High-Speed Light-Emitting Diodes Emitting at 500 nm With 463-MHz Modulation Bandwidth," in IEEE Electron Device Letters, vol. 35, no. 5, pp. 563-565, May 2014.

[7] J. Shi, K. Chi, J. Wun, J. E. Bowers, Y. Shih and J. Sheu, "III-Nitride-Based Cyan Light-Emitting Diodes With GHz Bandwidth for High-Speed Visible Light Communication," in IEEE Electron Device Letters, vol. 37, no. 7, pp. 894-897, July 2016.

[8] Andreas F. Molisch, "Technical Challenges of Wireless Communications," in Wireless Communications , , IEEE, 2011, pp.

[9] P. Chambers, C. Downing and H. Baher, "Comparison of MIMO communications systems based on experimentally observed unbalanced and balanced transmission line channels," 2008 Loughborough Antennas and Propagation Conference, Loughborough, 2008, pp. 165-168.

[10] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," in Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 3, pp. 189-204, Feb.1, 2009.

[11] Z. Lin, M. Jiang and H. Tan, "Constellation Design for Complex Colour Shift Keying Aided Optical OFDM Systems," 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Chicago, IL, USA, 2018, pp. 1-5.

[12] Andreas F. Molisch, "Equalizers," in Wireless Communications , , IEEE, 2011, pp.343-361

[13] K. Lee, H. Park and J. R. Barry, "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications," in IEEE Communications Letters, vol. 15, no. 2, pp. 217-219, February 2011.

[14] https://www.cree.com/led-components/products/xlamp-leds-arrays/xlamp-xm-l-color, XLamp XM-L Color, 02 October 2019.

[15] https://www.semrock.com/FilterDetails.aspx?id=FF01-629/56-25, 629/56 nm BrightLine® single-band bandpass filter, 02 October 2019.

[16] https://www.semrock.com/FilterDetails.aspx?id=FF01-540/80-25, 540/80 nm BrightLine® single-band bandpass filter, 02 October 2019.

[17] https://www.semrock.com/FilterDetails.aspx?id=FF02-447/60-25, 447/60 nm BrightLine® single-band bandpass filter, 02 October 2019.

[18] https://www.shepherdcolor.com/products/technical-data/YL0030C119/, Technical Data information for YL0030C119, 02 Ekim 2019.

[19] https://www.shepherdcolor.com/products/technical-data/GR0223/, Technical Data information for GR0223, 02 Ekim 2019.

İki Bantlı Frekans Transformasyonu ile İki Bantlı RF Devre Tasarımları

Serkan Yıldız[1], Ahmet Aksen[2], Sedat Kılınç[3], Sıddık B. Yarman[4]

[1]*Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu, 74 41470 Kocaeli, Türkiye*
yildiz.serkan@tubitak.gov.tr
[2]*Işık Üniversitesi, 34980 Istanbul, Türkiye*
ahmet.aksen@isikun.edu.tr
[3,4]*İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa, 34320 Istanbul, Türkiye*
sedat.kilinc@istanbul.edu.tr, yarman@istanbul.edu.tr

Özet

Bu çalışmada ikili bantlı frekans transformasyonu kullanılarak RF filtre ve empedans uyumlaştırma devreleri tasarımı tanıtılmaktadır. İkili bantta devre tasarımı için literatürde iyi bilinen Alçak Geçirenden Band Geçirene (AG-BG) transformasyonunun ardışıl uygulanması ile türetilen yeni bir Alçak Geçirenden İki Bantlı Geçiren (AG-İG) transformasyonu ve bunun uygulamaları çalışılmıştır. Bu transformasyon Alçak Geçiren (AG) bir prototip filtreye uygulandığında sonuç İG filtre olacaktır. Buna ek olarak prorotip devrenin, iyi bilinen Reel Frekans Teknikleri (RFT) ile entegre edilerek empedans uydurma uygulamaları için optimize edilmesi ile iki bantlı empedans uydurma devreleri tasarlanabilmektedir. Bu kapsamda iki bantta filter tasarımı ve anten empedans uydurma devresi tasarımları sunulmuştur.

1. Giriş

Çok bantlı RF ve mikrodalga devrelerle ilgili son zamanlarda bir çok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalarda temelde RF devrelerin birden fazla bantta çalışabilmesi hedeflenmiştir [1]. Problem genel olarak iki farklı yaklaşımla çözüm önermişlerdir. İlk olarak spesifik problemlere operasyonel çözüm odaklı özel yapılar kullanılarak çoklu bant gerçeklemeleri gösterilmiştir [2,3]. İkinci yaklaşımda, analitik olarak sorunun çözümü incelenmiştir. Çok bantlı iki kapılı devrenin empedans fonksiyonu ile veya saçılım parametreleriyle tanımlanması mümkündür [4,5]. Ancak tanımlanan devrenin sentezlenmesi birçok durumda mümkün değildir [5, 6].

Analitik yaklaşımın diğer bir yöntemi ise, frekans transformasyonu tabanlı yaklaşımdır. Bu yöntemde seçilen bir prototip devre üzerine uygulanan frekans transformasyonu ile çok bantlı devrenin analitik ifadesine erişilir. Devrenin sentezlenmesi ise prototip devrenin herbir elemenına uygulanan seçili transformasyonla elde edilir. Bu yöntemde çok bantlı devrenin analitik tanımı tam olarak elde edilebilir ve sentezi belirli bir kompleksiteye kadar mümkündür.

Literatürede birçok çok bantlı frekans transformasyonu önerilmiştir [7-11]. Çok bantlı devrenin sentezi için ise farklı çalışmalar yapılmıştır [4,5]. Frekans transformasyonunun parametrik ifadesinin, istenilen çok bantlı devrenin bant karakteristiği ile berlilenmesi istenin bir durumdur. Fakat önerilen birçok frekans transformasyonu buna izin vermez [11].

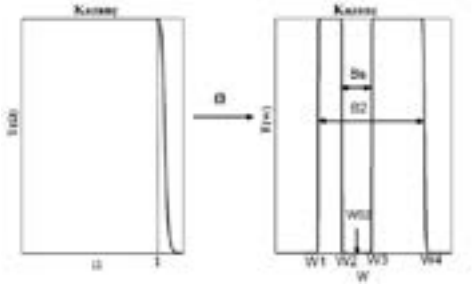
İki bantlı frekans transformayonu, [9] çalışmasında iki bantlı kazanç fonksiyonu karakteristiğinin parametreleri ile tanımlanarak, gerekli ve yeterli denklemler verilmiştir. Bu çalışmanın filtre, pasif ve aktif yükler için empedans uydurma devrelerinde kullanılması mümkündür.

Bu çalışmada sunulan bu iki bantlı frekans transformasyonunun çeşitli uygulamaları ele alınmıştır. GMS900, UMTS/LTE bantları için iki bantlı bir filtre tasarım örneği incelenmiştir. Sierpinski bir anten için iki bantlı empedans uydurma devresinin, önerilen iki bantlı transformasyonu ile tasarımı gösterilmiştir.

İki bantlı frekans transformasyonunun elde ediliş yöntemi ve gerekli teorik analiz 2. Bölüm'de verilmiştir. İki bantlı filtre tasarım örneği 3. Bölüm'de verilmiştir. Bir empedans uydurma tasarım tekniği olan RFT 4. Bölüm'de verilmiştir. Devamında iki bantlı anten empedans uydurma örneği 5. Bölüm'de sunulmuştur.

2. İki Bantlı Frekans Transformasyonu

İki bantlı frekans transformasyonu, bilinen AG-BG transformasyonunun ardarda iki kez AG prototip kazanç fonksiyonuna uygulanması ile elde edilebilir [9]. Bu durumda birinci ve ikinci adımdaki transformasyonun parametrelerinin birbirleriyle ilişkilendirilmesi gerekmektedir. Böylece iki bantlı frekans transformasyonu, Şekil-1'de görüldüğü gibi iki bantlı devrenin köşe kesim frekansları cinsinden tek bir adımda ifade edilebilir [9].



Şekil-1. İki bantlı frekans transformasyonu

Normalize bir AG kazanç fonksiyonu, sanal Ω düzeleminden gerçek frekans düzelemine tek adımda Ω transformasyonu ile dönüştürülmektedir. Bu Ω trasformasyon fonksiyonunun düzenlenmiş hali (1)' de verilmiştir.

$$\Omega = \frac{1}{B_2 - B_S}\left(\frac{w^2 - w_{02}^2}{w}\right) - \frac{B_2 B_S}{B_2 - B_S}\left(\frac{w}{w^2 - w_{02}^2}\right) \qquad (1)$$
$$B_2 = w_4 - w_1, \quad B_S = w_3 - w_2$$

Burada B_2 iki bantlı kazanç karakteristiğinin en düşük en yüksek köşe kesim frekansları arasındaki farka eşittir. Birinci bandın üst köşe kesim frekansı ile ikinci bandın alt köşe kesim frekansı arasındaki fark B_s olarak ifade edilmiştir. Geometrik merkez frekans ise w_{02} ile ifade edilmiştir. Köşe kesim

frekansları $\{w_1, w_2, w_3, w_4\}$ arasında, aşağıdaki sınırlayıcı bağıntı bulunmaktadır.

$$w_{02} = \sqrt{w_1 w_4} = \sqrt{w_2 w_3}, \quad w_1 < w_2 < w_{02} < w_3 < w_4 \tag{2}$$

Bu bağıntılar ardışıl AG-BG transformasyonunun doğal bir sonucudur. Bağıntıdan da anlaşılacağı gibi, herhangi üç köşe kesim frekansı belirlendiğinde dördüncü köşe kesim frekansı bu bağıntı ile belirlenir.

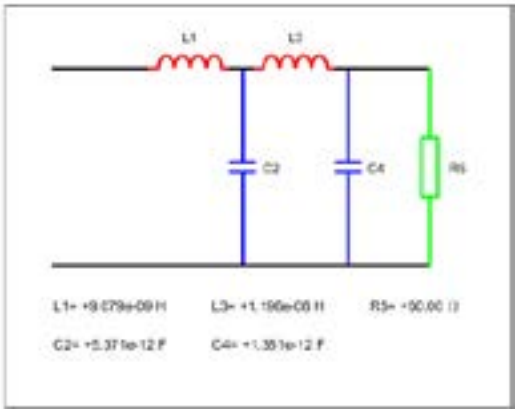
3. GSM900 ve GSM1800/UMTS Bantları için İki Bantlı Filtre Tasarımı

Bu bölümde GSM900 ve GSM1800/UMTS bantları için iki bantlı frekans transformasyonunu kullanarak iki bantlı bir filtre tasarımı ve uygulaması çalışması gösterilmektedir. Transformasyon parametreleri yukarıdaki bağıntılar kullanılarak ve bu iki bandı kapsayacak şekilde; birinci bant 0.85GHz-1.15GHz ve ikinci bant 1.7GHz-2.3GHz olarak belirlenmiştir.

Bu tanımlamalardan sonra Ω transformasyon fonksiyonu (3)'de verildiği gibidir.

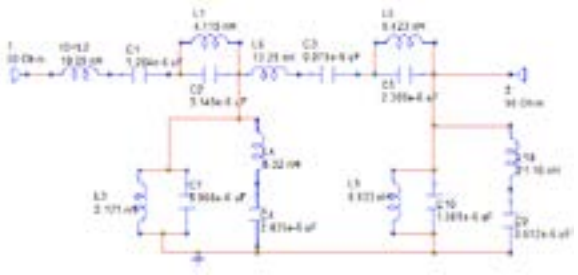
$$\Omega = \frac{1}{B_2 - B_S}\left(\frac{w^2 - w_{02}^2}{w}\right) - \frac{B_2 B_S}{B_2 - B_S}\left(\frac{w}{w^2 - w_{02}^2}\right)$$
$$B_2 = w_4 - w_1 = 1.45GHz, \quad B_S = w_3 - w_2 = 0.55GHz \tag{3}$$
$$w_{02} = 1.398GHz$$

İki bantlı frekans transformasyonu belirlendikten sonra, Şekil-2'de görülen 4. dereceden bir AG devre üzerine bu transformasyon uygulanmıştır.



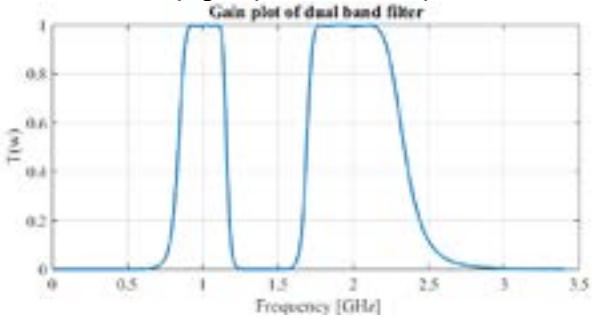
Şekil-2. AG prototip devresi

AG prototip devresindeki herbir elemana (3)'de verilen transformasyon uygulanarak iki bantlı devre sentezlenmiştir. Burada herbir reaktansın iki bantlı devredeki karşılığı seri ve paralel rezonatör yapılarından oluşmaktadır [8]. Sonuç olarak elde edilen ideal iki bantlı devre Şekil-3'te verilmiştir.



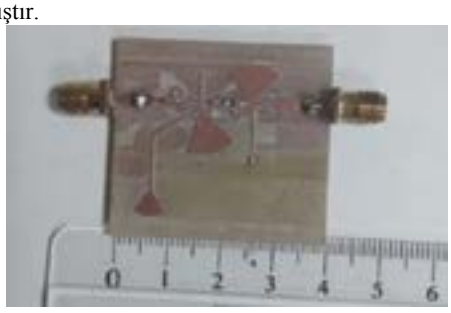
Şekil-3. AG devreden transforme edilmiş iki bantlı ideal filtre devresi

Bu devrenin kazanç eğrisi Şekil-4'te verilmiştir.



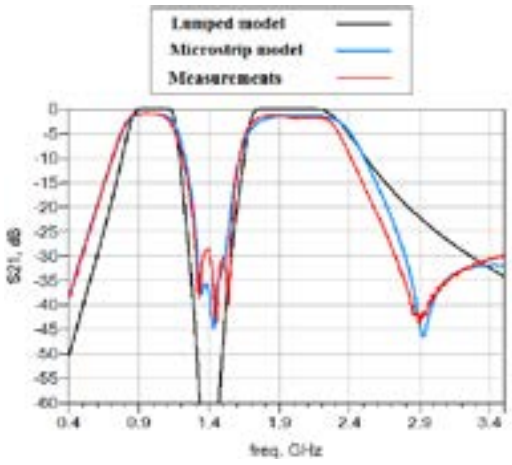
Şekil-4. İki bantlı filtrenin kazanç karakteristiği

Sentezlenen bu devre toplu devre parametreli ideal elemanlardan oluşmaktadır. Bu devre elemanlarının herbirinin ticari olarak elde edilmesi mümkün değildir. Bu yüzden devrenin gerçeklemesi, bazı elemanları mikrostrip eşdeğerlerine dönüştürülmesi [12] ile mümkün olabilmektedir. Bu yolla elde edilen ve toplu devre parametreli elemanlarla mikrostrip elemenları içeren karmaşık devre gerçeklemesi Şekil-5'te verilmiştir. Burada devre, kalınlığı 1.6mm, dielektrik geçirgenliği 4.4 olan bir FR4 dielektrik malzeme üzerine uygulanmıştır.

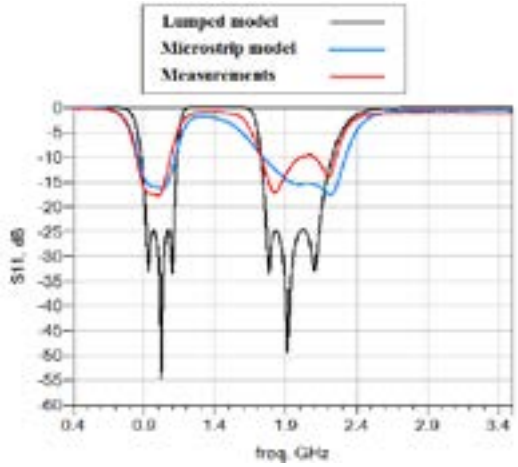


Şekil-5. Uygulanan iki bantlı filtre devresi

Yukarıdaki devre, Rohde&Schwarz ZVB14 VNA'sı ile ölçülmüştür. Devrenin S21 ve S11 karaktersitiklerinin ideal devreninki ile karşılaştırması sırasıyla Şekil-6 ve Şekil-7'de verilmiştir.



Şekil-6. Uygulanan ve ideal filtrelerin S21 karakteristikleri



Şekil-7. Uygulanan ve ideal filtrelerin S11 karakteristikleri

Yukarıdaki grafiklerden görüldüğü gibi tasarlanan ideal devre ile uygulanan devrenin karakteristikleri birbirleriyle örtüşmektedir.

İki bantlı devreler için uygulanan bu yöntem sayesinde istenilen iki bantlı filtreler tasarlanabilir. Bu devrelerin uygulaması ise karmaşık, mikrostrip veya kavite yapılarıyla mümkündür.

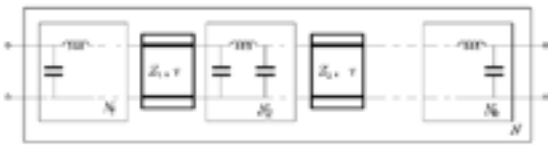
4. Reel Frekans Tekniği ve İki Bantlı Empedans Uyumlaştırma Uygulamaları

Mikrodalga ve RF sistemlerin alt üniteleri arasında etkin bir sinyal/güç alışverişine ihtiyaç vardır. Bunun ise ilk bakışta ancak herbir ünitenin pasif veya aktif devre modelinin üretilmesiyle yapılabileceği düşünür. Fakat bu yöntem zaman alıcı ve etkin olmayan bir yöntemdir. Zira modellenecek devre için en uygun topolojinin ne olduğu ve bunun optimizasyonu, içinde birçok sorunu barındırır. Bunun yerine literatürde iyi bilinen diğer bir yöntem olan ve 1977 yılında Carlin tarafından önerilen Reel Frekans Tekniği (RFT) [13], sadece bu ünitelerin gerçek frekanslarda ölçülmüş empedans değerlerine ihtiyaç duyar. Bu teknikte empedans uydurma devresi topolojisine başta karar verilir istenilen kazanç-bantgenişliği üzerinden eleman değerleri optimize edilir.

Devam eden çalışmalarda yarı analitik reel frekans teknikleri önerilmiştir. Bunlardan en önemlisi Fettweis tarafından önerilmiştir [14]. Bu yöntemde empedans uydurma devresinin çalışma noktası (driving-point) empdansının parametrik tanımı kısmi kesirler açılımı olarak geliştirilmiştir. Sonrasında empedansın kutuplarını tanımlayan terimler yük ve/veya kaynak empedans datasına göre kazanç-bantgenişliği üzerinden optimize edilmiştir.

Diğer bir önemli yöntem ise Carlin ve Yarman tarafından önerilmiştir [15]. Bu yöntemde empedans uydurma devresi saçılma parametrelerinin polinom katsayısı şeklinde ifade edilmiş ve polinom katsayıları istenilen kazaç-bant genişliğinde empedans uydurma problemine göre optimize edilmiştir. Bu yöntem kaskat yapıların sentezinde büyük kolaylık sağlamıştır.

Aksen ve Yarman [16] ise ayrık ve toplu devre parametreli elemanları içine alan karışık devre topolojilerini RFT tekniği üzerinden ele almış ve bu yapıların kaskat realizasyonu için önemli formülasyonlar ve tasarımlar geliştirmişledir. Şekil 8'de görüldüğü gibi transmisyon hatları ve toplu devre parametreli (lumped) elemanlar kaskat kullanılmıştır. Bu tip bir realizasyon sadece toplu devre parametreli veya sadece ayrık devre parametreli (distributed) elemanların kullanıldığı empedans uydurma devrelerine göre birçok üstünlüğü vardır.



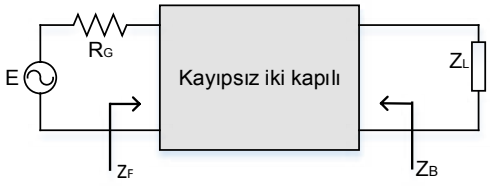
Şekil-8. Kaskat ayrık ve toplu devre parametreli devre yapısı

Tüm bu çalışmalarla RFT tekniği empedans uydurma yöntemleri içinde yarı analitik, uygulaması kolay ve anlamlı sonuç üreten bir teknik halini almıştır. Ayrıca bu teknik geniş bant empedans uydurma devresi sentezi için başat yöntemdir.

RFT tekniği ile geniş bant empedans uydurma devresi tasarımına uygulama açısından bakıldığında Tek Yönlü Empedans Uydurma (Single Matching), Çift Yönlü Empedans Uydurma (Double Matching) ve Aktif Empedans Uydurma (Active Matching) problemlerine çözüm sunmaktadır. Çoklu bant empedans uydurma devresi tasarımlarında da RFT ile uygun bir frekans transformsyonu entegre edilerek istenilen sonuçlara ulaşılabilir [10].

4.1. RFT ile Tek Yönlü Empedans Uydurma Problemi

Bu empedans uydurma probleminde Şekil-9'da resmedildiği gibi terminasyonların birisi rezistif diğeri ise kompleks ve frekansa bağımlıdır.



Şekil-9. Tek Yönlü Empedans Uydurmanın Tanımı

Tek yönlü empedans uydurma en çok karşılaşılan empedans uydurma problemidir. Tipik RF devre anten arasındaki uygunlaştırma devresinin sentezi için bu yöntem kullanılır [17].

Kayıpsız iki kapılı devrenin çıkış sonu $Z_B(p)$ empedansını ifade ederken, bu fonksiyonun pozitif reel rasyonel bir fonksiyon (Brune fonksiyonu) olduğu ve sadece basit kutuplar içerdiği farzedilir. Bu pratik bir yaklaşımdır çünkü empedans her zaman basit kutuplardan oluşur. Ayrıca $Z_B(p)$ 'nin minimum reaktans fonksiyonu olduğu kabul edilir. Bu kabul problemin genelliği açısından bir sorun yaratmaz çünkü her Brune fonksiyonu bir minimum empedans ve bir Foster fonksiyonunun toplamı şeklinde ifade edilebilir. Foster fonksiyonunun parametrik ifadesi ise kısmi kesirler açılımı şeklinde ifadesi bilinen bir konudur.

Fettweis'in gösterdiği gibi n. dereceden bir reel pozitif empedans fonksiyonu kısmi kesirler açılımı ile ifade edilebilir. Bu durumda;

$$Z_B(p) = k_0 + \sum_{j=1}^{n} \frac{k_j}{p - p_j} \tag{4}$$

yazılabilir. Burada $p = \sigma + jw$ karmaşık frekans değikeni, p_j ayrık kompleks kutupları, k_j ise kompleks rezidüleri k_0 ise reel bir sabittir. Ayrıca $Z_B(p)$ empedansının çift kısmı ise;

$$Ev\{Z_B(p)\} = \frac{Z_B(p) + Z_B(-p)}{2} = \frac{f(p)f(-p)}{d(p)d(-p)} \tag{5}$$

$d(p)$ Hurwitz denominator foksiyonu ve $f(p)$ ise derecesi $d(p)$ 'yi aşmayan reel bir polinomdur. Empedans fonksiyonunun kutupları sol yarı düzlemde olduğu için demominatör fonksiyonu;

$$d(p) = D_n \prod_{j=1}^{n} (p - p_j) \tag{6}$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada p_j empedansın kutuplarıyla aynıdır.

Birkaç matematiksel adımdan sonra;

$$k_j = -\frac{f(p_j)f(-p_j)}{p_j D_n^2 \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{n} (p_k^2 - p_j^2)} \qquad k_0 = \begin{cases} 0, & deg(f) < n \\ 1/D_n^2, & deg(f) = n \end{cases} \tag{7}$$

şeklinde bulunur. Tekil polinom $f(p)$ ise merdiven (ladder) tipi bir devre topolojisi için şu şekilde ifade edilebilir;

$$f(p) = p^{m_1} \sum_{j=0}^{m_2} (p^2 + \alpha_j^2) \tag{8}$$

Burada m_1 ve m_2 negatif olmayan tam sayı ve α_j keyfi reel katsayılardır.

Tüm bu analitik irdelemeden sonra kompleks çıkış sonu empedansı $Z_B(p) = R_B(p) + X_B(p)$ şeklinde ifade edilirse,

$$R_B(p) = -\sum_{j=1}^{n} \frac{p_j k_j}{w^2 + p_j^2} + k_0 \qquad X_B(p) = -w \sum_{j=1}^{n} \frac{k_j}{w^2 + p_j^2} \tag{9}$$

Burada p_j ve k_j zaten bilinmektedir. Kayıpsız iki kapılı empedans uydurma devresini bu şekilde ifade ettikten sonra sistemin Çevrim Güç Kazancı (ÇGK),

$$T(p) = 1 - |\rho_B|^2, \qquad \rho_B = \frac{Z_B - Z_L^*}{Z_B + Z_L} \tag{10}$$

Burada Z_L yük empedansı ve Z_B çıkış sonu empedansıdır. ÇGK bu iki empedansın reel ve sanal kısımlarıyla ifade edilecek olursa;

$$T(p) = \frac{4R_B R_L}{(R_B + R_L)^2 + (X_B + X_L)^2} \tag{11}$$

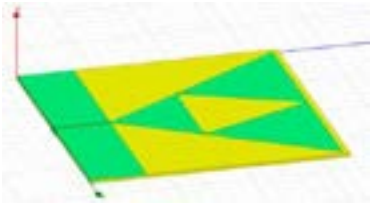
Eğer gerçek frekans yük verisi $Z_L(p) = R_L(p) + X_L(p)$ şeklinde verilmişse, uyumlaştırma problemi, Z_B 'nın $T(p)$ 'yi tüm işlem bandı içinde maksimum yapacak değerlerinin bulunması haline gelir. En küçük p-th gücü optimizasyon rutini kullanılırsa hata fonksiyonu;

$$\delta = \left(\sum_{k=1}^{N_W} ([\rho_B]^2)^p \right)^p, \qquad p \geq 1 \tag{12}$$

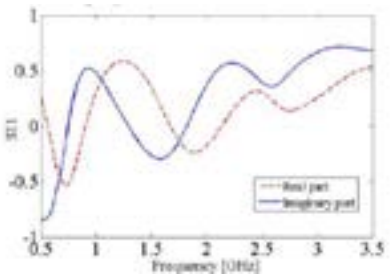
Şeklinde ifade edilebilir. Burada N_W yük empedans datası $Z_L(p) = R_L(p) + X_L(p)$ ' nın verildiği gerçek frekanslardır.

5. İki Bantlı Empedans Uydurma Devresi Tasarımı

Bu bölümde, seçilen Sierpinski bir anten için iki bantlı empedans uydurma devresi tasarımı sunulacaktır. Tek yönlü empedans uydurma problemi temelinde Sierpinski antenin 50Ω kaynağa belirlenen iki bant üzerinden ÇGK değerinin maksimize edilmesi amaçlanacaktır. Sözü edilen Sierpinski anten ve empedans karakteristiği sırasıyla Şekil-10 ve Şekil-11'de verilmiştir.



Şekil-10. Sierpinski anten

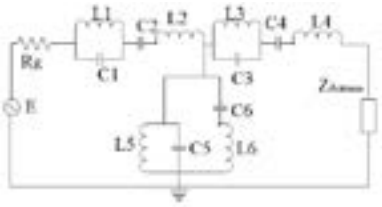


Şekil-11. Sierpinski antenin empedans karakteristiği

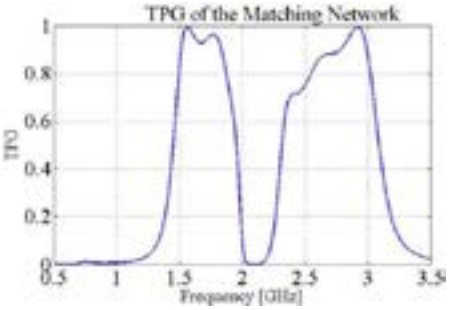
Bu tasarımda Sierpinski antenin 1.5-1.7GHz bandı ve 2.65-3GHz bandında antenin geri dönüş kaybı karakteristiğinin kaynak ve anten arasına yerleştirilecek iki bantlı bir empedans uydurma devresi ile iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Seçilen iki banda göre Bölüm-2'de tanıtılan iki bantlı frekans transformasyonu tanımlanmıştır. Prototip devre olarak üçüncü dereceden AG Chebyshev filtresi seçilmiştir. ÇGK optimizasyon süreci içerisine filtrenin empedans fonksiyonun payda polinomunun kökleri ve iki bantlı transformasyonun parametreleri eklenerek sonuçlar üretilmiştir. Elde edilen optimize edilmiş transformasyon parametreleri; $B_2 = 1.14GHz$, $B_S = 0.44GHz$ ve $w_{02} = 2.089GHz$, prototip AG devrenin empedans fonksiyonunun pay ve payda polinomları ise;

$$a(p) = 0.0158p^2 + 0.9228p + 1$$
$$b(p) = 0.0142p^3 + 0.6644p^2 + 0.737p + 1 \quad (13)$$

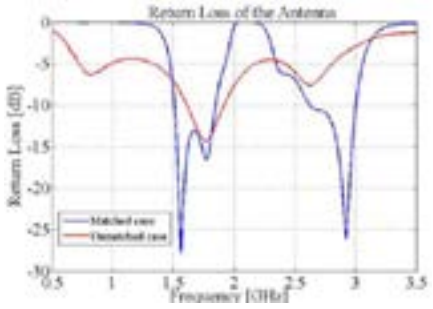
Optimize edilen AG devre denormalize edilip ve herbir reaktans üzerine iki bantlı transformasyon uygulanmıştır [8]. Elde edilen iki bantlı empedans uydurma devresi Şekil-12'de verilmiştir. Bu devrenin kaynak ve Sierpinski anten arasına konması durumunda elde edilecek iki bantlı ÇGK karakteristiği ve geri dönüş kaybı karakteristiği sırasıyla Şekil-13 ve Şekil-14'te verilmiştir.



Şekil-12. İki bantlı empedans uydurma devresi (Rg=50Ω, L1=0.028nH, L2=0.24nH, L3=1.18nH, L4=10.25nH, L5= 1.7302nH, L6= 15.046nH, C1=207.6pF, C2=23.88pF, C3=4.9pF, C4=0.57pF, C5= 3.35pF, C6= 0.385pF)



Şekil-13. Sentezlenen iki bantlı empedans uydurma devresinin ÇGK karakteristiği



Şekil-14. Empedans uydurma yapıldığı ve yapılmadığı durumlarde geri dönüş kaybı karakteristiği

Yukarıdaki şekillerde görüldüğü gibi, iki bantlı empedans uydurma devresinin kaynak ve anten arasına konması durumunda hedeflenen iki bantta geri dönüş kaydında iyileşme elde edilmiştir.

6. Sonuç

Bu çalışmada, iki bantlı frekans transformasyonu ve bunun uygulamaları gösterilmiştir. Sunulan yaklaşımda seçilen bir prototip devre üzerine belirlenen iki bantlı bir frekans transformasyonu uygulanmaktadır. İki bantlı kazanç karakteristiğinin köşe kesim frekansları belirlendikten sonra direkt iki bantlı frekans transformasyonu sunulan denklemlerle elde edilmektedir. Filtre tasarımı için elde edilen bu transformasyon denklemi karmaşıklığı belirlenen bir prototip devre üzerine uygulanıp iki bantlı filte devresi de iki bantlı reaktans dönüşümleriyle elde edilmiştir. Empedans uydurma uygulamaları için ise bilinen RFT metodları ile iki bantlı frekans transformasyonu entegre edilmiş ve seçilen prototip devrenin empedansı belirlenen iki bantta optimize edilmiştir. ÇGK'nın daha iyi optimize edilmesi için iki bantlı transformasyon parametrelerinin de optimizasyona katılmasının faydalı olacağı gösterilmiştir.

İki bantlı bir filter tasarımı ve uygulama sonuçları verilmiştir. Buna ek olarak seçilen bir Sierpinski anten için iki bantlı bir empedans uydurma devresi tasarımı ve sonuçları gösterilmiştir.

7. Kaynaklar

[1] V. Crnojevic´-Bengin, "Advances in Multi-Band Microstrip Filters", Cambridge University Press, Cambridge, United Kingdom, 2015.

[2] X. Zhang, Q. Xue, and B. Hu, "Planar tri-band bandpass filter with compactsize", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, no. 5, pp. 262–264, May 2010.

[3] H. Song, "A Mixed-Signal Matching State Search Based Adaptive Antenna Tuning IC", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE vol. 20, no. 10, pp. 581-583. October 2010.

[4] S. Yildiz, A. Aksen, B. S. Yarman, "Multiband and concurrent matching network design via brune sections",2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2017,pp. 90 – 93.

[5] B. S. Yarman, A. Aksen, et al. "Computer Aided Darlington Synthesis Of An All Purpose Immittance Function," IU-JEEE vol. 16 no. 1, 2016, pp. 2027-2037.

[6] J.D. Rhodes; J.O. Scanlan ; R. Levy, "Realisation of microwave Brune Sections", Electronics Letters, Vol. 1, Issue: 9, Nov. 1965, pp. 268 – 269

[7] T. G. Brand, P. Meyer, R. H. Geschke, “Designing multiband coupled-resonator filters using reactance transformations,” Int. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 25, Issue 1, January 2015, pp. 81–92.
[8] S. Yıldız, A. Aksen, B. S. Yarman, “Dual Band Filter Design Using Real Frequency Technique and Frequency Transformation”, IU-JEEE, Volume 17 - Issue 2 - Jul 2017, pp. 3343 – 3350.
[9] A. Aksen, S. Yıldız, B. S. Yarman, “A frequency transformation based real frequency design approach for dual-band matching” 2017 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Iasi, 2017, pp.1 – 4.
[10] S. Yıldız, A. Aksen, B. S. Yarman, “Quad-Band Matching Network Design with Real Frequency Technique Employing Frequency Transformation”, UKRCON 2017, Kiev, 2017, pp. 143 - 147.
[11] N. Nallam, S. Chatterjee, “Design of concurrent multi-band matching networks”, Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on, pp.201 -2014, 15-18 May 2011 .
[12] R. W. Rhea, "HF Filter Design and Computer Simulation", Scitech Publishing, June 30, 1994.
[13] H. J. Carlin, A new approach to gain-bandwidth problems, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 23, pp. 170-175, April 1977.
[14] Fettweis, Parametric representation of brune functions, Int. J. Circuit Theory and Appl., vol. 7, pp. 113-119, 1979.
[15] H. J. Carlin and B. S. Yarman, The double matching problem: Analytic and real frequency solutions, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 30, pp. 15-28, Jan. 1983.
[16] B. S. Yarman and A. Aksen, An integrated design tool to construct lossless matching networks with mixed lumped and distributed elements, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 39, pp. 713-723, Sept.1992.
[17] S. B. Yarman, Design of Ultra-Wideband Power Transfer Networks, 1 st ed., John Wiley & Sons Ltd., UK, pp. 335–390

Kapalı Mekân Görünür Işık Haberleşmesinde Dikgen Olmayan Çoklu Erişim İçin Optimum Güç Tahsisi

Serkan Vela, Kadir Türk

Karadeniz Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

serkanvela@pm.me, kadir@ktu.edu.tr

***Özet*—Görünür ışık haberleşmesi (VLC) giderek kalabalıklaşan radyo frekansı (RF) haberleşmesine bir alternatif veya tamamlayıcı teknoloji olarak ilgi çekmektedir. Veri hacmini daha da artırmak için VLC sistemlere dikgen olmayan çoklu erişim (NOMA) uygulanmış ve ilgili optimizasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Ancak bu çalışmalarda adillik, maksimum parlaklık gibi VLC'de önemli olan nicelikler optimizasyona katılmamış veya optimizasyon sonucundaki durumlarından bahsedilmemiştir. Bu çalışmada VLC için NOMA, meta-sezgisel arama algoritmalarından ABC ve SOS algoritmaları kullanılarak adillik ve maksimum kapasite maksimum parlaklığım kısıtlandığı ve kısıtlanmadığı senaryolarda analiz edilerek güç tahsisi optimize edilmiştir. Maksimum parlaklık kısıtının optimizasyona etkisi gösterilmiş, adillik ve kapasite ile ilişkisi ortaya koyulmuştur.**

I. GİRİŞ

Yüksek hızlı kablosuz veri iletimine olan talep her geçen gün daha da hızlanarak artmaktadır. Hâlihazırda kullanılan RF spektrumunun yoğunluğu, kullanıcılar arası girişimin artmasına ve yüksek hız talebinin maliyet etkin şekilde karşılanamamasına neden olmaktadır. Görünür ışık haberleşmesi (VLC) yüksek bant genişliği, lisanssız spektrumu, elektromanyetik girişime karşı dayanıklılığı, düşük güç tüketimi nedeniyle RF sistemler için önemli bir alternatif veya tamamlayıcı olarak ümit vermektedir [1]. İç mekân senaryolarında VLC sistemleri, aydınlatma ve yüksek hızlı veri iletimi gibi hizmetleri eş zamanlı olarak sağlamak için mevcut aydınlatma altyapısını kullanır [2], [3]. VLC sistemleri üzerine araştırmalar LED'lerin aydınlatmada kullanımının artmasıyla hızlanmıştır.

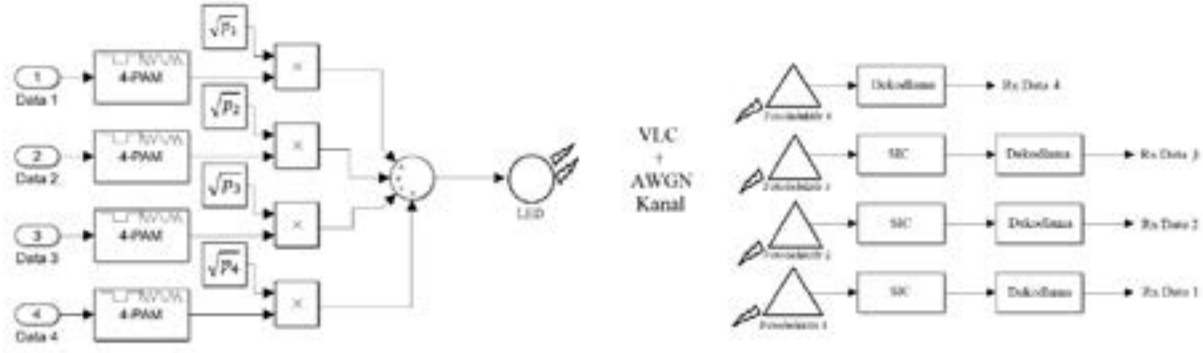
VLC sistemlerde veri optik yoğunluk olarak modüle edilir. Bu nedenle iletilen sinyaller her zaman pozitif olmalıdır [4]-[7]. Ayrıca optik yoğunluk göz sağlığı için sınırlandırılmalıdır. VLC sistemler için her ne kadar geniş bir lisansın bant mevcut ise de haberleşmenin hızını optik yoğunluk modülasyonundan dolayı LED'lerin anahtarlama hızları belirler. Günümüzde aydınlatmada kullanılan ticari LED'lerin anahtarlama frekansları birkaç MHz kadardır. RGB LED'ler ise birkaç on MHz hızında anahtarlanabilmektedir.

VLC sistemlerde veri hızının daha fazla arttırılması için dikgen olmayan çoklu erişim (NOMA) yöntemi önerilmiştir [10]. NOMA ilk olarak, özellikle 5G kablosuz ağlar için çoklu kullanıcıların toplam veri iletim hızını arttırmada umut verici bir aday olarak öne sürülmüştür [8]. NOMA'da iletilecek olan birden fazla kullanıcıya ait işaret zaman veya frekans domeninde ayrılmadan güç domeninde toplanarak iletilir [9]. Alıcılarda işaretler ardışık girişim yok etme (successive interference cancellation,SIC) yöntemiyle elde edilir [10], [11]. NOMA'da her kullanıcı tüm bandı tüm zaman boyunca kullanabilir. Bu yönüyle spektrum etkinliğini ve toplam veri çıkış hızını arttırmasının yanında düşük iletim gecikmesi gibi avantajlara sahiptir [12]. Bu avantajlardan daha verimli yararlanmak ve toplam ulaşılabilir kapasiteyi arttırmak amacıyla çeşitli çalışmalar yapılmış, kullanıcıların birbirlerine göre veri hızı oranlarının bir göstergesi olan adillik indeksini hesaba katan optimum güç tahsisi (optimum power allocation,OPA) algoritması önerilmiştir [14]. Optimal enerji etkinliği ve spektral etkinliği için geliştirilmiş parçacık sürü optimizasyonu (particle swarm optimization, PSO) tabanlı güç tahsis algoritması [15]'de önerilmiştir.

Önerilen bu algoritmalar NOMA'nın genel durumu için geçerlidir. Ancak NOMA'nın VLC ye uygulanması özel bir durum olarak ayrı incelenmelidir. NOMA'nın bir haberleşme kanalına uygulandığı durumlarda veri hızını arttırmak için çeşitli kazanç oranı güç tahsisi (gain ratio power allocation,GRPA) [10] ve normalize GRPA [13] gibi güç tahsis algoritmaları önerilmiştir. Radyo frekans (RF) kanalları için geliştirilen GRPA stratejileri, tüm VLC kanalı ve aydınlatma durumlarında etkili değildir. NOMA'nın VLC'ye uygulandığı durumda, genel durumdan farklı olarak bazı kısıtlar ortaya çıkmaktadır. Yukarıdaki algoritmalar verici yapılarını karmaşıklaştırmanın yanında çeşitli kısıtları da dikkate almaz. Toplam veri hızı arttırılmaya çalışılırken bu kısıtlar dikkate alınmalıdır. Kısıtları ayrı ayrı dikkate almaya çalışan bazı çalışmalar mevcuttur. Belirli bir ışık yoğunluğu kısıtı altında toplam veri hızı ve bit hata oranı (BER), konveks (CVX) çözücü ile optimize edilmeye çalışılmış ve statik güç tahsisi ile karşılaştırılmıştır [16]. Yapılan optimizasyon sonucu ortaya çıkan kullanıcı hızlarından ve adillik durumundan bahsedilmemiştir. Başka bir çalışmada; VLC ağlarında değişken açma-kapama anahtarlama karartma kontrolü (variable on-off keying,VOOK) ile birlikte GRPA yöntemiyle güç tahsis katsayıları bulunmuştur [17]. VOOK yönteminde toplam kapasite parlaklık ile doğru orantılı olarak azaldığı için oldukça verimsiz bir yöntemdir.

Bu çalışmada adillik ve kapasite iki ayrı optimizasyon problemi olarak ele alınmıştır. Her iki problem maksimum parlaklık kısıtı varken ve yokken çözülerek bu

kısıtın optimizasyona etkisi incelenmiştir. Maksimum parlaklığın farklı senaryolarda adillik ve kapasite ile arasındaki ilişki ortaya koyulmuştur. İlk olarak 4 kullanıcının bulunduğu NOMA'nın kullanıldığı bir VLC kanal modeli oluşturulmuştur. Kullanıcıların belirli konumlarda sabit oldukları varsayılmıştır. Daha sonra meta-sezgisel optimizasyon algoritmalarından olan yapay arı kolonisi (artificial bee colony,ABC) ve simbiyotik organizma araması (symbiotic organism search,SOS) algoritmaları ayrı ayrı kullanılmıştır. ABC algoritması, bal arılarının besin arama yöntemlerini kullanarak geliştirilen bir optimizasyon algoritmasıdır [19]. Bu araştırmada ulaşılmak istenen optimum nokta arıların ulaşmak istediği besin kaynağı olarak modellenmiştir. Kısıtlarda arıların izleyebileceği yollar olarak düşünülebilir. Diğer bir algoritma olan SOS ekosistemde hayatta kalmak ve yayılmak için organizmalar tarafından benimsenen simbiyotik etkileşim stratejilerini simüle eder [20]. Her iki algoritma da kısıtsız problemleri çözmek üzere geliştirilmiş algoritmalardır. Bu iki algoritma kısıtlarla birlikte çalışabilecek şekilde düzenlenerek beş durum için ayrı ayrı beş optimizasyon yapılmıştır. Bu beş duruma ilişkin yapılan simülasyonlar Nümerik Sonuçlar başlığı altında sunulmuştur.



Şekil 1:NOMA-tabanlı VLC blok diyagramı

II. SİSTEM MODELİ

[18]'deki sistem modeli dört kullanıcı için farklı parametreler ile oluşturulmuştur. Sistem verici olarak görev yapan tek bir LED ve alıcı olarak görev yapan M=4 fotodiyottan oluşmuştur. Verici ile $m.$ alıcı arasındaki kanal kazancı h_m ile gösterilmiştir. h_1, h_2, h_3, h_4 dört kullanıcılı NOMA'da sırasıyla kullanıcıların kanal kazanımları olmak üzere, kullanıcı kanalları arasındaki ilişki $|h_1|^2 \leq |h_2|^2 \leq |h_3|^2 \leq |h_4|^2$ olarak verilmiştir. Sistem modeli şekil 1'de gösterilmiştir. NOMA prensibine göre kullanıcılara iletilecek olan sinyal, o kullanıcı ile verici arasındaki mesafeye göre farklı güç seviyelerine getirilerek toplamsal bir şekilde vericiden çıkar. En uzak olan kullanıcıya iletilecek sinyal en yüksek güçte iletilir. Bu durumda p_m güç tahsis katsayıları olmak üzere vericiye yakınlıklarına göre kullanıcılar için $p_4 > p_3 > p_2 > p_1$ olmalıdır. s_m, kullanıcılara ilişkin mesaj sinyalleri olmak üzere, vericiden çıkan toplam sinyal s, (1)'de verilmiştir

$$s = \sum_{m=1}^{M} \sqrt{p_m} s_m + A \quad (1)$$

Mesaj sinyalinin N-PAM olduğunu düşünürsek, s_m ortalaması sıfır olan $[-\delta\ \delta]$ aralığında değişen N seviyeli bir sinyaldir. $\delta > 0$ bir katsayıdır ve modülasyon seviyesi N'e bağlıdır [22]. İletimi yapılacak s sinyalinin non-negatifliğini sağlamak için (1)'nolu formüldeki gibi bir A DC değeri sinyale eklenmelidir. s sinyalinin bu durumda negatif olmadığını biliyorsak (2) nolu bağıntı sağlanmalıdır.

$$\sum_{m=1}^{M} \sqrt{p_m} < \frac{A}{\delta} \quad (2)$$

Ek olarak, LED'in ışıklandırma durumunu ele alırsak, göz sağlığı açısından iletilen optik yoğunluğun izin verilen bir B değerine sınırlandırılması gerekir.

$$\sum_{m=1}^{M} \sqrt{p_m} < \frac{B - A}{\delta} \quad (3)$$

VLC kanalından sonra toplamsal sinyal, alıcı tarafından alınır, buradaki sinyale (AWGN) gürültü n_m eklenmiştir. Daha sonra alıcı başlangıçta eklenen sabit DC-offseti kaldırır. $m.$ alıcıda alınan sinyal (4)'te verilmiştir. Dördüncü kullanıcı aldığı toplamsal sinyal içinde en güçlü sinyalin kendisininki olduğu için kendisine gelen veriyi direkt olarak çözer. Diğer kullanıcılar kendi sinyalinden güçlü gelen sinyalleri SIC yöntemiyle elimine etmek zorundadır. En uzak kullanıcı hariç her kullanıcı SIC gerçekleştirir ve daha zayıf kanaldaki l kullanıcısının girişimini ardışık bir şekilde çıkartarak kendi sinyalin çözer $(l < m)$.

$$y_m = \sum_{l=1}^{M} \sqrt{p_l} s_l h_m + n_m \quad (4)$$

III. VLC KANALI

VLC kanalı için direk görüş (line of sight,LoS) modeli ele alınmıştır [21]. Bu modele göre LoS VLC kanal kazancı (5)' te verilmiştir.

$$H_{LoS} = \frac{A_r R(\emptyset_{T_{xi}})}{d^2} T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) \quad (5)$$

$R(\emptyset_{T_{xi}}) = \frac{k+1}{2\pi} cos^k(\emptyset_{T_{xi}})$ vericinin radyan yoğunluğu, $k = \frac{-ln2}{\ln(\cos(\Omega_{1/2}))}$ Lambertian emisyon modu numarası, d alıcı verici arası mesafe, $\emptyset_{T_{xi}}$ LED'in kullanıcıya ışınım

açısı, $\Omega_{1/2}$ LED yarı açısı, A_r fotodedektörün (PD) yüzey alanı, ψ PD'nin insidans açısı, $T_s(\psi)$ optik filtre kazancı, $g(\psi) = \frac{n^2}{sin^2\phi}$ optik lens kazancı, n PD'nin kırılma indisi ve ϕ PD'nin görüş açısıdır.

IV. OPTİMUM GÜÇ TAHSİSİ

A. Problemlerin Formülasyonu

Bu kısımda, problem downlink NOMA VLC sistemlerin izin verilen maksimum optik yoğunluk ve güç kontrolü kısıtları altında maksimum adillik ve maksimum toplam kapasite hesaplamaları için formülize edilmiştir.

$$R_m = W \log_2\left(1 + \frac{p_m h_m^2}{W N_0 + \sum_{l=m+1}^{M} p_l h_m^2}\right) \quad (6)$$

$$\text{Max } R_T = \sum_{m=1}^{M} R_m \quad (6a)$$

$$\text{Max } F = \frac{(\sum R_m)^2}{M \sum R_m^2} \quad (6b)$$

Kısıtlar;

$$\sum_{m=1}^{M} p_m \leq P_{max} \quad (6c)$$

$$0 < p_1 < p_2 < p_3 \ldots\ldots < p_m \quad (6d)$$

$$\sum_{m=1}^{M} \sqrt{p_m} < C \quad (6e)$$

Bu formüllerde P_{max} maksimum güç tahsis katsayıları toplamı, W alıcı-verici bant genişliği, R_m m. kullanıcıya ait kapasite, R_T kullanıcılara ilişkin toplam kapasite, $C = \min\left[\frac{A}{\delta}, \frac{B-A}{\delta}\right]$ optik yoğunluk kısıtı, N_0 ortamdaki gürültü yoğunluğu, F adillik indeksini belirtmektedir.

Tablo 1:Simülasyon parametreleri

Parametre	Değeri
Oda boyutu	$6m\ x\ 6m\ x\ 3m$
PD yüzey alanı	$1cm^2$
PD kırılma indisi	1.5
Optik filtre kazancı	1
Optik lens kazancı	3
Gürültü yoğunluğu	$10^{-19}\ A^2/Hz$
Maksimum güç tahsis katsayıları toplamı	12
LED yarı açısı	60^o
Alıcı-verici bant genişliği	$30\ MHz$
PD görüş açısı	60^o
Modülasyon tipi	$4-PAM$
δ	$3\sqrt{5}/5$

Tablo 2:Kullanıcı konumları

Kullanıcı	$d\ (m)$	$\emptyset_{T_{xi}}$	ψ
4	2.5	10	5
3	2.1	20	15
2	1.7	30	25
1	1.3	40	35

Tablo I ve Tablo II'deki parametreler ile şekil 3'deki VLC kanal modeli oluşturulmuştur.

B. Simülasyon Parametreleri

VLC LoS kanalı Tablo 1 ve Tablo 2'deki değerlere göre MATLAB'ta simüle edilmiştir. Modülasyon türü olarak 4-PAM kullanılmıştır.

V. NÜMERİK SONUÇLAR

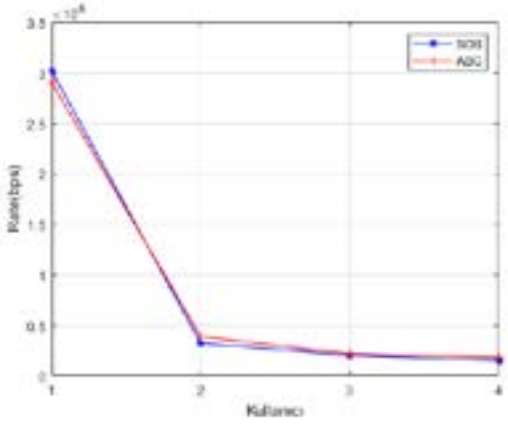
Tüm simülasyonlarda Tablo II'deki kullanıcı konumları kullanılmıştır. LoS VLC kanal modeli esas alınmıştır. Kullanıcı konumları simülasyon süresince sabittir. Tablolarda F adillik indeksi, P güç tahsis katsayıları toplamı, C optik yoğunluk kısıtı, R_T(Mbps) toplam kapasite, p_1, p_2, p_3, p_4, kullanıcılara paylaştırılan güç tahsis katsayıları, R_1, R_2, R_3, R_4, kullanıcıların ulaşabilecekleri maksimum hızlar olarak tanımlanmıştır. Ayrıca tablo 1'deki değerler kullanıldığına C ile maksimum parlaklık arasındaki ilişki aşağıdaki formüldeki gibi olur.

$$Max\ parlaklık \propto \left(2C\frac{3\sqrt{5}}{5}\right)^2 \quad (7)$$

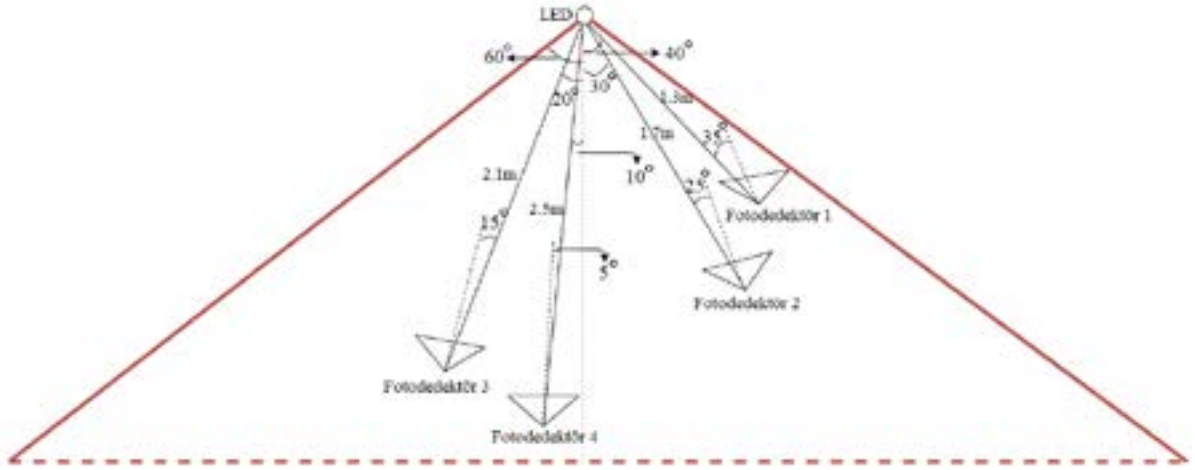
Simülasyon I:Maksimum parlaklık seviye kısıtı yokken maksimum toplam kapasiteyi sağlayan güç tahsis katsayılarının bulunması.

Tablo 3: Maksimum parlaklık kısıtı yokken maksimum toplam kapasite için elde edilen değerler.

	SOS	ABC
F	0,3674	0,393
P	11,9998	11,9986
C	6,9149	6,8689
$R_T\ (Mbps)$	368,84	368,82
p_1	2,5267	1,9476
p_2	2,8029	2,819
p_3	3,1536	3,1248
p_4	3,5166	4,1073



Şekil 2:Maksimum parlaklık kısıtı yokken maksimum toplam kapasite için kullanıcı hızları değişimi



Şekil 3: Oluşturulan VLC kanal

Tablo 4: Maksimum parlaklık kısıtı yokken maksimum toplam kapasite için kullanıcı hızları.

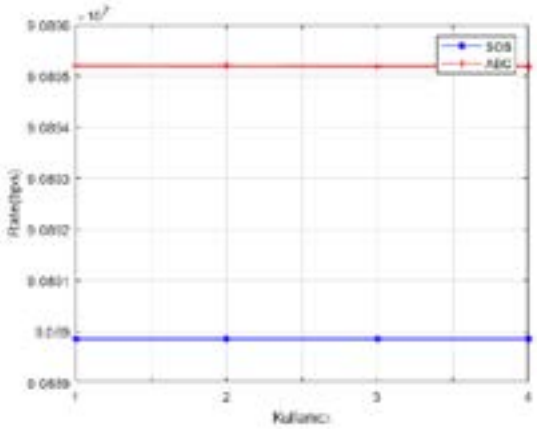
	SOS	ABC
$R_1(Mbps)$	301,49	290,23
$R_2(Mbps)$	32,26	38,68
$R_3(Mbps)$	20,09	21,79
$R_4(Mbps)$	14,99	18,11

Güç katsayıları tablo 3'teki gibi seçildiğinde işaretin değişimi SOS için [-9.2773 9.773] ve ABC için [-9.2156 9.2156] aralığında olacaktır. Bu değerlere göre eklenecek DC değer an az, SOS ve ABC ile optimize edilen sinyallerin minimum değerinin mutlak değeri kadar olmalıdır. Daha sonraki simülasyonlardan da anlayabileceğimiz gibi maksimum parlaklık seviyesi bu durumda oluşur. En yüksek kapasiteye de bu durumda ulaşılmaktadır.

Simülasyon II:Maksimum parlaklık seviye kısıtı yokken maksimum adilliği sağlayan güç tahsis katsayılarının bulunması.

Tablo 5: Maksimum parlaklık kısıtı yokken maksimum adillik için elde edilen değerler.

	SOS	ABC
F	1	1
P	11,9943	12
C	4,9037	4,9048
$R_T\ (Mbps)$	363,56	363,58
p_1	0,0171005	0,0171029
p_2	0,15451	0,154549
p_3	1,28545	1,28592
p_4	10,5372	10,5424



Şekil 4: Maksimum parlaklık kısıtı yokken maksimum adillik için kullanıcı hızları değişimi

Tablo 6: Maksimum parlaklık kısıtı yokken maksimum adillik için kullanıcı hızları

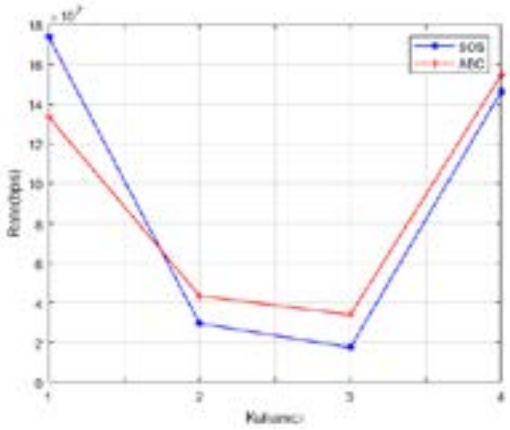
	SOS	ABC
$R_1(Mbps)$	90,89	90,89
$R_2(Mbps)$	90,89	90,89
$R_3(Mbps)$	90,89	90,89
$R_4(Mbps)$	90,89	90,89

Güç katsayıları tablo 5'deki gibi seçildiğinde işaretin değişimi SOS için [-6.5790 6.5790] ve ABC için [-6.5805 6.5805] aralığında olacaktır. Bu değerlere göre eklenecek DC değer tablo 3 için hesaplanan değerden ~%29 daha küçük seçilebilir. Buda maksimum parlaklığı ~%50 oranında azaltmak anlamına gelir. Hem adilliğin sağlandığı hem toplam kapasitenin maksimum olduğu hem de güç tahsis katsayıları toplamının tamamı kullanıldığındaki en düşük maksimum parlaklık seviyesi bu durumda oluşmaktadır.

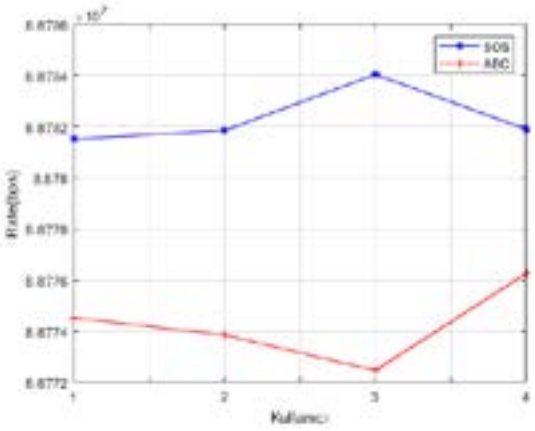
Simülasyon III:Maksimum parlaklık seviyesi C=4.5 değeri ile sınırlandırılmışken maksimum toplam kapasiteyi ve maksimum adilliği sağlayan güç tahsis katsayılarının bulunması.

Tablo 7: Maksimum parlaklık kısıtı varken maksimum toplam kapasite ve adillik için elde edilen değerler.

	SOS_R	ABC_R	SOS_F	ABC_F
F	0,6384	0,7461	1	1
P	11,9979	11,999	9,94	9,9329
C	4,4959	4,3718	4,5	4,4985
$R_T\ (Mbps)$	367,12	365,57	355,13	355,10
p_1	0,1299	0,0498	0,0161	0,0161
p_2	0,1320	0,09396	0,1398	0,139
p_3	0,1338	0,1806	1,1103	1,1096
p_4	11,602	11,6753	8,6737	8,6673



Şekil 5: Maksimum parlaklık kısıtı varken maksimum kapasite için kullanıcı hızları



Şekil 6:Maksimum parlaklık kısıtı varken maksimum adillik için kullanıcı hızları değişimi

Tablo 8: Maksimum parlaklık kısıtı varken maksimum toplam kapasite ve adillik için kullanıcı hızları

	SOS_R	ABC_R	SOS_F	ABC_F
$R_1(Mbps)$	173,80	133,59	88,78	88,77
$R_2(Mbps)$	29,62	43,45	8878	88,77
$R_3(Mbps)$	17,43	33,95	88,78	88,77
$R_4(Mbps)$	146,26	154,57	88,78	88,77

Bu simülasyonda maksimum parlaklık seviyesini kısıtlandıran C değeri simülasyon I ve simülasyon II'de bulunan [4.937 6.9149] değer aralığının dışında daha düşük bir değere sınırlandırılarak algoritmanın maksimum adilliği ve maksimum kapasiteyi sağladığı durumlarda bulduğu sonuçlar incelenmiştir. Maksimum adillik için optimizasyon sonucuna bakıldığında güç tahsis katsayılarının toplamının ~9.94 olduğu görülmektedir. Bunun anlamı hem adil olmak hemde maksimum parlaklığı belirleyen C değeri simülasyon II'deki değerin altında sınırlandırılmak istenirse toplam kapasiteden feragat etmek gerektiğidir.

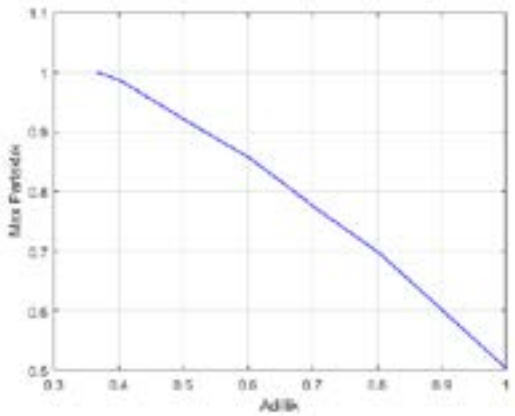
Bundan sonraki simülasyonlarda algoritma sonuçlarının birbirine 1000'de 1 oranında farklılık göstermesi nedeniyle iki algoritmanın bulduğu değerlerin ortalaması alınmıştır.

Simülasyon IV:Maksimum parlaklık seviye kısıtı yokken 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8 adillik seviyelerinde maksimum toplam kapasiteyi sağlayan güç tahsis katsayılarının bulunması.

Tablo 9: Maksimum parlaklık kısıtı yokken 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8 adillik seviyelerinde maksimum toplam kapasite için elde edilen değerler.

İstenen F	F	P	C	R_T
0.4	0.4019	11.9991	6.8489	368.81 $Mbps$
0.5	0.5016	11.9981	6.6298	368.73 $Mbps$
0.6	0.6013	11.9984	6.3516	368.58 $Mbps$
0.7	0.7016	11.9999	6.0779	368.33 $Mbps$
0.8	0.8009	11.9989	5.7619	367.93 $Mbps$

Bu simülasyon sonucunda adillik ile normalize maksimum parlaklık seviyesi arasındaki ilişkinin şekil 7'deki gibi olduğu belirlenmiştir. En parlak değer olarak simülasyon 1'deki değer alınmıştır.



Şekil 7:Maksimum toplam kapasite durumunda maksimum parlaklığın adilliğe göre değişimi

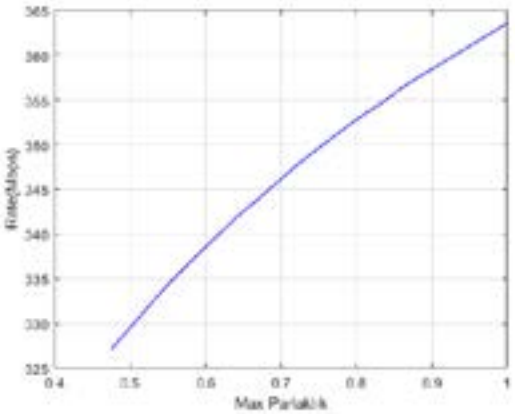
Simülasyon V: Maksimum adilliğin sağlandığı durumda maksimum ve ortalama parlaklığın değiştirilmesi ve bu durumlarda kapasitenin değişiminin incelenmesi.

Maksimum parlaklığın C ile ilişkisi 7 nolu bağıntıda verilmişti. C değeri algoritmada farklı değerlere sınırlandırılarak Tablo 10'daki sonuçlar elde edilmiştir.

Tablo 10: Maksimum adilliğin sağlandığı durumda farklı C değerlerine ilişkin bulunan toplam kapasite değerleri ve güç tahsis katsayıları toplamı

Algortimadaki C Sınırı	Algortimanın Bulduğu C	P	$R(Mbps)$
4,7	4,57	10,31	356,8
4,6	4,4681	9,78	354,43
4,5	4,4852	9,86	354,81
4,4	4,37	9,35	352,42
4,3	4,28	8,93	350,35
4,2	4,17	8,44	347,83
4,1	4,018	7,75	343,98
4	3,94	7,45	342,21
3,9	3,88	7,19	340,61
3,8	3,78	6,8	338,04
3,7	3,65	6,31	334,7
3,6	3,59	6,07	332,98
3,5	3,38	5,33	327,08

Daha önceki 2 nolu simülasyonda maksimum adillik için C değerinin 4.9048 olduğu durumda maksimum parlaklığa ulaşıldığını belirtmiştik. Maksimum parlaklık değeri bu değere normalize edilirse toplam kapasite ve maksimum parlaklık arasındaki ilişki aşağıdaki gibi olmaktadır.



Şekil 8:Normalize parlaklık ve toplam kapasite arasındaki ilişki

VI. SONUÇ

Bundan öne yapılan çalışmaların aksine bu çalışmada 2 yerine 4 kullanıcılı model oluşturularak optimizasyon yapılmış ve optimizasyon sonuçları farklı senaryolarda ele alınarak ve adillik optimizasyona dahil edilerek, Şekil 1 ve Şekil 3'de modeli oluşturulan NOMA-VLC downlink sisteminin kullanıcı kapasiteleri, toplam kapasite, maksimum parlaklık gibi niceliklerinin birbirleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Daha önceki çalışmalardan farklı olarak meta-sezgisel arama algoritmalarından olan SOS ve ABC algoritmaları kullanılmış ve birbirlerini doğruladığı görülmüştür. Maksimum parlaklığın adillik ile olan ilişkisi ortaya konmuştur. Adilliğin maksimum olduğu durumda maksimum parlaklıkta %50 azalma toplam kapasitede %9.22 azalmaya sebep olmuştur. Meta-sezgisel algoritmalardan olan SOS ve ABC algoritmalarının bu gibi senaryolarda kullanılabileceği görülmüştür.

KAYNAKLAR

[1] M.Ahsan and H.M.Asif, "ESIM-OFDM-based Transceiver Design of a Visible Light Communication System," International Journal of Communication Systems, sayı 30, no. 8, 2019. [Online]. Mevcut: onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/dac.3175/full

[2] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, "Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges," IEEE Communications Surveys & Tutorials, sayı 17, no. 4, sf. 2047– 2077, 2015.

[3] J. Armstrong, Y. Sekercioglu, and A. Neild, "Visible light positioning: A roadmap for international standardization," IEEE Communications Magazine, sayı 51, no. 12, sf. 68–73, Aralık 2013.

[4] C. Gong, S. Li, Q. Gao, and Z. Xu, "Power and rate optimization for visible light communication system with lighting constraints," IEEE Trans. Signal Process., sayı 63, no. 16, sf. 4245–4256, Haziran 2015.

[5] M. Kashef, M. Abdallah, K. Qaraqe, H. Haas, and M. Uysal, "On the benefits of cooperation via power control in OFDM-based visible light communication systems," 2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC). Doha, Katar, Eylül 2014, sf. 856–860.

[6] C. Shen, S. Lou, C. Gong, and Z. Xu, "User association with lighting constraints in visible light communication systems," IEEE Annual Conference on Information Science and Systems, Nisan 2016, sf. 222– 227.

[7] H. Shen, Y. Deng, W. Xu, and C. Zhao, "Rate maximization for downlink multiuser visible light communications," IEEE Access, sayı PP, no. 99, sf. 1–1, Eylül 2016.

[8] A. Benjebbour, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Li, A. Harada, and T. Nakamura, "Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access," Proc. International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS), Kasım 2013

[9] S. Timotheou and I. Krikidis, "Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems," IEEE Signal Process. Lett., sayı 22, no. 10, sf. 1647–1651, Ekim 2015.

[10] H.Marshoud, V. M. Kapinas, G. K. Karagiannidis, and S. Muhaidat, "Non-orthogonal multiple access for visible light communications," IEEE Photonics Technology Letters, sayı 28, no. 1, sf. 51–54, 2015.

[11] S. Tao, H. Yu, Q. Li, and Y. Tang, "Performance analysis of gain ratio power allocation strategies for non-orthogonal multiple access in indoor visible light communication networks," EURASIP Journal on Wireless

[12] S. R. Islam, N. Avazov, O. A. Dobre, and K.-S. Kwak, "Power-domain non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems: Potentials and challenges," IEEE Communications Surveys & Tutorials, sayı 19, no. 2, sf. 721–742, 2017.

[13] C. Chen, W. D. Zhong, H. Yang, and P. Du, "On the Performance of MIMO-NOMA Based Visible Light Communication Systems," IEEE Photonics Technology Letters, sayı 30, no. 4, sf. 307–310, Şubat 2018.

[14] T. Manglayev, R. C. Kizilirmak and Y. H. Kho, "Optimum power allocation for non-orthogonal multiple access (NOMA)," 2016 IEEE 10th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT), Bakü, 2016, sf. 1-4.

[15] H. Xiao, Y. Wang, Q. Cheng and Y. Wang, "An Improved PSO-Based Power Allocation Algorithm for the Optimal EE and SE Tradeoff in Downlink NOMA Systems," 2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Bologna, 2018, sf. 1-5.

[16] Z. Tahira, H. M. Asif, A. A. Khan, S. Baig, S. Mumtaz and S. Al-Rubaye, "Optimization of Non-Orthogonal Multiple Access based Visible Light Communication Systems," IEEE Communications Letters. 2018

[17] S. Tao, Y. Zuo, H. yu, Q. Li and Y. Tang, "Power Allocation of Non-Orthogonal Multiple Access with Variable on-off Keying Dimming Control in Visible Light Communication Networks," 2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT), Chongqing, 2018, sf. 321-325.

[18] Z. Yang, W. Xu, and Y. Li, "Fair Non-Orthogonal Multiple Access for Visible Light Communication Downlinks," IEEE wireless communications letters, sayı 6, no. 1, sf. 66–69, 2017.

[19] D. Karaboga, B. Akay, "Artificial Bee Colony (ABC) Algorithm on Training Artificial Neural Networks," 2007 IEEE 15th Signal Processing and Communications Applications (SIU)

[20] Cheng, Min-Yuan & Prayogo, Doddy. (2014). Symbiotic Organisms Search: A new metaheuristic optimization algorithm. Computers & Structures. 139. 10.1016/j.compstruc.2014.03.007.

[21] Albayrak C., Türk K., "Rate Adaptive System for Visible Light Communications", International Conference on Telecommunications and Signal Processing, Barselona, İSPANYA, 5-7 Temmuz 2017, sf.200-203

Geniş Bant Genişliğine Sahip Çok Katmanlı Dielektrik Rezonatör Anten Tasarımı ve Analizi

M.N.Qamari[1], A.O.Kızılçay[1]

[1]*Engineering Faculty, Van Yuzuncu Yil University, Van, Turkey*
muhammednur.kamari@gmail.com, oguzkizilcay@yyu.edu.tr

Özet

Dielektrik rezonatör anten, yüksek frekans küçük boyutlu uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada küçük boyutlu, yüksek kazançlı ve geniş bant genişliğine sahip çok katmanlı dikdörtgen ve silindirik dielektrik rezonatör anten (DRA) tasarlanmış ve CST yazılımı ile mukayese edilmiştir. Rezonatör şeklinin anten performansına etkisi analiz edilmiştir. Ayrıca, farklı yükseklikte katmanlara sahip 3 dikdörtgen DRA'lar tasarlanmış, bant genişliği ve kazanç değişimleri çıkarılmıştır. Simülasyonlar sonucu $0.1\lambda_0$'lik küçük ebatlarda modellenen dikdörtgen ve silindirik antenlerin 3.93-5.99GHz aralığında yaklaşık olarak 9dBi kazanç sağladığı ortaya çıkmıştır.

Anahtar Kelimeler: Dielektrik rezonatör anten, yüksek kazanç, mikroşerit anten, geniş bant genişliği.

Abstract

Dielectric Resonator Antennas (DRA) are widely used at high frequency small size applications. In this paper, small size, high gain and wide bandwidth multi-segment rectangular and sylindrical DRA was designed and tested by using simulation software CST. The effect of resonator shape on the antenna performance was analyzed. Furthermore, 3 rectangular DRA have been modeled with different resonator heights to observe the difference in antenna bandwitdh and gain. With small sized rectangular and sylindrical $0.1\lambda_0$ antenna, the average gain has been obtained as approximately 9dBi in the frequency band of 3.93 - 5.99GHz.

Keywords: Dielectric resonator antenna (DRA), high gain, microstrip antenna, wide bandwidth.

1. Giriş

5G, küresel konumlama sistemi, sabit yörünge uyduları, pasif radar ve birçok modern teknoloji uygulamaları yüksek performanslı antenlere ihtiyaç duyarlar. Doğal olarak bazı uygulamaların ebatı ve kullanım alanına bağlı olarak kurulumu kolay olan küçük boyutlu antenler tercih edilmelidir Günümüzde yüksek performansı ve oldukça küçük alanlarda kullanılabilmesi ile bilinen DRA'lar çok tercih edilen antenler arasında yer almaktadır. [1-4].

DRA tek boyutlu lineer ve çift boyutlu olarak bilinen planar antenlerin aksine 3 boyutlu bir tasarıma sahiptir. Bu sayede anten belli bir hacimde esnek tasarım olanağı sunmaktadır. Böylece, tasarımın çeşitliliğe elverişli olması DRA'yı ideal az kayıplı antenler arasında avantajlı konuma getirmektedir [5,6].

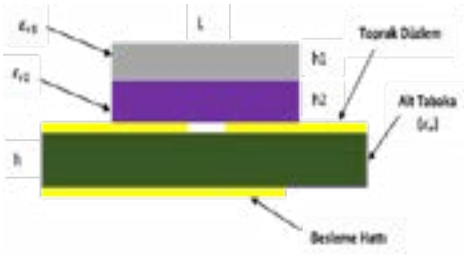
Bu çalışmada iki farklı geçirgenliğe sahip kamana sahip çok katmanlı DRA araştırılmıştır. Bu kapsamda dikdörtgen ve silindirik olmak üzere iki farklı yapıda DRA tasarlanmıştır. CST yazılımı ile yapılan simülasyonlar sonucunda malzemelerin dielektrik geçirgenliği ve ebatlarının düzgün bir şekilde değiştirilmesi ile geniş bant genişliğine ve ortalama 9dBi'lık kazanç elde etmek mümkün olduğu görülmüştür. Ayrıca DRA'nın yapısındaki değişkliklerin de anten performasnı üzerindeki etkileri de incelenmiştir.

2. Antenlerin Tasarımı

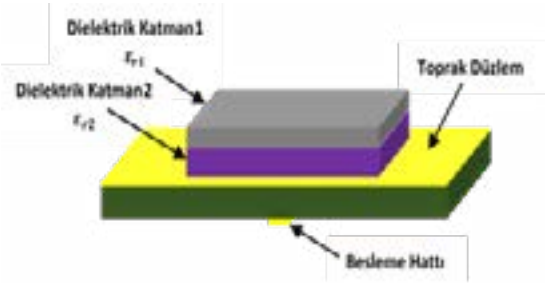
Tasarlanan anten farklı geçirgenliğe sahip iki katmandan oluşmaktadır. Anten modeli, yüksek geçirgenliğe sahip malzemenin alçak geçirgenliğe sahip

* corresponding author: M.N. Qamari

malzemenin üstünde olacak şekilde hazırlanmıştır. Her iki katman da L - kenar uzunluğunda ancak h1 ve h2 olmak üzere farklı yüksekliklerdedir (Şekil 1). Anten ebatı L>>h1+h2 koşuluna göre ayarlanmıştır.



a)



b)

Şekil 1: İki katmanlı dikdörtgen DRA'nın a) önden görünüşü b) perspektif görünüşü

Çalışmada kullanılan besleme yöntemi alt tabakaya uygulanan açıklık yuvası yöntemidir. Alt tabakanın dielektrik geçirgenliği ε_r, kalınlığı h ve boyutları G*G olarak ayarlanmıştır.

Dielektrik DRA'yı analiz etmek için dalga kılavuzu modeli kullanılmıştır. Rezonans frekansı ve anten parametreleri aşağıdaki denklemlerden elde edilebilir [7,8].

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \quad (1)$$

$$k_x = \frac{\pi}{L} \quad (2)$$

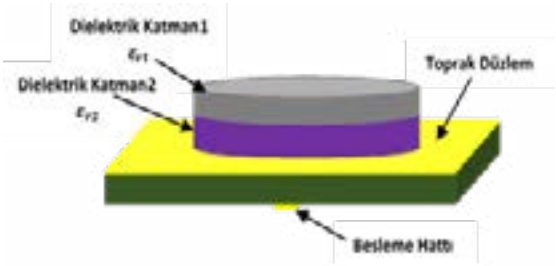
$$k_z = \frac{\pi}{2h} \quad (3)$$

$$L = \frac{2}{k_y}\tanh\left(\frac{\sqrt{k_x^2 + k_z^2}}{k_y}\right) \quad (4)$$

Burada f_0 - rezonans frekansı, L - rezonatör uzunluğu and h ise rezonatörün yüksekliğidir.

l_{slot} uzunluğundaki dikdörtgen yuva ve w_{slot} genişliği alt tabakanın üst kısmı, toprak düzlemi üzerindedir. w_m genişliğinde l_m uzunluğunda 50Ω mikroşerit besleme hattı alt tabakanın diğer yüzeyindedir.

Kıyaslama amacı ile silindirik anten de tasarlanmıştır. (Şekil 2). Silindirin yarıçapı R = 26mm, ve dielektrik yükseklikleri Şekil 1.a'daki gibi h1 ve h2'dir.

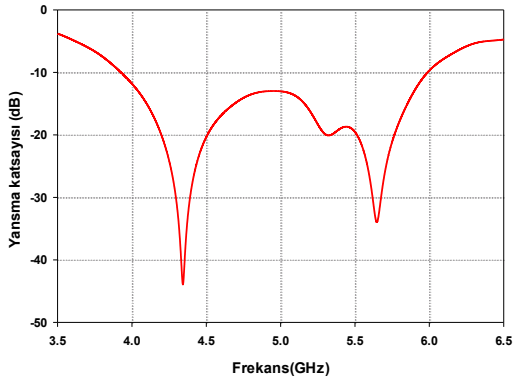


Şekil 2: Çift katmanlı silindirik DRA'nın perspektif görünüşü

3. Simulasyon

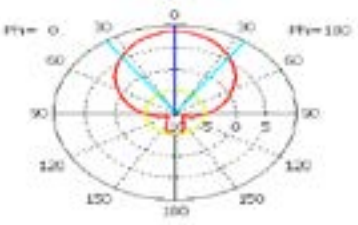
Tasarım ve simülasyon CST yazılımı yardımı ile yapılmıştır. Model anten C bandında çalışan geniş band antenidir. Tasarım parametreleri L=46 mm, h=0.813 mm, G=70mm, $l_{slot} = 31mm$, $w_{slot} = 1.8mm$, $w_m = 1.88mm$, $l_m = 9mm$ 'dir. Üst katman malzemenin dielektrik geçirgenlik katsayısı $\varepsilon_{r1} = 15$, $\rho = 0.005$ and h1=2.6mm iken alt katman malzemenin dielektrik geçirgenlik katsayısı ise ve yüksekliği sırasıyla $\varepsilon_{r2} = 2.2$ and h2 = 3mm olarak tanımlanmıştır.

Şekil 3 dikdörtgen DRA'nın yansıma katsayılarını göstermektedir. Şekilden de görüldüğü üzere DRA'nın bant genişliği 3.99-6 GHz'dir. Bu ise antenin C bandında yaklaşık 2GHz'lik bant genişliğine sahip olduğunu göstermektedir.



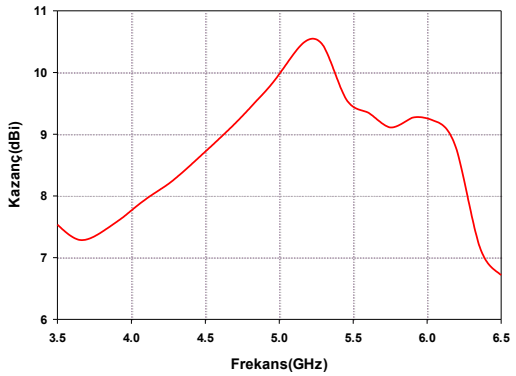
Şekil 3: Dikdörtgen DRA'nın yansıma katsayısı.

Şekil 4 antenin ışıma diyagramını göstermektedir. Buradan, antenin dielektrik malzemeye doğru yayın yaptığı anlaşılmaktadır.



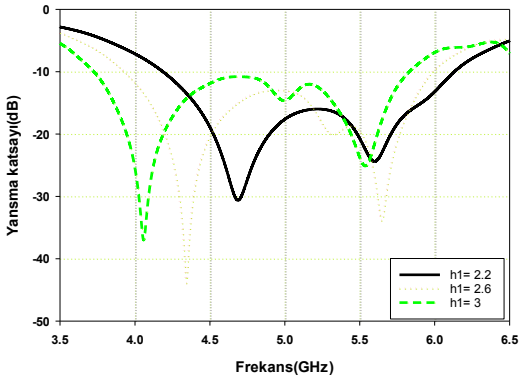
Şekil 4:DRA'nın ışıma diyagramı

Şekil 5 frekans ile anten kazancı arasındaki bağıntıyı göstermektedir. Buradan, maksimum kazancın 5.2GHz'de 10.3dBi olarak elde edildiği görülmektedir.

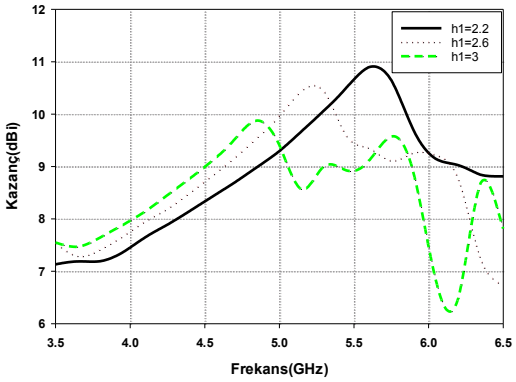


Şekil 5: Dikdörtgen antenin kazancı

Malzeme yüksekliğinin anten performansı üzerinde etkisi Şekil 6'da gösterilmiştir. Burada üst dielektriğin 3 farklı yükseklikte simülasyonu sonucu elde edilen yansıma katsayıları ve kazançlar gösterilmiştir.



a)

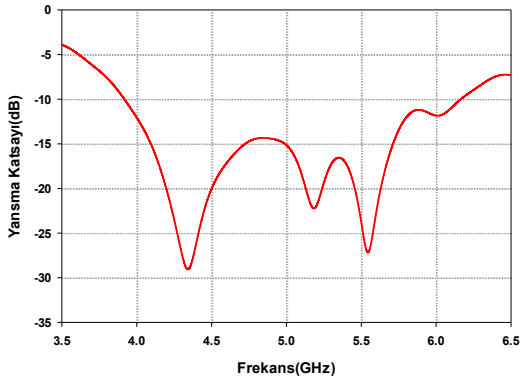


b)

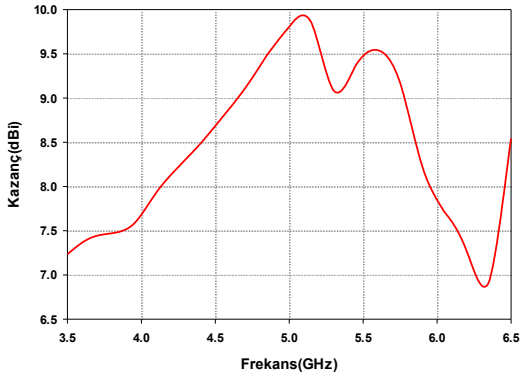
Şekil 6: Farklı yüksekliğe sahip DRA'ların a) yansıma katsayıları , b) kazançları

Şekil 6'dan görüldüğü üzere dielektrik yüksekliğindeki değişimin bant genişliği ve kazancı değiştirmektedir. Bu, antenin istenen özelliklerde elde edilebilmesi için tasarımda esnekliğinin göstergesidir. Böylelikle, DRA'nın kullanım alanına has özelliklerinin belirlenmesinde bant genişliği ve kazancın kolaylıkla kontrol edilebildiği söylenebilir.

Anten şeklinin performansına etkisini ölçmek için silindirik antenin simülasyonu yapılmıştır. Kazanç ve yansıma kaybı Şekil 7'deki gibidir.



a)



b)

Şekil 7: Silindirik DRA'nın a) yansıma katsayısı, b) katsayısı

Şekil 7'den görüldüğü üzere maksimum kazanç 5GHz'de elde edilmiş olup, ortalama kazanç ise 8.5 dBi'dır. Bu anten de c-bandında çalıştığı söylenebilir. Dikdörtgen DRA'nın performans sonuçları ile kıyaslandığında silindirik anten kazancının 0.5 dBi kadar azaldığı, ancak bant genişliğinin bir miktar arttığı görülmüştür.

4. Sonuç

Antenler CST yazılımı ile tasarlanmış ve simülasyona tabi tutulmuştur. Dikdörtgen ve silindirik olmak üzere modellen her iki DRA'nın geniş bant genişliğine sahip olduğu ve yüksek kazanç sağladıkları görülmüştür. Malzemenin yüksekliğini ve dielktrik katsayısının düzgün seçilmesiyle dikdörtgen DRA'dan 10.5dBi'lık kazanç elde edilebilir olduğu ortaya çıkmıştır. Ayrıca 3.93 - 5.99GHz bandında yaklaşık 9dBi kazanç sağlanmıştır. Bu, antenin yama antenlere iyi bir alternatif olduğu anlamına gelmektedir. Silindirik antenin kazancı dikdörtgen DRA'ya göre 0.5dBi kadar az elde edilmiştir. Böylelikle, rezonatör şeklinin değişiminin antenin performansı üzerinde oldukça az etkisi bulunmaktadır. Ancak, dielektrik yüksekliğinin değişimi anten performansına önemli etkisi olduğu görülmüştür.

5. Kaynaklar

[1] K. Eze, M. N. O. Sadiku, and S. M. Musa, "5G Wireless Technology: A Primer," *Int. J. Sci. Eng. Technol.*, vol. 7, no. July, pp. 62–64, 2018.

[2] A. Sharma and K. K. S. C. Shrivastava, "Dielectric Resonator Antenna For X Band Microwave Application," *Int. J. Adv. Res. Electr. Electron. Instrum. Eng.*, vol. 2, no. 6, pp. 2247–2252, 2013.

[3] S. Keyrouz and D. Caratelli, "Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2016, 2016.

[4] U. Singh, H. Kumar, and T. S. Kamal, "N0 1 ;," vol. 58, no. 10, pp. 3375–3379, 2010.

[5] Nasimuddin and Karu P. Esselle, "Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 6, pp. 1880–1883, 2007.

[6] R. Cicchetti, A. Faraone, E. Miozzi, R. Ravanelli, and O. Testa, "A high-gain mushroom-shaped dielectric resonator antenna for wideband wireless applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2848–2861, 2016.

[7] R. K. Mongia, A. Ittibipoon, and M. Cuhaci, "Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 17, pp. 1362–1363, 1994.

[8] P. K. V. R and J. R. Panchal, "Dielectric Resonator Antenna and its Design Parameters-A Review," no. November, 2017.

Ultra Geniş Bant Haberleşme için U-tipi Yarıklı Çift Bant Çentikli Dairesel Anten Tasarımı

Nida Güven[1], Ayhan Yazgan[2]
[1]*Karadeniz Teknik Üniversitesi, 61080 Trabzon Türkiye*
ndakonuksevr@gmail.com

[2]*Karadeniz Teknik Üniversitesi, 61080 Trabzon Türkiye*
ayhanyazgan@ktu.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada, UWB haberleşme bandı ile kesişen WLAN (5.15-5.82GHz) ve WiMAX (3.3-3.7GHz) haberleşme standartları arasındaki girişimi azaltmak amacıyla 3,1-10,6 GHz aralığında çalışan Çift Bant Çentikli Baskılı Dairesel Disk Monopol Ultra Geniş Bant (UWB) anten önerilmiştir. Antenin kompakt yapısının korunması amacıyla UWB anten üzerinde uygun boyutta ve optimum konumda U şeklinde yarıklar oluşturulmuştur. Önerilen anten üzerinde iki yarık bulunmakta ve bunlar 3.5 GHz ile 5.5 GHz merkez frekansına sahip bantları zayıflatmaktadır. Önerilen anten 42 mm x 50 mm x 1,6 mm ebatlarında FR4 alttaş üzerinde tasarlanmıştır. Simülasyonlar için, literatürde kabul gören ve yaygın olarak tercih edilen CST Microwave Studio CAD programı kullanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: UWB anten, bant filtreleme, U tipi yarık filtreleme, WLAN, WiMAX

1. GİRİŞ

Kısa mesafeli kablosuz teknoloji, insanların ya da eşyaların farklı iletişim bağlantılarıyla veriye eriştiği senaryolarda önemli bir rol oynamaktadır. Özellikle, son yıllarda yüksek veri hızına olan taleplerin önümüzdeki yıllarda daha da artacağı ve yüksek kapasiteli sistemlere olan ihtiyacın artacağı öngörülmektedir [1]. Federal İletişim Komisyonu (FCC), 3.1 ila 10.6 GHz frekans bandında ultra-geniş bantlı cihazların (UWB) lisanssız kullanımı için 7500 MHz spektrum tahsis etmiştir [2]. Aslında FCC, UWB'yi 3.1 ila 10.6 GHz bandında 500 MHz bant genişliğinden daha fazla yer kaplayan özel spektrum maskesine sahip herhangi bir sinyal olarak tanımlamaktadır [2,3]. Ultra geniş bantlı (UWB) haberleşme sistemleri yüksek band genişliğine sahip olup gürültü altı düşük güç haberleşmesine olanak sağladığından dar bantlı haberleşme sistemlerine göre özellikle kısa mesafelerde avantajlıdırlar ve bundan dolayı tercih edilmeye devam etmektedirler. Tahsis edilen bantlar üzerinde verimli bir şekilde yayılabildiğinden ve tüm çalışma frekansı bandında tutarlı radyasyon özellikleri gösterebildiğinden, kablosuz iletişim, algılama, radar sistemleri ve mikrodalga görüntüleme gibi çeşitli alanlarda uygulanmaya devam etmektedir [4]. UWB sistemleri kısa mesafelerde yüksek hızlı veri aktarımına olanak sağlamaktır [5, 6]. Ayrıca son derece düşük iletim enerjisi (1 mW dan daha az) nedeniyle düşük güç tüketimine sahiptir. Düşük güç tüketimi pil ömrünün uzaması anlamında taşınabilir aygıtlar için önemli bir ayrıntıdır. İlave olarak UWB antenlerin sahip olduğu küçük boyut ve uygun maliyet günümüz teknolojisinde aranan özelliklerdir.

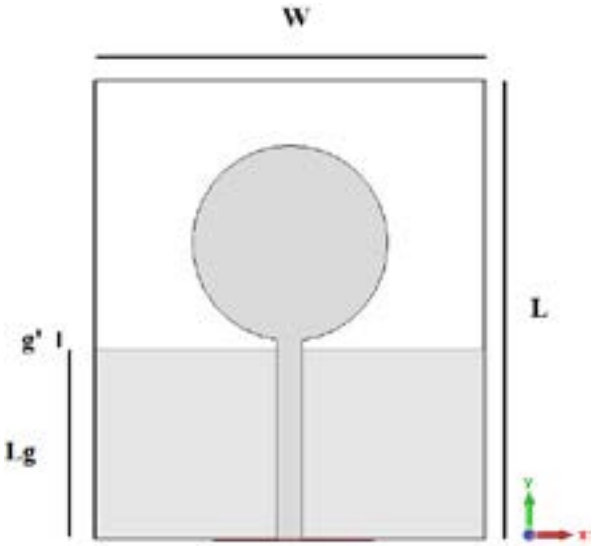
Günümüzde 10 GHz altındaki spektrum farklı standartların getirdiği kısıtlara sahip çeşitli iletişim teknolojilerini barındırmaktadır. Kablosuz Yerel Alan Ağları (WLAN), GSM, GPRS ya da WiMAX gibi noktadan noktaya kablosuz geniş bant erişimi sağlayan Kablosuz Metropol Alan Ağları (WMAN) ve ev, ofis gibi küçük alanlarda Bluetooth, homeRF ve UWB teknolojilerini kullanarak elektronik cihazları kablosuz olarak birbirine bağlayan WPAN sistemleri bunlara örnek verilebilir [7]. Yukarıda özetlenen ve günümüzde sıklıkla kullanılan mevcut dar bant haberleşme sistemlerinin UWB spektrumu ile istenmeyen girişimler meydana getirebilmektedir. Literatürde etkileşen bantları ortadan kaldırmak için farklı yöntemler bulunmaktadır. Çalışma ortamında izlenen haberleşme bandı ile UWB bandını ayrıştırmak için özel filtreler geliştirmek ya da donanımlar tasarlamak bu probleme bir çözüm getirse de maliyet ve karmaşıklık nedeniyle farklı çözümler her zaman araştırma konusu olmuştur. Bunun yanında ek donanım tasarlamanın frekansın yeniden ayarlanabilmesi gibi antenin yeniden yapılandırılmasına göre daha basit etkin çözümler sunabileceği de açıktır. Bu nedenle mevcut UWB sisteminin özelliklerine göre tasarım yapılması uygun olacaktır. UWB ile mevcut haberleşme sistemleri arasındaki girişim problemine düşük maliyetli ve tutarlı çözüm üretmek için son zamanlarda özel anten tasarımları tercih edilmektedir. Literatürde genellikle antenler üzerinde farklı şekillerde yarıklar kullanarak o bölgede bir rezonans oluşmasını sağlayarak anten düzleminde bazı bozulmalar yapılmaktadır. Bunun yanında parazit ek yapıların veya antenler üzerine eklenmesini sağlayarak da anten ışımasını istenilen şekilde değiştirmek mümkündür. Literatürde özellikle C, π, U, dairesel, spiral şekilli yarıklar ya da özel şekilli yapılar anten üzerinde tasarlanarak yapılan çalışmalar [8] olduğu gibi elektromanyetik bant aralıklı yapı (EBG) kullanarak istenmeyen frekansları filtreleyen yapılar da mevcuttur [9].

Bu çalışmada 3.5 GHz ile 5.5 GHz merkez frekansına sahip WiMAX ve WLAN standartları ile UWB arasındaki girişimi uygun maliyetli ve etkin bir şekilde azaltmak amacıyla U şekilli yapıdaki yarıklar kullanılarak dairesel tipli bir UWB anteni tasarlanmıştır. Literatürdeki çalışmalara ek olarak yarık boyutlarının etkisi yaklaşık matematiksel ifadeler ile de sunulmuş ve olası sapmaların nedenleri irdelenmiştir.

Çalışmada anten tasarımı 2. bölümde anlatılmıştır ve 3. kısımda tasarlanan antene ilişkin anten akım dağılımları, radyasyon paterni ve S11 değişimleri ile sonuçlar verilmektedir. 4. bölümde ise çalışma sonuçları değerlendirilmiştir.

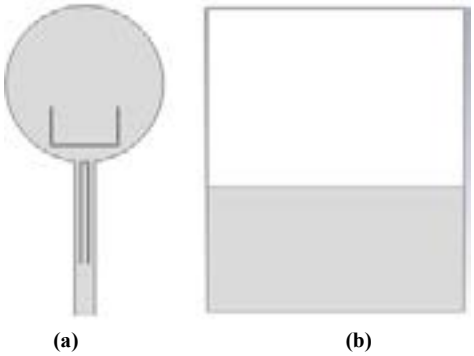
2.ANTEN TASARIMI

Geniş bant anten tasarımları dar bant anten tasarımına göre farklı kısıtlar içermektedir. Geniş bant içerisinde empedans uygunluğunun sağlanması, düşük yönlü bir ışıma örüntüsü, yaklaşık sabit bir kazanç, veri iletişiminde uygun transfer fonksiyonu, düşük darbe bozunumu gibi özelliklerin oluşturulması UWB antenler için istenen bazı özelliklerdir [10].

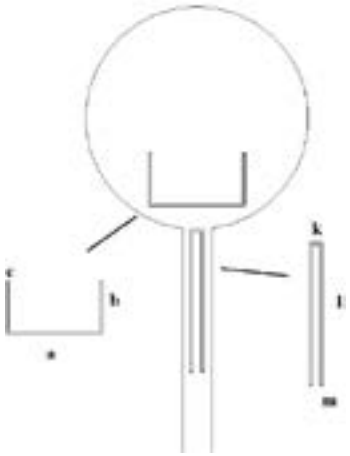


Şekil 1. Birincil anten CST programı ekran görüntüsü ve uzunluklarını ifade eden semboller.

Bu çalışmada tasarlanan anten, boyutları Şekil 1 ve Tablo 1 ile verilen dairesel monopol (birincil anten) üzerinde gerçekleştirilmiştir. Çalışmada FR4 alttaş üzerine baskılanmış ve 50 ohm mikroşerit besleme hattıyla beslenen düzlemsel dairesel disk monopol UWB anten üzerinde uygun konumda ve boyutlarda 2 adet U şeklinde yarık oluşturulmuştur. Tasarlanan antenin ön ve arka yüzeyi Şekil 2.'de gösterilmektedir. Daha önceden de belirtildiği gibi oluşturulan yarıkların boyu (1) ve (2) denklemleri ile belirlenmiştir. Denklemler, anten üzerindeki saçak alanlar, alttaşın dielektrik sabitinin frekansla değişmesi ve yarık optimum pozisyonu nedeniyle ancak yaklaşık sonuçlar üretmiştir. Şekil 3 ile detaylı bir şeklide geometrik olarak gösterilen yarıkların boyları Tablo 1 ile verilmektedir. Önerilen antenin alttaşı olan FR4 malzemenin parametreleri; kalınlık d= 1,6 mm, dielektrik sabiti ε_r= 4.3 ve kayıp tanjantı 0.02'dir. Antenin genel boyutları W*L olup alttaşın arka tarafındaki toprak düzleminin boyutu L_g x W 'dir. g' besleme noktası ile yer düzlemi arasındaki besleme boşluğunun yüksekliğidir. Besleme hattının genişliği W_f 'dir. R, dairesel diskin yarıçapıdır. d_p, d_g ve d sırasıyla yama, toprak düzlemi ve dielektrik tabaka yükseklikleridir. U şeklinde olan iki yarıktan birincisi ışıma yapan yama üzerindedir ve 5.5 GHz civarında çalışan WLAN sistemleri ile girişimi azaltmak için yerleştirilmiştir. Anten girişine 5.5 GHz merkez frekanslı bir sinyal geldiğinde rezonans gösteren bu yarık antenin performanslı bir şekilde çalışmasını engellemekte ve bu sayede WLAN sistemi ile olan girişim engellenmektedir. Benzer şekilde daha uzun boyuttaki ikinci yarık ise ters U şeklinde olup anten besleme hattı üzerinde yer almaktadır. Bu yarık ise 3.5 GHz de bir rezonans oluşturmakta ve WiMAX sistemleri ile olan girişimi azaltmaktadır.



Şekil. 2. Önerilen antenin ön yüzey (a) ve arka yüzey (b) CST programı ekran görüntüsü



Şekil. 3. U şekilli yarıklar ve uzunluklarını ifade eden semboller.

Tablo 1. Önerilen antenin optimize edilmiş boyutları

Parametre	Birim(mm)
W	40
L	47
g	1
L_g	19,3
W_f	2,6
r	10
d_p	0,035
d_g	0,035
d	1,6
a	8,6
b	4,6
c	0,2
x	0,8
y	12,8
z	0,2

Işıma yapan yama üzerinde ve mikroşerit besleme çizgisinde oyulmuş U şeklinde yarıklar ile elde edilen filtreleme için (1) ve (2) denklemleri kullanılabilir [11].

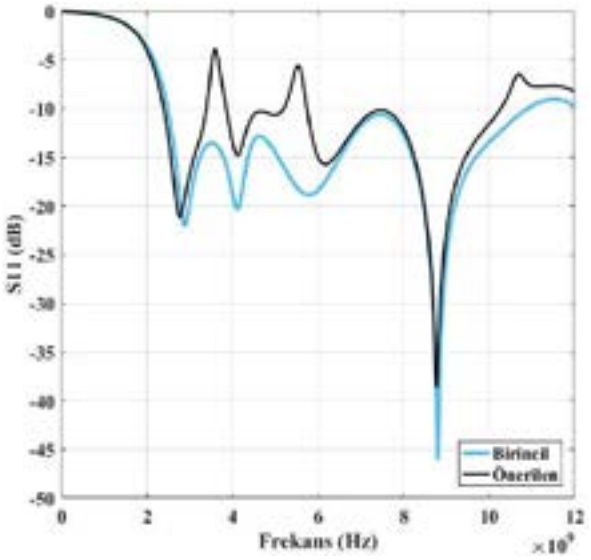
$$L_{slot} \approx \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{c}{2f_{notch}\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (1)$$

$$\varepsilon_{eff} \approx \frac{\varepsilon_r+1}{2} \quad (2)$$

Burada, f_{notch} durdurulmak istenen bandın merkez frekansını, L_{slot} yarığın uzunluğunu λ_0 boşluktaki dalga boyunu, λ_g mikroşerit hat içerisinde yayılan dalga boyunu ve c ışık hızını ifade etmektedir. Dikkat edilecek olursa beklendiği gibi, yarığın uzunluğu, durdurulacak bandın merkezi frekansındaki dalga boyunun yaklaşık yarısına eşit olmaktadır. Durdurulmak istenen bandın merkez frekansı ve çentikli bantlarının genişliği, yarıkların uzunluğu ve genişliği değiştirilerek de ayarlanabilmektedir. (2) nolu denklemde ise ε_r alttaşın dielektrik sabitini ve ε_{eff} dielektrik katmanının etkin dielektrik sabitini göstermektedir.

3. SONUÇLAR

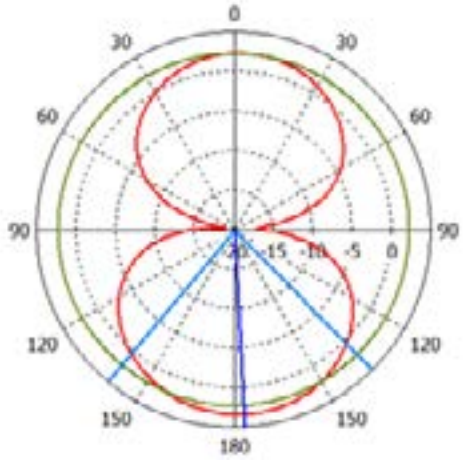
Bu kısımda yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen bulgular sunulmaktadır. Tasarlanan UWB antenin ışıma spektrumu üzerindeki çentikli bantlar, merkez frekansları 3.5 GHz ve 5.5 GHz için tasarlanmış ve simülasyon sonucunda da 3.58 GHz ve 5.53 GHz olarak büyük doğrulukla elde edilmişlerdir. Şekil 1 incelendiğinde elde edilen zayıflatılmış bantlar -10 dB referansında olmak üzere 3.39 GHz-3.85 GHz ve 5.19 GHz-5.74 GHz aralığındadır.



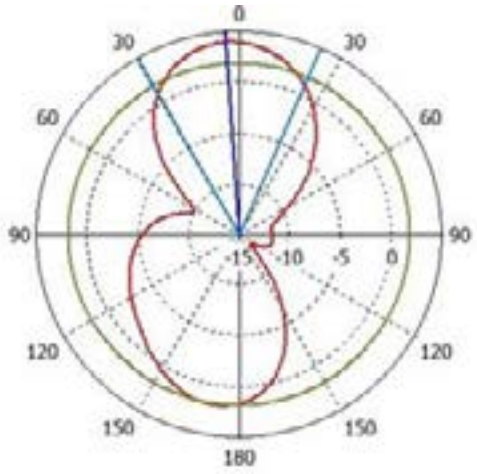
Şekil. 4. Dairesel monopole anten ile ve önerilen antenin S11 grafiği

Yukarıdaki S11 grafiğinde anten üzerine yerleştirilen yarıkların etkisi açıkça görülmektedir. Antenlerin S11 değerleri genel itibariyle -10 dB 'nin altındayken eklenen yarıklar neticesinde 3.5 ve 5.5 GHz frekanslarında S11 değerleri yükselmiştir. Bu durum antenin bu frekanslar için empedansının uyumsuz hale gelmesinin bir neticesidir.

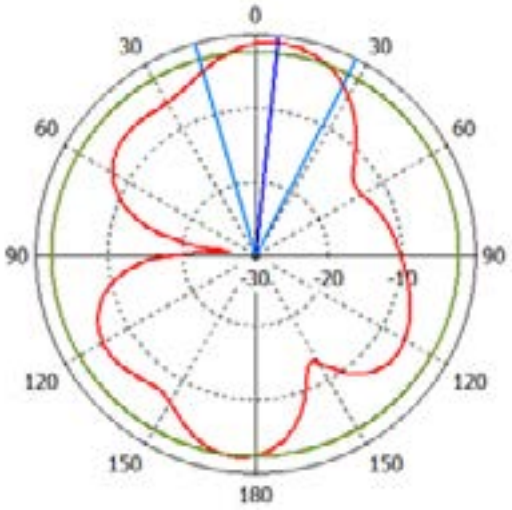
Şekil 5, 6 ve 7 ile 2.7, 6 ve 7 GHz de ışıma diyagramları verilmiştir. Aşağıdaki ışıma diyagramları x-y düzleminde olup z eksenine diktir. ϕ ,x ekseninden saatin tersi yönünde ölçülen açı olup azimut açısıdır ve xy düzlemindedir. θ elevasyon açısı olup yükselme açısıdır ve z ekseninden ölçülmektedir. Işıma diyagramları incelendiğinde ışıma bandı içeresindeki farklı frekanslar için de önerilen antenin yaklaşık olarak benzer ışıma özellikleri gösterdiği anlaşılmaktadır. Şekil 8 ve Şekil 9 ile de antenin kabul ettiği güç değerleri verilmektedir. Yine S11 değişimi ile paralel bir şekilde anten üzerine eklenen yarıklardan dolayı 3.5 ve 5.5 GHz için antenin kabul ettiği güç değerlerinin düştüğü görülmektedir. Şekil 10 ve Şekil 11 de ise 3.5 GHz de ve 5.5 GHz deki anten akım dağılımlarının eklenen yarıklar üzerinde yoğunlaştığı görülmektedir. Eklenen yarıkların etkisiyle 3.5 GHz ve 5.5 GHz merkez frekanslarında elektromanyetik enerjinin yarıkların civarında kaldığı görülmektedir. Bu etki antenin ışıma özelliklerini değiştirmektedir.



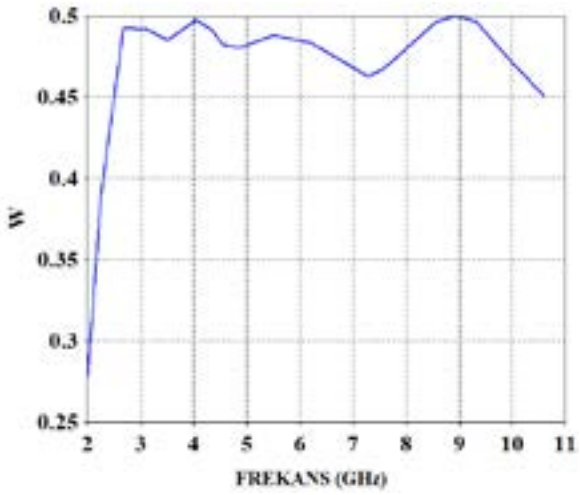
Şekil. 5 . 2.7 GHz frekansı için, 2 boyutlu ışıma diyagramı, ϕ=90



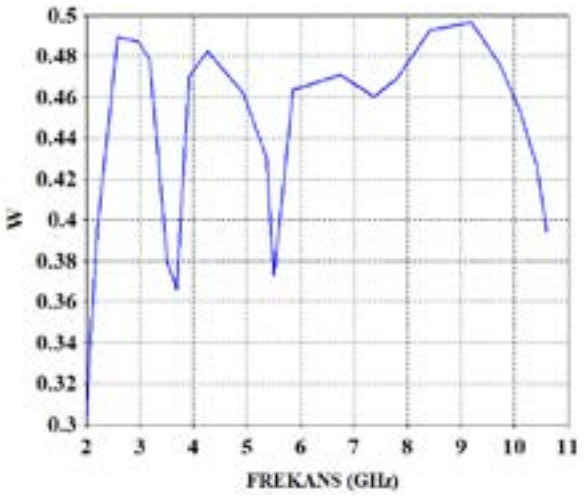
Şekil. 6 . 6 GHz frekansı için, 2 boyutlu ışıma diyagramı, ϕ=90



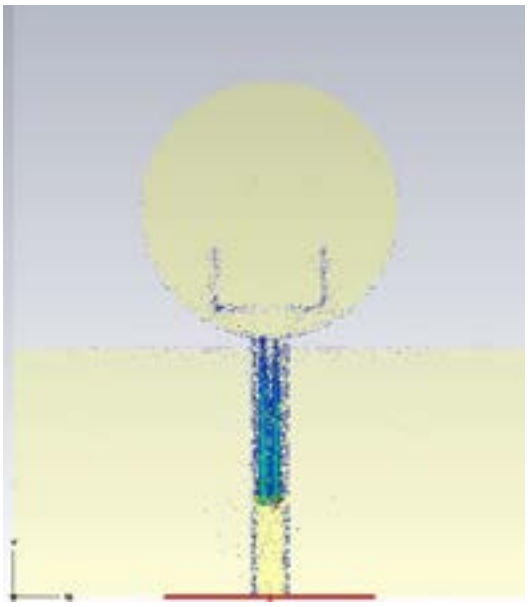
Şekil. 7 . 7 GHz frekansı için, 2 boyutlu ışıma diyagramı, ϕ=90



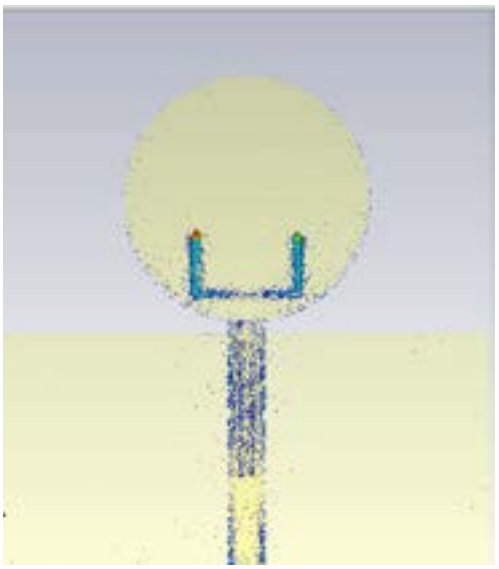
Şekil. 8 . Birincil anten yayılan güç



Şekil. 9 .Önerilen anten yayılan güç



Şekil. 10 .3.5 GHz için yüzey akımı dağılımı



Şekil. 11 .5.5 GHz için yüzey akımı dağılımı

4. DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada, UWB sistemi ile dar bant sistemleri arasındaki olası girişimleri en aza indirgemek için, bir tanesi anten üzerinde U şeklinde ve diğeri de besleme hattında ters U şeklinde olmak üzere iki adet yarıktan oluşan bir UWB anten önerilmiştir. Önerilen antenin 3.1-10.6 GHz arasındaki geniş bantlı yapısı ile kesişen WiMAX / WLAN bantlarında çentik oluşturulmuş ve bu standartlar ile olası girişimler en aza indirgenmiştir. Önerilen anten düşük maliyetli FR-4 alttaş üzerine baskılanmıştır. Çalışmada 3.5 GHz için yarık uzunluğu, (1) ve (2) denklemleri ile 26.2 mm olarak hesaplanmıştır. 5.5 GHz için ise bu değer 16.44 mm olarak elde edilmiştir. Ancak bunlar yaklaşık değer olup simülasyon üzerinde yarıklara şekil verildiğinde matematiksel ifadelerin tam sonuç vermediği gözlenmiştir. Bunun nedeni, optimum yarık konumunun belirlenmesi, alttaş dielektrik sabitinin çalışma frekansının bir fonksiyonu olması ve saçak alanları olduğu öngörülmektedir. Bu nedenlerden ötürü elde edilen değerler CST ile yeniden optimize edilmiştir. Ayrıca beklendiği gibi yarığın uzunluğu azaldıkça zayıflatılan frekans yüksek değerlere kayarken tersi durumunda frekans değerinin azaldığı gözlenmiştir. Önerilen tasarımda gerçekleştirilen toplam optimum yarık değerleri 3.5 GHz için 26.4 mm ve 5.5 GHz için 17.8 mm olarak belirlenmiştir. Tasarımda her yarık için boyutlar değiştirilebilir ve farklı frekanslar filtrelenebilmektedir. Yarık sayısının artırılması ile filtrelenmek istenen frekans sayısı artırılabilir ancak bu sayının artması anten üzerindeki akım dağılımı da etkiyeceğinden antenin ışıma performansını değiştirmektedir. Bu nedenle çok bandlı filtreleme için elektronik destekli filtreleme yöntemleri önerilebilir.

5. REFERANSLAR

[1] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead," in IEEE Communications Magazine, vol. 41, no. 7, pp. 66-74, July 2003.

[2] Federal Communications Commission, Washington, DC, "FCC report and order on ultrawideband technology," 2002.

[3] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," in IEEE Microwave Magazine, vol. 4, no. 2, pp. 36-47, June 2003.

[4] Y. Zhang, Y. Zhang, D. Li, Z. Niu and Y. Fan, "Compact Vertically Polarized Omnidirectional Ultra-Wideband Antenna and its Band-Notched Filtering Application," in IEEE Access, vol. 7, pp. 101681-101688, 2019.

[5] Mahendra M. Sharma, " Compact Planar Monopole UWB Antenna with Quadruple Band-Notched Characteristics ", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 47, 29,36, 2014.

[6] A. Edalati and T. A. Denidni, "A compact uwb antenna with dual band-notched characteristics," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 52, pp. 1183–1186, 2010.

[7] Ergin Yılmaz, Ertan Öztürk, Nesil Kablosuz İletişim Teknolojileri Karşılaştırmalı Analizi'', EMO III. İletişim Teknolojileri Ulusal Sempozyumu, 2007.

[8] L.Xiong and P.Gao, "Dual band Planar Monopole Antenna For Bluetooth and UWB Applications With WiMAX and WLAN Band –Notched ",Progress In Electromagnetic Research, Vol. 28,pp. 183-194, December 2012.

[9] M. Ghahremani, C. Ghobadi, J. Nourinia, M. S. Ellis, F. Alizadeh and B. Mohammadi, "Miniaturised UWB antenna with dual-band rejection of WLAN/WiMAX using slitted EBG structure," in IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 13, no. 3, pp. 360-366, 27 2 2019.

[10] S. M. Mazinani , H. R. Hassani, 2009. A Novel Omnidirectional Broadband Planar Monopole Antenna With Various Loading Plate Shapes. Progress In Electromagnetics Research, PIERS 97, 241-257.

[11] Qing-Xin Chu "A Compact Ultrawideband Antenna With 3.4/5.5 GHz Dual Band-Notched Characteristics", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 12, 2008.

Bilişsel Radyo Ağlarında Enerji Tespiti ile Spektrum Algılama
Energy Detection-Based Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks

Anıl Merve Ay[1]

[1] TOFAS Türk Otomobil Fabrikası A.Ş. ARGE Merkezi, Bursa, Türkiye
anil.merveay@tofas.com.tr

Özet

Bugüne kadar kablosuz iletişim teknolojileri sabit spektrum atama prensibi ile hazırlanmış ve kullanılmıştır. Sabit spektrum atama prensibine göre belirli frekans bandı sadece birincil (lisanslı) kullanıcılara ayrılmakta, birincil kullanıcılar tarafından kullanılmıyor olsa dahi ikincil (lisanssız) kullanıcıya tahsis edilememektedir. Bu ilke, frekans spektrumunun verimsiz kullanılmasına neden olmaktadır. Günümüzde kablosuz iletişim teknolojilerinin devamlı gelişmesi ve yaygın kullanımıyla beraber, sınırlı olan frekans spektrumu yetersiz kalmaktadır. Bilişsel Radyo Teknolojisi, dinamik spektrum erişim tekniğini kullanarak frekans spektrumun verimli kullanılmasını amaçlamaktadır. Bu bildiride Bilişsel Radyo Teknolojisi ile boş frekans bandları tespit edilerek birincil kullanıcılar tarafından kullanılmayan bandların ikincil kullanıcılara tahsis edilmesi, Enerji Tespiti ile Spektrum Algılama Yöntemi kullanılarak simülasyon ortamında incelenmiş ve sonuçları verilmiştir.

Abstract

Wireless communication technologies have been prepared and used with the principle of fixed spectrum assignment up to date. According to the fixed spectrum assignment principle, the specific frequency band is allocated only to the primary (licensed) users and cannot be allocated to the secondary (unlicensed) user even if it is not used by the primary users. This principle leads to inefficient use of the frequency spectrum. Today, with the continuous development and widespread use of wireless communication technologies, the limited frequency spectrum is inadequate. Cognitive Radio Technology aims to use the frequency spectrum efficiently by using dynamic spectrum access technique. In this study, simulation environment analysis of the Cognitive Radio Technology with Energy Detection Method which detects the free frequency bands by spectrum sensing is given and results are shared.

1. Giriş

Bilişsel Radyo, kullanıcıların dinamik spektrum erişim teknikleriyle mümkün olan en iyi kanalı kullanmalarını sağlayan ve kullanıcıların spektrumları fırsatçı olarak kullanmalarını veya paylaşmalarını sağlayan yeni bir teknolojidir. Bilişsel Radyo, kullanıcıları birincil (lisanslı) kullanıcılar ve ikincil (lisanssız veya bilişsel radyolar) kullanıcılar olarak sınıflandırır. Kablosuz iletişim teknolojisinde, lisanssız kullanıcılar sadece lisanssız bantları kullanabilir, ve bu durum lisanslı bantların verimsiz kullanılmasına neden olur. Bilişsel Radyo, lisanssız kullanıcılar etkin olmadığında lisanslı bantları kullanma hakkına sahip olmaları içindir [1].

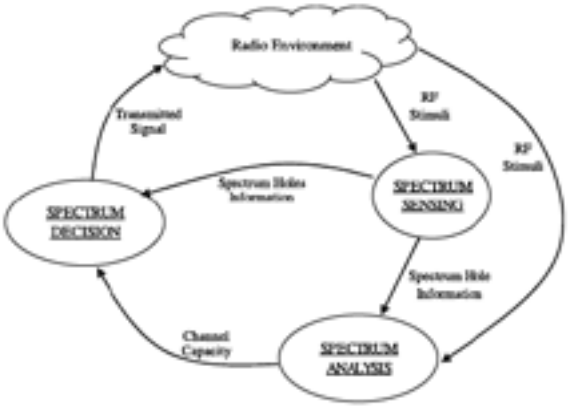
Bilişsel radio temel olarak 4 fonksiyonu yerine getirmektedir (Şekil 1):

1- Spektrum algılama (spectrum sensing), kullanılmayan spektrumları tanımlamayı ve zararlı parazit olmadan diğer kullanıcılarla paylaşmayı amaçlamaktadır.

2- Spektrum yönetimi (spectrum management), iletişim için en iyi kanalı yakalama

3- Spektrum hareketliliği (spectrum mobility), bilişsel kullanıcının çalışma frekansını değiştirdiği süreç olarak tanımlanır.

4- Spektrum paylaşımı (spectrum sharing), bu kullanıcılar arasında adil bir spektrum planlama yöntemi sağlamak anlamına gelir. Paylaşma, açık alan kullanımındaki en büyük zorluktur [2].



Şekil 1 Spektrum Döngüsü [5]

2. Teknik Yöntem Planı

2.1. Spektrum Algılama

Spektrum algılama, taranmış lisanslı bantta herhangi bir Birincil (veya Lisanslı) Kullanıcının (PU) çalışıp çalışmadığını değerlendirir. PU bulunmazsa, spektral delikler tanımlanır ve İkincil (veya Bilişsel) Kullanıcıların (SU) bu kanalda geçici olarak çalışmasına izin verilir [5]. Spektrum boşlukları zaman veya frekansta tespit edilebilir.Algılama işlemi, aşağıdaki gibi tanımlanan ikili hipotez modeli olarak düşünülebilir:

$$y[n] = \begin{cases} w[n], & if\ H0 \\ w[n] + h.x[n], & if\ H1 \end{cases} \quad (1)$$

y[n] tespit edilen sinyal ise, x[n] iletilen sinyaldir, w[n] ek beyaz Gauss gürültüsüdür (AWGN) ve h solma nedeniyle kanal kazancını ifade eder [3].

H_0, spektrumun birincil kullanıcılar tarafından kullanılmadığını ve H_1 spektrumun birincil kullanıcılar tarafından kullanıldığını ifade eden hipotezleri simgelemektedir. Eşik değeri, lamda (λ) olarak ifade edilmiştir. Bu hipotezlere dayanarak:

- Algılama olasılığı: P_d = Prob(detected signal ≥ λ | H1),
- Yanlış alarm olasılığı: P_{fa} = Prob(detected signal ≥ λ | H0),
- Kaçırılan algılama olasılığı: P_{md}=1-P_d

Amaç, yanlış alarm olasılığını (P_{fa}) minimize ederken algılama olasılığını (P_d) maksimize etmektir [4].

Bu bildiride spektrum algılama yöntemi olarak Enerji Tespiti Yöntemi (Energy Detection – ED) kullanılmaktadır.

2.2. Enerji Tespiti

ED en çok kullanılan spektrum algılama yöntemlerinden biridir. Özellikle, bilişsel kullanıcının iletilen sinyalin özelliklerini bilmediği senaryolarda büyük ölçüde benimsenmiştir. Uygulanması basit olmasına rağmen, ED, güvenilir bir algılama yapmak için gürültü ilişkisine iyi bir sinyal gerektirir.

Enerji tespiti normalde zaman alanında veya frekans alanında kullanılabilir. Her iki durumda da amaç, sinyal enerjisini önceden tanımlanmış bir algılama eşiği ile karşılaştırmaktır.

Enerji detektörünün tahmini, toplanan N tane örneğin enerjisinin ortalaması olarak tanımlanır:

$$Y_{DE} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} |y[n]|^2 \quad (2)$$

$Y_{DE} \geq \lambda$ ise alıcı H_1 hipotezini seçer (bu, birincil kullanıcının kanal üzerinden ilettiği ve bilişsel kullanıcının fırsatçı olarak çalışamayacağı anlamına gelir.)

$Y_{DE} \leq \lambda$ ise kanal boş olarak değerlendirilir, bilişsel kullanıcının kanalı kullanmasına izin verilir.

(Y_{DE}: Enerji Detektör Tahmini, λ:eşik değeri)

Algılama olasılığı ve yanlış alarm olasılığı, enerji detektörünün aldığı kararın doğru olup olmadığını teyit eder ve bu olasılıklar Y_{DE} ve λ arasındaki ilişki açısından ifade edilebilir [2]:

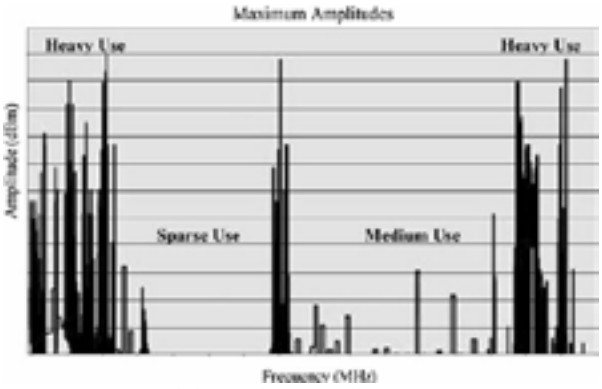
$$P_d = \text{Prob}(Y_{DE} \geq \lambda \mid H_1) \quad (3)$$

$$P_{fa} = \text{Prob}(Y_{DE} \geq \lambda \mid H_0) \quad (4)$$

2.3. Spektrum Tahsisi

Bilişsel radyo ağı, uygun boş bir spektrum bulmak için spektrum algılama fonksiyonunu kullanır ve daha sonra boşta olan spektrum kaynakları, ağın bilişsel kullanıcılarına tahsis edilen birçok kanala bölünür ve bilişsel kullanıcılar haberleşebilir. Bu nedenle, spektrum tahsisi algoritması tasarımını etkileyen kilit konu, haberleşme servisleri için tespit edilen spektrum algılama fonksiyonunun bilişsel kullanıcılar tarafından nasıl bilineceğidir.

Bu projedeki spektrum tahsisi algoritması, bilişsel kullanıcıların kullanabilirliğini belirten 0 ve 1 olarak iki durum ile açıklanabilir. Eğer bant kullanılıyorsa, bilişsel kullanıcı bu bantı kullanamaz ve bu bant bilişsel kullanıcı tarafından '0' olarak işaretlenir (Şekil 2).
Eğer bant kullanılmıyorsa, bilişsel kullanıcılar tarafından seçilen isteğe bağlı banttır ve '1' olarak işaretlenebilir [3].



Şekil 2 Spektrum Kullanımı [5]

3. Simülasyon Planı

Tüm simülasyonlar MATLAB üzerinde yapılmıştır.

3.1. Spektrum Algılama Simülasyonu

- Faz Kaydırma Anahtarlama (Phase Shift Keying – PSK) Modülasyonu kullanıldı ve M=4, M=8 ve M=16 için PSK sinyalleri oluşturuldu.
- Sinyal Gürültü Oranı (Signal to noise ratio – SNR), 0.5 aralıklarla -30dB'den 20dB'ye değiştirildi.
- AWGN kanalı P_{fa} = 0.01 kabul edilerek oluşturuldu
- Algılama olasılığı (P_d) ve kaçırılan algılama olasılığı (P_{md}) hesaplandı.
- Eşik değeri (λ) aşağıdaki formüle göre belirlendi [6]:

$$\lambda = (2 * Sample * (\sigma)^4)^{1/2} 1/2 * Q(\text{Pfa}) + Sample * (\sigma)^2 \quad (5)$$

(σ : gürültü varyansı)

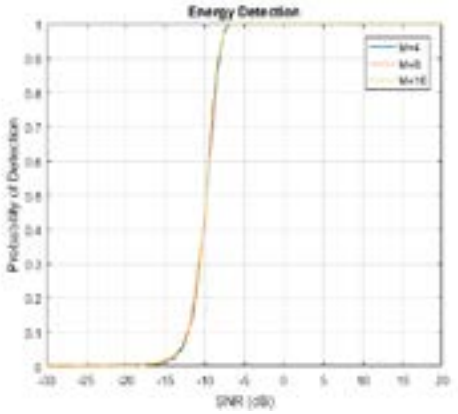
3.2. Spektrum Tahsisi Simülasyonu

Simülasyon parametreleri; 180 kHz bant genişliğine sahip bir makro baz istasyonu, 5 kanal, 5 birincil (lisanslı) kullanıcı, 10 İkincil (lisanssız) kullanıcı ve eNodeB ile UE arası 200m menzil olacak şekilde belirlenmiştir.
(UE:Kullanıcı ekipmanı)

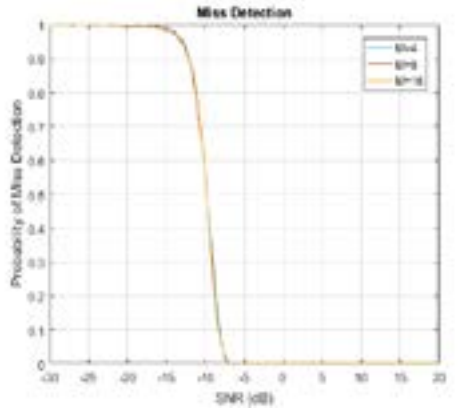
4. Simülasyon Sonuçları

4.1. Spektrum Algılama Simülasyon Sonuçları

Şekil 3 ve Şekil 4'te görüldüğü üzere Enerji Tespit Olasılığı ve Kaçırma Olasılığı, Sinyal Gürültü Oranı (SNR)'nın (-) 30dB'den 20dB'ye değiştirilmesiyle gözlemlenmiştir.



Şekil 3 Enerji Algılama Olasılığı

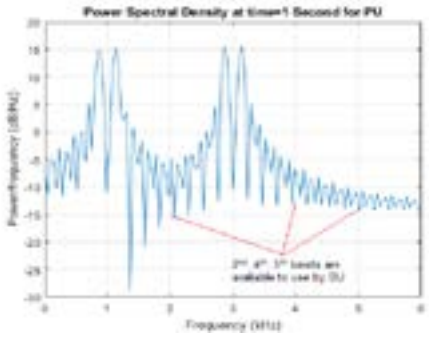


Şekil 4 Kayıp Algılama Olasılığı

4.2. Spektrum Tahsisi Simülasyon Sonuçları

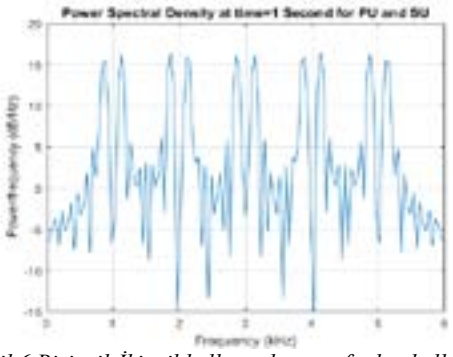
Simülasyonlar 1, 5 ve 10. saniyeler olarak farklı zaman dilimlerinde gerçeklenmiştir.

● 1. zaman dilimi:
1. ve 3. bantların birincil (lisanslı) kullanıcılar tarafından kullanıldığı Enerji Tespit Yöntemi ile algılanmıştır (Şekil 5).



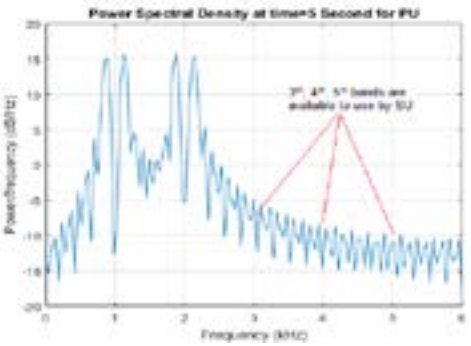
Şekil 5 Birincil kullanıcılar tarafından kullanılan bantlar

2., 4. ve 5. bandların uygunluğu Enerji Tespit Yöntemi ile algılanmış, Şekil 6'da görüldüğü üzere ikincil (lisansız) kullanıcılara tahsis edilmiştir.



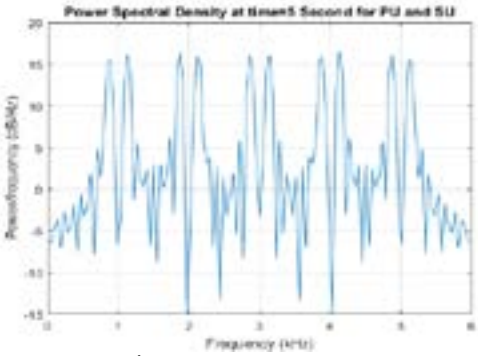
Şekil 6 Birincil-İkincil kullanıcılar tarafından kullanılan bantlar

● 5. zaman dilimi:
1. ve 2. bantların birincil (lisanslı) kullanıcılar tarafından kullanıldığı Enerji Tespit Yöntemi ile algılanmıştır (Şekil 7).



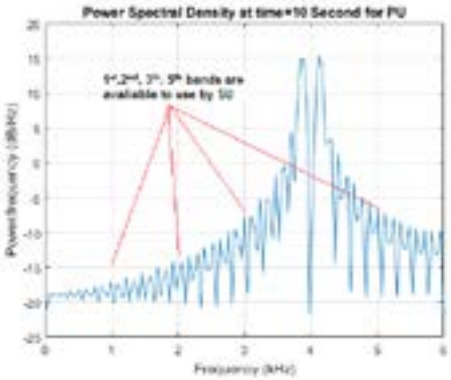
Şekil 7 Birincil kullanıcılar tarafından kullanılan bantlar

3., 4. ve 5. bantların uygunluğu Enerji Tespit Yöntemi ile algılanmış, Şekil 8'de görüldüğü üzere ikincil (lisansız) kullanıcılara tahsis edilmiştir.



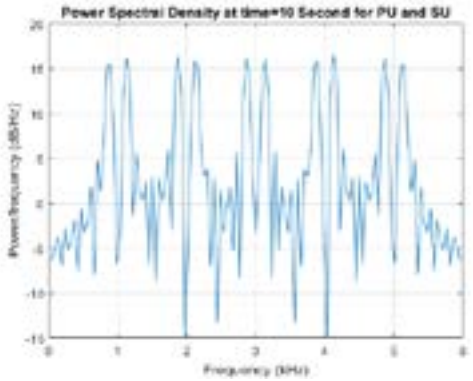
Şekil 8 Birincil-İkincil kullanıcılar tarafından kullanılan bantlar

● 10. zaman dilimi:
4. bandın birincil (lisanslı) kullanıcılar tarafından kullanıldığı Enerji Tespiti Yöntemi ile algılanmıştır (Şekil 9).



Şekil 9 Birincil kullanıcılar tarafından kullanılan bandlar

1., 2., 3. ve 5. bantların uygunluğu Enerji Tespiti Yöntemi ile algılanmış, Şekil 10'da görüldüğü üzere ikincil (lisansız) kullanıcılara tahsis edilmiştir.



Şekil 10 Birincil-İkincil kullanıcılar tarafından kullanılan bantlar

5. Sonuç

Bu bildiride, Bilişsel Radyo teknolojisinin benimsediği dinamik spektrum kullanımına izin verilerek spektrum verimliliği artırılması yaklaşımı üzerine çalışma yapılmıştır. Bilişsel Radyo yaklaşımı ile spektrum algılama yöntemleri kullanılarak spektrum boşlukları bulunur ve birincil kullanıcılar yok iken, ikincil kullanıcıların bu spektrum boşluklarına tahsis edilmesi, böylece spektrumların verimli kullanılması amaçlanır. Bu çalışmada spektrum algılama yöntemi olarak Enerji Tespitine Dayalı Spektrum Algılama Yöntemi kullanılmıştır. 180kHz band genişliğine sahip 200m menzilli makro baz istasyonu, 5 kanal, 5 birincil (lisanslı) kullanıcı, 10 ikincil (lisanssız) kullanıcı ile MATLAB simülasyonları yapılmış olup, 5 birincil kullanıcıların kendi kanallarını kullanmadığı zamanlar algılanmış, boşta olan kanalların ikincil kullanıcılara tahsisi sağlanmıştır (Şekil 6, Şekil 8, Şekil 10). Bu sayede tüm kanalların verimli şekilde kullanıldığı görülmüştür.

6. Kaynaklar

[1] Liang, Y.-C., Chen, K.-C., Li, G. Y., ve Mahonen, P. (2011). Cognitive radio networking and communications: An overview. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, no. 7, 3386–3407.
[2] Rehan Ahmed & Yasir Arfat Ghous, "Detection of Vacant Frequency Bands in Cognitive Radio," Blekinge Institute of Technology, 2010
[3] Ghayoor Abbas Jafri,Ateeq Ur Rehman,Muhammad Tariq Sadiq "Spectrum Sensing and Management in Cooperative Cognitive Radio", Blekinge Institute of Technology, 2011
[4] Mohammed Abdo-Tuko, "Performance Evaluation and Comparison of Different Transmitter Detection Techniques for Application in Cognitive Radio," School of Electrical and Computer Engineering, Addis Ababa Institute of Technology, Addis Ababa University, Addis Ababa, Ethiopia
[5] I.F. Akyildiz, W.Y. Lee and M.C. Vuran, "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," IEEE Transaction on Computer Networks, vol. 50, no. 13, pp. 2127-2159, May, 2006.
[6] Dong-Chan Oh,Yong-Hwan Lee "Energy Detection Based Spectrum Sensing for Sensing Error Minimization in Cognitive Radio Networks", Seoul National University,2009

C ve X-Bant Uygulamaları İçin Kompakt Ultra Geniş Bant Dirgen Şekilli Mikroşerit Anten Tasarımı

İbrahim Kuşulay[1*], Abdurrahim Toktaş[2]

[1]*Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Mühendislik Bilimleri Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 70100, Karaman, Türkiye*

ibrahim@elisgrup.com.tr

[2]*Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 70100, Karaman, Türkiye*

atoktas@kmu.edu.tr

ÖZET

Günümüzde savunma ve haberleşme alanındaki gelişmeler kompakt ve ultra geniş bant antenlere olan gereksinimi arttırmıştır. Bu nedenle mikroşerit antenler, basit ve düzgün yapılı, küçük boyutlu oldukları, entegre devrelere kolayca uygulanabildikleri için son yıllarda yoğun ilgi çekmiştir. Bu çalışmada, C-bant (4-8 GHz) ve X-bant (8-10 GHz) uygulamaları için küçük boyutlu kompakt ultra geniş bant yeni bir mikroşerit anten tasarımı sunulmuştur. Sunulan anten, bir mikroşerit hat ile beslenen dirgen şekilli bir ışıyıcı ve dikdörtgen bir toprak düzlemden oluşmaktadır. Tasarlanan antenin toplam boyutu oldukça küçük olan 10 x 29 mm^2'dir. Anten üretim maliyetini azaltmak ve malzemeyi kolay temin etmek için anten tasarımında 1,6 mm kalınlığı, 4,4 dielektrik sabiti ve 0,02 tanjant kaybı olan FR4 malzeme kullanılmıştır. Anten tasarım prosedürü, rezonans bant genişliği bakımından dört farklı aşamada incelenmiştir. Nihai anten yapısının, rezonans bant genişliği, anten yüzey akım dağılımları, kazanç ve ışıma örüntüsü analizleri yapılmıştır. Bu sonuçlara göre, antenin ultra geniş bant frekans bandını kapsayan 3,65-11,46 GHz aralığında S_{11}(dB)<-10dB olduğu ve 7,3 GHz merkez rezonans frekansında %90'lik bir bant genişliğine sahip olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Mikroşerit anten, Ultra geniş bant, Dirgen şekilli anten, C-bant, X-bant.

Compact Ultra-wideband Pitchfork-shaped Microstrip Antenna Design for C and X-Band Applications

ABSTRACT

Today, advances in defense and communication have increased the need for compact and ultra-wideband antennas. For this reason, microstrip antennas have attracted intense interest in recent years as they are simple and smooth, small in size and easily applied to integrated circuits. In this study, a new compact ultra-wideband microstrip antenna is designed for C-band (4-8 GHz) and X-band (8-10 GHz) applications. The antenna comprises a pitchfork-shaped beam and a rectangular ground plane fed by a microstrip line. The total size of the designed antenna is 10 x 29 mm^2, which is quite small. In order to reduce the antenna fabrication cost and to easily provide the material, FR4 material with 1.6 thickness, 4.4 dielectric constant and 0.02 tangent loss is used in the antenna design. The antenna design procedure is examined in four different stages in terms of resonance bandwidth. Resonance bandwidth, antenna surface current distributions, gain and radiation pattern analyzes of the final antenna structure are performed. According to the results, the antenna was S_{11}(dB)<-10dB at the range of 3,65-11,46 GHz covering the ultra-wideband frequency band and has a %90 bandwidth at 7,3 GHz central resonance frequency.

Keywords: Microstrip antenna, Ultra-wideband, Pitchfork-shaped Antenna, C-band, X-band.

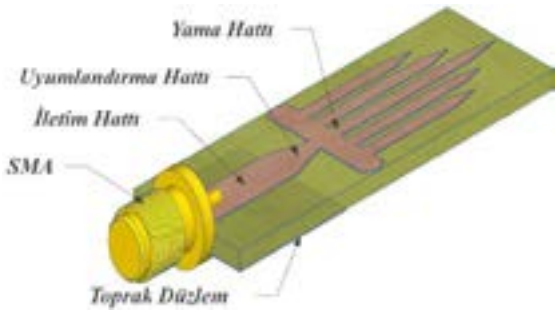
1. GİRİŞ

Son dönemlerde ultra geniş bant (UGB) konsepti, haberleşme alanında çalışma yapan araştırmacıların ilgi odağı olmuştur. 3.1-10.6 GHz'lik bant genişliği Amerika Birleşik Devletleri düzenleme kuruluşu İng.: Federal Communication Commission (FCC) tarafından UGB sistemlerin kullanımı için tahsis edilmiştir. Bu aşamadan sonra, bu alanda çalışmalar daha çok artmıştır. UGB antenler, geniş frekans aralıklarında çalışmalarından dolayı, çok kanallı veya çok sistemli uygulamalarda kullanım kolaylığı sağlamaktadır. Bu nedenle UGB anten tasarımına ilgi daha çok artmıştır [1]. Son yıllarda FCC tıbbi görüntüleme, algılama ve haberleşme gibi yoğun ilgili gören uygulamalar için UGB bant aralığındaki geliştirme çalışmalarına verdiği izinler sayesinde UGB anten tasarımına ilgiyi artmıştır [2]. FCC tarafından açıklanan UGB tanımı, yansıma kaybının $S_{11}(dB)<-10dB$ olduğu frekans bant genişliğinin, merkez frekansa oranının %25 den fazla olması durumudur [3]. Bu çalışmada UGB uygulamaları için FCC tarafından lisanssız kullanıma açılan frekans bandı olan 3-11GHz frekans aralığı kullanılmıştır. Kablosuz iletişim yaşanan teknolojik gelişmeler ışığında insan hayatında son yıllarda daha da önem kazanmaktadır. Dolayısı ile kablosuz iletişim askeri savunma, sağlık sistemleri, acil çağrı sistemleri gibi farklı alanlarda da kullanılmaktadır [4-6]. Kısaca hayatın her alanında ihtiyaç duyulan bir sistem haline dönüşmüştür. Bu nedenle son yıllarda UGB çalışmalarında monopol düzlemsel mikroşerit antenler üzerindeki çalışmalar hız kazanmıştır. Monopol antenlerin en büyük avantajları düzlemsel bir yapıya sahip olmaları ve çok büyük bant genişliklerine sahip olmalarıdır. Mikroşerit antenler ile ilgili literatürde yer alan çalışmaların büyük bir kısmı, dikdörtgen, daire ve üçgen gibi, düzgün geometriler üzerinde yoğunlaşmıştır [7-10]. Düzlemsel anten geometrilerinde besleme modeli olarak eş düzlemsel hat besleme (CPW-fed) yapısı yaygın olarak kullanılmaktadır [11,12].

Literatürde yapılmış olan çalışmaları incelediğimizde, 2016 yılında yapılmış bir çalışmada dairesel polarizasyonlu UGB yama anten tasarımı yapılmış olup, toplam boyutu 40.6 x 40.9 mm^2 ve 4-11 GHz frekans aralığında -10 dB altında bir UGB anten tasarlanmıştır [13]. Yine 2004 yılında yapılmış olan bir çalışmada ise toplam boyutu 35x30 mm^2 ve 3.2-12 GHz frekans aralığında -10 dB altında bir UGB anten tasarlanmıştır [14]. Yine 2011 yılında yapılmış olan bir çalışmada ise toplam boyutu 22 x 24 mm^2 ve 3-11.2 GHz frekans aralığında -10 dB altında bir UGB anten tasarlanmıştır [15]. Yine 2010 yılında yapılmış olan bir çalışmada ise toplam boyutu 20 x 18 mm^2 ve 2.8-11.8 GHz frekans aralığında 2 dB altında bir UGB anten tasarlanmıştır [16].

Literatürdeki çalışmaları incelediğimizde UGB antenlerde günümüzde gelişen teknoloji ile birlikte ebat olarak daha küçük antenlere ihtiyaç olduğu, bu çalışmada ise literatürdeki çalışmalara nispeten daha küçük bir anten tasarımı sunulmuş olup, toplam boyutu 10 x 29 mm^2 olan ışıyıcı yapısı olarak yeni bir şekil ile tarım aleti olarak kullanılan dirgen şeklinden ilham alınarak, 3,65-11,46 GHz frekans aralığında ışıma yapan, oldukça küçük ve maliyeti düşük bir anten tasarımı sunulmuştur. Tasarımda HyperLynx 3D EM (IE3D) programı kullanılmıştır. Yapılan benzetimlerde bant genişliği S_{11}, kazanç, yüzey akım dağılımı ve ışıma örtüsü analizi yapılarak en iyi performans gösteren anten geometrisi belirlenmiştir.

2. ANTENİN GEOMETRİSİ



Şekil 1. Anten geometrisi

C-bant ve X-bant uygulamaları için tasarlanan dirgen şekilli mikroşerit anten; SMA konektör ile beslenen ve toplam boyutu 10 x 29 mm^2, 50 Ω'luk 3 x 9 mm^2 iletim hattı, 3 mm'den 1 mm'ye doğru periyodik olarak azalan bir empedans uyumlandırma hattı ve 10 x 10 mm^2 toprak düzlemden oluşmaktadır (Bkz. Şekil 1). Kullanılan malzemenin kalınlığı 1,6 mm'dir.

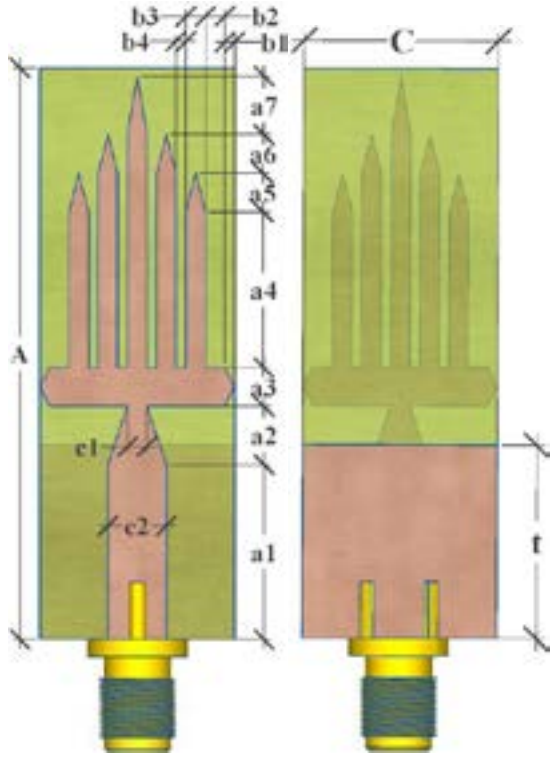
Şekil 2'de tasarlanan antenin çizimi gerçekleştirilip, yama hattı ve antene ait tüm ölçüler adlandırılıp Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1. Anten ölçüleri (birim: mm)

A	C	h	t	a_1	a_2	a_3
29	10	1,6	10	9	3	2
a_4	a_5	a_6	a_7	b_1	b_2	b_3
8	2	2	3	0,5	1	1
b_4	c_1	c_2				
0,5	1	3				

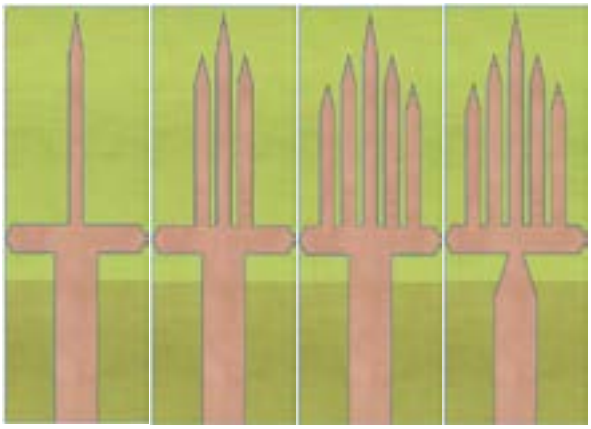
3. ANTEN TASARIM AŞAMALARI

Şekil 3'te görüldüğü üzere nihai antenin tasarım aşamalarında 3 farklı anten tasarımı incelenip nihai anten arasındaki ilişki gösterilmeye çalışılmıştır. 1 numaralı anten tasarımı ile iletim hattının uyumluluğu 50 Ω sağlanmıştır. 2 ve 3 numaralı anten tasarımı ile yama hattının ışıma performansı arttırılmıştır. Nihai anten tasarımı ile iletim hattına bir empedans uyumlandırma hattı tasarlanmıştır. Şekil 4'te görüldüğü üzere simülasyon sonuçlarına göre dört farklı anten aşamalarının S_{11} parametreleri incelenmiş -10 dB için nihai antenin 3,65-11,46 GHz aralığında sinüzoidal bir karakteristiğe sahip olduğu gözlemlenmiştir.



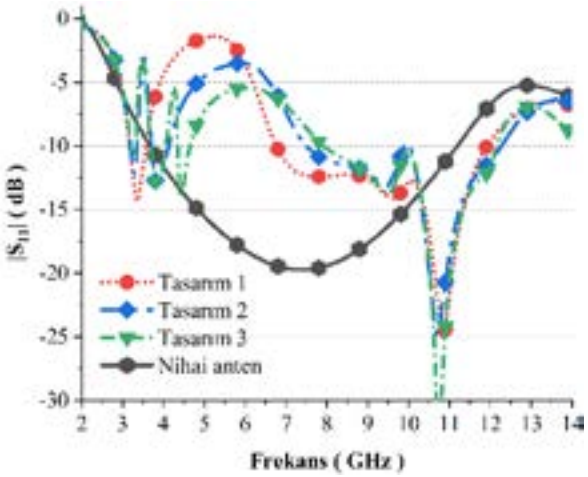
(a) (b)

Şekil 2. Nihai antenin a) Önden görünüşü, b) arkadan görünüşü



(a) (b) (c) (d)

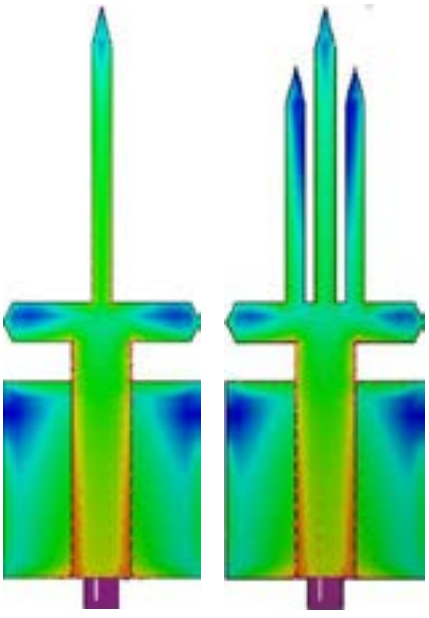
Şekil 3.a) Tasarım1 b) Tasarım2 c) Tasarım3 d) Tasarım4 (Nihai anten)



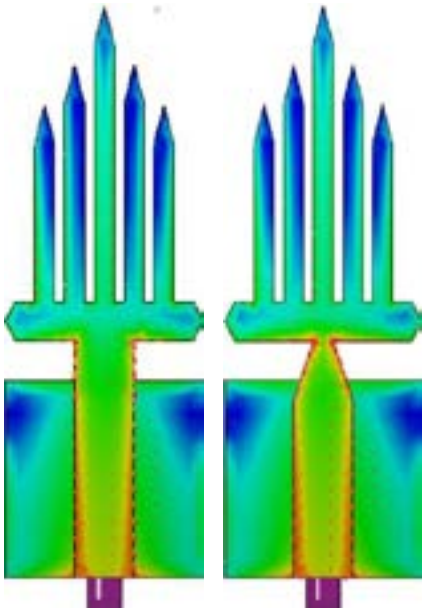
Şekil 4. 4 farklı tasarımın karşılaştırmalı geri dönüş kaybı (S_{11}) grafikleri

4. ANTENİN YÜZEY AKIM DAĞILIMI

Şekil 5'de 4 farklı antenin iki boyutlu yüzey akım dağılım grafikleri ve akım vektörleri gösterilmiş olup, Tasarım1'de akımların iletim hattının uç kısımlarında yoğun bir şekilde yapıldığı, Tasarım2 ve Tasarım3'te antenlerin yama hattına ilaveler yapılarak, ilavelerin uç kısımlarında akım dağılımı biraz daha arttırıldığı gözlemlenmiştir. Nihai antende ise iletim hattı ile yama hattı arasında yapılan uyumlandırma hattının akımları daha eşit bir şekilde dağıttığı, iletim hattında yoğunlaşan akımların daha çok yoğunlaşarak yama hattına dağıldığı gözlemlenmiş olup, bu sebeple uyumlandırma hattının UGB antenler için gerekliliği gözlemlenmiştir.



(a) (b)

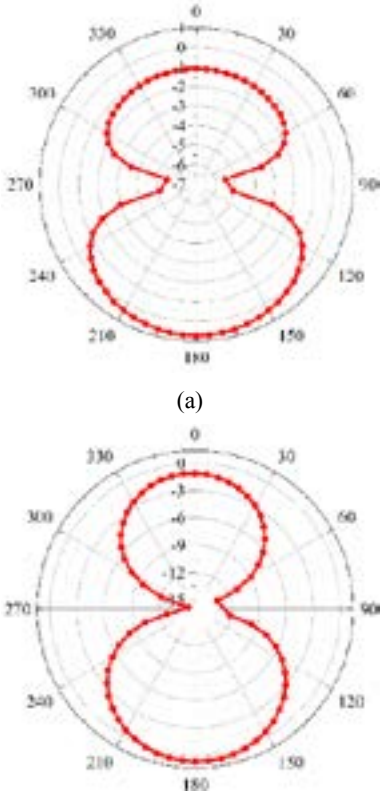


(c) (d)

Şekil 5. 4 Farklı anten tasarımlarının yüzey akım dağılımları: a) Tasarım1 b) Tasarım2 c) Tasarım3 d) Nihai anten

5. IŞIMA ÖRÜNTÜSÜ

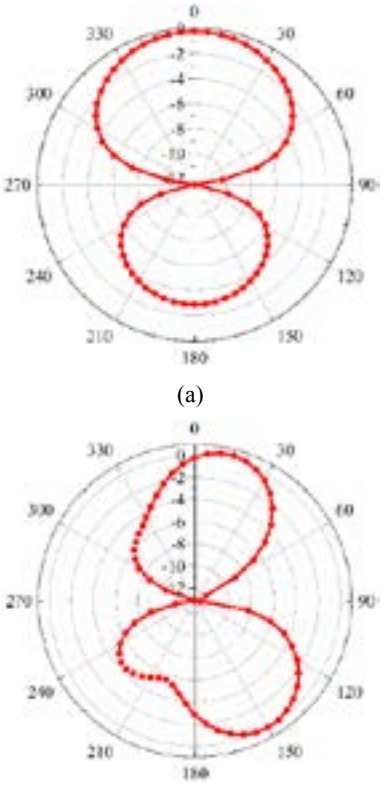
Şekil 6'da görüldüğü gibi tasarımı sunulan nihai antenin simülasyon sonuçlarına göre ışıma örüntüsü incelenmiş olup, buna göre 4,5 GHz *x-z* düzleminde 180°'de azami kazancı 0,71 dBi, 4,5 GHz y-z düzleminde 180°'de azami kazancı 0,70 dBi olduğu gözlemlenmiştir.



(a)

(b)

Şekil 6.Işıma örüntüsü 4,5 GHz için: a) x-z düzlemi, b) y-z düzlemi



(a)

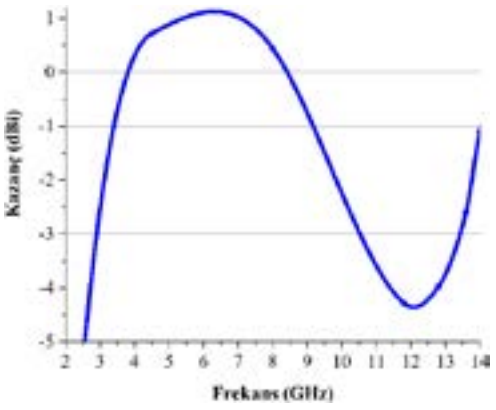
(b)

Şekil 7. Işıma örüntüsü 8 GHz için: a) x-z düzlemi, b) y-z düzlemi

Şekil 7'de 8 GHz x-z düzleminde 0°'de azami kazancı -0,20 dBi, 8 GHz y-z düzleminde 20°'de azami kazancı 0,24 dBi olduğu gözlemlenmiştir.

6. ANTENİN AZAMİ KAZANCI

Tasarlanan antene ait azami kazanç grafiği Şekil 8'de sunulmuş olup, 3-12 GHz aralığında -5 ile 1 dBi aralığında kazancı olduğu ve en yüksek kazancının 4,5-8 GHz aralığında olduğu görülmüştür.



Şekil 8. Tasarlanan antenin azami kazanç (dBi) grafiği

7. SONUÇ

Bu çalışmada, yeni bir şekil olarak dirgen şekil yama hattı tasarlanmış olup ebat olarak literatürdeki benzer antenlere nispeten daha küçük boyutlu bir anten tasarımı sunulmuştur. Tasarım aşamaları ve 4 farklı anten tasarımı arasındaki ilişki gösterilmiştir. Anten üretim maliyetini azaltmak ve malzemeyi kolay temin etmek için anten tasarımında 1,6 mm kalınlığı, 4,4 dielektrik sabiti ve 0,02 tanjant kaybı olan FR4 malzeme kullanılmıştır. Yapılan benzetimlerde bant genişliği S_{11}, kazanç, yüzey akım dağılımı ve ışıma örtüsü analizi yapılarak en iyi performans gösteren anten geometrisi belirlenmiştir. FCC standartlarına göre, 3,65-11,46 GHz aralığında S_{11}(dB)<-10dB olduğu ve 7,3 GHz merkez rezonans frekansında %90'lik bir bant genişliğine sahip olduğu, bu sebeple antenin UGB anten olduğu grafiklerle ispatlanmıştır. Tasarlanan antenin çalışma frekans aralığına uygun olan IEEE standartlarına göre C-bant ve X-bant frekans çalışma aralığındaki cihazlara uygulanabilirliği gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

[1] J. L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition, McGrawHill., New York, 2007.

[2] Toktas, Abdurrahim & Yerlikaya, Mehmet. (2019). A compact reconfigurable ultra-wideband G-shaped printed antenna with band-notched characteristic. Microwave and Optical Technology Letters. 61. 245–250. 10.1002/mop.31516.

[3] FCC 02-48, 2002. Commission‟s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, FCC, 98- 153, Washington

[4] G. Şahan, F. Erden, E Başaran, E, Düşük Arka/Yakın Yan Kulakçık Seviyesine Sahip Dizi Beslemeli Parabolik Reflektör Anten Tasarımı. Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji, 5 (3), 1-12. (2017).

[5] S. Kulaç. Medikal İmplant Haberleşme Sistemleri İçin Bandgenişliği Verimli Örtüşmeli Fsk Kodlamalı Güvenli Komut İletimi. Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji, 6 (2), 250-258, 2018. DOI: 10.29109/http-gujsc-gazi-edu-tr.288622

[6] A. Apak, İ. Üstoğlu. Türkiye İçin Yeni Nesil Acil Çağrı Sistemi. Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji, 5 (3), 127-137, 2017. DOI: 10.29109/http-gujsc-gazi-edutr.338344

[7] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Wiley Interscience, 1136, 2005.

[8] J. R. James, P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, Peter Peregrinus Ltd., London, 1312, 1989.

[9] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, London, 875, 2001.

[10] G. Kumar, K.P. Ray, Broadband Microstrip Antennas, Artech House, London, 409, 2003

[11] E. Garduno-Nolasco, Comparison between quasi circular planar antennas with microstrip and CPW feeding, LATINCOM 2010 IEEE, Latin American, pp. 1-5, 2010.

[12] M. Moktaari, J. Bornemann, Directional Ultra Wideband Antennas in Planar Technologies, Microwave Conference, EuMC 2008. 38th European, pp. 885-888, 2008.

[13] Toktas, Abdurrahim & Yerlikaya, Mehmet. (2016). Haberleşme Sistemleri İçin Dairesel Polarizasyonlu Ultra-geniş-bant Yama Anten Sistemi.

[14] H. Choi, Seok & K. Park, Jong & K. Kim, Sun & Y. Park, Jae. (2004). A new ultra-wideband antenna For UWB applications. Microwave and Optical Technology Letters - MICROWAVE OPT TECHNOL LETT. 40. 399-401. 10.1002/mop.11392.

[15] Azim, Rezaul & Islam, Mohammad & Misran, Norbahiah. (2011). Compact Tapered-Shape Slot Antenna for UWB Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters - IEEE ANTENN WIREL PROPAG LETT. 10. 1190-1193. 10.1109/LAWP.2011.2172181.

[16] Abdollahvand, M & Dadashzadeh, G & Mostafa, D. (2010). Compact Dual Band-Notched Printed Monopole Antenna for UWB Application. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE. 9. 1148 - 1151. 10.1109/LAWP.2010.2091250.

Altıgen Kareleme Genlik Modülasyonu Kullanan MIMO TAS/MRC Sistemlerin Weibull Sönümlenmeli Kanallardaki Hata Analizi Değerlendirmesi

Mehmet Bilim
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Nuh Naci Yazgan Üniversitesi
Kayseri, Türkiye
mbilim@nny.edu.tr

***Özet*—Bu çalışmada, altıgen kareleme genlik modülasyonu tekniğini kullanan çok-girişli çok-çıkışlı sistem yapısının Weibull sönümlü kanallardaki performans analizi sunulmuştur. Ele alınan çok-girişli çok-çıkışlı sistem, vericide en iyi anten seçimini yaparken, alıcıda en büyük oranlı birleştirme tekniğini kullanmaktadır. Sistemin analizinde, Gauss *Q*-fonksiyonunun üstel yaklaşıklığı kullanılarak çözüm elde edilmiştir. Buna ilaveten, analitik ifadeleri kolaylaştırmak ve sistem performansına ait kavramları daha kolay elde etmek için asimptotik ifade de türetilmiştir. Analizler sonucunda türetilen ifadelerin doğruluğu, nümerik tam simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı bir biçimde verilerek gösterilmiştir.**

Anahtar Kelimeler — altıgen kareleme genlik modülasyonu; çok-girişli çok-çıkışlı sistem; Weibull sönümlü kanallar.

***Abstract*— In this study, the performance analysis of multi-input multi-output system using hexagonal quadrature amplitude modulation technique over Weibull fading channels is presented. The considered system employs transmit antenna selection and maximal ratio combining techniques. We obtain the analytical error expression for the considered system by using the exponential approximation of the Gaussian *Q*-function. In addition, the asymptotic expression is derived to facilitate analytical expressions and to obtain an easier concept of system performance. As a result of the analysis, the accuracy of the derived expressions is shown by comparing them with the numerical exact simulation results.**

Keywords — hexagonal quadrature amplitude modulation; multi-input multi-output system; Weibull fading channels.

I. GİRİŞ

Gelecek nesil (5. nesil ve ötesi) telsiz iletişim sistemlerinin gereksinimlerine bakıldığında yüksek veri iletimi önemli bir yere sahiptir. Kareleme genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation, QAM) tekniği, yüksek veri hızı iletimini sağlamada çok başarılı bir modülasyon çeşididir. Bu sebeple, QAM teknikleri günümüzde dijital video yayını, hücresel iletişim sistemleri, WiMAX (Worldwide interoperability for microwave access) ve Wi-Fi (wireless fidelity, IEEE 802.11) gibi yaygın olarak kullanılan uygulamalarda tercih edilmektedir [1], [2].

Öte yandan, farklı kablosuz iletişim sistemlerine de QAM teknikleri uygulanmıştır, bu çalışma örneklerinin bazıları [3]-[8]'de verilmektedir. [3]'te sunulan çalışmada, dikdörtgensel QAM (rectangular QAM, RQAM) ve çapraz QAM (cross QAM, XQAM) tekniklerini kullanan tek-girişli tek-çıkışlı telsiz iletişim sisteminin iki dalgalı dağınık güç ortamındaki performans analizleri yapılmıştır. Yazarlar [4]'te sundukları çalışmada, altıgen QAM (hexagonel QAM, HQAM) ve RQAM tekniklerini kullanan çoklu röleye sahip sistemlerin Nakagami-*m* sönümlü kanallardaki performans analizlerini gerçekleştirmişlerdir. Diğer taraftan, [5]'te verilen çalışmada ise, κ-μ gölgelemeli diye adlandırılan daha genelleştirilmiş bir sönümlenme ortamında hem tek-girişli tek-çıkışlı hem de çok-girişli çok-çıkışlı sistemlerin RQAM ve XQAM analizleri ortaya konulmuştur. Bir diğer çalışmada ise [6], milimetrik dalgalanmalı iki ışınlı sönümlenme ortamında RQAM ve XQAM analizleri çeşitli yaklaşıklık ve tam ifadeler türetilerek analiz edilmiştir. Bir başka çalışma olan [7]'de, seçme birleştirme tekniğinin RQAM yöntemi ile Nakagami-*m* sönümlü kanal ortamındaki performans analizi yapılmıştır. İki yönlü röleli bir sistemin yine Nakagami-*m* sönümlü ortamdaki RQAM analizi [8]'de verilmektedir. HQAM tekniğinin diğer QAM tekniklerine göre özellikle yüksek işaret-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) seviyelerinde çok daha verimli olduğu bilinmektedir [4], [9]. HQAM için, alıcı taraftaki algılama işleminin karmaşıklığının yüksek olması bir dezavantaj olarak görülse de sistem verimliliğini ve hızını arttırması göz önüne alındığında bu durum kabul edilebilir hale gelmektedir. Bu sebeple bu çalışmada HQAM tekniği ele alınmıştır.

Bir diğer taraftan, günümüz telsiz iletişim sistemlerine bakıldığında tek-girişli tek-çıkışlı yapılardan ziyade çoklu anten yapılarının kullanıldığı çok-girişli çok-çıkışlı telsiz iletişim sistemlerinin tercih edildiği dikkati çekmektedir. Bu sistemlerin de kendi içerisinde birleştirme ve verici bloklarında yapılan işlemlere göre sınıflandırıldığı görülmektedir. Alıcı tarafta en büyük oranlı (maximal ratio combining, MRC) birleştirme tekniği kullanan ve verici tarafta ise en iyi performansa sahip olan iletim antenini seçen (transmit antenna selection, TAS) sistemlerin kullanımı oldukça yaygındır [10]-[14]. Çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistem yapısının TAS/MRC yöntemleriyle Rayleigh sönümlü kanal ortamında performans incelemesi [10]'da sunulmuştur. Yine aynı yazarlar [11]'deki çalışmada, aynı sistem yapısının Nakagami-*m* sönümlü ortamlardaki performansını incelemişlerdir. [12]'de, MIMO TAS/MRC sisteminin röleli iletişim ile birlikte yaklaşık analizleri gösterilmiştir. [13]'te, bilişsel radyo ağındaki MIMO TAS/MRC sisteminin gizlilik kesintisi (secrecy outage) analizi sunulurken, [14]'te MIMO TAS/MRC sisteminin Weibull sönümlü kanallarda farklı iletim senaryolarındaki yaklaşık kapasite analizleri ve kesinti olasılığı analizleri gösterilmiştir. [14]'teki çalışma herhangi bir QAM tekniğini içeren analiz sunmamaktadır. Weibull sönümlenmesinin gerek gerçek kanal ortamlarının temsil etmekteki kabiliyeti [15], [16] gerekse sönümlenme parametresinin ayarlanması ile Rayleigh gibi klasik sönümlenmelere dönüşebilmesi özelliklerinden dolayı, bu çalışmada Weibull sönümlenmesi kullanılmıştır.

Genel literatür incelemesine bakıldığında, HQAM tekniğini kullanan MIMO TAS/MRC telsiz iletişim sisteminin Weibull sönümlenmeli kanal ortamlarında analizi bulunmadığı görülmektedir. Bu çalışmada, literatürdeki bu boşluk giderilmeye çalışılmıştır. HQAM tekniğini kullanan MIMO TAS/MRC sisteminin Weibull sönümlenmeli ortamlardaki yaklaşık ve asimptotik ortalama sembol hata oranı (average symbol error rate, ASER) ifadeleri elde edilmiştir. Önerilen ifadelerin doğruluğu, nümerik tam simülasyon sonuçları ile karşılaştırmalı bir biçimde verilerek gösterilmiştir. Ayrıca parametre değişimlerinin ele alınan sistemin performansı üzerine etkileri kapsamlı olarak sunulmuştur.

II. SİSTEM VE KANAL MODELLERİ

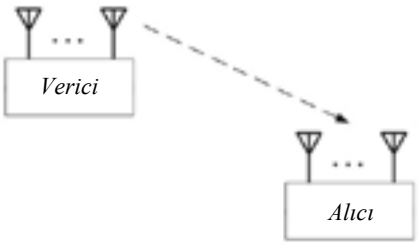
Bu çalışmada Şekil 1'de gösterildiği gibi, L_t adet verici antenine sahip ve L_r adet alıcı antenine sahip bir MIMO TAS/MRC sistemi ele alınmıştır. Vericide TAS tekniği ile en iyi iletim yapan anten seçilmekte iken, alıcıda MRC tekniği ile birden fazla alıcı anteninin algıladığı işaretler birleştirilmiştir. Ele alınan sistemde çoklu antene sahip alıcı-verici arasındaki kanal ortamının ise Weibull sönümlenmesine sahip olduğu kabul edilmiştir. Weibull sönümlenmesi, sönümlenme parametresi olan β'nın ayarlanması ile sönümlenme şiddetini değiştirirken, Rayleigh sönümlenmesi gibi direk görüş olmayan (non line-of-sight, NLOS) durumları temsil etmede kullanılan klasik sönümlenme çeşitlerini de kapsamaktadır. Bu sayede yapılan çalışma ile Rayleigh sönümlenmesi de gerçekleştirilmiş olacaktır. Buna göre, bir MIMO TAS/MRC sistemi için Weibull sönümlenmesi ortamında alıcı taraftaki anlık SNR'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ifadesi şu şekildedir [14]:

$$f_{\gamma_{(L_t)}}(\gamma) \approx \frac{L_t(\Omega)^{\Phi L_t}}{\Gamma(\Phi)} \gamma^{\Phi L_t - 1} e^{-\gamma L_t \Omega} \sum_{k=0}^{\infty} d_{r,k} \Omega^k \gamma^k \tag{1}$$

burada $\Phi = G_\beta L_r$, $\Omega = G_\beta / \overline{\gamma}$, $G_\beta = \theta_2^2(\beta) / \left(\theta_4(\beta) - \theta_2^2(\beta)\right)$, $\theta_y(x) = \Gamma\left(1 + (y/x)\right)$ ve

$$\begin{aligned} d_{r,k} &= \frac{\Gamma(\Phi+1)}{k} \sum_{j=1}^{k} \left(j(L_t) - k\right) \Xi_j d_{r,k-j} \\ d_{r,0} &= \frac{1}{\left(\Gamma(\Phi+1)\right)^{L_t - 1}} \\ \Xi_j &= \frac{1}{\Gamma(\Phi + j + 1)}, \; j \geq 1 \end{aligned} \tag{2}$$

Eşitlik (1) ve (2) ile verilen PDF tanımlamaları, HQAM analizlerinde kullanılıp, rekürsif bir yapıya sahiptir.



Şekil. 1. Ele alınan MIMO TAS/MRC sistem modeli.

III. HQAM ANALİZLERİ

Genel olarak haberleşme sistemleri için yaygın olarak kullanılan ASER formülü,

$$\Pr(e) = \int_0^{\infty} \Pr(e|\gamma) f_{\gamma_{(L_t)}}(\gamma) d\gamma \tag{3}$$

şeklindedir. Eşitlik (3)'teki integral görüldüğü üzere iki bileşenden oluşmaktadır. Ele alınan MIMO TAS/MRC sistemine ait PDF ifadesi, $f_{\gamma_{(L_t)}}(\gamma)$, eşitlik (1)'de verilmekte iken HQAM tekniği için koşullu hata ifadesi, $\Pr(e|\gamma)$, ise şu şekilde tanımlanmaktadır [9]:

$$\Pr(e|\gamma) = Q\left(\sqrt{\alpha\gamma}\right)\tau - 2\tau_c Q\left(\sqrt{\frac{\alpha\gamma}{3}}\right) Q\left(\sqrt{\alpha\gamma}\right) + \frac{2}{3}\tau_c Q^2\left(\sqrt{\frac{\alpha\gamma}{3}}\right) \tag{4}$$

Burada $Q(\cdot)$ Gauss Q-fonksiyonu iken, α, τ ve τ_c [9]'daki çalışmada Tablo I'de değerleri verilen ve HQAM tekniğinin seviyelerine (M seviyesi) göre değer alan parametrelerdir. Eşitlik (4) ile verilen $\Pr(e|\gamma)$ bileşeni ve eşitlik (1) ile verilen $f_{\gamma_{(L_t)}}(\gamma)$ ifadeleri, eşitlik (3)'te yerine konularak HQAM tekniği için MIMO TAS/MRC sisteminin Weibull sönümlenmesindeki ASER ifadesi elde edilir. Bu ifadeyi çözüme kavuşturmak için, [17]'de verilen $Q(z) \approx \frac{1}{2}\exp\left(-z^2/2\right)$ yaklaşıklığı kullanılır ve (4)'teki ifade

$$\Pr(e|\gamma) \approx \frac{\tau}{2}\exp\left(-\frac{\alpha}{2}\gamma\right) - \frac{\tau_c}{2}\exp\left(-\frac{2\alpha}{3}\gamma\right) + \frac{1}{6}\exp\left(-\frac{2\alpha}{3}\gamma\right) \tag{5}$$

haline dönüşür. Buna göre, (5) ile (1), (3)'teki ifadede yerine yazılırsa

$$\Pr(e) \approx \frac{L_t(\Omega)^{\Phi L_t}}{\Gamma(\Phi)} \sum_{k=0}^{\infty} d_{r,k} \Omega^k \int_0^{\infty} \gamma^{\Phi L_t + k - 1} e^{-\gamma L_t \Omega} \left[\underbrace{\frac{\tau}{2}\exp\left(-\frac{\alpha}{2}\gamma\right)}_{I_1} - \underbrace{\frac{\tau_c}{2}\exp\left(-\frac{2\alpha}{3}\gamma\right)}_{I_2} + \underbrace{\frac{1}{6}\exp\left(-\frac{2\alpha}{3}\gamma\right)}_{I_3} \right] d\gamma \tag{6}$$

olarak yazılabilir. (6)'daki integral birbirine benzer formatta olan ve $I_1 - I_3$ olarak adlandırılan üç adet integral içermektedir. Sırasıyla bu integraller aşağıda verildiği gibidir:

$$I_1 = \frac{\tau}{2}\int_0^{\infty} \gamma^{\Phi L_t + k - 1} e^{-\gamma\left(L_t\Omega + \frac{\alpha}{2}\right)} d\gamma \tag{7}$$

$$I_2 = \frac{\tau_c}{2}\int_0^{\infty} \gamma^{\Phi L_t + k - 1} e^{-\gamma\left(L_t\Omega + \frac{2\alpha}{3}\right)} d\gamma \tag{8}$$

$$I_3 = \frac{1}{6}\int_0^{\infty} \gamma^{\Phi L_t + k - 1} e^{-\gamma\left(L_t\Omega + \frac{2\alpha}{3}\right)} d\gamma \tag{9}$$

Eşitlik (7)-(9)'da verilen integraller, bazı matematiksel işlemler ve [18, eşitlik (3.381.4)] yardımıyla çözülür ise

$$I_1 = \frac{\tau}{2}\left(L_t\Omega + \frac{\alpha}{2}\right)^{-(\Phi L_t + k)} \Gamma(\Phi L_t + k) \tag{10}$$

$$I_2 = \frac{\tau_c}{2}\left(L_t\Omega + \frac{2\alpha}{3}\right)^{-(\Phi L_t + k)} \Gamma(\Phi L_t + k) \tag{11}$$

$$I_3 = \frac{1}{6}\left(L_t\Omega + \frac{2\alpha}{3}\right)^{-(\Phi L_t + k)} \Gamma\left(\Phi L_t + k\right) \tag{12}$$

ifadeleri elde edilir. (10)-(12)'de verilen çözümler, (6)'da yerine konulursa,

$$\Pr(e) \approx \frac{L_t(\Omega)^{\Phi L_t}}{\Gamma(\Phi)} \sum_{k=0}^{\infty} d_{r,k}\Omega^k \Gamma\left(\Phi L_t + k\right)$$
$$\left[\frac{\tau}{2}\left(L_t\Omega + \frac{\alpha}{2}\right)^{-(\Phi L_t + k)} - \frac{\tau_c}{2}\left(L_t\Omega + \frac{2\alpha}{3}\right)^{-(\Phi L_t + k)} + \frac{1}{6}\left(L_t\Omega + \frac{2\alpha}{3}\right)^{-(\Phi L_t + k)}\right] \tag{13}$$

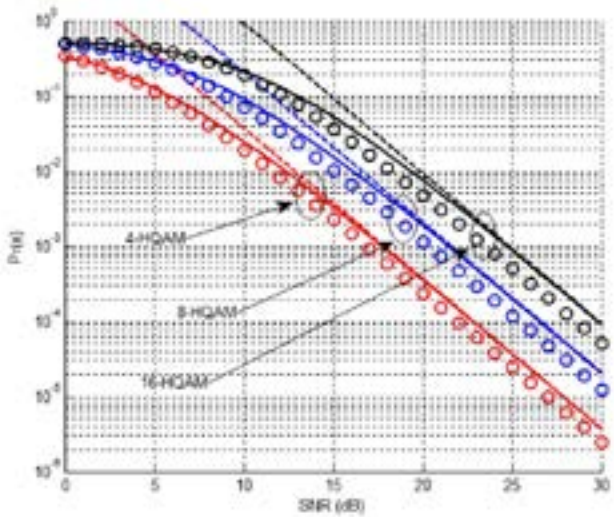
olarak ASER ifadesi türetilir. Eşitlik (13), Weibull sönümlenmeli kanallarda MIMO TAS/MRC sisteminin yaklaşık ASER ifadesidir ve henüz literatürde türetilmemiştir. Eşitlik (13)'teki ifadenin asimptotik yaklaşıklığını bulmak için yeterince yüksek SNR'de $\overline{\gamma} \to \infty$ iken $\Omega \to 0$ olur ve ifade

$$\Pr^{\infty}(e) \approx \frac{L_t(\Omega)^{\Phi L_t}}{\Gamma(\Phi)} \sum_{k=0}^{\infty} d_{r,k}\Omega^k \Gamma\left(\Phi L_t + k\right)$$
$$\left[\frac{\tau}{2}\left(\frac{\alpha}{2}\right)^{-(\Phi L_t + k)} - \frac{\tau_c}{2}\left(\frac{2\alpha}{3}\right)^{-(\Phi L_t + k)} + \frac{1}{6}\left(\frac{2\alpha}{3}\right)^{-(\Phi L_t + k)}\right] \tag{14}$$

olarak elde edilir. Eşitlik (14)'te sunulan asimptotik ifade de daha önce hiçbir çalışmada verilmemiştir. Böylelikle, ele alınan sistemin hem yaklaşık analitik ifadesi hem de asimptotik ifadesi türetilmiştir.

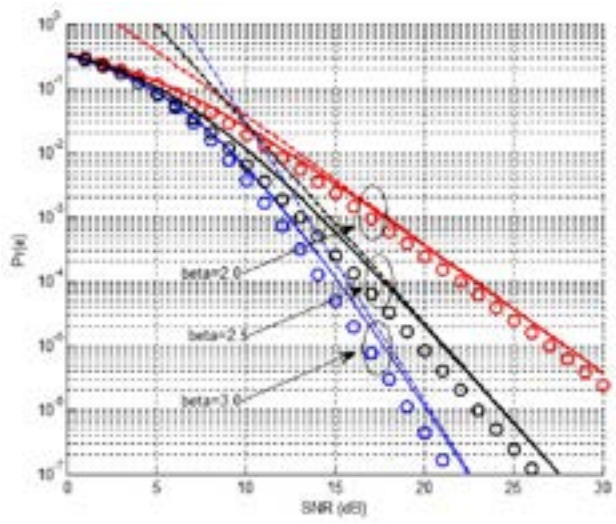
IV. NÜMERİK SONUÇLAR

Bu bölümde bir önceki analiz kısmında türetilen eşitlik (13) ve (14) kullanılarak sırasıyla analitik ve asimptotik sonuçlar elde edilmiş, önerilen bu ifadelerin doğruluğu nümerik tam simülasyon sonuçları ile gösterilmiştir.



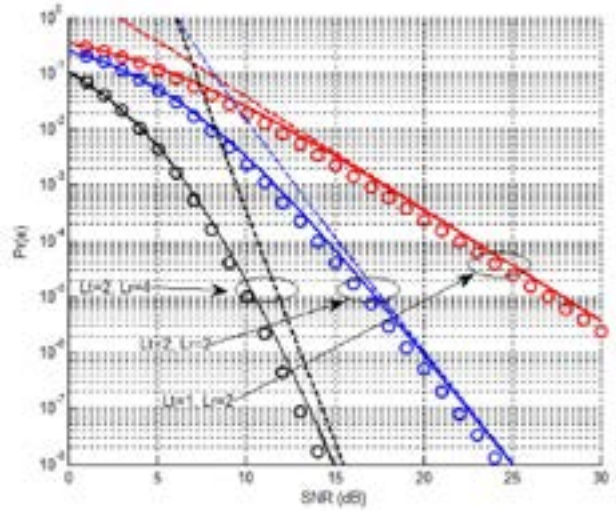
Şekil. 2. Farklı modülasyon seviyeleri için HQAM tekniği kullanan MIMO TAS/MRC sistemin Weibull sönümlenmeli kanallardaki performansı (düz çizgi: analitik, kesikli çizgi: asimptotik, sembol: simülasyon).

İncelenen ilk senaryo olan Şekil 2'de, 4, 8 ve 16 modülasyon seviyelerine sahip HQAM analizlerinin kıyaslaması, $\beta = 2.0$, $L_t = 1$ ve $L_r = 2$ olarak alındığı zaman sunulmuştur. Burada görüldüğü üzere, modülasyon seviyesi arttıkça, performans kötüleşmekte ve simülasyon sonuçları analitik ve asimptotik sonuçlarla uyum içerisindedir. Özellikle asimptotik sonuçlar yüksek SNR bölgelerinde sıkı bir yakınlık göstermektedir (15 dB'den sonra).



Şekil. 3. Farklı β sönümlenme parametre değerlerine sahip 4- HQAM tekniği kullanan MIMO TAS/MRC sistemlerinin performans kıyaslaması (düz çizgi: analitik, kesikli çizgi: asimptotik, sembol: simülasyon).

Şekil 3'te 4-HQAM tekniğini kullanan ve $L_t = 1$, $L_r = 2$ durumundaki MIMO TAS/MRC sisteminin farklı Weibull sönümlenme katsayı değerleri durumları kıyaslanmıştır. Literatürdeki çalışma örneklerine benzer şekilde bu senaryoda da, β sönümlenme parametresinin değeri arttıkça, performansın iyileştiği gözlemlenmektedir. Bilindiği gibi, β sönümlenme parametresinin değeri arttıkça, kanal ortamı iyileşmekte ve performans artmaktadır. Buna ilaveten, analitik, asimptotik ve simülasyon sonuçlarının birbiriyle uyum içerisinde olduğu dikkati çekmektedir. Son olarak, farklı verici ve alıcı anten sayılarına sahip 4-HQAM tekniğini kullanan MIMO TAS/MRC sistemlerin Weibull sönümlenmeli kanallardaki sonuçları Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil. 4. Farklı anten sayıları için 4-HQAM tekniği kullanan MIMO TAS/MRC sistemin Weibull sönümlenmeli kanallardaki performansı (düz çizgi: analitik, kesikli çizgi: asimptotik, sembol: simülasyon).

Buradaki senaryoda, bütün sonuçlar $\beta = 2.0$ durumunda elde edilirken, $L_t = 1$, $L_r = 2$, $L_t = 2$, $L_r = 2$ ve $L_t = 2$, $L_r = 4$ olarak 3 farklı durum ele alınmıştır. Bilindiği gibi, sistemdeki verici-alıcı anten sayısı arttıkça sistem performansı artar. Bu durum, Şekil 4'te de açıkça görülmektedir. Ayrıca alıcı anten sayısı sabit tutulurken, verici anten sayısını arttırmanın veya verici anten sayısı sabit tutulurken alıcı anten sayısını arttırmanın sistem performansı üzerine olumlu etki sağladığı görülmektedir. Diğer sonuçlarda olduğu gibi bu grafikte de simülasyon sonuçları analitik ve asimptotik sonuçlarla uyumludur. Son olarak, Şekil 2-4'te verilen grafiklerde analitik sonuçlar simülasyon sonuçlarının az da olsa sapma göstererek üstünde yer almaktadır. Bu durum, analitik çözüm yapılırken kullanılan Gauss Q-fonksiyonu yaklaşıklığından kaynaklanmaktadır. Bu yaklaşıklık, hem Gauss Q-fonksiyonunun üst sınırını temsil etmekte hem de tek üstel terim içermektedir.

V. SONUÇ

Bu bildiride HQAM tekniğini kullanan MIMO TAS/MRC sistem yapısının Weibull sönümlü kanallardaki performansına ait teorik bir çerçeve sunmaktadır. Yapılan analizler sonucunda ele alınan sistem durumu için hem analitik hem de asimptotik ifadeler türetilmiştir. Elde edilen ifadeler kullanılarak, farklı senaryolar incelenmiş; verici-alıcı anten sayıları, sönümlenme parametresi, modülasyon seviyesi gibi parametrelerin sistem performansı üzerine olan etkileri detaylı olarak verilmiştir. Önerilen ifadelerin doğruluğu da her bir senaryo için simülasyonlarla gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

[1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2001.

[2] T. S. Rappaport, *Wireless Communication*, 2nd ed. Chennai, India: Pearson, 2011.

[3] D. Dixit and P. R. Sahu, "Performance of QAM signaling over TWDP fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun*., vol. 12, no. 4, pp. 1794-1799, Apr. 2013.

[4] N. Kumar, P. K. Singya, and V. Bhatia, "ASER analysis of hexagonal and rectangular QAM schemes in multiple-relay networks," *IEEE Trans. Veh. Technol*., vol. 67, no. 2, pp. 1815-1819, Feb. 2018.

[5] Bilim, M., 2019b, "QAM Signaling over κ-μ Shadowed Fading Channels" *Phys. Commun*., 34, 261-271.

[6] Bilim M. and Kapucu, N. 2019a, "Average Symbol Error Rate Analysis of QAM Schemes over Millimeter Wave Fluctuating Two-Ray Fading Channels," *IEEE Access* vol. 7, 105746-105754, 2019.

[7] D. Dixit and P. R. Sahu, ``Performance analysis of rectangular QAM with SC receiver over Nakagami-*m* fading channels," *IEEE Commun. Lett*., vol. 18, no. 7, pp. 1262 1265, Jul. 2014.

[8] N. Kumar and V. Bhatia, "Exact ASER analysis of rectangular QAM in two-way relaying networks over Nakagami-*m* fading channels," *IEEE Wireless Commun. Lett*., vol. 5, no. 5, pp. 548 551, Oct. 2016.

[9] L. Rugini "Symbol Error Probability of Hexagonal QAM," *IEEE Commun. Lett*., vol. 20, no. 8, pp. 1523-1526, Aug. 2016.

[10] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, ''Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels,'' *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, Jul. 2005.

[11] Z. Chen, Z. Chi, Y. Li, and B. Vucetic, "Error performance of maximalratio combining with transmit antenna selection in flat Nakagami-m fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun*., vol. 8, no. 1, pp. 424–431, Jan. 2009

[12] P. L. Yeoh, M. Elkashlan, and I. B. Collings, "Exact and asymptotic SER of distributed TAS/MRC in MIMO relay networks," *IEEE Trans. Wirelss Commun*., vol. 10, no. 3, pp. 751–756, Mar. 2011.

[13] H. Zhao, Y. Tan, G. Pan, Y. Chen, and N. Yang, "Secrecy outage on transmit antenna selection/maximal ratio combining in MIMO cognitive radio networks," *IEEE Trans. Veh. Technol*., vol. 65, no. 12, pp. 10236–10242, Dec. 2016.

[14] T. Chaayra, F. El Bouanani, H. Ben-azza, "Asymptotic capacity analysis under different adaptive transmission for TAS/MRC MIMO scheme subject to Weibull fading channels," *Phys. Commun*., 36, 100743, 2019.

[15] F. Babich, G. Lombardi, "Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel," *IEEE Trans. Commun*., vol. 48, no. 3, pp. 455-464, 2000.

[16] Hashemi H., "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no.7, pp. 943-968, 1993.

[17] J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs, *Principles of Communication Engineering*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 1965, p. 83.

[18] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 6th ed. San Diego, CA, USA: Academic, 2000.

EEMKON 2019

BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

İSTANBUL
TABİP ODASI
ISTANBUL MEDICAL CHAMBER

Elektrik stimülasyonu ile parmak ucu dokunma duyarlığının incelenmesi

Cem ÖZKAN[1], Yeter ŞİMŞEKLİ[2]

[1].Elektrik Mühendisi ve UÜ. Fen Bilgisi Eğitimi Yüksek Lisans Öğrencisi, nakzomec@gmail.com
[2].Doç.Dr. Uludağ Üniversitesi Eğitim Fakültesi Fen Bilgisi Eğitimi ABD, ysimsekli@uludag.edu.tr

ÖZET

Bu araştırmada elektrik stimülasyonu yoluyla, yapay zeka, artırılmış gerçeklik gibi teknolojilere entegre bilgisayar-insan arayüzü olabilecek ileri uygulamalara geçişte yapay duyu oluşturma teknolojilerini geliştirmeye bir giriş yapılmak istenmiştir. Yapay dokunma hissi oluşturulması halinde bunun çok fazla kullanım alanı söz konusudur. Araştırmacıların eğitimci olması nedeni ile öngördükleri kullanım; bilim merkezleri için geliştirilecek bir duyu tutamağının ziyaretçiler tarafından kullanılması ve bu durumda algılanacak yapay hislerin yaratabileceği bilim merakıdır. Örneğin hafifçe kavradığı tutamağın elini sımsıkı sardığı duygusunu verebilmek yada kızgın bir sobaya değme hissini yaratabilmek, kullanıcısında şok etkisi yaratacaktır. Bu çalışmanın amacı, parmak ucuna elektrik uygulayarak elde edilen duyarlılıkların anlamlılığını araştırmaktır. Deneylerde orijinal bir stimülatör kullanılarak, 20 gönüllünün sağ el işaret parmak ucuna ortalama 20Hz monofazik elektrik dalga şekli uygulanmış ve algıları incelenmiştir. Bulgulara göre elektrik uygulanan noktalara göre anlamlı duyarlılık haritalarının oluştuğu, özellikle kutuplama yönü ile önemli bir korelasyon olduğu görülmüştür. Bu araştırmanın sağladığı bilgi ve deneyimin yeni araştırmalara ışık tutabileceği düşünülmektedir.

ABSTRACT

The aim of this study was to investigate the significance of sensitivities obtained by applying electricity to the fingertip. In the experiments, an average 20Hz monophasic electric waveform was applied to the right fingertip of 20 volunteers using an original stimulator and their perceptions were examined. According to the findings, it is seen that there are significant sensitivity maps according to the points applied to electricity, and there is a significant correlation especially with polarization direction. It is thought that the knowledge and experience provided by this research may shed light on new researches.

ANAHTAR KAVRAMLAR:

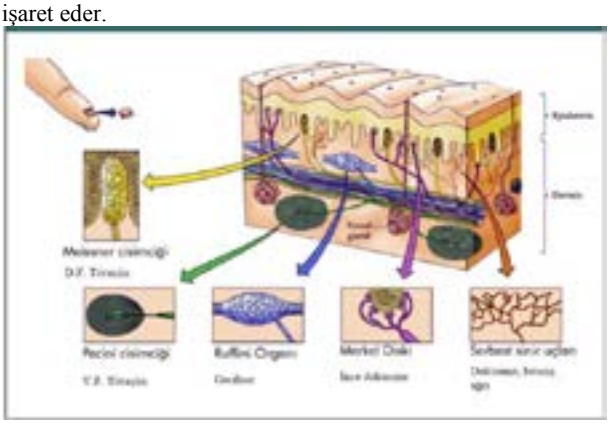
Stimülatör, elektriksel uyartım, yapay duyu, reseptör, parmak ucu

1. GİRİŞ

Bu deneysel çalışmanın kapsamını açıklamadan önce kuramsal bir bağlam oluşturmanın yazarların yaklaşımlarının anlaşılması bakımından yararlı olacağı düşünülmüştür.

1.1. DERİ

Dışta epidermis katı ve onun altında dermis katından oluşan insan derisinin kalınlığı 4-0.5 mm arasında değişmektedir (Şekil-1). Deride vücut bölgelerine göre değişen sıklıkta mekanik ve ısı reseptörleri bulunur, örneğin sıcaklık artışına duyarlı Ruffini reseptörü bütün deride 30 bin tane iken, soğuğa duyarlı Krause reseptörü 250 bin adettir. Serbest sinir uçlarının sayısı bütün derideki diğer reseptörlerin toplam sayısından fazladır. Basınç reseptörlerinde alan duyarlığı derinin bölgelerine göre farklılık gösterir. Örneğin dil ucunda bu duyarlık alanı 1 mm çapında iken parmak ucunda 2 mm, avuç içinde 11 mm, sırtın orta kesimi 67mm kadardır. Deri eşik uyaran enerjisi 0,3 erg kadardır (Tanalp, 1975). Bu eşik, kısa bir saç kılının ağırlığının hissedilmesi gibi küçük bir enerjiye işaret eder.



Şekil 1: Parmak Ucu Derisi ve Reseptörler

1.2. DOKUNMA DUYU RESEPTÖRLERİ

Sinir hücrelerinin uyarılması hücrede bulunan reseptörler veya reseptör hücreleri sayesinde gerçekleşir. Reseptörler dış dünyadan aldığı uyarıları sinir aksonunda ileti sinyallerine (aksiyon potansiyeli katarları) dönüştürürler (Jackson vd, 2013). Reseptörü etkinleştiren enerjiye ya da kimyasala uyaran (uyartı, stimulus) denir. Çalışmamızla ilgili olan dokunma ve sıcaklık reseptörleri aşağıda kısaca tanımlanmıştır: Meissner cisimciği: Parmak uçları, dudaklar gibi tüysüz deride bulunur. Parmak ucunda reseptör sayısı 140 tane/cm2 kadardır. Pacini cisimciği: mekanik vibrasyona duyarlıdır. Parmak ucunda reseptör sayısı 21 tane/cm2 kadardır. Merkel diskleri: Yüzey yapısının hissedilmesi, durum farkındalığı, deriye sürekli temas eden şeylerin algılanmasına duyarlıdır. Parmak ucunda reseptör sayısı 70 tane/cm2 kadardır. Ruffini sonlanmaları: Derin tabakalarda, eklem kapsüllerinde bulunur. Yavaş ve devamlı dokunma hissinde etkilidir. sıcaklık ta algılarlar. Parmak ucunda reseptör sayısı 9 tane/cm2 kadardır. Serbest sinir uçları: Derinin her yerinde bulunur. (Marcus, 2006; Kaczmarek, 1991)

1.3. SİNİR KORDONLARI

Vücudumuzda aksonlar (sinir lifleri) bir araya gelerek sinir kordonlarını (demetlerini) oluşturur (Koz, 2017). Aksiyon potansiyeli (AP) sinir demetine yakın bir yerden ölçüldüğünde tek bir lifin değil sinir liflerinin bir araya geldiği sinir kordonlarındaki bileşik aksiyon potansiyeli (BAP) ölçülmüş olmaktadır. Sinir liflerinde AP ileti hızları lif çapı ile doğru orantılı olarak artar, örneğin çap: 10-20 µm, ileti hızı 80-120 m/sn iken çap: 5-15 µm, ileti hızı 35-75 m/sn hızındadır (Guyton 2006, sf 570; Purves vd, 2004; Savaş, 2015).

1.4. DUYUSAL BİLGİ İLETİMİ

Aksiyon potansiyelinin genliği sabittir. Nöronlar, duyusal iletileri Merkezi Sinir Sistemine taşırlar. Uyaranın beyindeki algısını aksiyon potansiyelinin frekansı belirler (Jackson vd, 2013). AP olarak şifrelenen iletinin beyne ulaşması ile oluşan etkiye duyu, duyunun farkındalığına algılama, duyuların insanın iç dünyasını etkilemesi durumuna da duygulanma denilebilir.

1.5. YAPAY DUYU

Duygu dıştan ve içten alınan uyaranların etkisi ile beynimizde oluşan, biyolojik temelleri olan bir fenomendir. Bunun doğasını öğrendiğimizde yapay yoldan duygu oluşturabileceği söylenebilir. Çevresel sinir sisteminde en uçta reseptörler bulunur. Yukarıda değinildiği gibi reseptörler dışımızdaki fiziksel değişimleri fark eder ve bunları aksiyon potansiyeli (AP) adını verdiğimiz elektriksel sinyallere dönüştürürler. AP'nin genliği değişmez ancak frekansının uyartım şiddetine bağlı olarak yükselen bir doğası vardır. Aksiyon potansiyelinin frekansı, sinir aksonları boyunca merkezi sinir sistemine taşınır. Sinyaller burada işlenir ve duyunun anlamına göre davranışlar (duygusal tepkiler) oluşur (Guyton, 2004).

Elektriksel stimülasyon ile deriden geçen akım, reseptör alıcılarından ziyade afferent sinir liflerini tetikler. Bu durumda afferentin bağlandığı reseptörün aktivasyonu gerekli değildir (Spruit, 2014). Bu durumu Şekil-2 de verilen model ile ilişkilendirdiğimizde; deri içinde oluşan elektrik alan, sinir kordonu çevresini de konumuna göre etkileyecektir. Bilindiği gibi sinir kordonu çevresinde istirahat hali olduğu durumda (+) yüklü iyonlar toplanmış durumdadır. Elektrik alan etkisi ile (+) yüklü iyonlar bulundukları noktadaki elektrik alan şiddetine bağlı olarak katoda doğru yönelirler. Böylece aksonda yapay olarak AP yaratılmış olur (Özkan ve Çepni 2018).

Bir reseptöre bağlı sinir lifini bir noktasından uyardığımız zaman hangi frekansta uyaran olursa olsun, kişi bağlı olunan o reseptör fonksiyonu ne ise onu algılar. Lifin elektrikle stimüle edilmesi, lifin ezilmesi veya hasar görmesi ile bu etki değişmez. Çünkü ilgili lifin beyinde özgül yeri uyartılmış olur. Sinir liflerinin tek bir modaliteyi ileten özgüllüğüne işaretlenmiş yol ilkesi denir (Guyton, 2004; Carlson 2016).

Sinir iletim yolunda uygun (lokasyon, genlik ve frekansta) bir elektrik alanı yaratılabilir ise hedeflenen sinirde yapay olarak AP oluşması beklenir. Oluşan bu sinyal ateşlenen sinir lifinin miyelin yapısına bağlı olarak kısa sürede beyindeki özgül noktasına iletilir. Eğer deride elektrik uyguladığımız lokasyonda oluşturduğumuz elektrik ile beynin tanıdığı sinyal formları oluşturulabilir ise, yapay yolla duyu elde edilmiş olduğu söylenebilir.

1.6. ELEKTRİKSEL STİMÜLASYON DENEYİMLER

Elektrikle ilk stimülasyon çalışmaları Galvani'nin kurbağa bacağı ile yaptığı uyartım deneylerine kadar götürülebilir (Geddes, 1994). Araştırma konusu bağlamında günümüzde literatürde yaygın olarak dokunsal ekran adı ile isimlendirilen farklı tasarımlara ve farklı patentlere rastlanmaktadır (Adib, 2014). Yapay dokunsal duyu üzerine yapılan araştırmaların bir çoğunda, görme engellilerin elektronik okumalarını sağlayan cihazların ele alındığı dikkat çekmektedir.

Dokunsal ekran uygulamalarında, insan derisinde üç tip mekanoreseptörün seçici şekilde ve istenilen şiddette uyarılması esas teknik problemi oluşturmaktadır. Burada Merkel Diskleri, Meissner Cisimciği, Pacini Cisimciği reseptörlerini dikkate alarak stimülasyon gerçekleştirilebilir (Kajimoto 2004). Güncel bir başka çalışmada, uyarıcı parametreler (darbe frekansı, darbe genliği, darbe genişliği, polarite ve elektrotlar arası mesafe gibi parametreler) ile ortaya çıkan dokunma hisleri arasındaki ilişkiler incelenmiştir (Ara ve arkadaşları 2014). Dokunma duyularını hedef alan elektrik stimülasyonu deneylerinde denekler tarafından algılanan hisler; uygulanan uyarıcı voltaj, akım ve dalga formuna, elektrot büyüklüğüne, malzemesine, dokunma kuvveti ve cilt yeri, kalınlığı ve neme bağlı olarak oluştuğu belirtilmekte ve oluşan hisler bir sızı, kaşıntı, titreşim, gıdıklanma, dokunma, basınç, tutma ve yanıcı ağrı şeklinde nitel olarak ifade edilmektedir (Kaczmarek 1991). Dokunsal duyunun alternatif bir bilgi giriş kanalı olarak kullanılmasına rağmen gürültülü ve yavaş bir bilgi akışı olduğu ifade edilmektedir (Szeto, 1985).

Derinin kuruluğu, elektrik stimülasyonu için önemli sınırlılıklardan biridir. Marcus'un (2006) yaptığı çalışmalarda, elektrotlarla temastan önce cildin nemlendirilmesinin ağrı hissi olasılığını azalttığı ve duyumların homojenliğini arttırdığı gösterilmiştir. Cildin nemlendirilmesi durumunda, empedansı 50 - 200 kΩ dan 10 kΩ nispetine kadar düşer (Marcus 2006). Canlı deneylerinin güçlüğü ve deneysel doğrulamaların gerçekleştirilmesinin daha ekonomik olacağı dikkate alındığında miyelinli sinir liflerinin elektriksel modelleri konusunda Wesselink ve arkadaşlarının (1997) çalışmaları dikkat çekmektedir. Kajimoto ve arkadaşları 2001 yılında elektrikli Braille (dokunmatik ekran) üzerine yaptıkları bir çalışmada reseptörleri cinslerine göre modelleyerek ayrı ayrı uyarılabileceğini göstermişlerdir.

1.7. ARAŞTIRMANIN ÖNEMİ

Bir kısmına yukarıda değinildiği gibi elektriksel uyartım konusunda birçok araştırma ve uygulama olduğu bilinmektedir. Tıpta öne çıkan ağrı kontrolü, anestezi, yara tedavisi, fizyoterapi, beyin araştırmaları (Guleyupoğlu ve ark. 2013; Tekeoğlu ve ark. 1996; Tulgar ve ark. 1998) dışında, çeşitli sanal gerçeklik uygulamaları, görme engelliler için dokunsal ekranlar (Hasegawa vd 2018; Oy, 2105) gibi bir çok farklı alanda (Temelli S. 2009) uygulama ve araştırma mevcuttur.

Bu çalışmada gelişen teknolojinin sağladığı imkanları kullanarak ve bilime meraklı, fen bilgisi öğretmen adayı gönüllü deneklerin katkıları ile orijinal bir elektrik stimülasyon deneyi gerçekleştirilmiştir. Çalışmada yapay dokunma hissi yaratacak bir ürünün geliştirilmesinden ziyade yapılan deneylerle kısa sürede elektrik stimülasyonunun doğasına giriş yapmak, deneyim kazanmak ve anlamlı bulgular elde edilmek

istenmiştir. Ayrıca bu çalışma ile araştırmacılarda yapay duyu oluşturacak cihaz tasarımları geliştirebilme yönünde temel becerilerin kazanılması amaçlanmıştır.

Bu deneysel çalışmada; tasarımı yöntem kısmında anlatılan orijinal bir stimülatör kullanılarak, sağ el işaret parmak ucuna uygulanan tek tip bir elektrik dalga şekline karşı deneklerin algıları değişik yönlerden incelenmiştir. Deney tasarımlarına esas hipotezler aşağıdaki gibidir;
i-) Parmak uçlarımız elektrik uygulama noktalarına göre anlamlı duyarlık haritalarına sahiptir,
ii-) Parmak uçlarımızda elektrot kutup yönleri ile duyarlıklar arasında ilişki vardır,
iii-) Parmak boyutları küçüldükçe duyarlılıklar artar,
iv-) Duyarlılıklar akıma bağlı olarak artar.

2. GEREÇ VE YÖNTEM

Orijinal bir elektrik stimülatörü kullanarak tasarlanan deney, in vitro olarak gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışma, araştırma modellerinden deneme modeli kapsamında değerlendirilebilir. Deneme modelleri neden-sonuç ilişkilerini belirlemeye çalışmak amacıyla doğrudan araştırmacının kontrolü altında gözlenmek istenen verilerin üretildiği araştırma modelleridir (Karasar, 2012).

Deneyler, 2017-2018 öğretim yılı bahar dönemi Uludağ Üniversitesi Eğitim Fakültesi Fen Bilgisi Öğretmenliği 4.sınıf öğrencileri içinden gönülü olanlar ile gerçekleştirilmiştir. Deney hakkında tam olarak bilgilendirilen denekler fen bilimleri öğretmenliği öğrencisi olmaları nedeni ile deneye katılmayı bir deneyim ve kazanım olarak değerlendirmiş ve yüksek ilgi göstermişlerdir. Müracaat eden 20 öğrenci denek olarak kabul edilmiştir, bunların 14'ü kız, 6'sı erkektir. Deneklerin yaş aralığı 20-25 yıldır. Boy aralığı 156-187 cm dir. Ağırlıkları ise 47-90 kg aralığındadır. Deneklerin ellerinde yara ya da görünen bir cilt problemi olmadığı tespit edilmiştir.

2.1. CİHAZ

Bu çalışmada, deneklerin sağ el işaret parmak ucuna iğne elektrotlarla tek tip bir elektrik dalga şekli uygulanması düşünülmüştür. Bu amaçla orijinal bir elektrikli stimülatör geliştirilmiştir (Özkan ve Çepni 2018). Kolay ve ucuza bulunacak elektronik komponentlerden ve mühendislik becerileri kullanılarak geliştirilen cihaz, araştırma amaçlarını karşılayacak kapasitededir. Cihazın toplu iğnelerle meydana getirilmiş 3x4 pinli (iğneli) elektrot seti vardır (Şekil-4). 12 pinli elektrot seti insan/makine arayüzünü oluşturmaktadır. İğne merkezleri birbirlerinden 0,2 inch aralıklarla matris şeklinde yerleştirilmiştir. 12 pin elektrot seti parmak ucunda yaklaşık 150 mm2 alanı örtmektedir.

Deney düzeneği, programlanabilir elektronik kartlar, komütatörler ve diğer elektronik komponentleri içermektedir. Devre öyle tasarlanmıştır ki komütatörler istenen iğne çiftlerine, iki yönde de kutuplama sağlayarak elektrik verilebilmektedir. Elektronik kart tek tip bir elektrik deseni üretecek şekilde programlanmıştır. Uygulama frekansı ve gerilimi seçilirken ön deneyimler ve Kaczmarek ve arkadaşlarının (1994) çalışma verileri dikkate alınmıştır. Uygulanan gerilim deseni; 1 msn darbe uygulanmış 2 msn beklenmiştir, bu işlem ardışık 5 kez tekrarlanmış sonra 35 msn beklenmiştir, oluşan bu desen periyotlar boyunca sürekli tekrarlanmıştır. Bu durumda temel frekans 20 Hz dir.

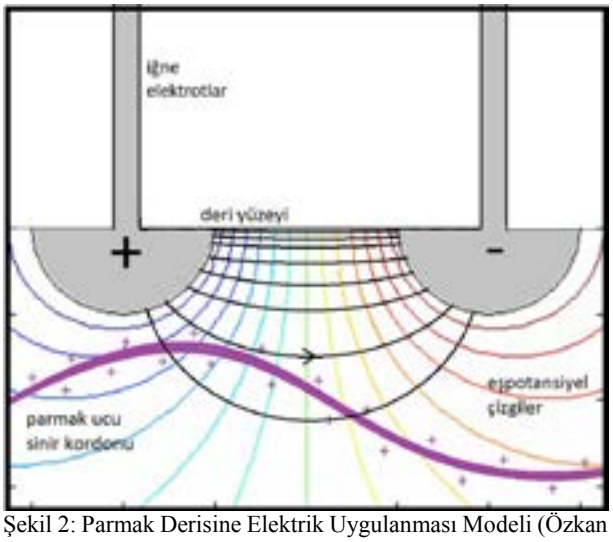
Gerilim kaynağı olarak 9 voltluk piller kullanılmıştır. Cihaz sabit gerilim kaynağı olarak çalıştırılmıştır. Benzer deneylerde daha çok sabit akım kaynağı kullanılmasına rağmen kontrol ve güvenlik devreleri maddi olanak yetersizliğinden kurulamamıştır. Güvenlik devresi eksik olduğunda deri dirençlerine bağlı olarak yüksek temas gerilimleri oluşma ihtimali vardır. Bu nedenle sabit akım kaynağı yerine bu deney tasarımı için güvenli görülen sabit gerilim kaynağı tercih edilmiştir. Cihaz donanımı, elektrotlardaki akım ve gerilimlerin sanal osiloskop kullanarak PC ekranından izlenmesi de sağlanmıştır (Özkan ve Çepni 2018). Diğer yandan geliştirilen cihazda Spruit'in (2014) araştırmasında tanımladığı stimülatör tasarım kriterlerine de uyulduğu görülmüştür. Benzer bir elektrod sistemi, Gregory ve ark.'nin (2017) parmak ucunda elektrik stimülasyonu ile dokunma duyularını inceledikleri çalışmada da kullanılmıştır.

2.2. YÖNTEM

Parmak derisine temas ettirilen toplu iğne başlarından oluşan bir elektrot çifti Şekil-2'deki gibi modellenebilir. Modelde toplu iğne başları yarım küreler ile temsil edildiğinde ve iğnelere gerilim uygulandığında parmak derisi içinde şekildeki gibi bir elektrik alanı ve buna bağlı akı çizgileri meydana gelir (Özkan ve Çepni 2018). Sıvı içindeki iyonların elektrik alan etkisi ile hareket etmesine elektroforez denir (Barutçu, 2012). Elektrotlardaki potansiyel farkından dolayı oluşan elektrik alan etkisi ile bir iyon akışı meydana gelir. Yüklü bir parçacığın elektroforetik hızı iyonların çözelti içerisindeki hareketlilik özelliğine ve uygulanan elektrik alanının büyüklüğüne bağlıdır (Kaya, 2002). Bu model, deri yüzeyine elektrik uygulandığında derinin iç kısımlarında bir elektrik alan dağılımı oluşmasına bağlı olarak, sinir liflerinin dış yüzey etrafındaki (+) yüklü iyonların alan etkisi ile nasıl sürüklendiklerini, dolayısı ile araştırmadaki deneyde AP nin nasıl oluştuğunu elektroforez etki ile açıklamaktadır. Uygulanan elektrik alan süresine bağlı olarak sinir lifi boyunca her noktada etki farklıdır. Örneğin 1 msn süre ile oluşturulan bir alan etkisi, kordon boyunca bazı yerlerde aksiyon potansiyelini başlatmaz iken bazı yerlerde başlatabilir.

2.3. VERİLERİN KAYDI

Denek 12 pinli elektrot setine parmak ucunu temas ettirdiğinde, deney seti üzerindeki komütatörlerle iğnelere ikili çiftler halinde sıra ile elektrik uygulanmıştır. Her pozisyon için yukarıda değinildiği gibi aynı desendeki (aynı genlik ve formdaki) elektrik gerilimi uygulanmış ve deneklerin hangi düzeyde ne hissettikleri excel tablolara kayıt edilmiştir. Böylece her denek için Şekil-3 de görülen ham veri tabloları elde edilmiştir.



Şekil 2: Parmak Derisine Elektrik Uygulanması Modeli (Özkan ve Çepni 2018).

2.4. DEĞİŞKENLER

Bu deneyde elektrik uygulanan iğne çiftlerinin koordinatları temel bağımsız değişkendir. Elektrik uygulandığında deneğin algı ifadesi ise bağımlı değişkendir. Deneklere, uyartım durumlarında hislerini tanımlamak için 4 seçenekli bir ölçeklendirme sunulmuştur:

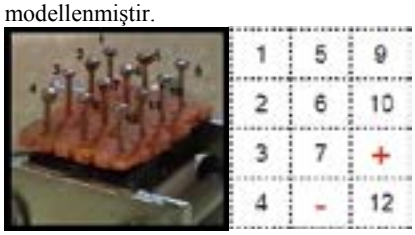
-hissetmiyorum : 0
-zayıf hissediyorum : 1
-hissediyorum : 2
-şiddetli hissediyorum : 3

Şeki -3. Ham Veri Kayıt Tablosu (Özkan ve Çepni 2018)

Diğer yandan deney süresince her denek için bazı elektrod pozisyonlarına ait akım ve gerilim osiloskop ekran görüntüleri kayıtları alınmıştır. Kontrol altında tutulan ve/veya etkisi ihmal edilen diğer değişkenlerin de burada belirtilmesinde yarar olacağı, keza ileri araştırmalarda bunların önem kazanacağı düşünülmektedir. Bunlar, gerilimin deseni, gerilimin genliği, elektrot malzemesi, elektrot temas yüzey şekli, elektrotlar arası açıklıklar, elektrot basıncı, kutup çiftlerindeki iğne sayıları, farklı parmak uçları gibi değişkenler sabit tutulmuş kontrol değişkenleri ile değişimi gözardı edilen nabız, tansiyon gibi biyolojik değişkenler ve deri nemi, elektrot basıncı gibi diğer değişkenlerdir.

2.5. HARİTA MODELİ

12 pinli elektrot seti 3x4 hücreli bir excel tablo ile modellenmiştir. Ham verilerin bu tabloya aktarılması ve üzerinde işlemler yapılması ile bulgulara ulaşılmıştır. Şekil-4 de solda elektrot numaraları (küçük yazılı lütfen dikkatli bakınız), sağda onu temsil eden excel tablo modülü ile modellenmiştir.



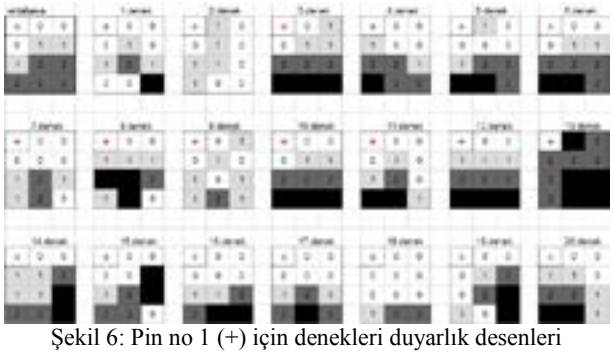
Şekil 4: Harita Modeli

Örneğin Şekil-4 de görülen modülde 11 nolu pin (+), 8 nolu pin (-) kutup olacak şekilde elektrik uygulanması gösterilmiştir. Modül gerçekte 150mm2 bir alanda 12 pin koordinatını temsil etmektedir (Şekil-5). Bu yolla verilerin işlenmesi, bulguların hızla algılanması, görsellik, ve sayısallık sağlanarak işlemler kolaylaştırılmıştır. Aynı elektrot çifti bir başka kombinasyonda ters kutuplanabilir; 11 nolu pin(-), 8 nolu pin (+) şeklinde. Böylelikle kutuplama yönü duyarlılıklarını inceleme imkanı da elde edilmiş olur. Sonuçta 132 farklı kutuplanma tanımlanmış ve her bir denek için bu kadar ölçüm alınmıştır. Bu bilgiler Şekil-3 de gösterilen ham veri tablolarına taşınmıştır

Şekil 5: Harita Modeli Parmak Üzerinde

Her denek için her bir pinin (+) olarak, diğer pinlerin (-) olarak kutuplandığı durumların (yani her denek için toplamda 132 ölçüm durumlarının) haritaları modül modül çıkarılmıştır. Örneğin 1 nolu pin (+) kutuplandığındaki deneklere göre duyarlık haritaları aşağıda Şekil-6 da görüldüğü gibidir. Modüllerde her kutuplanma ölçüm sonucu hislerin daha kolay algılanması için beyan edilen duyarlılıklar renklendirilmiştir. His yoksa hücrenin arka plan rengi beyaz, şiddetli hissediyorsa siyah olarak işaretlenmiştir, belli belirsiz his açık gri, normal hissediliyor ise koyu gri ile tonlanmıştır.

Renklendirilmiş harita modelinde dikkat edilmesi gereken husus işaretli hücrenin elektrik uygulanan (-) pin yerini göstermesi, fakat hissedilen noktayı göstermiyor olmasıdır. Örneğin 1 nolu pin (+), 11 nolu pin (-) kutuplanmışken 14.denek uyartımı şiddetli hissetmiştir, Bu hissin lokalizasyonu hakkında bilgi vermez, yani harita bilgisi bize hissin yer ayrımını vermiyor. Bir başka deyişle, bu hissin 11 nolu pinin temas ettiği yerde olduğu söylenemez.



Şekil 6: Pin no 1 (+) için denekleri duyarlık desenleri

2.6. ORTALAMA DUYARLILIKLAR

Şekil-6 da 1 nolu pin (+) kutup durumu için her bir deneğe ait desen modülleri gösterilmiştir. İlk modül her iğne yeri için 20 deneğin aritmetik ortalaması alınarak oluşturulmuş desendir. Aritmetik ortalama yuvarlanarak elde edilen tam değere göre renk deseni oluşturulmuştur. Ayrıca ortalamalardan başka her pin pozisyonu için his değişimlerinin modları da hesaplanarak analiz edilmiştir. Ancak ortalamanın değerlendirmesi daha anlamlı bulunmuştur. Ayrıca ham verilerden hareketle (-) kutup durumu için de benzer ortalama tabloları hazırlamak mümkündür. Fakat bu hesaplamalar yapılmamış, (+) kutup durumu desenleri yeteri kadar anlamlı olduğu için bununla yetinilmiştir.

Her bir denek için genel duyarlıklar, 132 pin çift kutuplama için her deneğin ifade ettiği hislerin toplamının aritmetik ortalaması yüzdeliği olarak hesaplanmıştır.

2.7. YÖNLÜ DUYARLILIKLAR

Yönlü duyarlılıkları ortaya koymak için Şekil-7'deki modüller üzerinde gösterildiği gibi yatay, dikey ve çapraz akslar belirlenerek, pin çiftlerinin duyarlılık farkları hesaplanmıştır. Seçilen analiz yaklaşımında; aşağı yönlü duyarlılık için 3 aks oluşturulmuş, her bir aksta bulunan 4 pinde 6 çiftin iki türlü kutuplanmasının duyarlık farkları hesaplanmış ve ortalaması alınmıştır. Bunun dışında Şekil-7'de de görüldüğü gibi sağ yön için 4 aks, ileri çapraz için 4 aks, geri çapraz için de 4 aks olmak üzere toplamda 15 aks oluşturularak 46 pin çifti seçilmiştir. Toplam pin çift sayısı 66 (2x66:132) tane dir. Yani tanımlanan aksların dışında kalan 20 pin çifti, anlamlı olmadığı için yönlülük analizinde hesap dışı tutulmuştur. Ayrıca belirlenen aksların hesaplanan kutuplama duyarlık farkları için spss paket programında güvenilirlik analizi yapılmıştır.

Şeki 7: Yönlü Duyarlıklar Aks Tanımları

2.8. PARMAK BOYUTU

Genel duyarlılıkla parmak büyüklüğü arasında bir korelasyon olup olmadığını incelemek için parmak boyutlarının bilinmesi gerekir. Parmak büyüklüğünü ortaya çıkarmak amacıyla deney esnasında ölçekli kağıtlara alınan fotoğraflardan (Şekil 5) yararlanılmıştır. Ölçekli kağıt birim satır aralık ölçüsü bilindiğinden fotoğraf autocad çizim programına aktarılarak parmak ucu görünen yüzeyi hesaplanabilmiştir. Parmağın ilk boğumunun oluşturduğu alan çizim programında taranmış ve programın alan hesabı ile hesaplanmıştır. Buna göre tüm deneklerin işaret parmak uçlarının ilk boğumlarının görünen 2 boyutlu alanları hesapta dikkate alınmıştır.

2.9. ELEKTRİKSEL BÜYÜKLÜKLERİN BELİRLENMESİ

Ölçme düzeninde elektrot pin çiftlerine uygulanan gerilim ve elektrotlardan geçen akım değerleri sanal osiloskop programı üzerinden PC ekranından takip edilmiştir. 6-8 nolu pin çiftlerinin ve örnekleme bazı yüksek duyarlıklı pin çift kutuplanmalarının deney sırasında ekran görüntüleri alınarak akım gerilim verileri kayıt edilmiştir. Grafik görüntülerinden akım ve gerilim değerleri okunmuş ve gerilim bölücü direnç ve şönt direnç değerleri üzerinden gerçek akım ve gerçek gerilim değerleri hesaplanmıştır. Bağlı olarak da elektrot-deri temas dirençleri belirlenmiştir (Özkan ve Çepni 2018).

Bilindiği gibi deri elektriksel yönden oldukça dirençlidir. Deneyde his almak ve uniform şartlar hazırlamak amacıyla deneklerden ultrason jeli kullanması istenmiştir. Jel kullanımı deri içine elektrik geçişini kolaylaştırmış, ancak deneklere göre değişen deri direnci değerlerinin ölçülmesinde bozucu etki yapmıştır. Şöyleki jel tabakasının ince yada kalın olması akımı değiştirdiğinden bu husus akım gerilimlerin hesaplanmasında güvenirliği azaltmış olabileceğini akla getirmektedir.

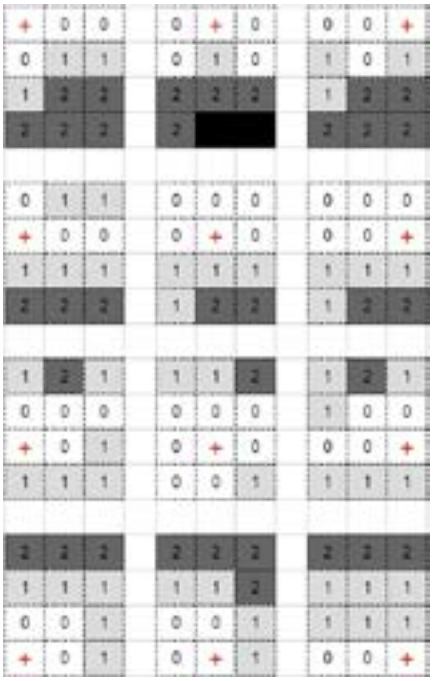
3. BULGULAR

3.1. ORTALAMA DURARLIK HARİTALARI

Şekil-8'de her pin (+) durumu için ortalamaları gösteren desen modülleri verilmiştir. Şekil-6'de de görüldüğü gibi iki deneğin (2 ve 13 nolu denekler) duyarlılıkları ekstremdir; biri aşırı duyarsız diğeri çok duyarlıdır. Ancak kimi ölçüm hataları da olsa ortalama renk desenlerinin anlamlı olduğu görülmektedir. Her pin (+) durumu için denek verileri (r) cronbach alfa güvenirlik katsayı değerleri aşağıda gösterilmiştir;

1 nolu pin (+), r: 0,790	2 nolu pin (+), r: 0,717
3 nolu pin (+) , r: 0,580	4 nolu pin (+) , r: 0,852
5 nolu pin (+) , r: 0,832	6 nolu pin (+) , r: 0,888
7 nolu pin (+) , r: 0,819	8 nolu pin (+) , r: 0,845
9 nolu pin (+) , r: 0,886	10nolu pin (+) , r: 0,870
11nolu pin (+) , r: 0,892	12nolu pin (+) , r: 0,890

Bu sonuçlara göre 3 nolu pin (+) modül deseni dışında testlerin oldukça iyi bir güvenilirliğe sahip olduğu anlaşılıyor.



Şekil 8: Ortalama desen modülleri

3.2. YÖNLÜ DUYARLILIKLAR

Yöntem kısmında tanımlanan akslara göre yönlü duyarlılık ortalamaları Şekil-9'de gösterilmiştir. Yine yukarıda açıklandığı gibi güvenilirliği sorgulamak için düzenlenen veri tablosu spss paket programına girilerek cronbach alfa güvenirlik analizi yapılmış ve r=0,930 bulunmuştur.

α_1	42%	β_1	3%	γ_1	5%	δ_1	45%
α_2	58%	β_2	-3%	γ_2	-22%	δ_2	63%
α_3	69%	β_3	20%	γ_3	-5%	δ_3	68%
		β_4	22%	γ_4	-15%	δ_4	15%

Şeki -9: Yönlü Duyarlılıklar Aks Ortalamaları

3.3. DUYARLILIKLARIN PARMAK UCU BÜYÜKLÜĞÜ İLE İLİŞKİSİ

Spss paket programında yapılan analizlerde, parmak ucu alanı ile karşılaştırıldığında cinsiyet, ağırlık, boy arasında istatistiksel olarak güçlü bir korelasyon görülmüştür. Bu sonuçlar parmak ucu alanı hesap yönteminin doğruluğuna bir ölçü olmuştur.

Parmak ucu alanı ile sağ yön duyarlık arasında istatistiksel olarak anlamlı ters bir korelasyon (r:-0,444; p: 0,05) görülmüştür. Parmak ucu eni ile aşağı yön duyarlılığı arasında korelasyon (r:-0,493 ; p:0,027) tespit edilmiştir. Cinsiyet ile de sağ yön duyarlık arasında bir ilişki görülmüştür. ancak ilginç olanı yaş ile sağ yön arasındaki korelasyondur, (r:0,473 ; p: 0,035). Yaş aralığının küçük olması nedeni ile bulgunun güvenirliğinin yeni araştırmalar ile doğrulanması gerekir. Ayrıca geri çapraz duyarlık ile ağırlık arasında ters yönde bir korelasyon (r:-0,449; p:0,047) bulunmuştur.

Öngörülebileceği gibi cinsiyet ile parmak büyüklüğü arasında oldukça anlamlı bir korelasyon görülmüştür; r= 0,618, p=0,001. Ancak cinsiyet ile genel duyarlık arasında anlamlı bir bağ kurulamamıştır r:0,134 ; p: 0,575.

6-8nolu Pin Çifti Elektriksel Büyüklükler (Deri direnci:Gerilim/Akım)
6 nolu pin (+) ve 8 nolu pin (-) iken 20 denek ort.temas direnci 17kOhm, duyarlık ort. 2,2 dir,
8 nolu pin (+) ve 6 nolu pin (-) iken 20 denek ort.temas direnci 19kOhm, duyarlık ort. 1,5 dir,

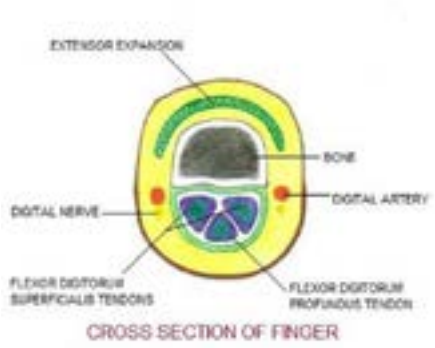
Denekler için hesaplanan deri temas dirençler ile genel duyarlılıklar arasında, spss paket programı kullanılarak anlamlı bir istatistik ilişki kurulamamıştır. Tekrarlamak gerekirse spss paket programı ile akım gerilim, temas direnci ile duyarlıklar arasında korelasyon ve regrasyon analizlerinde istatistiksel olarak anlamlı bir ilişki kurulamamıştır. Tüm ölçümlerin akım gerilim osiloskop kayıtları tutulmamıştır, ancak deneyler sırasında bir çok ölçümün osiloskop ekran görüntülerinde ölçü aralığını aşan temas akımlarına karşı duyarlılıkların düşük olduğu durumlar da gözlenmiştir.

4. TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİ

Her pin (+) durumu için oluşturulan ortalama duyarlılık modülleri (Şekil-8) incelendiğinde, (+) kutup komşuluğundaki pinler (-) kutuplandığında çoğunlukla aksiyon potansiyeli (AP) oluşmadığı görülüyor. Ancak daha uzak elektrotlar (-) kutuplandığında AP yarattığı, duyarlıkların oluştuğu görülüyor. Corneum stratum deri tabakası yüksek elektriksel direnç gösterdiğinden, gerilim uygulandığında elektrotların hemen civarında bu tabakada büyük bir gerilim düşümü oluşmaktadır; bu durumda derinin iç kısımlarında gerilim gradyanı düşük düzeylerde yansıması beklenir. Yani birbirine komşu iğneler kutuplandığında elektrik alanının derine nüfuz etmediği anlaşılıyor. Temel elektroteknik kaideleri gereği, elektrotlar arası açıklık ile orantılı olarak elektrik alanın daha iç kısma etki yapması beklenir (Kajimoto, 2004). Modüllerin duyarlılık harita desenleri bu durumu desteklemektedir. Yani komşu pinler kutuplandığında derinin üst kısımları etkilenir, ancak iğneler arası açıklık büyüdükçe daha derinde olan sinir lifleri etkilenir. Dolayısı ile daha derini stimüle edebilmek için elektrot açıklıklarının artırılması gerekir.

Yönlü duyarlılık bulguları incelendiğinde aşağı ve geri çapraz akslarda duyarlılıkların kutuplanma yönüne bağlı olduğu anlaşılıyor. (+) kutup parmak ucu tarafında olacak şekilde (-) kutup elektrodu yönlü duyarlılıklara uygun olacak şekilde yerleştirilerek stimüle edildiğinde; (-) kutup civarındaki liflerde AP başlayarak sinyalin aksonun her iki yönünde hareket etmesi ve sinyal merkezi sinir sistemine (MSS'ne) ulaşarak duyunun algılanması beklenir (Jackson vd, 2013). Tam tersi şekilde kutuplandığında ise parmak ucunda (-) kutup civarındaki liflerde AP başlayacak ve MSS doğru yönelen sinyalinin, (+) kutup civarından oluşan hiperpolarize etkisi ile bu noktada sönmesi (inhibe olması) beklenir (Kajimoto, 2004).
Anatomide parmaklardaki sinir kökleri genel olarak digital nerve olarak adlandırılmaktadır. İşaret parmağı ucunda dorsal kısmı ve iç kısmı mediyan sinire bağlanan C6 ve C7 sinir kökleri bulunur (Washington Unv., 2018). Şekil- 10 deki tipik parmak kesitinde dijital (parmak) sinir kökünün yerleri görülmektedir. Bulgular bu yönü ile değerlendirildiğinde duyu

sinir köklerin işaret parmağımızda orta parmağımız komşu kenarına yakın bir aksta daha yoğun demetlendiği yorumu yapılabilir.



Şekil 10: Parmak Kesiti

3.1. SONUÇ

Yapılan çalışma ile araştırıcılar elektrik stimülasyonu konusunda bir ölçüde deneyim kazanmış, deneylerle hipotezlerini değerlendirecek sonuçlara ulaşmışlardır;

i-) Parmak ucuna, deney şartlarına bağlı olarak elektrik uygulanması durumunda anlamlı duyarlılık haritaları elde edilmiştir. Birinci hipotezimiz doğrulanmıştır.

ii-) Deneyler parmak uçlarımızda elektrot kutuplama yönü ile duyarlıklar arasında ilişki olduğunu göstermiştir. İkinci hipotezimiz de doğrulanmıştır.

iii-) Parmaklarımızın boyutları küçüldükçe duyarlılıklar artar hipotezi genel duyarlık açısından değil ancak yönlü duyarlılıklar açısından doğrulanmıştır.

iv-) Uygulanan akım arttıkça algılanan duyarlılık artar hipotezi ise doğrulanamamıştır.

3.2. ÖNERİ

Yapay dokunma hissi oluşturacak cihaz tasarımları gerçekleştirebilmek için ileri araştırmalar yapılması ve bu çalışmalarda; akımın genliği, akım formunun deseni, elektrot malzemesi, elektrot temas yüzeyi, şekli, elektrotlar arası açıklıklar, kutup çiftlerindeki iğne sayıları, farklı parmak uçları, nabız, tansiyon gibi biyolojik değişkenler ve deri nemi, elektrot basıncı gibi boyutların tümünün veya bir bölümünün değişken olduğu deneyler dizayn edilip uygulanması önerilebilir.

5. KAYNAKLAR

1- Adib F., (2014), Electrical muscle stimulator, US8630712, United State Patent , USA

2- Ara J., ve ark. (2014), Effects of the stimulus parameters on the tactile sensations Int. Journal of Precision Eng. and Manufacturing

3- Barutçu B., (2012), Elektrik akımını dokular üzerindeki etk. 10.12.2017 http://194.27.141.99/dosya-depo/ders-notlari/browser.php?dir=umit-bora-barutcu

4- Carlson, N.R. (2016), Fizyolojik Psikoloji, Çev.M.Şahin, Nobel Akademi

5- Geddes L.A., (1994) The first stimulators, IEEE Engineering in Medicine and Biology

6- Guleyupoglu B., Schestatsky P., Edwards D., Fregni F., Biksona M., (2013), Classification of methods in transcranial Electrical Stimulation (tES) and evolving strategy from historical approaches to contemporary 7- Gregory, J., Tang, S., Luo, Y. ve Shen, Y.(2017), Bio-impedance identification of fingertip skin for enhancement of electro-tactile-based preference, Int J Intell Robot Appl (2017) 1:327–341

8- Guyton A.C., Hall J.E., (2006), Textbook of medical physiology, Elsever, China

9- Hasegawa S., Konyo M., Kyung K., Nojima T, Kajimoto H., (2018) Haptic İnteraction, eBook, Springer

10- Jackson R.B., Urry L.A., Wasserman S.A., Minorsky P.V., Cain M.L. and Reece J.B., (2013), Campbell biyoloji 9. baskı, (İ. Türkan, E. Gündüz, Çev.), Palme Yayıncılık

11- Marcus P.L., (2006) Electrotactile Feedback System Using Psychophysical Mapping Functions, The University of Arizona

12- Kaczmarek (1991), Electrotactile and vibrotactile displays for., IEEE Engineering in Medicine and Biology

13- Kaczmarek, K.A. ve Tyler, M. (1994), Electrotactile haptic display on the fingertips: preliminary results, New Opportunities for Biomedical Engineers. Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE

14- Kajimoto, H., Kawakami, K., Maeda, T and Tachi, S. (2001), Electro-Tactile Display with Force Feedback, In Proc. World Multiconference onSystemics, Cybernetics and Informatics (SCI2001)XI, 95–99,

15- Kajimoto, H., Kawakami, K., Maeda, T and Tachi, S. (2004),Electro-tactile display with tactile primary color approach, Proceedings of International Conference on Intelligent Robots and Systems

16- Karasar N.(2012), Bilimsel araştırma yöntemi, 23.Baskı Nobel Yayınevi, Ankara

17- Kaya A., (2002), Elektroforez yöntemler, Dicle Tıp Dergisi S:29, Diyarbakır

18- Oy S.., (2015), Method and apparatus for sensory stimulation, US8941475, United State Patent , USA

19- Özkan, C. ve Çepni, S., (2018), Elektrik Akımı İle Oluşturulan Yapay Duygular: Bir STEM Öyküsü ve 20- Purves D., Augustine G.J., Fitzpatrick D., Hall W.C., LaMantia A.S., Willams S.M., (2004), 21- Neuroscience, Sinauer Associates, Inc. • Publishers Sunderland, Massachusetts U.S.A (sf:190)

21- Yarattığı Eğitim Potansiyeli, Fen Matematik Girişimcilik ve Teknoloji Eğitimi Dergisi, Cilt 2,(1)

22- Spruit, W. (2014), A low-cost electrocutaneous stimulator, Mastır Tezi, Leiden University, Hollanda

23- Tanalp R. (1975), Duyu fizyolojisi, Ankara, Ankara Ünv.

24- Savaş K., (2015), Sinir iletim hızı tahmin tekniklerinin karşılaştırmalı analizi, Yüksek Lisans Tezi , Akdeniz Ünv. Biyofizik ABD

25- Szeto, A.Y.J. (1985), Relationship between pulse rate and pulse width for a constant-intensity level of electrrocutaneous stimulation, Annals of Biomedical Engineering, Vol. 13, pp. 373-383,

26- Tekeoğlu, İ., Şekeroğlu, R., TarakçıoğluM., Adak, B. ve Kara M. (1996), Ağrılı hastalarda tens ve müzik elektrostimülasyonun kan endorfin düzeylerine etkileri. Romatizma Dergisi, Cilt 11 (2)

27- Temelli S., (2009), Karkaslarda elektrik stimülasyon uygulamaları, UÜ. Veterinerlik Fak.Dergisi 12. 13

28- Tulgar M., Arslan A., Kalkan E., (1998) Ağrı ve Nörostimulasyon, Van Tıp Dergisi Cilt 5 Sayı 4

29- Washington Ünv. (2018), peripheral nerve surgery, https://nervesurgery.wustl.edu/ap/Pages/default.aspx
30- Wesselink W.A. ve ark. (1997), Simulation model of the electrical characteristics of ...19th International Conference - IEEE/EMBS, USA

Hücre Dışı Sinirsel Kayıtlardan Verimli Bilgi Çıkarımında Kırpma Eşiklerinin Kullanılabilirliğinin Araştırılması

Eda DAĞDEVİR
Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi
Kayseri, Türkiye
edakaracaoglan@erciyes.edu.tr

Mehmet KOCATÜRK
Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
İstanbul Medipol Üniversitesi
İstanbul, Türkiye
mkocaturk@medipol.edu.tr

Murat OKATAN
Hesaplamalı Bilim ve Mühendislik Anabilim Dalı
Bilişim Enstitüsü
İstanbul Teknik Üniversitesi
İstanbul, Türkiye
okatan@itu.edu.tr

ÖZET—Hücredışı sinirsel kayıtlarda tekil sinir hücreleri düzeyinde kodlanan bilgiler işaret işleme yöntemleriyle çıkarımlanabilmektedir. Bu işlemlerin ilk adımlarından biri kaydın aksiyon potansiyellerini içeren bir bant aralığında süzülmesi ve süzülmüş kaydın bir genlik eşiğine tabi tutularak eşiklenmesidir. Son yıllarda "Kırpma Eşikleri (KE)", "En Yüksek İşaret-Gürültü Oranı (EYİGO)" ve "En Yüksek Olabilirlikli Kestirim (EYOK)" eşikleri adı verilen genlik eşikleri geliştirilmiştir. Bunlardan, EYİGO ve EYOK eşikleri davranışsal ve sinirsel verilerin birlikte kullanılmasıyla hesaplanırken, KE bir istatistiksel anlamlılık değeri kullanılarak sadece sinirsel veriden hesaplanmaktadır. Bu çalışmada uygun anlamlılık değerleri kullanıldığında KE'nin EYİGO ve EYOK eşiklerinin yerine kullanılabildiği gösterilmektedir. Sonuçlar eşiklerin beyin-makine arayüzlerinde kullanımı açısından önemlidir.

1. GİRİŞ

Sinirbilimi araştırmalarında anestezi altında olmayan deneklerden davranış sırasında hücredışı sinirsel kayıtların alınması 1950'li yılların sonlarından bu yana kullanılmakta olan güçlü bir yöntemdir [1]. Deneğin davranışsal, duysal ve bilişsel durumları hakkında tekil sinir hücreleri düzeyinde kodlanan bilgiler bu kayıtlardan işaret işleme yöntemleriyle çıkarımlanabilmektedir [2]. Bu işlemlerin ilk adımlarından biri kaydın sinirsel aksiyon potansiyellerini içeren bir bant aralığında süzülmesi ve süzülmüş kaydın bir genlik eşiğine tabi tutularak eşiklenmesidir [3]. Genlik eşiği genellikle süzülmüş kaydın içerdiği çoğunlukla gürültü olarak kabul edilen arka plan etkinliğinin kestirilen standart sapmasının 3 ila 5 katı olarak hesaplanmaktadır [4],[5],[6]. Son yıllarda genlik eşiğinin bilgi çıkarımındaki öneminin farkına daha çok varılmış olup bu eşiğin değerinin en uygun şekilde nasıl hesaplanabileceği konusu etkin bir araştırma konusu haline gelmiştir. Bu kapsamda "Kırpma Eşikleri (KE)" [7],[8], "En Yüksek İşaret-Gürültü Oranı (EYİGO)" [9] ve "En Yüksek Olabilirlikli Kestirim (EYOK)" eşikleri [10],[11] adı verilen eşikler geliştirilmiştir. Bunların arasından EYİGO ve EYOK eşikleri davranışsal ve sinirsel veriler birlikte kullanılarak hesaplanırken KE bir istatistiksel anlamlılık değeri kullanılarak sadece sinirsel veriden hesaplanmaktadır. Bu çalışmada uygun anlamlılık değerleri kullanıldığında KE'nin EYİGO ve EYOK eşiklerinin hesaplanmasında kullanılabildiği gösterilmektedir. Sonuçlar özellikle beyin-makine arayüzlerinde hücredışı sinirsel kayıtlardan verimli bir şekilde bilgi çıkarımlanmasının kolaylaştırılması açısından önemlidir.

2. YÖNTEM

2.1. Veri

Bu çalışma yürürlükte olan bir proje kapsamında daha önce yayınlanmış sonuçların bir devamı niteliğinde olup kullanılan veriler önceki çalışmalarda açıklanmıştır [10],[11]. Kısaca, önceki bir çalışmada görsel bir uyarana yanıt olarak ödül için sağ veya sol pedala bastıran iki sıçanın (MTCX38 ve MTCX41) sağ ve sol M1 korteks bölgelerine sekizer hücre dışı elektrot yerleştirilmiş ve bu elektrotlardan davranış sırasında kayıt alınmıştır. Hayvan deneyi yöntemleri Boğaziçi Üniversitesi Kurumsal Hayvan Deneyleri Yerel Etik Kurulu tarafından onaylanmıştır. Örnekleme sıklığı 40 kHz'dir. Kayıtlar 400 Hz ve 8 kHz arasında 4. dereceden Butterworth süzgeciyle sayısal olarak süzülmüştür. Bir kayıt 81 (MTCX41), diğeri ise 30 denemeden oluşmaktadır. Her deneme deneğin burnu ile bir fotodetektör ışınını kesmesi sonucunda başlatılmaktadır. Deneme başladığında görsel bir uyaran doğru yanıtın sağ veya sol pedala basmak olduğu hakkında deneğe bilgi vermektedir. Denek ön sağ veya ön sol patisiyle sağ veya sol pedala basarak yanıt vermektedir. Doğru yanıtlar yaklaşık 0.03 ml su ile ödüllendirilmektedir. Deneğin sağ veya sol pedala basması davranış değişkeni olarak kullanılmıştır. Deneme sayısı $1 \le d \le D$ ile gösterildiğinde deneğin d'inci denemedeki yanıtı $y[d]$ ile gösterilmektedir. d'inci denemede sol pedala basıldıysa $y[d]=0$, sağ pedala basıldıysa $y[d]=1$'dir. D ise $y[d]$'nin boyutudur ve değeri burada MTCX41 için 81, diğer denek için ise 30'dur. Sinirsel etkinlik verisi olarak süzülmüş kayıtta pedala basma anından t_1 s önce başlayıp t_2 s sonra biten zaman aralığında bulunan eşik üstü tepe sayısı kullanılmıştır. t_1, -990 ms ve 2500 ms arasında, t_2 ise $-t_1+10$ ms ve 1050 ms arasında 10'ar ms adımlarla değiştirilmiştir. Ayrıntılar ve örnek veri parçalarına ilişkin şekiller [10]'da ve [11]'de mevcuttur. Artı (depolarizasyon) ve eksi (hiperpolarizasyon) yönündeki eşik üstü etkinlik her elektrotta ayrı ayrı incelenmiştir. Her zaman aralığında eşik değeri, θ, 0'dan o aralıktaki en uç değere kadar 1 µV adımlarla taranmıştır. Böylelikle eşik üstü etkinlik (tepe sayısı) her bir $\xi = (t_1, t_2, \theta)$ üçlüsü için oluşturulmuştur. d'inci denemedeki etkinlik depolarizasyon yönü için $s_\xi^+[d]$, hiperpolarizasyon yönü için ise $s_\xi^-[d]$ ile gösterilmektedir. Bunlar için birbirlerinden bağımsız ξ değerleri kullanılmıştır.

2.2. EYİGO eşiğinin belirlenmesi

EYİGO eşiğinin hesaplanması daha önceki çalışmalarımızda açıklanmıştır [10],[11]. Kısaca EYİGO eşiği literatürde

tanımlandığı şekilde hesaplanmıştır [8]. Denklem (1) ξ'nin taranan tüm değerleri için hesaplanmıştır ve en yüksek $\text{İ}GO_\xi$ değerini veren ξ her elektrot için ayrı ayrı belirlenmiştir. Bu değer bu çalışmada $\hat{\xi}_{eyigo}$ simgesiyle gösterilmektedir.

$$\text{İ}GO_\xi = \frac{Var(E[Y_\xi|X])}{E[Var(Y_\xi|X)]} \quad (1)$$

Denklem (1)'de davranış değişkeni X, sinirsel etkinlik verisi ise Y_ξ ile gösterilmektedir. $E[\cdot]$, ortalamayı, $Var(\cdot)$ varyansı, $E[Y_\xi|X]$ ve $Var(Y_\xi|X)$ etkinliğin davranışa bağlı ortalamasını ve varyansını göstermektedir.
Bu çalışmada X, y'ye, Y_ξ ise s_ξ^+'ya veya s_ξ^-'ye denk gelmektedir. Buna göre Denklem (1) Denklem (2) olarak yazılabilir.

$$\text{İ}GO_\xi = \frac{(\mu_{0,\xi}-\mu_{1,\xi})^2}{\sigma_{0,\xi}^2+\sigma_{1,\xi}^2} \quad (2)$$

i=0,1 olmak üzere, Denklem (2)'de $\mu_{i,\xi}$ ve $\sigma_{i,\xi}^2$, $s_\xi[d]$'nin i ile temsil edilen pedala basılan denemelerdeki ortalaması ve varyansıdır. Eşik depolarizasyon yönünde hesaplandığında $s_\xi[d] = s_\xi^+[d]$, hiperpolarizasyon yönünde hesaplandığında ise $s_\xi[d] = s_\xi^-[d]$ olarak alınmaktadır.

2.3. EYOK Eşiğinin belirlenmesi

Eşiğin en yüksek olabilirlikli değerinin belirlenmesi için davranış değişkeni y, s_ξ'ye bağlı olarak tek değişkenli lojistik regresyon ile modellenmiştir. Modelin parametreleri MATLAB (MathWorks, Inc., ABD) yazılımının glmfit.m işlevi binom dağılımı ile kullanılarak kestirilmiştir. Modelin d sayılı denemede verdiği çıktı, $o_\xi[d]$, glmval.m işlevi logit bağlantı işlevi ile kullanılarak hesaplanmıştır. Buna göre davranış verilerinin bileşik olasılığı Denklem (3)'teki şekilde elde edilmiştir. Denklem (3) ξ'nin bir işlevi olarak görüldüğünde ξ'nin olabilirlik işlevidir. Bu olabilirlik ξ'nin taranan tüm değerleri için hesaplanmıştır ve en yüksek olabilirlikli ξ değeri ($\hat{\xi}_{eyok}$) her elektrot için ayrı ayrı belirlenmiştir.

$$p(y|s_\xi) = \prod_{d=1}^{D} o_\xi[d]^{y[d]}\left(1-o_\xi[d]\right)^{(1-y[d])} \quad (3)$$

2.4. EYİGO ve EYOK eşiklerinden elde edilen Kolmogorov-Smirnov sınaması P değerleri

KE'nin hesaplanmasında eşikler arasında kalan örneklerin dağılımının o eşik değerlerinde kırpılan normal dağılıma uyumu Kolmogorov-Smirnov (KS) sınaması ile belirlenmektedir [7],[8],[12]. KS sınamasının kullanım alanlarından biri, bir rastlantısal örneklemin belirli bir olasılık dağılımından geldiği yönündeki sıfır hipotezlerini sınamaktır [13]. KE'nin hesaplanması sırasında kullanılan KS sınamasında P=α anlamlılık değeri olarak α=0.05 kullanılmaktadır. Bu α değeri eşik altı verinin dağılımının kırpık normal dağılım olarak tanımlanan gürültü dağılımına ne kadar uygun olduğunu belirlemektedir. KE'nin değeri bu α değerine bağlı olarak değiştirilebileceğinden dolayı KE'nin EYİGO ve EYOK eşiklerine denk gelmesini sağlayacak α değerleri belirlenebilir. Bu işlem yapıldığında ise sadece belirlenen bu α değeri ve sinirsel veri kullanılarak normalde sinirsel ve davranışsal verinin birlikte kullanılması ile hesaplanabilen EYİGO ve EYOK eşikleri KE eşikleri olarak hesaplanabilir.

EYİGO ve EYOK eşikleri depolarizasyon ve hiperpolarizasyon yönünde ayrı ayrı hesaplanmaktadır [9],[10],[11]. KE ise her iki yönde eşzamanlı olarak hesaplanmaktadır [7],[8],[12]. Dolayısıyla EYİGO ve EYOK eşiklerinin KE kullanılarak hesaplanabilmesi için KE'nin de depolarizasyon veya hiperpolarizasyon yönlerinde ayrı ayrı olmak üzere tek taraflı hesaplanabilmesi gerekmektedir. Bu hesaplamayı yapabilmek için depolarizasyon yönlü KE hesaplanırken hiperpolarizasyon yönlü KE 0 değerinde sabit tutulmuştur. Benzer şekilde, hiperpolarizasyon yönlü KE hesaplanırken de depolarizasyon yönlü KE 0 değerinde sabit tutulmuştur. Bu durumda, KE'nin EYİGO ve EYOK eşiklerine denk gelmesini sağlayacak α değerleri, EYİGO ve EYOK eşikleri ve 0 arasında kalan verilerin dağılımına en yüksek olabilirlikle uydurulan kırpık normal dağılımın uygunluğunun KS sınaması ile sınanması sonucunda elde edilen P değeridir.
Buna göre, EYİGO ve EYOK eşikleri bölüm 2.2 ve 2.3'te açıklanan şekilde her elektrot ve polarizasyon yönü için ayrı ayrı elde edildikten sonra, belirlenen bu eşik değerleri ve 0 arasında kalan örneklerin dağılımına kırpık normal olasılık dağılımı en yüksek olabilirlikle uydurulmuştur. Uydurulan dağılımın veriye uygunluğu KS sınaması ile sınanmıştır ve elde edilen P değerleri EYİGO ve EYOK eşiklerini kırpma eşiklerinden hesaplamakta kullanılacak olan α anlamlılık değeri olarak kaydedilmiştir.

Bu eşiklerin hesaplanmasında kullanılan sinirsel veriler rastlantısal olduğundan dolayı, hesaplanan α değerleri de rastlantısaldır. Analizi tek bir örneklemden hesaplanan rastlantısal bir değer üzerine inşa etmek yerine α'nın bootstrap dağılımının ortalama veya ortanca değeri üzerine inşa etmek daha tekrarlanabilir sonuçlar verecektir. Bu nedenle α'nın bootstrap dağılımı 10^4 farklı bootstrap örneklemi kullanılarak hesaplanmıştır. Bootstrap yönteminin esasları aşağıda kısaca açıklanmaktadır [14]. Elde edilen bootstrap dağılımının ortalama ve ortanca değerleri kullanılmıştır.
Eldeki sinirsel etkinlik ve davranış verileri, tek bir deneyden elde edildiği için, bir popülasyondan (istatistiksel anakütle) elde edilmiş tek bir örneklemdir. İstatistiksel anakütle, eldeki deneyin sonsuz kere tekrar edildiği zaman oluşturacağı veri kümesidir. Sinirsel etkinlik ve davranış verileri rastlantısal olduğundan dolayı her deneyde elde edilen veriler birbirinden farklı olacaktır. Dolayısıyla, bu bölümde hesaplanan α değerleri gibi, veriden hesaplanan her değer aslında rastlantısal bir değişkendir. α değerlerinin hesaplanmasındaki amaç ise EYİGO ve EYOK eşikleri ile tek taraflı KE arasında bir bağıntı kurmaktır. Bu bağıntı α'ların tek bir örneklemden kestirilen değerlerine dayalı olarak tanımlanırsa, tekrar edilebilirliği düşük olabilir. Bunun yerine, eğer mümkün olsaydı, deneyi birçok kez tekrar edip α'ları birçok kez kestirmek ve bağıntıyı elde edilen α'ların ortalama veya ortanca değerine dayalı olarak tanımlamak, daha tekrar edilebilir bir sonuç verirdi. Deneyi birçok kez tekrar etmek mümkün olmadığından dolayı, bootstrap yönteminde, eldeki veri, istatistiksel anakütlenin bir modeli olarak kullanılmaktadır. Buna göre, eldeki veri, 'yerine koyarak örnekleme' yoluyla yeni örneklemler üretmek için kullanılmaktadır. Bu işlem aşağıda ayrıntılı olarak açıklanmaktadır.
Örneğin 1 numaralı elektrotta depolarizasyon yönünde hesaplanan EYİGO eşiği EYİGO_1+ eşiği olarak ifade edilsin ve bu eşik t_1^+ ve t_2^+ değerleri ile belirlenen zaman aralığında bulunmuş olsun. d sayılı denemede bu zaman aralığındaki sinirsel etkinlik kaydı $k(d)$ ile gösterilsin. Aynı denemede basılan levyenin türü de $L(d)$ ile gösterilsin.

Bu durumda EYİGO_1+ eşiği d=1:D için ($k(d)$, $L(d)$) verilerinden elde edilmiş olmaktadır. EYİGO_1+ için hesaplanan α değeri bu verilerden hesaplanmaktadır. Burada d=1:D için ($k(d)$, $L(d)$) verileri, örneklemi oluşturmaktadır. Bu örneklemin kaynağı olan istatistiksel anakütleden bir örneklem daha alınması, bootstrap yönteminde d=1:D için ($k(d)$, $L(d)$) verilerinden 'yerine koyarak örnekleme' yoluyla yapılmaktadır. Algoritma olarak ifade etmek gerekirse, 1 ve D arasında D adet tam sayı eşit olasılıkla rastgele olarak üretilmektedir. Bunlar r_1, r_2, …, r_D sayıları ile gösterilsin. Bu durumda d=1:D için ($k(r_d)$, $L(r_d)$) verileri bir bootstrap örneklemi oluşturmaktadır. Diğer bir deyişle, bootstrap örneklemi, herhangi bir deneme rastgele seçilerek o denemedeki $k(d)$ ve $L(d)$ verilerinin alınması ve bu işlemin D defa tekrarlanması ile oluşturulmaktadır. Bu bootstrap örnekleminden yeni bir EYİGO_1+ eşiği ve bu eşiğin α değeri hesaplanmaktadır. B adet bootstrap örnekleminden B adet α değeri hesaplandığında, hesaplanan bu α değerleri, α'nın bootstrap dağılımını oluşturmaktadır. Bu dağılımın ortalama veya ortanca değeri, istatistiksel anakütleden elde edilecek olan α değerine daha yakın bir değerdir. Dolayısıyla EYİGO ve tek taraflı KE arasında bu değere dayalı olarak oluşturulacak bir bağıntı daha tekrarlanabilir bir bağıntı olacaktır.

Sonuç olarak, bu bölümde hesaplanan α değerleri B=10^4 adet bootstrap örnekleminden hesaplanmıştır. Bölüm 3.1'de EYİGO, EYOK ve tek taraflı KE arasındaki bağıntı, α değerlerinin bootstrap dağılımlarının ortalama ve ortanca değerlerine dayalı olarak tanımlanmaktadır.

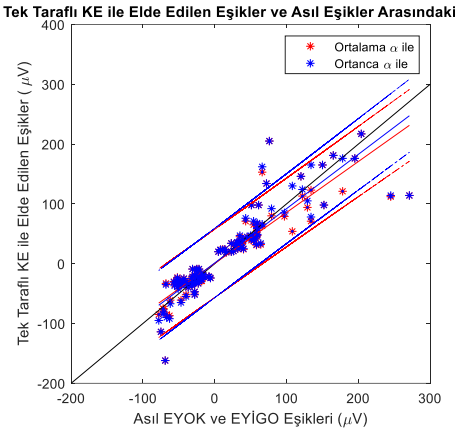
3. SONUÇLAR

3.1. Elde edilen α değerleri ile tek taraflı KE'nin hesaplanması ve EYİGO ve EYOK eşikleri ile kıyaslanması

Bölüm 2.4'te açıklandığı üzere KE'nin hesaplanmasında eşikler arasında kalan örneklerin dağılımının o eşik değerlerinde kırpılan normal dağılıma uyumu KS sınaması ile belirlenmektedir [7],[8],[12]. KS sınamasında P=α anlamlılık değeri olarak elde edilen α değerleri kullanıldığında elde edilen tek yönlü KE değerleri EYİGO ve EYOK eşik değerlerine karşı çizdirildiğinde Şekil 1 elde edilmektedir. Şekil 1'de EYİGO ve EYOK eşikleri tek bir grup olarak ele alınmıştır. Zira mevcut veride EYİGO ve EYOK eşiklerinin istatistiksel olarak birbirlerinden farksız olduğu önceki çalışmalarımızda gösterilmiştir [11]. Şekil 1'de, siyah çizgi birim eğimi göstermektedir. Ortalama α ile elde edilen eşikler için hesaplanan doğrusal regresyon modeli ve %95'lik tahmin aralığı kırmızı renkle gösterilmiştir. Ortanca α ile elde edilen eşikler için hesaplanan doğrusal regresyon modeli ve %95'lik tahmin aralığı mavi renkle gösterilmiştir. Bu modellerin katsayılarının kestirilen değerleri ve %95'lik bootstrap güven aralıkları Çizelge 1'de gösterilmektedir. Eğer KE ile elde edilen eşik değerleri gerçek EYİGO ve EYOK eşik değerleri ile özdeş olsaydı bu eşikler arasındaki bağıntı eğimi 1 olan ve dikey ekseni 0 noktasında kesen bir doğru ile temsil edilirdi.

Çizelge 1. Ortalama ve ortanca α ile elde edilen eşikler için hesaplanan doğrusal regresyon modellerinin katsayılarının kestirilen değerleri ve %95'lik bootstrap güven aralıkları

Model	Eğim	Güven aralığı	Kesme noktası (μV)	Güven aralığı (μV)
Ortalama α ile	0.85	[0.72, 1.01]	0.49	[-3.6, 4.6]
Ortanca α ile	0.91	[0.77, 1.08]	1.23	[-2.9, 5.4]



Şekil 1. Tek taraflı KE ile elde edilen eşik değerleri ile gerçek EYOK ve EYİGO eşik değerleri arasındaki bağıntı

Çizelge 1'de, eğimin %95'lik bootstrap güven aralığının 1'i kapsadığı, dikey eksenle kesişim noktasının %95'lik bootstrap güven aralığının ise 0'ı kapsadığı görülmektedir. Bu analizde 10^5 bootstrap örneklemi kullanılmıştır. Ortanca ve ortalama α ile elde edilen eğimlerin arasındaki farkın %95'lik bootstrap güven aralığı [-0.16, 0.27] olarak bulunmuştur. Buna göre ortanca ve ortalama α ile elde edilen eğimlerin arasındaki fark anlamlı değildir.

Elde edilen tek taraflı KE ve eşitlenmeye çalışılan EYİGO ve EYOK eşikleri işaret sınaması ile karşılaştırıldığında tek taraflı KE ile elde edilen EYİGO değerleri ile gerçek EYİGO değerleri arasında anlamlı bir fark bulunmamıştır (P≥0.6). Aynı durumun EYOK değerleri için de geçerli olduğu bulunmuştur (P≥0.3).

Tek taraflı KE ile elde edilen EYİGO değerleri ile gerçek EYİGO değerleri arasındaki fark f_{eyigo} ile, tek taraflı KE ile elde edilen EYOK değerleri ile gerçek EYOK değerleri arasındaki fark ise f_{eyok} ile gösterildiğinde, f_{eyigo} ve f_{eyok} arasında işaret sınamasına ve KS sınamasına göre bir fark bulunmamıştır (P≥0.7). Ayrıca ortalama ve ortanca α değerleri kullanılarak tek taraflı kırpma eşikleri ile hesaplanan EYİGO (P≥0.99) ve EYOK (P≥0.06) eşikleri arasında da işaret sınamasına ve KS sınamasına göre bir fark bulunmamıştır.

Bu sonuçlar EYİGO ve EYOK eşiklerinin uygun α değerleri kullanılarak tek taraflı KE olarak doğru bir şekilde hesaplandığını, EYİGO ve EYOK eşiklerinin benzer doğrulukla hesaplandığını ve bu hesaplamada ortalama ve ortanca α değerlerinin benzer sonuçlar verdiğini göstermektedir.

4. VARGILAR

Bu çalışmada EYİGO ve EYOK eşiklerinin KE kullanılarak hesaplanabildiği gösterilmiştir. Bu hesaplamanın yapılabilmesi için EYİGO ve EYOK eşiklerini verecek olan uygun α değerleri elde edilmiştir. Gerçek BMA uygulamalarında bu α değerleri bir kalibrasyon evresinde hesaplandıktan sonra sinirsel veride gerçekleşebilecek değişen gürültü koşullarına rağmen geçerliliklerini koruyabilir. Gelecek çalışmalarda sinirsel gürültü koşulları benzetim ortamında gerçekleştirilerek bu hipotezin doğruluğu sınanacaktır.

BİLGİLENDİRME

Bu çalışma, 217E122 sayılı TÜBİTAK Projesi ile desteklenmiştir (yürütücü: M.O.). Bu araştırmada yer alan nümerik hesaplamaların bir kısmı TÜBİTAK ULAKBİM,

Yüksek Başarım ve Grid Hesaplama Merkezi'nde (TRUBA kaynaklarında) gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKLAR

[1] D. H. Hubel, "Tungsten microelectrode for recording from single units", *Science (80-.).*, c. 125, sayı 3247, ss. 549–550, 1957.

[2] M. E. J. Obien, K. Deligkaris, T. Bullmann, D. J. Bakkum, ve U. Frey, "Revealing neuronal function through microelectrode array recordings", *Front. Neurosci.*, c. 8, s. 423, 2015.

[3] M. S. Lewicki, "A review of methods for spike sorting: the detection and classification of neural action potentials", *Netw. Comput. Neural Syst.*, c. 9, sayı 4, ss. R53–R78, 1998.

[4] R. Q. Quiroga, Z. Nadasdy, ve Y. Ben-Shaul, "Unsupervised spike detection and sorting with wavelets and superparamagnetic clustering", *Neural Comput.*, c. 16, sayı 8, ss. 1661–1687, 2004.

[5] C. Vargas-Irwin ve J. P. Donoghue, "Automated spike sorting using density grid contour clustering and subtractive waveform decomposition", *J. Neurosci. Methods*, c. 164, sayı 1, ss. 1–18, 2007.

[6] S. Todorova, P. Sadtler, A. Batista, S. Chase, ve V. Ventura, "To sort or not to sort: the impact of spike-sorting on neural decoding performance", *J. Neural Eng.*, c. 11, sayı 5, s. 56005, 2014.

[7] M. Okatan ve M. Kocatürk, "Hücre Dışı Kayıtlarda Aksiyon Potansiyellerinin 'Kırpma Eşikleri' Kullanılarak Belirlenmesi Action Potential Detection in Extracellular Recordings Using 'Truncation Thresholds'", *Vogue*, c. 15, sayı 18, 2015.

[8] M. Okatan ve M. Kocatürk, "Truncation thresholds: A pair of spike detection thresholds computed using truncated probability distributions", *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, c. 25, sayı 2, ss. 1436–1447, 2017.

[9] E. R. Oby *vd.*, "Extracellular voltage threshold settings can be tuned for optimal encoding of movement and stimulus parameters", *J. Neural Eng.*, c. 13, sayı 3, 2016.

[10] E. Dağdevır, M. Kocatürk, ve M. Okatan, "Likelihood-Based Amplitude Thresholding in Extracellular Neural Recordings", içinde *2019 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2019, ss. 1–4.

[11] E. Dağdevır, M. Kocatürk, ve M. Okatan, "Comparing Different Amplitude Thresholds in Extracellular Neural Recordings", içinde *2019 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2019, ss. 1–4.

[12] M. Okatan, "Truncation thresholds: a new method for separating signal and noise and its application in biomedical signal processing", içinde *EEMKON2015*, 2016, ss. 70–80.

[13] M. H. DeGroot ve M. J. Schervish, *Probability and Statistics (4th Edition)*. Addison-Wesley, 2010.

[14] B. Efron ve R. J. Tibshirani, *An introduction to the bootstrap*. CRC press, 1994.

Yüksek Hızlı Ses Telleri Görüntülerinin Düzlemsel Aydınlatma Modeli ile Aktif Kontur Tabanlı Segmentasyonu

Melih Yılmaz ÖGÜTCEN[1], Turgay KOÇ[1]

[1]*Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Departmanı, Süleyman Demirel Üniversitesi, Isparta, Türkiye, 32000*

melih.ogutcen@gmail.com, turgaykoc@sdu.edu.tr

Özet-- Ses tellerinin yüksek hızlı endoskopik video görüntüleri (HSV) ses tellerinin titreşim analizleri için önemli bilgiler barındırır. Glotisin tespiti hem uzmanların ses telleri ve çevresinde teşhisine yardımcı olmakta hem de konuşma analizinde kullanılmaktadır. Bu amaçla literatürde yaygın olarak kullanılan aktif kontur tabanlı algoritmalar görüntü üzerindeki düzgün olmayan aydınlatmanın etkilerini göz ardı etmektedir. Bu çalışmada ses telleri görüntülerinde düzgün dağılımlı olmayan aydınlatma modellenerek aktif kontur tabanlı segmentasyonun başarısı araştırılmıştır. Ses telleri görüntülerinden bir düzlemsel aydınlatma modeli ile kestirilen yansıma görüntüleri kullanılarak literatürde kullanılan yoğunluk tabanlı aktif kontur algoritmasına göre segmentasyon hatası %17 azaltılarak önemli bir performans artışı elde edilmiştir.

1. GİRİŞ

İnsan sesi larinkste bulunan ses tellerinin titreşimli bir hareketi sayesinde meydana gelmektedir. Akciğerlerden çıkan hava, soluk borusunun devamı olan ve ses tellerinin arasında "glotis" olarak adlandırılan boşluğun değişimine yol açmaktadır. Ses tellerinin yüksek hızlı endoskopik video (HSV) görüntüleri titreşim analizleri için önemli bilgiler barındırır. Ses telleri normal konuşma esnasında 70-400 Hz frekans aralığında titreşirler. Klinik ses analizinde kullanılan HSV sistemleri saniyede 2000 ila 5000 kare arasında görüntüleme yapabilirler [1]. Dolayısıyla HSV sistemleri ses tellerinin bir periyodunu yakalayabilmek için yeterince hızlıdır. Şekil 1'de tipik bir HSV görüntüsü gösterilmiştir.

Medikal görüntü segmentasyonunda aktif kontur veya yılanlar oldukça popülerdir [2]. Aktif kontur yöntemlerinde ilk olarak görüntüye uygun bir başlangıç konturu elde edilir, ardından bu başlangıç konturu enerji fonksiyonunu en aza indirgemek için büzülür veya genişler. Fakat aktif kontur tabanlı yöntemler zaman alıcıdır. Dolayısıyla çoğu zaman eş zamanlı uygulamalarda kullanmak için uygun değildir. Ayrıca başlangıç konturunun seçimi algoritma başarısı için oldukça önemlidir.

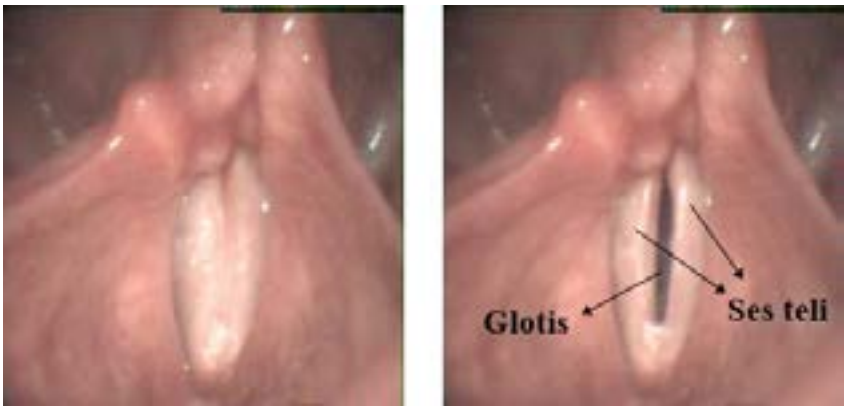
Yan ve arkadaşları HSV görüntülerinden glotisin zamanla değişimini otomatik olarak çıkartmak için aktif kontur tabanlı yöntem önermişlerdir [3]. Bu yöntemde ilk olarak bir eşik değeriyle glotisin kaba bir segmentasyonunu gerçekleştirirler ve bu sayede glotise benzer elipsi bir yapı elde ederler. Ardından temel bileşen analizi (PCA) yöntemiyle başlangıç konturu olarak kullanılacak elipsin parametreleri tahmin edilir ve bu başlangıç konturuyla segmentasyon gerçekleştirilmektedir.

Karakozoglou'nun çalışmasında ise glotisin segmentasyonunu zorlaştıracak gürültüler olduğunda ya da ses tellerinin tam kapanmadığı durumlarda doğru segmentasyon gerçekleştirmek için yerel tabanlı aktif kontur yöntemini önermişlerdir [4]. Bu yöntemde ilk olarak glotisin en fazla açık olduğu kare bulunur. Bu kare glotise ait bölgenin tespiti için kullanılır ve glotis maskelenir. Ardından glotisin en fazla açık olduğu kareden iki adet başlangıç konturu belirlenir. İlk başlangıç konturu için maskeli görüntünün histogramından kestirilen eşik değeri kullanılır. İkinci başlangıç konturu için maskeli görüntüden bir elips belirlenir. Bu görüntüyü en iyi segmente eden başlangıç konturu glotisin en fazla açık olduğu karenin bulunduğu dizideki görüntülerin segmentasyonu için kullanılmaktadır. Son adımda ise segmentasyonun tutarsız olarak gerçekleştiği durumlarda ortalama yoğunluk değerinden oldukça farklı yoğunluk değerlerine sahip bölgeler dışlanmaktadır.

HSV görüntülerinin segmentasyonunda literatürde kullanılan aktif kontur tabanlı yöntemler HSV görüntülerindeki düzgün olmayan aydınlatmanın etkisini göz önüne almamaktadır. HSV görüntülerinin düzgün dağılımlı olmayan aydınlatma altında yoğunluk dağılımı deforme olmakta ve bu görüntüler üzerinde gerçekleştirilecek segmentasyonda ciddi hatalara sebep olabilmektedir. Görüntünün yoğunluğu, aydınlatma ve yansımanın bir ürünü olarak düşünülebilir [5]. Aydınlatmanın modellenmesi ile düzgün olmayan yoğunluk dağılımı iki Gauss dağılım modeline dönüştürülmesi mümkündür. Bu şekilde Bayes sınıflandırıcı kullanılarak segmentasyon gerçekleştirilebilmektedir [6]. Buradan hareketle HSV yoğunluk görüntü dizileri yerine bu görüntülerden tahmin edilecek düzlemsel aydınlatma modeli kullanılarak kestirilecek yansıma görüntülerinin doğrudan aktif kontur tabanlı segmentasyonda kullanılmasının daha başarılı olması beklenebilir.

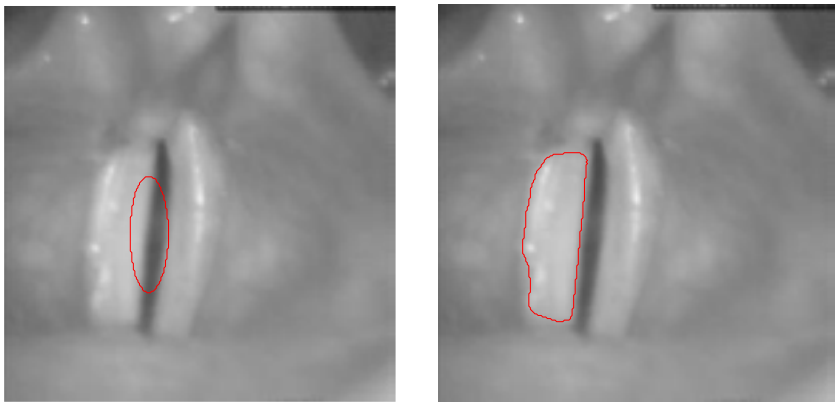
Bu çalışmada diğer aktif kontur tabanlı çalışmalardan farklı olarak segmentasyon için görüntülerin yansıma kestirimleri kullanılmıştır. Bu amaçla ilgi bölgesi belirlenirken maske hatalarının etkilerinin olmaması için manuel olarak segment edilmiş HSV görüntülerinin yansıma kestirimleri elde edilmiş ve yapılan segmentasyon sonuçları literatür ile kıyaslanmıştır.

Bu çalışma sırasıyla şu bölümlerden oluşmaktadır. 2. Bölümde glotisin tespiti için gerçekleştirilen segmentasyon adımlarından bahsedilmektedir. 3. Bölümde hata matrisleri kullanılarak görüntüler üzerinde segmentasyon başarısı ölçülmektedir. Son olarak 4. Bölümde ise genel bir değerlendirme yapılmaktadır.

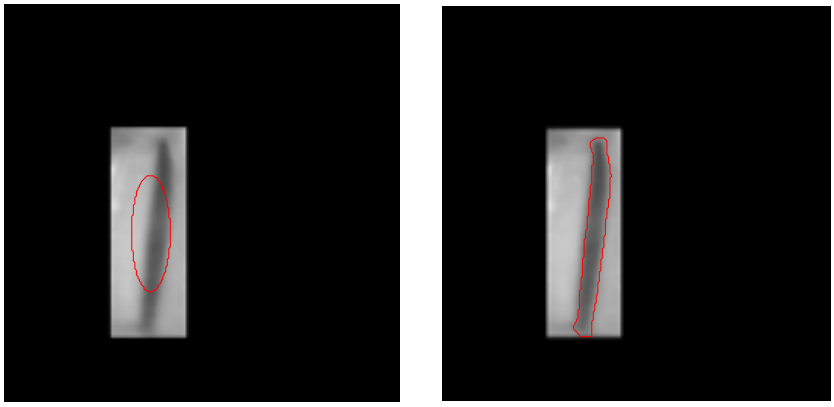


(a) (b)

Şekil 1. Larinks (a) ses tellerinin kapalı hali (b) ses tellerinin açık hali



(a)



(b)

Şekil 2: (a) Maskesiz HSV karesinde başlangıç konturu ve 150 iterasyon sonucundaki glotis (b) Maskeli HSV karesinde başlangıç konturu ve 150 iterasyon sonucundaki segmente glotis

2. YÖNTEM

Bu çalışmada kullanılan yöntem, manuel ilgi bölgesi ve aktif kontur için başlangıç kontur seçimi, HSV aydınlatma modeli kestirimi ve aktif kontur uygulanmasından oluşmaktadır. Bu aşamalar sırasıyla aşağıda sunulmuştur.

2.1. İlgi Bölgesinin Belirlenmesi

HSV görüntüleri incelendiğinde ses tellerinin görüntünün sadece bir parçasında yer aldığı görülmektedir. Ses tellerinin olmadığı bölgelerde yapılacak olan segmentasyon hatalarının sonuçları etkilememesi amacıyla HSV görüntüleri öncelikle manuel olarak maskelenmekte yani ilgi bölgesine ayrılmaktadır. Bu sayede sadece ses tellerinin olduğu lokal bölge analizi gerçekleştirilmektedir. Şekil 2'de maskesiz ve maskeli görüntülerin her ikisinde de aynı başlangıç konturu kullanılarak aktif kontur ile segment edilmesi gösterilmiştir. Burada maskelenmiş görüntüde daha başarılı segmentasyona ulaşıldığı gözlenmiştir. Ayrıca ilgi bölgesinin manuel olarak tespit edilmesi maskeleme hataları nedeniyle meydana gelebilecek olan sonuçlardaki olası tutarsızlıkları önleyecektir.

2.2. Başlangıç Konturunun Belirlenmesi

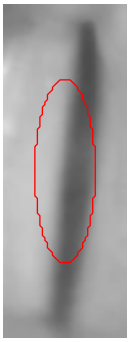
Aktif kontur tabanlı segmentasyonda başlangıç konturunun seçimi, segmentasyon başarısı için kritik rol oynar. Ayrıca glotisin elipsi yapısından dolayı diğer çalışmalarda olduğu

gibi [3,4] bu çalışmada da başlangıç konturu elips seçilmiştir. Elips aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\frac{(x-x_0)^2}{a^2}+\frac{(y-y_0)^2}{b^2}=1 \qquad (1)$$

burada a ve b sırasıyla x ve y ekseni boyunca yarıçaplardır. Maskeli görüntülerde glotis merkezde bulunduğundan x_0 ve y_0 maskeli görüntünün merkez koordinatlarıdır. Elipsin merkezi maskeli görüntünün orijininde konumlandırılmıştır. Şekil 1(b)'de görüldüğü gibi glotisin dikey uzunluğu, yataydakinden büyük olmaktadır. Bundan dolayı belirlenecek elipslerde b>a olması, glotise benzer bir başlangıç konturu elde etmemizi sağlar. Elipsin otomatik bir şekilde belirlenebilmesi için a ve b parametrelerinin maskenin uzunluğuna ve genişliğine bağlı olması gereklidir. m × n boyutunda bir maskede başlangıç konturu olarak kullanılacak elips için a ve b parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$a \cong \frac{m}{n}, \qquad b \cong \frac{(m/n)^2+(n/4)^2}{2} \qquad (2)$$



Şekil 3: Maskeli HSV karesi ve denklem 2'den hesaplanan elips başlangıç konturu

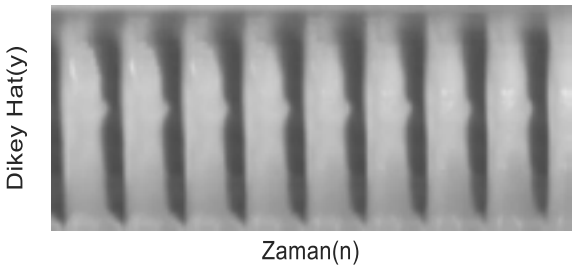
2.3. Aktif Kontur Segmentasyon Yöntemi

Aktif kontur tabanlı segmentasyon için bu çalışmada Chan-Vese modeli kullanılmıştır [7]. Bu modelde nesne ve arka plan, ortalama yoğunluklarıyla sabit yoğunluk değerlerini temsil eder. Belirlenen başlangıç konturu görüntüdeki yerel istatikleri kullanarak, iterasyon sayısına bağlı bir şekilde enerji fonksiyonunu en aza indirgeyerek nesneyi tespit eder. Bu çalışmada Karakozoglou'nun çalışmasında olduğu gibi iterasyon sayısı 150 olarak belirlenmiştir.

2.4. Glotis için Düzlemsel Aydınlatma Modeli

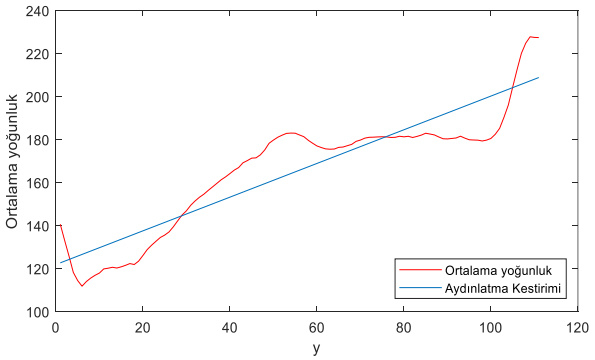
HSV görüntülerinde farklı bölgelerde oluşan farklı aydınlatma görüntünün yoğunluk dağılımında dengesizliğe neden olmaktadır. Dolayısıyla ortalama yoğunlukların yanlış hesaplanması glotisin segmentasyonunda hatalara sebep olabilecektir. Bunu önlemek için [6]'da histogram tabanlı segmentasyon için önerilen düzlemsel aydınlatma modeli bu çalışmada aktif kontur öncesi HSV görüntü dizilerine uygulanmıştır.

Düzlemsel aydınlatma modeli glotisin merkezindeki uzunlamasına kesit boyunca ortalama yoğunluk dağılımına dayanır ve bu kesitler dikey dilim görüntülerini (VSI) oluşturmak için kullanılır. $VSI(n,y)=I_{maskeli}(x_{merkez},y,n)$, burada x_{merkez} merkezi dikey olarak hesaplandığında glotisin yatay merkezidir. VSI Şekil 4'te gösterilmiştir.

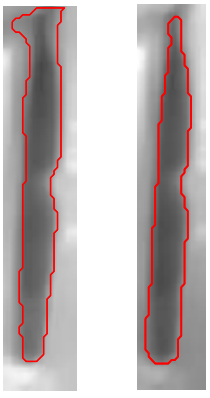


Şekil 4: Dikey dilim görüntüleri (VSI)

Bir görüntünün yoğunluğu I(x,y) aydınlatma (L(x,y)) ve yansımanın (R(x,y)) kombine edilmiş bir hali olarak düşünülebilir.(I(x,y)=R(x,y).L(x,y)) [5]. Görüntünün yoğunluğu I(x,y) ve elde edilen aydınlatma modeli L(x,y) ile bir R(x,y) elde edilebilir. VSI görüntüsündeki her yatay çizgi üzerindeki yoğunluk varyasyonunun zamansal ortalaması, hat üzerindeki aydınlatmanın bir ölçüsü olarak kullanılarak bir aydınlatma modeli (L(x,y)) tahmin edilir. VSI boyunca ortalama yoğunluk ve elde edilen aydınlatma kestirimi L(x,y) Şekil 5'te bir HSV görüntü dizisi için gösterilmiştir. Buradan yansıma R(x,y)=I(x,y)/L(x,y) olarak tanımlanabilir. Tüm görüntü dizisine bu aydınlatma modeli uygulanır ve yansıma kestirimi elde edilir. Şekil 6'da aynı HSV görüntüsü için 150 iterasyon kullanılarak yansıma ve yoğunluk görüntülerinin aktif kontur segmentasyon sonuçları verilmiştir. Aynı başlangıç konturları kullanılmasına rağmen kestirilen yansıma görüntüsünün daha düzgün dağılımından dolayı glotisin segmentasyonunda daha iyi sonuç verdiği açıkça görülmektedir.



Şekil 5: Maskeli HSV üzerinde merkezi dikey hat boyunca ortalama yoğunluk ve kestirilen aydınlatma hattı



(a) (b)

Şekil 6: (a) Yoğunluk görüntüsünün 150 iterasyonlu segmentasyon sonucu (b) Kestirilen yansıma görüntüsünün 150 iterasyonlu segmentasyon sonucu

Tablo 2: Hata matrisinin Hesaplanması

REFERANS\SEGMENTE	Glotis	Arka plan
Glotis	Doğru Glotis	Yanlış Arka plan
Arka plan	Yanlış Glotis	Doğru Arka plan

3. SONUÇLAR

Bu çalışmada IRCAM HSV görüntü veritabanı kullanılmıştır [8]. Veritabanında bulunan 256×256 çözünürlükte, saniyede 4000 kareye sahip 10 HSV görüntüsü içinde 3000 görüntünün manuel segmentasyonu gerçekleştirilmiştir. İlk olarak ilgi bölgesini belirlemek için glotis ve çevresini kapsayacak manuel maskeleme uygulanmıştır. Ardından HSV görüntü dizisinden düzlemsel aydınlatma modeli tahmin edilmiştir ve bu aydınlatma modeli görüntü dizisine uygulanmıştır. Son olarak her video için elips başlangıç konturları belirlenmiştir ve bu başlangıç konturları aktif kontur tabanlı segmentasyonda kullanılmıştır. Segmentasyon başarı kriteri olarak hata matrisleri ve hata matrislerinden elde edilen hata oranları kullanılmıştır [9]. Hata matrisi algoritmanın segmente ettiği glotis bölgesine ve arka plana ait piksellerin, bir uzman tarafından işaretlenen referans glotis bölgesine ve arka plana ait pikseller ile ne kadar örtüştüğünü göstermektedir. Hata matrisi Tablo 2'de gösterilmiştir.

Doğru Glotis (DG), Doğru Arka plan (DA), Yanlış Glotis (YG) ve Yanlış Arka plan (YA) aşağıdaki denklemler ile hesaplanır.

$$\begin{aligned} \mathrm{DG} &= \mathrm{N(SG)} \cap \mathrm{N(RG)}, \quad & \mathrm{DA} &= \mathrm{N(SA)} \cap \mathrm{N(RA)}, \\ \mathrm{YG} &= \mathrm{N(SG)} \cap \mathrm{N(RA)}, \quad & \mathrm{YA} &= \mathrm{N(SA)} \cap \mathrm{N(RG)}. \end{aligned} \tag{4}$$

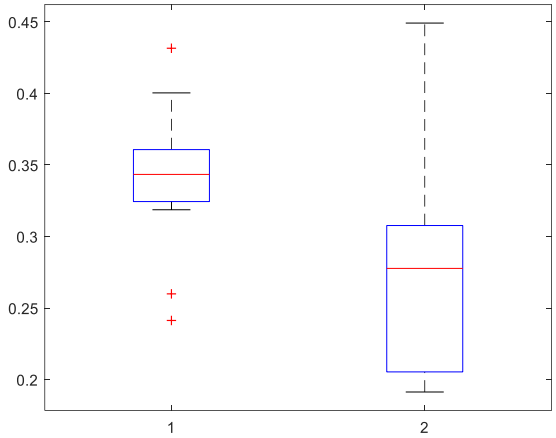
burada N() piksel sayısını, RG referans glotisi, SG algoritmanın segmente ettiği glotisi, RA referans arka planı, SA algoritmanın segmente ettiği arka planı temsil etmektedir. Hata matrisinden, hata oranını elde ederek görüntü dizisindeki segmentasyonun toplam hatasını bulabiliriz. Hata oranı, yapılan tüm hatalı segmentasyonların toplam veri kümesine bölümüyle bulunur.

$$\text{Hata Oranı} = \frac{\mathrm{YG} + \mathrm{YA}}{\mathrm{DG} + \mathrm{DA} + \mathrm{YG} + \mathrm{YA}} \tag{5}$$

Her biri 300 karelik görüntü dizisine sahip 10 kişiden alınan HSV görüntülerinin denklem 5'e göre hesaplanan hata oranlarının dağılımı Şekil 7'deki kutu diyagramlarında gösterilmiştir. Kutu diyagramı yakından incelendiğinde yoğunluk görüntülerindeki hataların % 75'ten fazlasının 0.3 ile 0.4 arasında olduğu, fakat yansıma görüntülerinde ise aynı hataların yaklaşık % 75'inin 0.3'ün altında olduğu gözlenmektedir. Tablo 3'te belirtilen toplam hata oranlarına göre kestirilen yansıma görüntülerinden elde edilen hata sonucu 0.2833 iken yoğunluk görüntülerinden elde edilen toplam hata 0.3416 olarak hesaplanmıştır. Buna göre aydınlatma modeli kullanılarak gerçekleştirilen aktif kontur tabanlı segmentasyon ile %17'nin üzerinde bir performans artışı elde edilmiştir.

Tablo 3: 10 videodan elde edilen toplam hata oranları

	Aydınlatma Modeli Uygulanmamış	**Aydınlatma Modeli Uygulanmış**
Toplam Hata Oranları	0.3416	0.2833



Şekil 7: Sırasıyla aydınlatma modeli uygulanmamış ve uygulanmış görüntülerin hata oranlarının kutu diyagramları

4. DEĞERLENDİRME

HSV görüntülerinin segmentasyonu, klinik ve konuşma üretimi çalışmalarında ses tellerinin fonksiyonlarının araştırılması için önemlidir. Fakat bu görüntülerin yapısı sahnedeki aydınlatmaya duyarlıdır. Düzgün olmayan aydınlatma altındaki HSV görüntüleri üzerinde gerçekleştirilecek segmentasyon glotisin hatalı tespitine sebep olduğu gözlenmiştir. Bunun yerine bu çalışmada farklı olarak aktif kontur tabanlı segmentasyon için görüntülerin yansıma kestirimleri kullanılmıştır. Yapılan çalışmada yansıma kestirimleri kullanılarak gerçekleştirilen aktif kontur tabanlı segmentasyon ile %17'nin üzerinde bir performans artışı elde edilmiştir. Gelecek çalışmalarda aynı yöntemin diğer segmentasyon algoritmaları üzerinde etkilerinin incelenmesi ve karşılaştırılması planlanmaktadır.

5. REFERANSLAR

[1] D. D. Deliyski, M. E. G. Powell, S. R. C. Zacharias, T.T. Gerlach ve A. de Alarcon, "Experimental investigation on minimum frame rate requirements of high-speed videoendoscopy for clinical voice assessment," *Biomedical Signal Processing and Control,* vol. 17, pp. 21–28, 2015.

[2] F. Derraz, M. Beladgham ve M. Khelif, "Application of active contour models in medical image segmentation," *International Conference on Information Technology: Coding and Computing, Proceedings ITCC 2004*, vol.2, pp. 675-681, 2004.

[3] Y. Yan, G. Du, C. Zhu ve G. Marriott, "Snake based automatic tracing of vocal-fold motion from high-speed digital images," *Proceedings of IEEE International Conference Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP '12),* pp. 593–596, 2012.

[4] S.-Z. Karakozoglou, N. Henrich, C. d'Alessandro ve Y. Stylianou, "Automatic glottal segmentation using local-based active contours and application to glottovibrography," *Speech Communication*, vol. 54, no. 5, pp. 641-654, 2012.

[5] R. C. Gonzalez ve R. E. Woods, *Digital Image Processing,* Prentice Hall, 2002

[6] T. Koç ve T. Çiloğlu, "Automatic Segmentation of High Speed Video Images of Vocal Folds," *Journal of Applied Mathematics,* pp. 1-16, 2014.

[7] T.F. Chan ve L. Vese, "Active contours without edges." *IEEE Trans. Image Processing*. vol. 10, pp. 266–277, 2001.

[8] G. Degottex ve E. Bianco, "IRCAM Databases of High Speed Videoendoscopy," *UPMC-Ircam*, France, 2010.

[9] T. Fawcett, "An introduction to ROC analysis," *Pattern Recognition Letters,* vol. 27, pp. 861-874, 2006.

Meme Kanseri İçin Gömülü Sistem Tabanlı Karar Destek Sistemi Tasarımı

[1]Muhammed Ali PALA, [1]Ömer Faruk BOYRAZ, [1]Mustafa Zahid YILDIZ
[1]*Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Teknoloji Fakültesi, Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Sakarya, Türkiye*
pala@sakarya.edu.tr

ÖZET

Son yıllarda hasta sayısına bağlı artış medikal alandaki veri miktarı oldukça artırmıştır. Bu durum mevcut verilerden elde edilecek çıkarımlarında öneminin artmasına neden olmuştur. Bu nedenle veri madenciliği yöntemlerinin tıbbi verilerin analiz edilmesinde, yönetilmesinde ve verilerden karar çıkarılmasından kullanılması önemli bir süreç haline gelmiştir. Bu çalışma içerisinde, meme kanseri görüntülerinin sayısallaştırılması ile elde edilmiş verilerin, veri madenciliği yöntemleri ile sınıflandırılmış ve sınıflandırma yöntemlerinin başarı oranları kıyaslanmıştır. Sınıflandırma başarısı en yüksek olan yöntem gömülü bilgisayar yardımıyla açık kaynak kodlu olarak çalıştırılmıştır. Tasarlanan karar destek sistemiyle 2 saniyeden daha kısa bir sürede %97,1 oranında doğru sınıflandırma başarısını elde etmiştir.

Anahtar kelimeler: Veri madenciliği, Karar Ağaçları, Sınıflandırma, Meme Kanseri, Makine Öğrenmesi, Karar-Destek Sistemleri

1.GİRİŞ

Veri sınıflandırma süreçleri bilgisayar biliminde, istatistik biliminde ve karar biliminde en çok üzerine çalışılan konulardan bir tanesidir. Mühendislik, tıp ve sosyal bilimlerde olukça geniş uygulama alanına sahip veri sınıflandırma metotları, hastalıkların tanısından kredi değerlendirme süreçlere kadar birçok probleme çözüm üretmek için kullanılmaktadır. Bu süreçlerden en basit ve efektif çalışanlardan birisi olan veri madenciliği metotları, büyük veriler içerisinden belirli anlamlar ve kurallar içeren örüntüleri yarı-otomatik veya otomatik yöntemler aracılığıyla verinin analizine olanak sağlayan süreçler olarak tanımlanabilir [1]. Özellikle son yıllarda hasta sayısına ve teşhis metotlarının çeşitliliğine bağlı olarak artan medikal verilerin analiz edilmesinde ve anlamlı ilişkiler çıkarılması, teşhis ve tedavi süreçlerinin optimum düzeye getirilmesinde veri madenciliği metotları oldukça başarılı sonuçlar vermektedir.

Meme kanseri, kadınlar arasında 2018 yılı itibari ile en yaygın görülen kanser türüdür. WHO 2018 verilerine göre 627 bin kadının ölümüne yol açmıştır [2]. Meme kanserleri, memenin süt kanalları ve çevresinde meydana gelen tümöral bir oluşumdur. Tümöral oluşum, memenin yakın çevresinden başlamakta, memeye yakın lenf bezlerine yayılmakta ve ilerleyen süreçlerde tüm vücuda yayılan bir seyir izlemektedir. Bu nedenle tümöral oluşumu erken safhalarda doğru bir şekilde teşhis edilmesi ve bu teşhis yöntemine paralele olarak tedavi yöntemlerinin uygulanması hastalığın seyri açısından oldukça önemlidir.

Meme kanserinin teşhisi için çeşitli yöntemler kullanılmakta olup mamografi, invaziv biyopsi ve iğne uçlu aspirasyon biyopsisi en sık kullanılan yöntemlerdir. Biyopsi yöntemleri diğer yöntemlere kıyasla daha doğru sonuçlar üretmesine karşılık, uygulama prosedürünün güçlüğü ve uygulanan işlemlerin hasta üzerinde bıraktığı fizyolojik ve psikolojik etki bu yöntemin uygulanmasını güçleştirmektedir [3]. Mamografi görüntülemede ise hasta her ne kadar iyonlaşan radyasyon etkisine maruz kalsa da hasta üzerine bıraktığı etki ve uygulama kolaylığı dolayısı ile ilk teşhis aşamalarında daha çok tercih edilen bir yöntemdir. Elde edilen mamografi görüntülerine uygulanan görüntü işleme algoritmalarının son yıllarda çeşitliliğinin artması ve çeşitli öznitelik çıkarma metotlarının daha geniş kapsamda uygulanması mamografi görüntülerinden daha fazla bilgi edinilmesine olanak sağlamıştır. Patolojik incelemeler ile hastalık teşhisinde en kesin sonucu üreten yöntemler birisi olup klinik incelemelerde sıklıkla tercih edilmektedir [4].

Bu çalışma içerisinde, öznitelikleri çıkarılmış verileri sınıflandırmak amacıyla K-en yakın komşu algoritması ve karar ağacı algoritmaları bilgisayar ortamında uygulanmıştır. Elde edilen sınıflandırma başarısı ve yöntemlerin uygulanma hızları karşılaştırılmıştır. Üretilen algoritmalar açık kaynak kodlu olmak üzere Rasberry Pi 3b+ gömülü bilgisayar ortamına aktarılmıştır.

2. YÖNTEM VE METOD

2.1. Veri Setine Genel Bakış

Bu çalışma içerisinde gömülü sistem ile sınıflandırma yapılması amacıyla Wisconsin Üniversitesi Hastanesinden temin edilen meme kanseri veri seti kullanılmıştır. Veri seti meme kanseri görüntülerinin sayısallaştırılması ile elde edilmiştir. Toplam 699 örnek veri içeren veri setinde 10 adet öznitelik bulunmaktadır. Veri setinde iyi huylu (bening) kanser türü 2, kötü huylu (malignant) kanser türü 4 olarak tanımlanmıştır. Veri setinde 241 (%34.5) malignant ve 458 (%65.5) bening tümör çeşidinden meydana gelmektedir. Tablo 1' de veri setindeki öznitelik sıralaması, öznitelik ismi ve değerlerin maksimum ve minimum değerleri verilmiştir [5].

Tablo 2' de ise veri setinde bulunan özniteliklerin 699 örnek için ortalama değerleri ve standart sapmaları verilmiştir.

Tablo 1. Öznitelik açıklaması ve değer aralıkları

Numara	Öznitelik Tanımlaması	Değer
1	Kapanma Kalınlığı	1-10
2	Boyut Eş biçimlilik	1-10
3	Şekil Eş biçimlilik	1-10
4	Yapışma	1-10
5	Epitelyal Boyut	1-10
6	Çıplak Çekirdek	1-10
7	Yumuşak Kromatin	1-10
8	Normal Nükleoli	1-10
9	Mitoz	1-10
10	Sınıf	1-2

Tablo 2. Veri seti özellikleri

No	Öznitelik Tanımlaması	Ort.	Standart Sapma
1	Kapanma Kalınlığı	4.442	2.820
2	Boyut Eş biçimlilik	3.150	3.065
3	Şekil Eş biçimlilik	3.215	2.988
4	Yapışma	2.840	2.864
5	Epitelyal Boyut	3.234	2.223
6	Çıplak Çekirdek	3.544	3.643
7	Yumuşak Kromatin	3.445	3.449
8	Normal Nükleoli	2.869	3.050
9	Mitoz	1.603	1.732

2.2 K-En Yakın Komşu Algoritması

K-en yakın komşu algoritmasında öğrenme işlemi, eğitim setinde var olan veriler arasındaki ilişkiye dayalı olarak belirlenir. Veri setinde öğrenme amacıyla kullanılan veriler arasında benzerlik parametrelerini uzaklık ölçütleri ile hesaplanır. Denklem 1'de kullanılan uzaklık ölçütünün formülü verilmiştir. Denklemde bulunan $1/p$ ifadesi, $p = 1$ olması durumunda Minkowski, $p = 2$ olması durumunda ise Öklid uzaklığı olarak isimlendirilir [6].

$$d(x, y) = (\sum_{i=1}^{n} x_i - y_i)^{1/p} \quad (1)$$

K-en yakın komşu algoritmasında, düzlem üzerine yerleştirilen elamanların birbirleri ile olan uzaklıkları hesaplanır. Algoritmada önceden belirlenen küme sayısı göz önünde bulundurularak her elemanın uzayda birbirine en yakın kümeye dahil edilmesi sağlanır. Eğitim işlemi sonrasında test etmek için yeni bir veri geldiğinde, yeni veri kümeler düzlemine yerleştirilir ve en yakın kümeye dahil edilir.

2.3. Karar Ağacı Algoritmaları

Karar ağacı algoritmaları, veri madenciliği yöntemlerinin en sık tercih edilen metotlardan bir tanesidir. Karar ağaçlarının her bir düğümü, özniteliklerle sabitenmiş bir karar mekanizması işletir. En üsten başlamak koşuluyla tümevarım yöntemini karar ağaçlarında kullanılır. Ağaçların en üstünden başlamak koşuluyla en alta kadar kök, dal ve yapraklar olarak isimlendirilir. Her bir dal köke bağlı olmak koşuluyla dallar düğümlere bağlanır [7].

Literatürde kullanılan birçok karar ağacı algoritması mevcuttur. C4.5 algoritması uygulama hızının yüksek olması, sürekli ve ayrık özniteliklerde çalışabilmesi ve öznitelik içeren veri setlerinde gösterdiği yüksek sınıflandırma başarısından ötürü sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca C4.5 algoritması düğümlerde meydana gelen yoğunluk problemini de ortadan kaldırmaktadır [8]. C4.5 algoritması işlemlerini adımlarını ilerletilmesinde entropi kavramından kullanır. Entropi kavramı, veri içerisindeki özniteliklerin rastgeleliğini ve belirsizliğini ölçmek amacıyla kullanılır. Öncelikle Denklem 2'de bulunan formülü kullanarak veri setinin ve veri seti bölümlerinin entropisi hesaplanır. Daha sonra ağaçlandırma yapısı için her bir özniteliğin bilgi değeri hesaplanarak ağaç dalları ve yaprakları oluşturulur.

$$L(k) = -\sum_{i=1}^{n} k_i * \log(k_i) \quad (2)$$

3. DENEYSEL SONUÇLAR

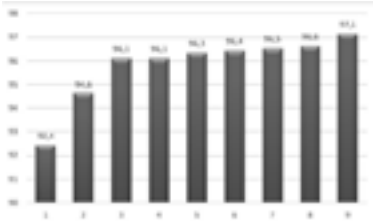
Bu bölümde kullanılan yöntemler ve yöntemlerin parametrelerinin değişimi ile elde edilen sonuçlar verilmiştir. Deneyler bilgisayar ortamında Python 3.6 platformunda gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar hız ve sınıflandırma başarısı göz önünde tutularak en optimize olanı yöntem gömülü bilgisayar ile gerçekleştirilmiştir.

Çalışma içerisinde deneyler yapılırken 9 adet öznitelik alt farklı sayıda öznitelik içeren alt kümelere ayrılmıştır. Özelliklerin her biri 1,2,3…8 elemanlı alt kümelere ayrılmıştır. Her bir alt küme için sonuçlar ayrı ayrı kaydedilmiş. Tablo 3' te alt kümelerden elde edilen sınıflandırma başarısının maksimum, minimum ve ortalama değerleri verilmiştir.

Tablo 3. Nitelik sayısına göre sınıflandırma başarısı

Altküme Sayısı	Min. (%)	Max. (%)	Ort. (%)
1	85.10	92.40	89.67
2	82.80	94.60	93.34
3	93.40	96.10	94.63
4	94.80	96.30	95.25
5	94.30	96.30	95.80
6	95.80	96.40	95.72
7	95.30	96.40	95.97
8	95.70	96.60	96.13

Şekil 1'de ise nitelik sayısının maksimum değişimi grafiksel olarak ifade edilmiştir. Deneylerin yapılmasında Öklid mesafesi kullanılmıştır.



Şekil 1. Nitelik sayısına göre sınıflandırma başarısı

K-en yakın komşu algoritmasında diğer önemli bir parametre ise belirlenen komşu sayısıdır. Tablo 4'de belirlenen komşu sayısının sınıflandırma başarısına etkisi verilmiştir. Bu etkinin incelenmesinde tüm öznitelikler kullanılmıştır.

Tablo 4. Komşu sayısı değişimi ile sınıflandırma başarısı

Komşu Sayısı	Sınıflandırma Başarısı (%)
1	95.40
2	94.00
3	96.10
4	96.30
5	96.40
6	96.40
7	96.60
8	96.70
9	96.60
10	97.10

Karar ağacı algoritması ile yapılan deneylerde ise ağaçların yapraklarına ayrılma sayıları özniteliklerin hepsi kullanılarak test edilmiştir. Sonuçlar Tablo 5' te verilmiştir.

Tablo 5. Bölünme sayısının sınıflandırma başarısına etkisi

Bölünme Sayısı	Sınıflandırma Başarısı (%)
3	92.30
4	94.00
5	93.70
6	93.80
7	94.00
8	94.00
9	94.10
10	94.30
11	94.60
12	94.60
13	94.70
14	94.80
15	94.10

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

K-en yakın komşu ve karar ağaçlarının eğitilmesi için kullanılan veri setinin 100 adet örneği test edilmiştir. K-en yakın komşu ve karar ağaçları ile farklı parametreler değiştirilerek sırasıyla maksimum %97.1 ve %94.8 oranında sınıflandırma başarısı elde edilmiştir. Elde edilen bu sonuçlar meme kanseri verilerinin sınıflandırılmasında yüksek doğruluk ile çalışmaktadır.

Yapılan deneyler ara yüz yardımıyla gömülü bilgisayarda çalıştırılmıştır. K- en yakın komşu algoritması daha iyi sonuçlar vermesine rağmen, C4.5 algoritmasının daha hızlı bir şekilde gömülü bilgisayarda çalışmıştır. K-en yakın komşu algoritmasında öznitelikler 187 milisaniyede sınıflandırılırken C4.5 algoritması ile 115 milisaniyede maksimum doğruluk ile sınıflandırılmıştır.

Bundan sonraki çalışmalarda diğer güncel veri işleme yöntemleri kullanılarak sınıflandırma başarısı arttırılabilir. Ayrıca donanımsal olarak gelişen sistemlerin hızları arttıkça sınıflandırma süresi daha da kısalacaktır.

KAYNAKÇA

[1] Kolay, N., Erdoğmuş, P., The classification of breast cancer with Machine Learning Techniques. In Electric Electronics, Computer Science, Biomedical Engineerings' Meeting (EBBT), 1-4, 2016.

[2] Bray, Freddie, et al. "Global cancer statistics 2018: GLOBOCAN estimates of incidence and mortality worldwide for 36 cancers in 185 countries." CA: a cancer journal for clinicians 68.6 (2018): 394-424.

[3]E. A. Rakha, I. O. Ellis, An overview of assessment of prognostic and predictive factors in breast cancer needle core biopsy specimens, Journal of clinical pathology 60 (12) (2007)

[4] Bombonati, Alessandro, and Dennis C. Sgroi. "The molecular pathology of breast cancer progression." The Journal of pathology 223.2 (2011): 308-318.

[5] O. L. Mangasarian and W. H. Wolberg: "Cancer diagnosis via linear programming", SIAM News, Volume 23, Number 5, September 1990, pp 1 & 18.

[6] Mitchell, Tom M. "Machine learning." (1997).

[7] "Classification Trees". Data Mining and Knowledge Discovery Handbook, Springer, New York, A.B.D.,149-175, 2010.

[8] Ruggieri, S. (2002). Efficient C4. 5 [classification algorithm]. IEEE transactions on knowledge and data engineering, 14(2), 438-444.

Klinik Nörofizyoloji Araştırmalarında Biyomedikal Mühendisliği Uygulamaları

İmran GÖKER

İstanbul Arel Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü

Kemal Gözükara Yerleşkesi, Büyükçekmece/İSTANBUL

imrangoker@arel.edu.tr

Mehmet Barış BASLO

İstanbul Üniversitesi, İstanbul Tıp Fakültesi, Nöroloji ABD

Çapa/İSTANBUL

mbbaslo@istanbul.edu.tr

Ali Emre ÖGE

İstanbul Üniversitesi, İstanbul Tıp Fakültesi, Nöroloji ABD

Çapa/İSTANBUL

aemreoge@istanbul.edu.tr

Özet: Nörofizyoloji hem rutin uygulamalar hem de klinik araştırmalar açısından biyomedikal mühendisliğinin geniş bir uygulama alanı bulduğu bir disiplindir. Elektromiyografi, Kas-Sinir İleti Hızı, Uyarılmış Potansiyel Ölçümleri bu uygulamalar örnek teşkil etmektedir. Bu bildiride, İ. Ü. İstanbul Tıp Fakültesi Nöroloji Ana Bilimdalı Klinik Nörofizyoloji Bilimdalı Laboratuvarında yapılmakta olan Nörofizyoloji araştırmaları kapsamında yürütülegelen, Taramalı Elektromiyografi, Kas Lifi Çapı Kestirimine yönelik Simülasyon çalışmaları, Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeli Taraması gibi Biyomedikal Mühendisliği Çalışmaları ele alınacaktır.

1. GİRİŞ

Klinik nörofizyoloji başlıca merkezi, periferik ve otonom sinir sistemi ve kaslardaki işlevlerin ölçülmesi ve bu sistemlerde meydana gelen hastalıkların patofizyolojisini anlamayı ve tanımlamayı amaçlayan bir tıp disiplinidir [1]. Klinik nörofizyoloji nöromüsküler sistemin süregelen işlevlerinin bir spontan olarak veya tanımlı bir uyarana karşı oluşturduğu yanıtının ölçümüne dayanmaktadır [1]. Her bir klinik nörofizyoloji yöntemi fizyolojik süreçlerideki değişimi biyoelektrik dalga formlarındaki farklıkları kaydederek işlevlerdeki değişikliği ölçmektedir [1]. Bu amaca yönelik başlıca elektrofizyolojik yöntemler elektromiyografi (EMG), Sinir İleti Hızı (NCS) Öşçümü, Görsel Uyarılmış Potansiyeller (VEP), Beyin Sapı Uyarılmış Potansiyeller (BAEP) ve Somatosensoryel Uyarılmış Potansiyeller (SEP) şeklinde sıralanabilmektedir [2]. Bu yöntemler müstakil olarak tasarlanmış olan biyomedikal sistemler tarafından uygulanabildiği gibi, kombine olarak da tek bir cihaz tarafından da uygulanabilmektedir. Bu bildiride ele alınacak olan klinik çalışmalarda kullanılan yöntemler elektromiyografi esasına dayanmaktadır. EMG kasın biyoelektriksel aktivitesinin tespit edilip kayıtlanması olarak tanımlanabilir. Bu elektriksel aktivite, iskelet kasının temel işlevsel ve anatomik birimi olan Motor Ünitenin (MÜ) ürettiği Motor Ünite Aksiyon Potansiyellerinin (MÜAP) kayıtlanmasıdır [3]. Bu potansiyellerden nöromüsküler hastalıkların tansında faydalanılmaktadır [4]. .

Bu çalışmalarda uygulanan yöntemlerin ilkeleri aşağıda açıklanmaktadır.

1.1 Geleneksel İğne Elektromiyografisi

Bu teknik nöromüsküler hastalıkların tanısı ve takibi amacıyla rutin klinik uygulamalarda kullanılmaktadır. Genel olarak bir Konsantrik İğne EMG'si Elektrotu (KİEMG) ile ölçüm yapılmaktadır [5]. Bu elektrot ucu sivriltilmiş bir çelik kanülden ve bu kanülün içinde yer alan uç kısmı hariç olmak üzere yalıtılmış ince bir platin telden oluşmaktadır. Bu kanül ile tel arasındaki potansiyel farkının zamana göre değişen işareti kaydedilmektedir [6].

1.2 Tek Lif Elektromiyografisi

Bu teknikte tek bir kas lifinden kaydedilen aksiyon potansiyelleri (Tek Lif Aksiyon Potansiyeli-TLAP) kaydedilmektedir [7]. Bu yöntemde kullanılan elektrot iğne şeklinde bir kanül ile bu kanülün yan tarafında ucu açıkta olan 25 µm çapında bir platin telden oluşmaktadır. Bu elektrotun 300 µm çapında bir tespit alanı mevcuttur. Böylece tek bir lifin ürettiği potansiyel tespit edilebilmektedir [8].

1.3 Yüzeyel Elektromiyografi

Yüzey elektrotlar hem kayıt hem de uyarı amaçlı kullanılan elektrotlardır. Kayıt amaçlı kullanılanlar genellikle Ag-AgCl elektrotlardır. İğne elektrotlarla karşılaştırıldıklarında Sinyal-Gürültü Oran daha düşüktür. Ayrıca, sinyal kaynağından daha yüzeyde ölçüm yapmaları nedeniyle ölçtükleri sinyal dokular arasındaki hacim iletkenlerinin zayıflatıcı etkisine daha fazla maruz kalmaktadır [9].

Ancak, iğne elektrotlarının aksine invaziv olmamaları nedeniyle özellikle kinesiyoloji ve spor hekimliği gibi alanlardaki araştırmalarda ve robotik kol protezlerinde kullanılmaktadır [10][11].

1.4 Taramalı Elektromiyogarfi

Taramalı EMG bir motor ünitenin (MÜ) topografyasını daha iyi ortaya koyabilmek üzere motor ünite elektriksel aktivitesinin uzamsal ve zamansal özelliklerini araştırmaya yönelik Stalberg ve arkadaşları tarafında geliştirilmiş olan deneysel bir tekniktir [12-14].

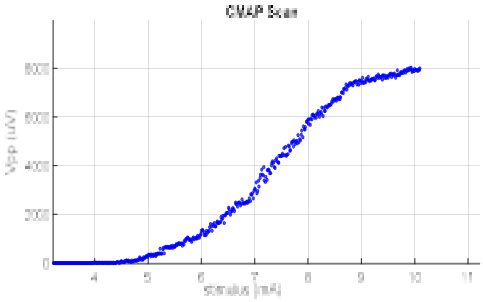
Bu teknikte bir sabit diğeri belli adım büyüklükleri ile yüzeye doğru hareket ettirilen iki elektrottan yararlanılmaktadır. Sabit elektrot tetik sinyali olan tek bir kas lifinin potansiyelini ölçerken, hareketli elektrot her bir adımda bir sinyal trasesinin kaydedilmesini sağlamaktadır. Ancak, bu trase komşu MÜ'lerin de MÜAP sinyallerini de içerdiği için diğer elektrotun Tek Lif Kas Potansiyeli ile zamansal kilitli olan MÜAP sinyalleri seçilerek, MÜ Bölgesinin üç boyutlu (3B) elektrofizyolojik kesitlerinin haritası oluşturulmaktadır [15-17].

1.5 Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeli (BKAP) Taraması:

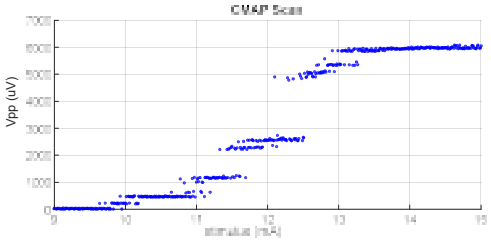
Elektrofizyolojik kas taraması olarak da anılan, Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeli (BKAP) Taraması (CMAP Scan) ise, bir periferik sinirin kademeli olarak elektrik akımı ile uyarılması sonucu o sinirin innerve ettiği kasın elektriksel yanıtı olan Birleşik Kas Aksiyon Potansiyellerinin (BKAP) kaydedilmesi esasına dayanmaktadır [18]. Bu tarama yöntemi ile bir Uyaran-Yanıt Eğrisi elde edilmektedir [19]. Bu eğrinin yatay ekseni mA cinsinden Uyaran Şiddetine, dikey ekseni ise µV cinsinden BKAP değeri olan Yanıta karşılık gelmektedir. Şekil 1'de de görüldüğü üzere sağlıklı bir bireye ait Uyaran-Yanıt Eğrisi sigmoid bir eğri şeklindedir [19].
Ön boynuz hastalığı olan bir bireye ait olan Uyaran –Yanıt eğrisi bazı BKAP değerleri arasında boşluklar içermektedir (Şekil 2). Bu boşluklar akson kaybı sonucu meydana gelmektedir.

1.6 Motor Ünite Sayısı Tahmini (Motor Unit Number Estimate)(MÜST-MUNE)

Motor Ünite Sayısı Tahmini (MÜST-Motor Unit Number Estimate-MUNE) akson sayısını gerçeğine en yakın şekilde nicel olarak belirlemek amacıyla geliştirilmiş bir yöntemdir. Spesifik ön boynuz hastalıkları gibi nöromüsküler hastalıkların değerlendirilmesi ve izlenmesinde kullanılmaktadır. Bu yöntemin esası bir kası veya kas grubunu innerve eden o kaslara ait bütün motor üniteleri (MÜ) temsil edebilecek sayıda akson sayısının elektrofizyolojik yöntemlerle değerlendirilmesidir [1]. Yanıttaki her bir artımın ek bir motor ünitenin uyarılması yoluyla üretildiği varsayımı sonucu, bu yöntem Tek Motor



Şekil 1. Sağlıklı bir bireye ait Uyaran-Yanıt Eğrisi



Şekil 2. Ön Boynuz hastalığı olan bir bireye ait Uyaran-Yanıt Eğrisi

Ünitesi Potansiyelinin, tüm motor ünitelerin toplamını temsil eden Maksimum Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeline (BKAP) bölünmesi temeline dayanmaktadır [4][25][26].

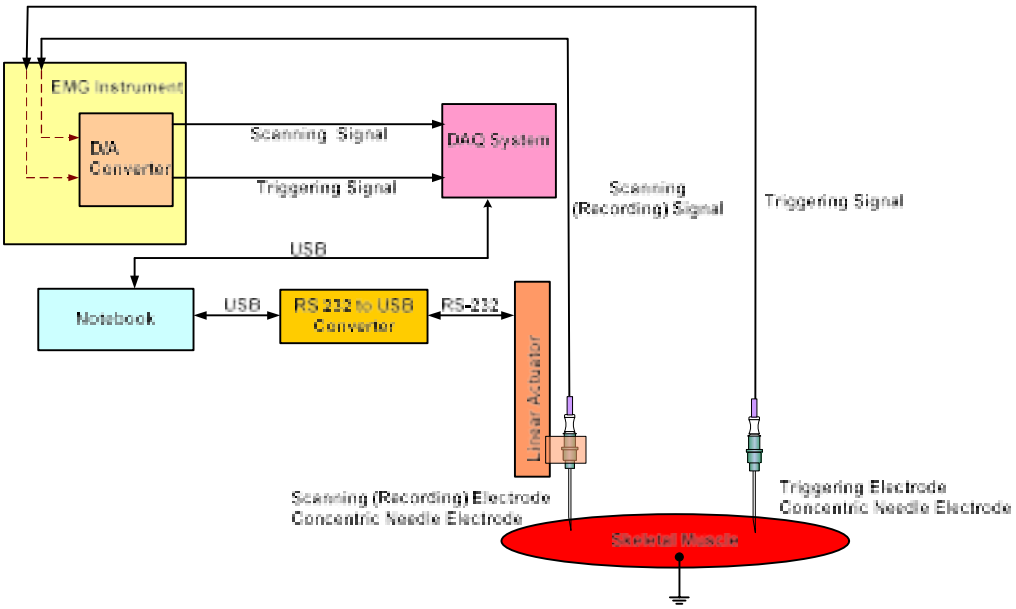
2. YÖNTEM ve GEREÇLER

Bu bölümde yukarıda kısaca kuramsal temellerinden bahsedilen yöntemlerle yürütülen araştırmalar ve uygulamalara değinilecektir.

2.1. Taramalı Elektromiyografi:

Yukarıda kuramsal olarak bahsi geçen bu deneysel tekniği uygulamak zere bir düzenek tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Bu düzeneğin blok diyagramı Şekil 3'de gösterilmiştir.
Bu yöntem, MÜ bölgesi boyunca adım adım elektriksel aktivitenin bir Konsantrik İğne Elektrotu (KİE) vasıtasıyla kaydedilmesi esasına dayanmaktadır [15]. Bu amaçla, 37 mm uzunluğundaki bu elektrot (Medelec ELITE Disposable, Madison, USA) tarama (kayıt) elektrotu olarak biceps brachii kasının içine yerleştirilmektedir ve EMG cihazına (Medtronics, Keypoint version 7.0, Denmark) bir iğne tutucusu (veya kablo)(VIASYS Teca, Madison, USA) vasıtasıyla bağlanmaktadır. Bu iğne tutucusu 106 cm uzunluğunda olan ve 5 pinli 240^0 DIN fişi ile sonlanan blendajlı bir kablodur. Bu elektrotun EMG cihazındaki filtre ayarları 5 Hz'lik alçak geçirgen ve 10 kHz'lik yüksek geçirgen olarak gerçekleştirilmiştir.

Başlangıçta, bir MÜ'den tespit edilen bir tek lif potansiyeli tetik sinyali kullanması nedeniyle, bir Tek Lif EMG (TLEMG) elektrotu sistemin tasarımında tetik elektrotu olarak göz önüne alındı [14][20-22]. Bu elektrot uygulanagelen filtre ayarları alçak geçirgen filtre için 500 Hz ve yüksek geçirgen filtre için 10 kHz şeklindedir. Buna karşın KİE'ları TLEMG elektrotlarına daha düşük maliyetlidir ve daha düşük kası şiddetleri gerektirmektedir. Ayrıca, TLEMG elektrotların aksine tek kullanımlık (disposable) olmaları nedeniyle sterilizasyon gerektirmezler.



Şekil 3. Deneysel Taramalı Elektromiyografi düzeneğinin blok diyagramı

Bu durum hijyen güvenliği açısından bir avantaj sağlamaktadır. Bunun ilaveten yüksek sıcaklıkta sterilizasyon nedeniyle TLEMG elektrotları zamanla işlevsel özelliklerini kaybetmektedir [15][23]. Tetik sinyali kanalında, alçak geçirgen filtre 2 kHz, yüksek geçirgen filtre 10 kHz olacak şekilde ayarlanarak, bu çalışmada bir KİE elektrotunun TLEMG elektrotu yerine tetik sinyalinin kaydı mümkün olabilmektedir [15][23].

Bu elektrot, tek bir kas lifinin potansiyelini kaydetmek ve izlemek üzere, hafif şiddetteki bir istemli kası esnasında, tarama (kayıt) elektrotu ile aynı kasın içine yerleştirilmektedir. Bu elektrot tarama elektrotu ile kaydedilmiş olan sinyaller arasından tek lif potansiyeli ile zamansal kilitli olan MÜAP'lerinin ayırt edilmesi amacıyla tetik elektrotu olarak kullanılmıştır. Tarama işlemi işlemi boyunca sabit kalması sağlanmaktadır. 112 cm boyunda PVC kaplı bir 5 pinli 240^0 DIN konektör ile sonlanan bir kablo olan bir iğne tutucusu ile bir EMG cihazına (Medtronics, Keypoint version 7.0, Denmark) bağlanmaktadır [15].

EMG cihazı (Medtronics, Keypoint version 7.0, Denmark) elektrotlardan gelen sinyalleri kuvvetlendirilmesi, gerekli filtrelemelerin uygulanması, tespit edilen sinyallerin monitörde gösterilmesi işlevini yerine getirmektedir. Kuvvetlendirici katı 1000 kazanç faktörüne sahiptir ve mV genliğine sahip sinyaller veri toplama kartı (DAQ) tarafından işlenmek üzere volt mertebesine yükseltilmektedir. Hem tarama hem de tetik sinyali kanallarının filtre ayarları da bu cihaz ile yapılmaktadır [15].

Her iki elektrotun kas içerisinde doğru konuma yerleştirilebilmesi amacıyla, tarama elektrotundan gelen sinyal EMG cihazının monitöründen izlenmektedir. Her iki elektrottan gelen analog sinyaller EMG cihazı tarafından sayısal hale getirilmektedir [15].

Elektrotlardan gelen sinyallerin bir bilgisayar tarafından işlenebilmesi ve kaydedilebilmesi için, bu sinyallerin analog olarak EMG cihazı tarafından çıktı olarak sağlanması gerekmektedir.

Bu amaçla EMG cihazına dört kanallı bir D/A dönüştürücü kartı (Medtronics A/S, Analog Output Board, Denmark) takılmıştır. Bu kanallardan ikisi hem tarama hem de tetik sinyali için kullanılmıştır. Bu sinyaller D/A dönüştürücünün çıkışlarından Veri Toplama (DAQ) Sistemine D/A dönüştürücünün çıkışına fono soket ile bağlanmış olan iki adet 50-Ω koaksiyel kablo ile iletilmektedir [15].

Hastalardan ölçülen verilerin grafik olarak çizdirilebilmesi ve saklanabilmesi amacıyla, EMG cihazından gelen analog sinyaller sayısallaştırılmıştır. Bu amaçla, bir veri toplama (DAQ) kartı (National Instruments, NI-USB- 6009, Austin, TX, USA) kullanılmıştır. Bu sistem diferansiyel mod için 14-bitlik bir çözünürlüğe sahiptir. Maksimum (aggregate) 48 kS/s'lik analog giriş örnekleme hızına sahiptir. Böylece bu örnekleme hızı hem tarama kanalı hem de tetik kanalı için 24 kS/s şeklinde olmaktadır [15].

Tarama elektrotunun yukarı doğru hareketi bir doğrusal eyleyici (Zaber Technologies, T-LA60A, British Columbia, Canada)vasıtasıyla sağlanmaktadır. Bu eyleyicinin hareket aralığı 60 mm ve hareket çözünürlüğü 0,1 µm'dir. Tarama elektrotunun adım büyüklüğünün 50 µm ve katları şeklinde olması gerekmesi nedeniyle eyleyicinin bu çözünürlük değeri çalışmanın adım büyüklüğü gerekliğini karşılamaktadır [15].

KİE'un kas içerisinde kat edeceği mesafenin 2,5 ila 3 cm olmasının sağlanması amacıyla, arayüz yazılımının konsolunda, adım sayısı 250 ila 300, adım büyüklüğü ise 100 µm seçilmektedir [15].

Doğrusal eyleyici dizüstü bilgisayara bir RS-232 kablo ile bağlanmaktadır. Ancak, dizüstü bilgisayarın RS-232 portunun olmaması nedeniyle doğrusal eyleyicinin bağlantısını adapte etmek üzere bir RS-232-USB dönüştürücü (S-Link, China) kullanılmaktadır [15].

Tarama elektrotu doğrusal eyleyicinin miline bu çalışmada kullanılmak üzere tasarlanmış ve imal edilmiş olan bir iğne aparatı ile tutturulmaktadır. Bu iğne aparatı Şekil 4'de

Şekil 4. İğne Aparatı

Şekil 5. Destek aparatı ve üzerinde iğne

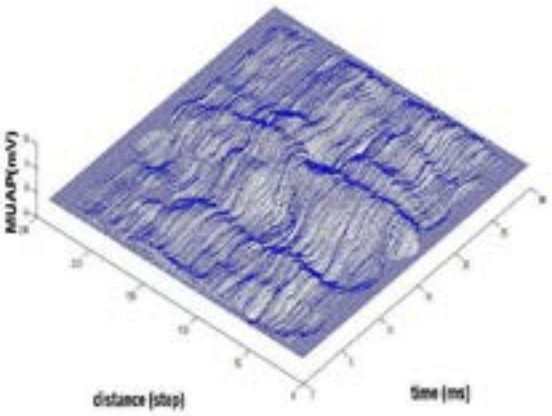
görülmektedir. Eyleyici deneğin koluna Şekil 5'de gösterilen bir destek aparatı ile tutturulmaktadır [15].

Tarama elektrotu doğrusal eyleyicinin miline bu çalışmada kullanılmak üzere tasarlanmış ve imal edilmiş olan bir iğne aparatı ile tutturulmaktadır. Bu iğne aparatı Şekil 'de görülmektedir. Eyleyici deneğin koluna Şekil 5'de gösterilen bir destek aparatı ile tutturulmaktadır [15].

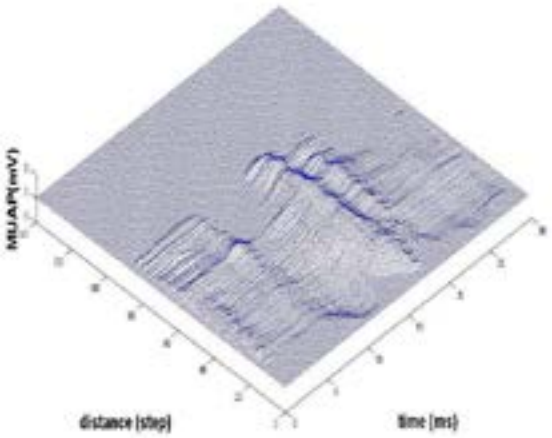
Eyleyici aşağıya ve yukarıya doğru hareketi bir dizüstü bilgisayar tarafından kontrol edilmektedir. Bu durum Visual 6.0'da oluşturulan, adım büyüklüğü, adım sayısı, adım periyodu ve elektrotun göreceli konumu gibi parametrelerin ayarlanabildiği bir arayüz yazılımı ile gerçekleştirilmektedir. Bu yazılım kayıt süreci boyunca örnekleme sayısı, örnekleme hızı gibi parametreleri ayarlayarak veri sisteminin kontrolü amacıyla kullanılmaktadır [15].

Veri toplama sistemi dizüstü bilgisayar bir USB kablo ile bağlanmaktadır [15][16-Stålberg_Antoni].

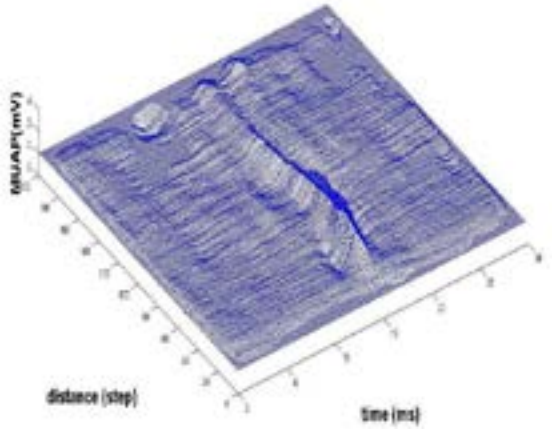
Tarama sinyaline ait olan veriler dizüstü bilgisayarda ya .csv ya da .txt formatında kaydedilerek Mİ bölgesinin 3-B elektrofizyolojik kesitinin haritasının çizdirilmesinde kullanılmaktadır. Bu haritanın çizdirilmesi amacıyla MATLAB 7.2'de bir M-File modülü oluşturulmuştur. Bu modül ile aynı zamanda haritası çıkarılan bölgelerin maksimum genlikleri de hesaplanmıştır. Zamansal kilitli



Şekil 6. JME'li hastaların MÜ bölgelerinin üç boyutlu elektrofizyolojik kesitleri.

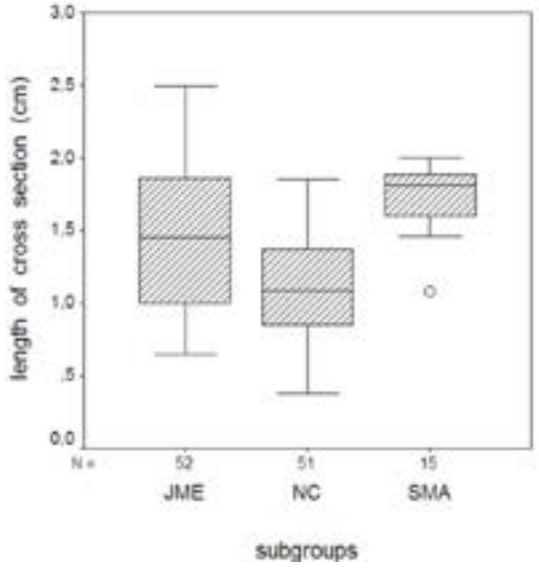


Şekil 7. Sağlıklı bireylerin MÜ bölgelerinin üç boyutlu elektrofizyolojik kesitleri.

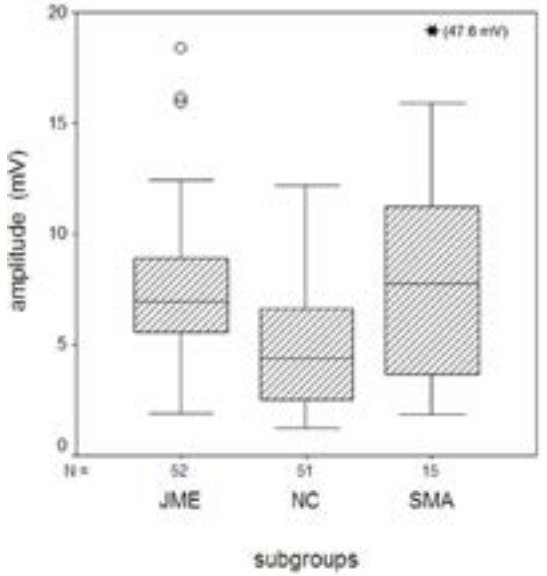


Şekil 8. SMA'li hastaların MÜ bölgelerinin üç boyutlu elektrofizyolojik kesitleri.

olmayan aktivitenin elimine edilmesi amacıyla tarama verisine medyan filtreleme uygulanmıştır [15][22].



Şekil 9. JME, NK ve SMA grupları için kesit uzunlukların kutu grafikleri



Şekil 10. JME, NK ve SMA grupları için maksimum genliklerin kutu grafikleri

Taramalı EMG yöntemi deneklerin kaslaıarna sırt üstü uzanmış pozisyondayken uygulanmaktadır. EMG cihazının toprak kanalına bağlı bir yüzeyel elektrot deneklerin bileğine bağlanmaktadır. Daha sonra iğne aparatı doğrusal eyleyicinin miline sabitlenmektedir. Örnekleme sayısı arayüz yazılımından 4700 örnek olarak ayarlanmaktadır. Böylece örneklem frekansı arayüz yazılımın konsolunda 23,5 kHz olarak ayarlanmaktadır [15].

İ. Ü. İstanbul Tıp Fakültesi Nöroloji ABD, Klinik Nörofizyoloji BD'da Juvenil Miyoklonik Epilepsi (JME) hastalarında büyük MÜ'lerin yapısal olarak baskın olduğunu ortaya koymaya yönelik bir çalışma yürütülmüştür [Large MU-Göker]. Bu çalışmada, bu hastalarda MÜ bölgesinin normalden daha büyük olduğunu, dolayısıyla bu bölgelerin Eletrofizyolojik Kesitlerini araştırmak üzere Taramalı EMG uygulaması için Şekil 3'deki deneysel düzenek tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada 10 JME hastasının yanı sıra 9 sağlıklı bireyden bir normal kontrol (NK) grubu ile 3 Spinal Müsküler Atrofi (SMA) hastasından oluşan bir SMA kontrol grubu yer almıştır. Spinal Müsküler Atrofi motor nöron kaybıyla karakterize olan bir hastalıktır.

Her üç denek grubuna ait MÜ bölgelerinin Üç Boyutlu Elektrofizyolojik Kesitleri Şekil 6, Şekil 7 ve Şekil 8'da gösterilmiştir. Bu kesit haritaları ile her üç grubun MÜ kesit uzunlukları hesaplanmıştır. Bu haritaların çizdirilmesinde kullanılan MATLAB modülü her bir MÜ bölgesi için maksimum genlik değerleri de hesaplandı

Bireysel MÜ'lerin toplu değerlerinin karşılaştırması için uygulanan Tukey anlamlılık testi ile yapılan varyans analizinde ve Şekil 9 ve Şekil 10'den de görüleceği üzere JME ve NK grupları arasında hem kesit uzunlukları (P<0,001) hem de maksimum genlik (P=0,005) yönünden anlamlı bir fark mevcuttu.

Ayrıca medyan değerleri Krukal- Kruskal-Wallis testi ile karşılaştırıldığında ve Şekil 9 ve Şekil 10 göz önüne alındığında, gene JME ile NK grupları hem kesit uzunluğu (P=0,034) ve maksimum genlik (P=0,041) yönünden anlamlı bir fark olmakla beraber, JME ve SMA grupları arasında anlamlı bir fark bulunmadı.

Bu çalışmanın neticesinde JME hastalarında MÜ'lerin sağlıklı bireylere göre daha büyük olduğu ortaya konmuştur. Sonuç olarak, JME hastalarının sarsak hareketlerinin büyük MÜ'lerin kas içinde baskın olmasına bağlı olabileceği düşünülmektedir.

2.2 Kas Lifi Çapı Kestirimi Çalışmaları

Bir Motor Ünitede yer alan her bir kas lifi Tek Lif Aksiyon Potansiyeli (TLAP) üreten bir sinyal üreteci işlevi görmektedir. Nöromüsküler hastalıkların histopatolojik ve klinik dejenerasyon bulgularının yanısıra, bu liflerin çapları da varyasyonlar sergilemektedir [24][25] [26]. Nöromüsküler kavşaktan tendona doğru yayılan TLAP'lerinin ileti hızları bu varyasyonlar nedeniyle değişkenlik göstermektedir [26][27]. Bu yüzden, tendondan kaydedilen bu potansiyellerin EMG sinyallerinde zamansal yayılmalar meydana gelmektedir. Bu durumun kas liflerinin çaplarının kestiriminde kullanılabileceği öngörülmektedir.

Farklı çaplardaki kas liflerinin oluşturulmasında ve bu liflerin meydana getirdiği elektriksel aktivitelerin gerek kas-sinir kavşağından gerekse tendon yakınından kaydedilmesinde, Şekil 11'de görülen bir EMG simülatörü yazılımı (EMG Simulatör, v3.6, Keypoint Club) [28] kullanılmıştır.

Gerek kas-sinir kavşağı (K) gerekse tendona yakın (T) kayıtlanan sinyallerin (i= K, T olmak üzere) ilk ve son minimum değerlerinin süreleri (j=1, 2 olmak üzere) arasındaki fark zamansal yayılım olarak anılmaktadır ve $\zeta_i=\Delta t_{ij}$ parametresi ile tanımlanmıştır. Bu sürelerin nasıl tespit edildiği Şekil 12'de gösterilmiştir. Bu sürelerin Tendon ve kavşak için zamansal yayılımı sırasıyla aşağıdaki şekilde ifade edilebilmektedir:

$$\zeta_K=\Delta t_{Kj}=t_{K2}-t_{K1} \quad (1)$$

$$\zeta_T=\Delta t_{Tj}=t_{T2}-t_{T1} \quad (2)$$

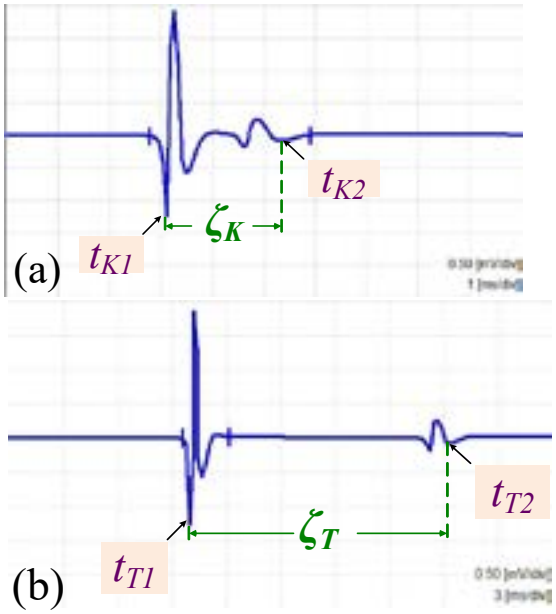
Şekil 11. Simülatör yazılımı (EMG Simulator, v3.6, Keypoint Club)

Tendon ve kavşak sürelerinden hesaplanan zamansal yayılım değerlerinin farkının iğnenin yerleştirildiği noktaların kavşağa olan mesafelerin farkına oranı zamansal saçaklanma olarak anılmaktadır ve ξ ile gösterilmektedir. Bu parametre aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

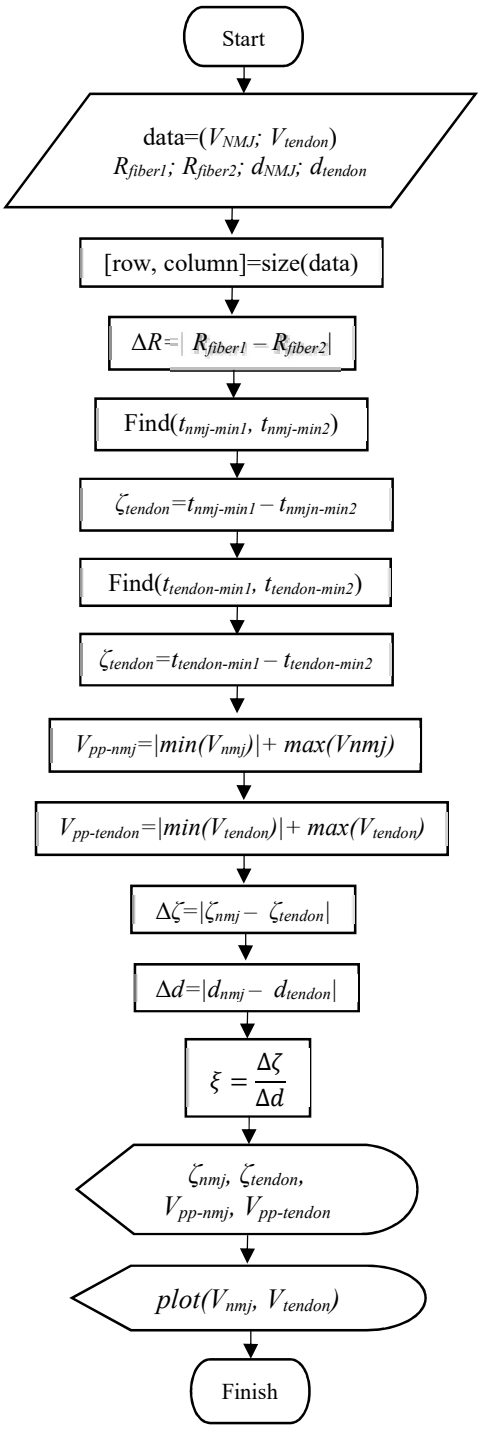
$$\xi = \frac{\Delta\zeta_i}{\Delta d_i} = \frac{\zeta_T - \zeta_K}{d_T - d_K} = \frac{\Delta t_{Tj} - \Delta t_{Kj}}{d_T - d_K} \quad (3)$$

Biri sabit çaplı, diğeri ise çapı 20 ile 90 mikron arasında değişen iki adet kas lifi EMG simülatör programında oluşturuldu. Kas lifi çapı değiştirilerek her bir kas lifi çifti için farklı senaryolar oluşturuldu. Bu lifler tarafından üretilen TLAP'leri bir Tek Lif EMG Elektrodu ile hem nöromüsküler kavşak civarından (d_K=10 mm) hem de tendon (d_T= 55 mm) yakınından kaydedildi.

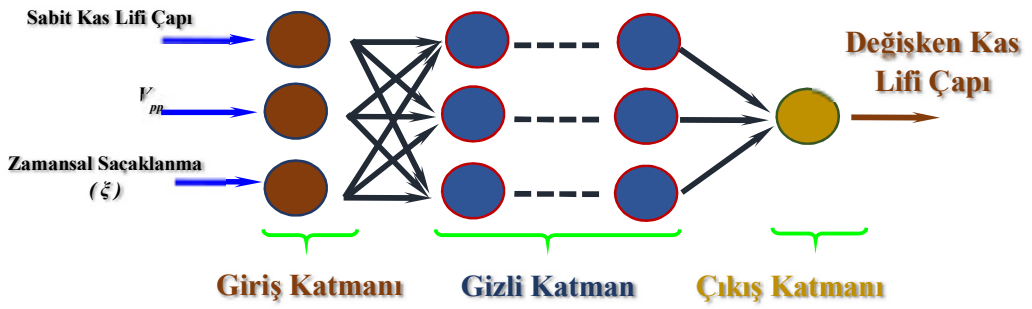
Her iki kayıt bölgesinden ölçülen sinyallerin minimumlarının süreleri arasındaki farklar alınarak zamansal yayılmalar hesaplandı. Bu değerlerinin farkından Zamansal Saçılma hesaplandı. Akış diyagramı Şekil 13.'de görülen ve tepeden tepeye genlik ile bu yayılma değerleri ve zamansal saçaklanma hesaplandı.



Şekil 12. (a) 90 µm ile 20 µm çaplı kas liflerinden, kas-sinir kavşağından kaydedilen TKLAP sinyallerinin zamansal yayılım değeri. (b) Tendondan kaydedilen TKLAP sinyallerinin zamansal yayılım değeri



Şekil 13. Kas Lifi kestirimden kullanılan parametrelerin hesaplanmasında kullanılan MATLAB Kodunun Akış Diyagramı



Şekil 14. Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA) Yapay Sinir Ağı (YSA) Sistemi

Değişken lif çapı Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA) algoritmasında çalıştırılan ve Şekil 14'de temsil edilen bir Yapay Sinir Ağı (YSA) sistemi tarafından kestirildi. Çıktı olarak değişken lif çapını kestirmek üzere Sabit lif çapı, en büyük tepeden tepeye genlik ve zamansal saçılma bu YSA sistemine girdi olarak tanıtıldı. YSA sistemi değişken lif çaplarını 0,0823'lük bir bağıl ortalama hata, 3,9'luk bir ortalama mutlak hata ve 11,83'lük bir maksimum hata ile tahmin etti. Bu YSA sistemi başarılı olarak ele alınabilir. Ancak sistemin değişken lifin çapını kestirmedeki performansı başka ilave özniteliklerin girdi olarak tanıtılması ile iyileştirilebilir.

2.3. Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeli (BKAP) Taraması ile Motor Ünite Sayısı Kestirimi Çalışmaları

Motor Ünite Sayısı Tahmini (MÜST-Motor Unit Number Estimate-MUNE) akson sayısını gerçeğine en yakın şekilde nicel olarak belirlemek amacıyla geliştirilmiş bir yöntemdir. Spesifik ön boynuz hastalıkları gibi nöromüsküler hastalıkların değerlendirilmesi ve izlenmesinde kullanılmaktadır. Yöntemin esası bir kası veya kas grubunu innerve eden o kaslara ait bütün motor üniteleri (MÜ) temsil edebilecek sayıda akson sayısının elektrofizyolojik olarak değerlendirilmesidir [29]. Yanıttaki her bir artımın ek bir motor ünitenin uyarılması yoluyla üretildiği varsayımı sonucu, bu yöntem Tek Motor Ünitesi Potansiyelinin, tüm motor ünitelerin toplamını temsil eden Maksimum Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeline (BKAP) bölünmesi temeline dayanmaktadır [4][30][31].

BKAP Taraması yöntemini teorisi Giriş bölümünde ele alınmıştır. BKAP taraması ile MÜST'nin ilintili olabileceğine dair çalışmalar literatürde mevcuttur [19][32][33].

Bu çalışmada BKAP taraması yöntemi ile elde edilen verilerin analizi ile ardışık BKAP arasındaki voltaj farklarını hesaplamaya yönelik bir yöntemin geliştirilmesi amaçlanmıştır.

Veri setlerinin oluşturulması amacıyla Şekil 15'de gösterilen bir simülatör yazılımından (Motor Nerve Conduction Studies (MNCS) Neurography Simulator version 2.4, Keyoint Club, Uppsala, İsveç) yararlanılmıştır. Bu yazılım vasıtasıyla, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 50, 80, 100, 150, 200, 250, 300 aksondan oluşan motor nöron grupları oluşturulmuştur. Her bir motor nöron grubu, bu nöronların distalinden 0 ila 99 mA arasında değişen uyaran akımları ile uyarılmışlardır.

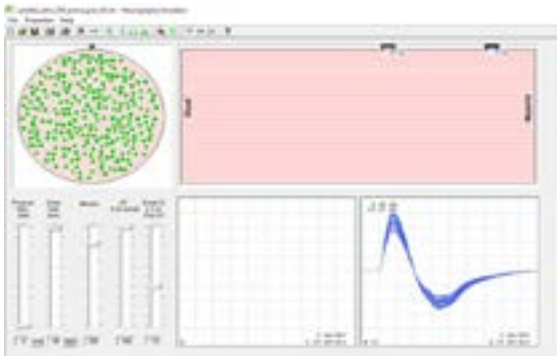
Simülatör yazılımında da dalga formları takip edilebilen BKAP traseleri, söz konusu yazılımın "export" menüsü yardımıyla, MATLAB' de geliştirilen kod tarafından işlenmek üzere ".txt" formatında kaydedilmiştir

Simülatörde oluşturulan ve ".txt" formatında kaydedilen BKAP verilerinin, analiz edilmesini sağlayacak bir kod MATLAB® R2015a sürümü yazılımda geliştirilmiştir. Bu kod BKAP traselerinin tepe (peak-to-peak) voltaj değerlerini (Vpp) ve ardışık Vpp değerlerinin farkının mutlak değerlerini ($|\Delta Vpp(i)|$ hesaplamaktadır. Ayrıca, BKAP taraması Uyarı-Yanıt eğrileri ve ($|\Delta Vpp(i)|$ değerlerinin dağılımı içindeki uç değerleri tespit etmeye yönelik olarak bu değerlerin kutu grafiği de bu yazılım ile çizdirilmektedir. Nihai olarak, aynı yazılım, her bir motor nöron grubu için MÜST (MUNE) değerlerini de hesaplamaktadır. Bu kodun akış diyagramı Şekil 17'de gösterilmektedir.

MÜST'ler (MUNE), en büyük BKAP değerinin (CMAPmax) ardışık BKAP veya tepe voltaj değerlerinin farklarının mutlak değerlerinin ortalamasına oranının bulunması ile hesaplanmaktadır ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$M\ddot{U}ST = \frac{CMAP_{max}}{\langle \Delta V_{pp}(i) \rangle} \qquad (4)$$

Gerçek (simüle edilen) MÜ sayıları ile MÜST değerlerini gösteren Şekil 16'daki grafikten de anlaşılacağı üzere 5 ila 20 arasında olan motor nöron grupları için MÜST (MUNE) değerleri gerçek (simüle edilen) Motor Ünite sayıları arasında yakın bir benzerlik varken, akson sayısı arttıkça bu benzerliğin gittikçe azaldığı ve asimptotik bir değere yaklaştığı kabaca gözlenmektedir.



Şekil 15. Motor Nerve Conduction Studies (MNCS) Neurography Simulator version 2.4" isimli simülatör yazılımında kademeli uyaranlarla BKAP yanıtlarının oluşturulması

3. SONUÇ

Yukarıda bahsi geçen çalışmaların devamı niteliğinde çalışmaların yürütülmesi ön görülmekte ve planlanmaktadır.

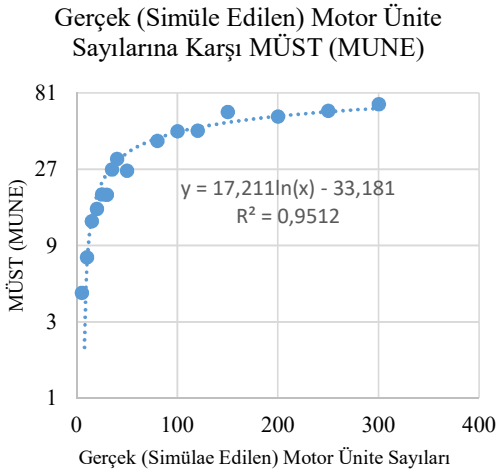
Taramalı EMG yöntemi ile Elektrofizyolojik Kesit boyunca her bir adımdaki lif yoğunluğunun hesaplanarak, Lif Yoğunluğu Haritalamasına bir araştırmanın yürütülmesi planlanmaktadır. Böylece Polio gibi nörojenik hastalıkların progresyonunun takibine yardımcı olacak bir klinik aracın geliştirilmesi amaçlanmaktadır.

Kas Lifi Çapı Kestirimi çalışmasında, kas-sinir kavşağından tendona doğru, kavşaktan farklı uzaklıklardan kayıtlama yaparak bu mesafenin de YSA'nda bir girdi olarak kullanılması ön görülmektedir. Bu çalışmanın devamı olacak bir çalışmada iğne elektrotunun sinyal kaynağı olan kas liflerinden dikey uzaklığı ve kas kesitindeki farklı açı değerlerindeki konumlardan alınan kayıtları da kullanarak, dikey iğne mesafesi ve açı değerlerini de girdi olarak kullanarak kas liflerinin kestirimine yönelik bir çalışma da planlanmaktadır.

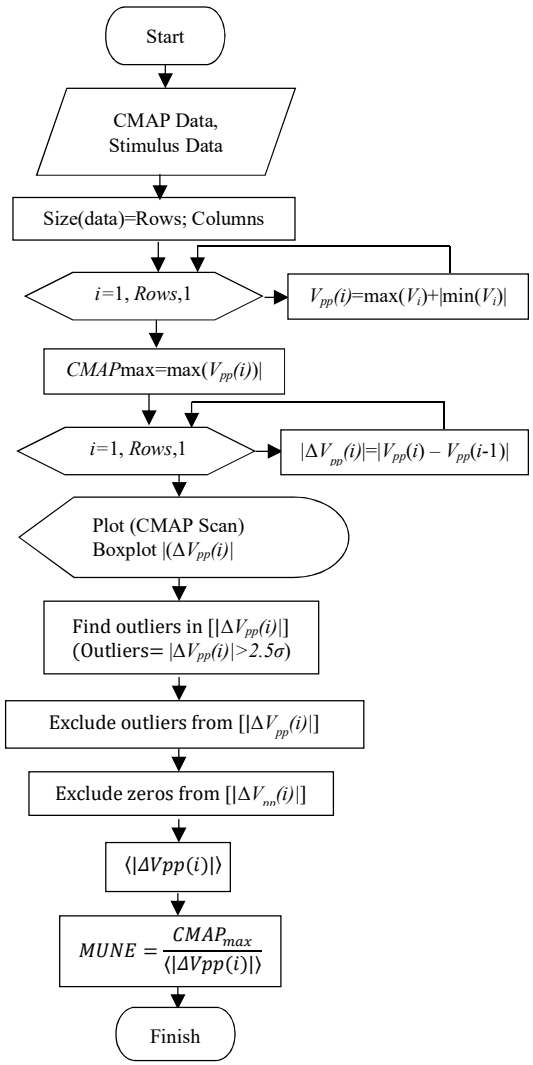
Bileşik Kas Aksiyon Potansiyeli (BKAP) Taraması ile Motor Ünite Sayısı Kestirimi Çalışması, akson sayısının daha da artırılarak Gerçek akson sayı ile MÜST arasındaki bağıntının nasıl bir trend izlediğinin araştırılması planlanmaktadır. Ayrıca bu çalışma kapsamında, MÜ sayısı ile ilintili (correlated) olabilecek farklı öz niteliklerinde tanımlanması ve bu özniteliklerle bir YSA yardımıyla daha gerçeğe yakın MÜST yapılması öngörülmektedir.

4. TEŞEKKÜR

"Motor Nerve Conduction Studies (MNCS) Neurography Simulator version 2.4" ve EMG Simulatör, v3.6, Keypoint Club simülatör yazılımlarının kullanımına olanak tanımalarından dolayı Lars Karlsson ve Erik Stalberg'e teşekkür ederiz.



Şekil 16. Gerçek (Simüle Edilen) Motor Ünite Sayılarına Karşı MÜST (MUNE) arasındaki ilişkiyi temsil eden grafik



Şekil 17. Veri analiz yazılımının akış diyagramı

REFERANSLAR:

[1] Rubin, D. I, and,. J. R. Daube "Application of Clinical Neurophysiology: Assessing Peripheral Neuromuscular Symptom Complexes" in *Clinical Neurophysiology,* J. R. Daube, pp. 801-839, Oxford University Press, 2000.

[2] Katirli, B., "Electromyography in Practice," Mosby Elsevier, Philadelphia, 2007.

[3]Preston, D. C, and Shapiro B. E., *Electromyography and Neuromuscular Disorders: Clinical– Electrophysiologic Correlations,* Elsevier-Saunders, China, 2013

[4] Kimura, J., *Electrodiagnosis in the Disease of Nerve and Muscle*, Oxford University Press, New York, 2001.

[5] Aminoff, M. J., "Clinical Electromyography," in M. J. Aminoff (Ed.), *Electromyography in Clinical Neurology*, pp.249-283, New York, Churchill Livingstone Inc., 1992.

[6] Lahoda, F. and, A. Ross, W. IsseI, "*EMG Primer; A Guide to Practical Electromyography and Electroneurography*", Springer-Verlag, New York, 1974

[7] Aminoff, M. J, "Electrophysiology" in, *Textbook of Clinical Neurology* C. G. Goetz (ed), pp. 478-498, Saunders-Elsevier, China, 2007.

[8] Trontelj, J., V., and, J. Jabre, M. Mihelin, "Needle and Wire Detection Techniques", in *Electromyography Physiology, Engineering, and Noninvasive Applications*, R. Merletti and P. Parker (eds), pp. 27-47, John Wiley and Sons, USA, 2004.

[9] Moritani, T. and, D. Stegeman, R. Merletti "Basic Physiology and Biophysics of EMG Signal Generation", in *Electromyography, Physiology, Engineering, and Noninvasive Applications*, R. Merletti and P. Parker (eds), pp. 1- 27, John Wiley and Sons, USA, 2004.

[10] Frigo, C., and, R. Shiavi, "Applications in Movement and Gait Analysis", in *Electromyography, Physiology, Engineering, and Noninvasive Applications*, R. Merletti and P. Parker (eds), pp. 381- 403, John Wiley and Sons, USA, 2004.

[11] Parker, P. A.,and K. B. Englehart, B. S. Hudgins, "Control of Powered Upper Limb Prostheses", in *Electromyography, Physiology Engineering, and Noninvasive Applications*, R. Merletti and P. Parker (eds), pp. 453- 477, John Wiley and Sons, USA, 2004.

[12] Stålberg, E., and, P. O. Eriksson, "A scanning electromyographic study of the topography of human masseter single motor units", *Archives of Oral Biology,* Vol. 32, Issue:11, pp.:793-797, 1987,

[13] Stålberg E and, B. Falck, M. Sonoo, S. Stålberg, M. Aström, "Multi-MU EMG analysis--a two year experience in daily clinical work", *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology,* Vol. 97, Issue.3, pp.145-154, 1995.

[14] Diószeghy, P., "Scanning Electromyo-graphy," Muscle and Nerve, Supplement **11**, S66, 2002.

[15] Goker, I. and, B. Baslo, Y. Ulgen, M. Ertaş, "Design of an Experimental System for Scanning Electromyography Method to Investigate Alterations of Motor Units in Neurological Disorders" *Digest Journal of Nanomaterials and Biostructures* Vol. 4, No.1 pp. 133 – 139, March 2009,

[16] Goker, I. and, B. Baslo, M. Ertaş, Y. Ulgen, "Large motor unit territories by scanning electromyography in patients with juvenile myoclonic epilepsy", *Journal of Clinical Neurophysiology,* Vol.27, No.3, pp.212-215, June 2010.

[17] Goker I, O. Osman, S. Ozekes, M. B. Baslo, M., Ertas, Y. Ulgen, "Classification of juvenile myoclonic epilepsy data acquired through scanning electromyography with machine learning algorithms", *Journal of Medical Systems,* Vol. 36, No.5, pp.:2705-2711, October 2012.

[18] Drenthen, J. and Maathuis, E. M., Visser, G. H., van Doorn, P. A, Blok, J., H., Jacobs, B. C., "Limb motor nerve dysfunction in Miller Fisher syndrome", *Journal of the Peripheral Nervous System*, Vol. 18, No.1, pp.25-29, 2013.

[19] Blok, J. H., and Ruitenberg, A., Maathuis, E. M., Visser, G. H., "The electrophysiological muscle scan", *Muscle and Nerve*, 36(4):436-446, 2007.

20] Stålberg, E., and P. Dioszeghy, "Scanning EMG in normal muscle and in neuromuscular disorders," *Electroencepha-lography and Clininical Neurophysiology* Vol. 81, No. 6, pp. 403-416, 1991.

[21] Gootzen H.J.M T., and D.F. Stegeman, "A Study of Motor Unit Structure by Means of Scanning EMG", *Muscle and Nerve*, Vol. 15, pp. 349-357, 1992.

[22] Stålberg, E. and L. Antoni, "Electrophys iological Cross Section of the Motor Unit", *Journal of Neurology, Neurosurgery and Psychiatry* Vol. 43, No. 6, 469-474, 1980.

[23] Ertas, M., and M. B. Baslo, N. Yildiz, J. Yazici, E. Oge, "Concentric Needle Electrode for Neuromuscular Jitter Analysis," *Muscle and Nerve,* Vol. 23, pp. 715-719, 2000.

[24] Aminoff, M. J., "*Clinical Electromyography*," in M. J. Aminoff (Ed.), Electromyography in Clinical Neurology, pp.249-283, New York, Churchill Livingstone Inc., 1992.

[25] Zalewska E., and Szmidt-Salkowska E, Rowinska-Marcinska K, Kaminska A, Hausmanowa-Petrusewicz I., "Motor unit potentials with satellites in Dystrophinopathies*," Journal of Electromyography and Kinesiology*, Vol. 23, pp. 580-586, 2013.

[26] Zalewska E., and Nandedkar S. D., Hausmanowa-Petrusewicz I., "A method for determination of muscle fiber diameter using single fiber potential (SFP) analysis," *Medical and Biological Engineering and Computing*, 50, pp. 1309-1314, 2012.

[27] Nandedkar S. D., and Stålberg E. V., "Simulation of single fiber action potentials," *Medical and Biological Engineering and Computing*, 21, pp. 158-165, 1983.

[28] Karlsson L. and, Hammarberg B., Stålberg E., "An application of a muscle model to study electromyographic signals" *Computer Methods and Programs in Bio medicine,* 71, pp. 225-233, 2003.

[29] Daube, J. R., "Estimating the number of motor units in a muscle", *Journal of Clinical Neurophysiology*, Vol. 12, No. 6, pp. 585- 594, 1995.

[30] McComas, A. J. and Fawcett, P. R. W, Campbell M. J., Sica R. E. P., "Electrophysiological estimation of the number of motor units within a human muscle", *Journal of Neurology and Neurosurgery Psychiatry,* Vol. ,34, pp. 121-131, 1974.

[31] McComas, A.. J., "Invited Review: Motor Unit Estimation: Methods, Results, and Present Status", *Muscle and Nerve,* Vol. 14, pp.585-597, Vol:1991.

[32] Blok, J. H., and Visser, G. H., de Graaf, S., Zwarts, M., J., Stegeman, D., F., "Statistical motor number estimation assuming a binomial distribution", *Muscle and Nerve*, Vol. 31, No. 2 pp.182-191, 2005.

[33] Olney, R., K., and Yuen, E., C, Engstrom, J., W., "Statistical motor unit number estimation: reproducibility and sources of error in patients with amyotrophic lateral sclerosis", *Muscle and Nerve*, Vol. 23, No.2, pp.193-197, 2000.

Elektrofizyolojik Sinyal Toplama ve Kablosuz Görüntüleme Cihazı Tasarımı, İmalatı

Tuğçe Yılmaz[1], Arif Koçoğlu[2-3], Onur Koçak[2-4]

[1]*Mühendislik Fakültesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Ankara Üniversitesi*

[2]*İBÜTEM – İleri Biyomedikal Mühendislik Teknolojileri Merkezi Ar&Ge Ltd. Şti., Ankara*

[3]*Teknik Bilimler MYO, Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Prog., Başkent Üniversitesi*

[4]*Mühendislik Fakültesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Başkent Üniversitesi*

tugceyilmaztt@gmail.com, onurkocak@ibutem.com.tr , arif@baskent.edu.tr

Özet

Acil servisler (AS) tam zamanlı olarak acil hastalara hizmet vermek için oluşturulmuş özel ünitelerdir. Acil hastaların hastaneye kabulü, değerlendirilmesi, ilk tetkik ve tedavisinin hızlı bir şekilde yapılması AS' lerin en temel görevlerindendir. Son zamanlarda tüm dünyada kabul gören bir sorun ise acil servislerin artan yoğunluğudur. Büyüyen hasta hacmi yüzünden sağlık personeli yetersizliği, hastalara zamanında müdahale edilememe gibi sorunlar ortaya çıkmaktadır. Bu çalışmada acil servislerde kullanılması hedeflenen elektrofizyolojik sinyal monitörünün ön tasarımı ve düşük maliyetli imalatı anlatılmıştır. EKG (elektrokardiyogram), sPO_2 (oksijen satürasyonu), sıcaklık, PR(nabız) ve NIBP(kan basıncı) verilerini sunacak olan cihaz aynı zamanda verileri kayıt altına alan yazılımı sayesinde hastane bilgi sistemi (HBS) ile bağlantılı olup, verileri gerektiğinde hedef noktaya hızlı bir şekilde iletebilecektir. Mevcut acil servislerde kullanılan analog tansiyon aleti, termometre ve gözlem yoluyla alınan nabız ölçümü, aynı zamanda gerektiğinde kullanılan EKG'ler ile alınan ölçümlere kıyasla cihazımızın birçok parametreyi aynı anda ölçmesi ve veri saklama özelliği sayesinde acil servislerde sağlık personeline zaman ve kolaylık açısından yardımcı olacağı öngörülmektedir.

1. GİRİŞ

Acil servis yoğunluğu günümüzde sağlık hizmet üreticilerinin en büyük problemleri arasında yer almaktadır. Gereksiz acil servis müracaatı, gelen hastaların önem sırasına göre gruplandırılamaması, yetersiz doktor, hemşire ve acil personeli gibi nedenlerden dolayı ortaya çıkan problemlere hızlı bir çözüm üretilememektedir. Acil müdahalede en önemli unsurların başında hasta şikâyetini almak gelmektedir.[11-12] Ayrıca hızlı bir biçimde hastanın EKG (elektrokardiyogram), sPO_2 (oksijen satürasyonu), sıcaklık, nabız ve kan basıncı verilerinin alınması ve klinik olarak yorumlanması gerekmektedir.

Bu verilerin ölçülebilmesi için günümüz de birkaç farklı yöntem uygulanmaktadır. İlk olarak acil servis bünyesinde var olan analog tansiyon aleti, termometre ve gözlem yolu ile nabız tespit edilebilir. EKG ise mevcut cihazlar ile alınabilmektedir. Bu ölçümün dezavantajı, personele bağımlı olması, uzun süre alması ve üretilen verinin ölçen kişi de tutulmasıdır. İkinci olarak acil servislerde kullanımı artan vital tip hastabaşı monitörler bulunmaktadır. Vital monitörler genellikle, yoğun bakımda kullanılan nitelikli monitörlerin aksine EKG, Sp02, PR (Nabız), NIBP (kan basıncı), Sıcaklık ve bazı modellerde solunum fonksiyonunu içermektedir. Bu cihazlar acil odalarında bulunmakta, gerektiğinde acil içi seyyar hale getirilebilmektedir. Sağlık personelinin yönlendirmesi ve eşliğinde kullanılabilmektedir. Son haftalarda bazı vital monitörlerin merkezi hastane bilgi sistemi (HBS) ile eşgüdümlü çalıştığı doğrulanmaktadır. Fakat elde edilen verilerin HBS'ye gönderilmesi ve kaydı ile ilgili ulusal çapta bir uygulama hareketliliği görülmemiştir. Üçüncü uygulama ise hastabaşı monitörlerinin acil servis ve yoğun bakım birimlerinde konumlandırılmış olması ile mümkündür. Fakat bu uygulama diğerlerine göre daha maliyetlidir.

Acil servis uygulamalarında işlemleri daha hızlı gerçekleştirmek, özellikle sağlık personelinden bağımsız bir ölçüm işlemi yapmak amacıyla geliştirilmiş triaj monitörleri bulunmaktadır. Bu sistemler acil girişlerine konumlandırılarak hastanın başvurusu ardından ilk muayenesine kadar ki bekleme süresini verimli kullanmak amacıyla kullanılmaktadır. Acil müdahale gerekmediği izlenimini veren, ayaktan başvuru yapan, bilinci açık olan ve aciliyet seviyesi tartışılır durumda olan hastaların kritik bulguları olan EKG, sPO_2, nabız, sıcaklık ve tansiyon verilerinin bu sistem ile alınması sağlık personelinin zaman yönetimini olumlu yönde etkilemektedir.

Bu çalışmada, acil servislerde kullanılabilecek EKG, sPO_2, sıcaklık, nabız, kan basıncı verilerini hasta üzerinden alabilen ve bu verileri kayıt altında tutabilen, gerektiğinde kablosuz iletişim ile HBS'ye gönderebilen bir sistemin düşük maliyetli, kavramsal tasarımı ve ön imalatı anlatılmaktadır. Medikal endüstride (pazarda) donanım olarak kullanılan, CE belgesi ve medikal ürün beyanı (Decleration of Conformity) olan elektronik kartlar temin edilerek, özelliklerine göre bir arada çalışabileceği bir tümleşik devre tasarlanmıştır. Bunun yanında Android ortamında görüntülenebilecek bir arayüz geliştirilmiştir.

Tasarlanan cihazın tıbbi cihaz regülasyonlarını tamamlaması ile acil hizmetlerinde kullanımı ve bu hizmetlerin sınıflandırılmasına önemli katkılar sağlayacağı ön görülmektedir.

2.PAZAR ANALİZİ

Bewell Co. (Belçika), hastanelere veya kliniklere giren hastalar için tasarlanmış bir self servis olan Wellpoint'i geliştirmektedir. WellPoint™ hızlı, bir tıbbi profesyonel görmeden temel hayati kontrolü yapmaya, ziyaretçiler için ilk bağlantı noktası çağrı görevi görmeye olanak vermektedir. Bu cihaz parametreleri bir kol tüneli yardımı ve oksimetre parmağı metodolojisi ile ölçmektedir. [10]

Şekil 1: Well point cihazından ölçüm örneği[10]

Vital hastabaşı monitörü ile hastaların kan basıncı, vücut sıcaklığı, nabız ve oksijen seviyesi ölçümleri gibi vital bulguların takibi gerçekleştirilmektedir [2].

Analog tansiyon aleti sürekli ve non-invaziv şekilde arteriyel kan basıncı ile kalp atım hızını ölçmeye olanak sağlar [1].

Elektrokardiyografi kalp hücreleri tarafından üretilen ve kalbin çalışmasını sağlayan elektriksel aktivitenin kayıt altına alınarak analiz edilmesine olanak sağlar [3].

Tasarlanan cihazımızda pazarda lider olan sistemler ile ilgili bir karşılaştırma yapılmıştır. Buna göre; Wellpoint kan basıncı ve nabız ölçümünü otomatik olarak yapmayı hedeflemektedir. Mevcut acil servislerde kullanılan analog tansiyon aleti ve gerektiğinde kullanılan EKG tanımı yapılmıştır. Cihazımız EKG, SpO2, vücut sıcaklığı, nabız ve kan basıncı parametrelerini hızlı bir şekilde ölçecek olup pazardaki cihazlardan bu yönüyle ayrılmaktadır. Ayrıca verileri kayıt altında tutup, bu kayıtları kablosuz iletişim ile hastane bilgi sistemine gönderebilmesi sayesinde zaman kazanımı sağlayacağı düşünülmektedir.

3. MATERYAL & YÖNETİM

Bu projede Hastabaşı monitörü standartlarından yararlanılarak çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Ölçülmesi hedeflenen parametreler EKG, sıcaklık, kandaki oksijen satürasyonu (SpO2), invaziv olmayan kan basıncı (NIBP) ve nabızdır.

EKG için AD8232 sensörü [4], SpO2 için MAX30100 sensörü [5], çift sıcaklık için 2 adet DS18B20 sensörü [6], kan basıncı ölçümü için OEM NIBP 200A sensörü [7], parametrelerin gözlenebilmesi için 7'' Nextion HMI Ekran [8] ve elektronik kontrolcü olarak kullanılan Arduino Mega'nın [9] bir arada çalışabileceği tümleşik devre tasarımı oluşturulması amaçlanmıştır.

4. TASARIM VE UYGULAMA

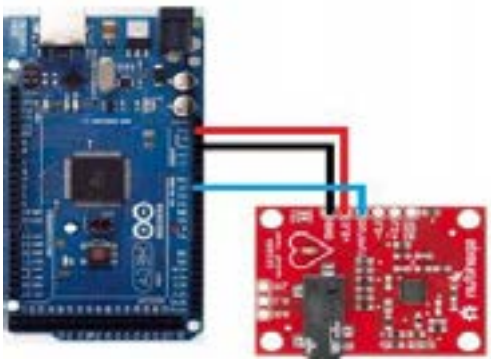
4.1. Elektrofizyolojik Parametrelerin Devre Tasarımları

4.1.1. Arduino

Arduino, üzerinde bulundurduğu özel giriş ve çıkış portları yardımıyla, programcının yazdığı özel kodları fiziksel etkiye çeviren elektronik devre kartıdır. Bu tasarımda arduino ile uyumlu çalışabilecek sensörler tercih edilmiş,tümleşik devre tasarlanmıştır.[9]

4.1.2. AD8232 Kalp Atım Hızı Sensörü

AD8232 kalbin elektriksel aktiviteyi ölçmek için kullanılan sensördür. Bu elektriksel aktivite bir EKG veya Elektrokardiyogram olarak grafiğe dökülebilir. Elektrokardiyografi, çeşitli kalp rahatsızlıklarının teşhisine yardımcı olmak için kullanılır. Şekil 2'de EKG sensörünün Arduino ile bağlantı şeması verilmiştir.



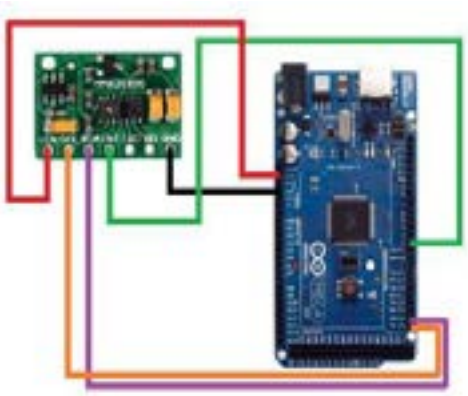
Şekil 2: EKG Sensörünün Bağlantı Şeması

AD8232 sensörü, EKG parametresinin ölçümünü gerçekleştirmesi, sinyal işleme bloğunun bulunması, kendi içinde biyopotansiyel sinyalleri filtrelemesi, analogdan dijitale çeviriciye (ADC) sahip olması ve Arduino uyumlu olması sebepleriyle tercih edilmiştir [4].

4.1.3.MAX30100 SpO2 Modülü

Max30100, kalp atım sayısının, oksijen saturasyonunun ölçülmesini sağlayan bir sensör olup kırmızı ve kızılötesi olmak üzere iki led ve fotodedektör içermektedir.MAX30100 sensörü içerisinde bulunan kontrol mekanizma sayesinde kırmızı led ve IR led ışık yayımlarını parmaktan hemoglobin ve oksihemoglobin algılanması için uygun dalga boyu formlarında ışıma yaptırılmaktadır. Algılanan kısımda oluşan hemoglobin ve oksihemoglobin değerlerini modül içerisinde bulunan ADC sayesinde analog formdan dijital forma dönüştürmektedir ve mikroişlemci kartında SpO2 değeri hesaplatılmaktadır. Şekil 3'te MAX30100 sensörünün Arduino Mega ile bağlantısı görülmektedir.

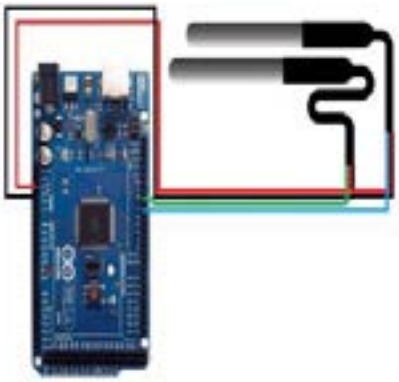
Tıbbi İzleme Cihazlarında kullanılabildiği, Arduino ile uyumlu olduğu ve SpO2 grafiğinden nabız parametresini de hesaplayabildiği için SpO2 parametresinin ölçülmesinde MAX30100 sensör tercih edilmiştir [5].



Şekil 3 : MAX30100 Sensörünün Bağlantı Şeması

4.1.4.DS18B20 Sıcaklık Sensörü

DS18B20 Onewire protokolünü kullanan,12 bit çözünürlüğe sahip sıcaklık sensörüdür. İletişim için sadece tek port gerektirmesi, düşük enerji gereksinimi ve yüksek çözünürlüğü ile pek çok uygulamada kullanılabilecek gelişmiş bir sıcaklık sensörüdür. Şekil 4 'te DS18B20 sensörünün Arduino Mega ile bağlantısı görülmektedir.



Şekil 4: DS18B20 Sensörünün Bağlantı Şeması

Vücut sıcaklığı ölçülmesi için DS18B20 sensörünün tercih edilme sebepleri birkaç tanedir. Bu sebepler, sensörün elektronik kart ile iletişimi için sadece tek port gerektirmesi, düşük enerji gereksinimi ve yüksek çözünürlüğü, Arduino ile uyumluluğu ve vücuttan alınan ölçümlerde vücut sıvısından etkilenmeyip, su geçirmez özellikte olmasıdır [6].

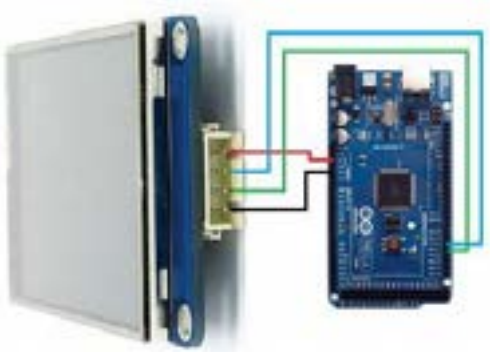
4.1.5.Kan Basıncı Ölçümü- OEM NIBP Sensörü

ISO13485 Kalite Yönetim sertifikasına sahip ve EN1060-1, EN1060-3, IEC60601-2-30, SP10 dahil olmak üzere tüm NIBP standartları ile uyumlu olan NIBP (Non invasive blood pressure)modülü 12V ile beslenmektedir. Kan basıncı ölçüm yöntemlerinden Osilometri ölçüm yöntemine uygundur [7]. Şekil 5'de kullanılan kan basıncı sensörü görülmektedir.

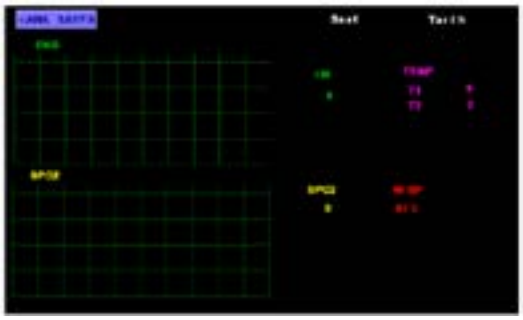
Şekil 5 : OEM NIBP 200A Sensörü

4.1.6.NEXTİON HMI Dokunmatik Ekran

Nextion, insan ve proses, makina, uygulama ya da cihaz arasında kontrol ve görselleştirme arabirimi olarak görev yapan bir Seamless Human Machine Interface (HMI) çözümüdür. Bu ürün donanım kısmında bir dizi TFT kartı ve yazılım kısmında ise- Nextion editöründen oluşmaktadır. Nextion TFT kartı iletişim için tek bir seri port kullanır. Böylelikle kablolamayla uğraşmak gerekmemektedir. Nextion editörü butonlar, metin ekleme özelliği, ilerleme çubuğu, kaydırma çubuğu, enstrümantasyon paneli gibi çok kullanan ögeler sahiptir ve kapsamlı arabirim tasarımlarına olanak verir. Taşı-bırak özelliği programlama için harcayacağınız zamanı %99 azaltır [8]. Şekil 6'da Nextion ekranın Arduino Mega ile bağlantısı ve şekil 7'de tasarlanan ekran görülmektedir.



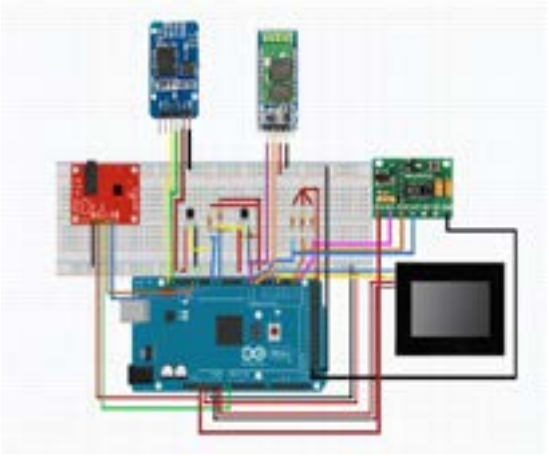
Şekil 6 : Nextion Ekranın Bağlantı Şeması



*Şekil 7 :*Tasarlanan Ekran

4.2. Elektronik Tasarım

Şekil 8'de AD8232 sensörü, MAX30100 sensörü, 2 adet DS18B20 sensörü, , Nextion HMI Ekran, OEM NIBP 200A sensörü ve Arduino Mega'nın bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil 8: Oluşturulan Tümleşik Devre Tasarımı

Tümleşik devre tasarlanmadan önce her parametre için ayrı ayrı devre şemaları kurulmuştur. Alınan parametreler doğruluğunda devreye, her bir parametre ölçümü için ilgili parametrenin sensörü eklenmiştir. Alınan bu ikili ve/veya çoklu ölçüm sonucu doğruluğunda devreye yeni parametreler(sensörler) eklenmiştir. İstenilen parametrelerin ölçümü için kullanılan sensörlerin sırasıyla birleştirilmesi ile tümleşik devre tasarımı oluşturulmuştur.

4.2.1 Akıllı Telefon Uygulama Tasarımı

Google tarafından ortaya çıkarılan ve sonrasında MIT (Massachusetts Institute of Technology) tarafından geliştirilen özgür bir web uygulamasıdır. App Inventor kod yazmadan grafiksel ara yüzündeki blokları kullanarak Android Uygulamaları geliştirilmesine imkan tanıyor . App İnventor programında hazırlanan arayüz tasarımında Bluetooth modülü ile devre tasarımı ve Android aktarımı ile ilgili çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada, serial porttan alınan veriler Android tabanlı program aracılığıyla tablet için oluşturulan uygulamaya aktarılmıştır. Bluetoot bağlantısının kontrolü, Bağlandı/bağlanmadı label'in değişimi ile gözlenmiştir. Ölçülen çift sıcaklık,nabız ve SpO2 değerleri ekrana yazdırılmıştır.

Şekil 9 : Android uygulama ekranı

5. SONUÇ

Bu çalışmada acil servislerde kullanılması için tasarlanıp imalatı yapılan sistem anlatılmıştır. Tasarlanan sistem EKG, spO_2, çift vücut sıcaklığı, kan basıncı ve nabız parametrelerinin ölçülebilmesi için uygundur. Endüstriyel mekanik ünitesi tasarım çalışmaları devam etmektedir. Bu parametreler için ölçüm yöntemleri araştırılmış, her biri için uygun olan sensör seçilmiştir. İlk olarak her sensör için ölçüm algoritması kurulup, devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kullanılan tüm sensörlerin performans analizinin yer aldığı bir sensör veri kitapçığı (sensor performance data sheet) yayınlanmıştır. Bu işlemin ardından kritik devre tasarımına gidilmiştir. Tasarımı yapılan tümleşik devrede istenilen uygun sonuçlar elde edilmiştir. Parametrelerin kritik tasarımı aşamasında SpO_2 grafiğinin ve değerinin çevresel faktörlerden etkilenmemesi için endüstriyel tip bir prop mekaniği kullanılarak elektroniği özgün olarak tasarlanmıştır. Gönüllü onam formu alınarak gerçekleştirilen ölçümler sonrasında parametrenin ölçüm doğruluğu izlenebilir sistemler ile karşılaştırılmıştır. Ölçüm belirsizliği hesaplamalarına göre alınan veriler güvenilir değer aralığında tespit edilmiştir. Sistemin arayüz tasarımı aşamasında, EKG grafiği, SpO_2 grafiği ve değeri, nabız değeri, sıcaklık değerleri ve kan basıncı değeri, tasarlanan arayüzde, Nextion dokunmatik ekran çıkışında eş zamanlı olarak görülmüştür. Kablosuz haberleşme tasarımı için seçilen Bluetooth modülü ile devre tasarımı tamamlanmıştır ve alınan değerler Android tabanlı cihazlara eş zamanlı olarak aktarılmıştır. Sistem kutulaması standartlara uygun medikal kablo ve jaklar ile yapılmıştır. Şekil 10'da sistemin içyapısı, şekil 11'de sistemin kutulanması görülmektedir. Gelecek çalışmalar sayesinde sektörde var olan sistemlere benzer kullanım kolaylığında tasarlanacak mekanik sistem ile ölçümlerin klinik ortamda gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir. Klinik doğrulama çalışmaları ile sistemin pazarda yer alan bir ürüne dönüşmesi hedeflenmektedir.

Şekil 10: Sistemin İç Yapısı

Şekil 11: Sistemin Kutulanması

KAYNAKLAR

1. Ansel, T.V., Nour, A.K. and Perez, A.B., The Effect of Anesthesia on Blood Pressure Measured Noninvasively by Using the Tail-Cuff Method in Marmosets (Callithrix jacchus), J Am Assoc Lab Anim Sci. 2016 Sep; 55(5): 594–600.
2. Evans, D., Hodgkinson, B. and Berry, J., "Vital signs in hospital patients: a systematic review", Int J. Nurs Stud. 2001 Dec;38(6):643-50.
3. Wagner, G.S. and Marriott, H.J.L., Marriott's Parctical electrocardiografy, Tenth edition, ISBN-10: 0683307460, LWW; Tenth edition (January 15, 2001)
4. Datasheet, AD8232 Single-Lead, Heart Rate Monitor Front End, Analog Devices, 2002.
5. Datasheet, MAX30100 Pulse Oximeter and Heart-Rate Sensor IC for Wearable Health, MAxim Integrated,2014.
6. Datasheet, DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire® Digital Thermometer, Dallas Semiconductors, 2015.
7. Operation Manual, SUPER NIBP 200A, Mindray Bio-Medical Electronics Co., Ltd., 2017.
8. NEXTION NX8048K070 Datasheet, erişilebilir: https://nextion.tech/datasheets/nx8048k070/, 2019.
9. TURKCELL Geleceği Yazanlar Ekibi, I2C Protokolü, erişilebilir:https://gelecegiyazanlar.turkcell.com.tr/konu/arduino/egitim/arduino-401/i2c-protokolu
10. Bewell innavations erişilebilir : http://www.bewellinnovations.com/medical-kiosk
11. Pines, J.M., Hilton, J.A., Weber, E.J., Alkemade, A.J., Al Shabanah, H. and Anderson, P.D., International perspectives on emergency department crowding, Acad Emerg Med. 2011;18(12):1358-70.
12. Pines, J.M., Localio, A.R., Hollander, J.E., Baxt, W.G., Lee, H. and Phillips, C., The impact of emergency department crowding measures on time to antibiotics for patients with community-acquired pneumonia. Ann Emerg Med. 2007;50(5):510- 6.

Mikrodizi Veri Kümelerinde İstikrarlı Gen Seçimi için Ağırlıklı Öznitelik Sıra Birleştirme Yöntemi

Hüseyin GÜNEY[1] ve Hüseyin ÖZTOPRAK[2]
[2] Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uluslararası Kıbrıs Üniversitesi
Lefkoşa, Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti
[1] huseyin.guney@yahoo.com, [2] hoztoprak@ciu.edu.tr

***Özetçe* — Son yıllarda yapılan çalışmalar, topluluk öğrenme yaklaşımının makine öğrenme alanında önemli başarılar kaydettiğini göstermiştir. Toplu Öznitelik Seçimi (TÖS), Mikrodizi veri kümelerinın sınıflandırılması için de kullanılmıştır ve hem sınıflandırma başarısı hem de gen seçim istikrarını iyileştirmiştir. Bu çalışmada ise, TÖS yönteminin ikinci aşaması olan birleştirme fonksiyonu ele alınmıştır ve öznitelik ağırlıkları, konvansiyonel ortalama birleştirme fonksiyonuna eklenerek, ağırlıklı ortalama birleştirme fonksiyonu önerilmiştir. Dört farklı Mikrodizi veri kümesi üzerinde, TÇG-TÖS yöntemi kullanılarak yapılan deneysel çalışmada, önerilen ağırlıklı ortalama birleştirme fonksiyonunun sınıflandırma başarısını koruduğunu ve gen seçim istikrarını artırdığı gözlemlenmiştir. Böylece, önerilen yöntem Mikrodizi-tabanlı kanser teşhisi için daha istikrarlı gen seçimine olanak sunmaktadır.**

Anahtar Kelimeler — Destek Vektör Makinesi (DVM), Özyinelemeli Öznitelik Eleme (ÖÖE), Toplu Öznitelik Seçimi, Öznitelik Sıralama, Ortalama Birleştirme Yöntemi, Ağırlıklı Ortalama Birleştirme Yöntemi, Mikrodizi Veri Kümeleri.

I. GİRİŞ

Kanser son zamanlarda artan bir ivmeyle yaygın bir hale gelen, genetik bir hastalıktır. Bundan dolayı, biyoenformatik ve hesaplamalı biyoloji alanlarında, makine öğrenme algoritmaları kullanarak, alan uzmanlarına yardımcı sistemler geliştirmek için çalışmalar yapılmaktadır [1]. Kanser sınıflandırması için DNA Mikrodizileri ümit verici bir araç olduklarından dolayı literatürde birçok araştırma DNA Mikrodizileri-temelli kanser teşhisi üzerine yoğunlaşmıştır. [2].

Son yıllarda yapılan araştırmalar göstermiştir ki topluluk öznitelik seçimi, Mikrodizi veri kümeleri için hem sınıflandırma başarısı hem de gen seçim istikrarı konusunda başarı sağlamıştır [3]. Özellikle DNA Mikrodizi-temelli çalışmalarda, ana hedef gen sınıflandırma başarısının artırılması olsa da, veri kümesi içerisindeki küçük değişikliklere uyum sağlayabilecek daha gürbüz makine öğrenme algoritmaları geliştirmek için de, gen seçim istikrarı göz önümde bulundurulmuş ve yüksek bir istikrar elde etmek için çalışmalar yapılmaktadır [3,4]. Bu çalışmalarda, gen seçim istikrarının yüksek olması, geliştirilen sistemin örnek çeşitliliğine ve veri kümesi değişkenliğine duyarlı olduğunu göstermekte ve örnekler arasındaki çeşitliliğe rağmen ayni genlerin seçilmesi, seçilen genlerin konu ile en alakalı genlerin olduğunu göstermesinden dolayı, gen seçim istikrarının önemi vurgulanmış olup, gen seçim istikrarının artırılması için yeni yöntem ve algoritmalar önerilmiştir [4]. Böylece, gen seçim istikrarı ile sınıflandırma başarısının yüksek olduğu makine öğrenme temelli kanser tanı sistemleri, bu alanda çalışan uzmanlara kanser hastalıklarını teşhis etmekte önemli yardımlar sağlamakta ve hastalara doğru tanının koyulması konusunda ise güven vermektedir.

TÇG-TÖS yöntemi göstermiş olduğu başarıdan dolayı, bu çalışmanın temel topluluk öznitelik seçim yöntemi olarak kullanılmıştır [3]. TÇG-TÖS veri örnekleme için tekrarlanan çapraz geçerlilik algoritmasını kullanmakta ve örneklenen veriler DVM-ÖÖE (Destek Vektör Makinesi – Özyinemeli Öznitelik Eleme) yöntemi kullanılarak öznitelikler önemliden önemsize doğru sıralanmaktadır. Bunun yanında, sıralanan öznitelik listeleri son öznitelik listesini elde etmek için ortalama birleştirme yöntemi kullanılarak toplanmakta ve oluşturulan son öznitelik listesi ile öğrenme veri kümesi kullanılarak DVM sınıflandırıcı eğitimektedir. Daha sonra, sınıflandırma başarısı, eğitilmiş DVM sınıflandırıcı kullanılarak deneme veri kümesi üzerinde ölçülmektedir. İlgili çalışmada bu işlem 250 defa tekrarlanarak hem sınıflandırma yanlılığı hem de TÇG-TÖS yönteminin veri kümesi içerisinde oluşacak küçük değişikliklere karşı istikrarı ölçülmüştür. Sonuçlar göstermiştir ki, bu yöntem hem sınıflandırma hem de seçim istikrarı konusunda başarı göstermiştir.

Bu çalışmada ise, daha önceki çalışmalarda başarı göstermiş olan, yukarıda bahsedilen TÇG-TÖS yönteminin birleştirme fonksiyonu hedef alınmıştır. TÇG-TÖS temel öznitelik seçim yöntemi olarak DVM-ÖÖE'yi kullandığından, DVM'den çıkarılan DVM-ÖÖE ile ayni yöntemle fakat DVM-ÖÖE'nin aksine bir kez eleme gerçekleşmeden elde edilen ağırlık vektörü, işlenmemiş olarak sıralama birleştirme yöntemine eklenmiştir. Ağırlıkların sıralamaya dönüşümü esnasında özniteliklerin aralarındaki küçük farkların kaybolma olasılığından dolayı bu ağırlıklar sadece sıralama uygun bir matematiksel formulasyonla eklenmiş ve herhangi bir normalizasyon işleminden geçirilmemiştir. Böylece, birleştirme sürecine ek bir bilgi olarak ağırlıklar kullanılarak daha başarılı bir son sıralanmış gen listesi elde etmek hedeflenmiştir. Sonuç olarak, hali hazırda yüksek başarı gösteren TÇG-TÖS yönteminin başarısının arıtılması ve daha istikrarlı bir sınıflandırma algoritmasının elde edilerek, alan uzmanlarına kanser teşhisi konusunda doğru karar verme konusunda daha fazla yardımcı olabilecek bir yöntem elde edilmesi önerilmiştir. Özetle, daha önceki çalışmalarda DVM sınıflandırıcının ağırlıklarının topluluk öznitelik seçimi öznitelik birleştirme sürecine dahil edilmemesi öznitelikler

arasındaki yakın ilişkinin göz ardı edilmesine sebep olabileceğinden, bu çalışmada DVM'den elde edilen işlenmemiş öznitelik ağırlıkları da öznitelik birleştirme fonksiyonuna dahil edilmiştir. Önerilen ağırlıklı öznitelik sıralama birleştirme yöntemi kullanılarak TÇG-TÖS üzerinde denenmiştir. Ayrıca, TÇG'nin 2 katmanlı yapısından faydalanılarak ve genler hakkında son liste için daha çok bilgi etme amacıyla gen sıraları bir veri kümesinden elde edilirken, gen ağırlıkları diğer veri kümesinden elde edilip bu işlem 20 kez tekrarlanmıştır ve 20 listeden hem gen sıraları hem de gen ağırlıkları kullanılarak son gen listesi elde edilmiştir.

Deneysel çalışma ile önerilen ağırlıklı toplu nitelik birleştirme yöntemi dört farklı Mikrodizi veri kümesi üzerinde denenmiştir ve önerilen birleştirme fonksiyonu, varsayılan birleştirme fonksiyonu ile kıyaslanmıştır.

Deneysel çalışmanın sonuçları göstermiştir ki; önerilen ağırlıklı öznitelik birleştirme yöntemi topluluk öznitelik seçimi için öznitelik birleştirme sürecini iyileştirmektedir, sınıflandırma başarıs korunurken, gen seçim istikrarı artırılmıştır. Mikrodizi veri kümelerinin sınıflandırmasında, TÇG-TÖS çok yüksek sınıflandırma başarısı elde ettiğinden dolayı daha fazla geliştirilmesi için çok az yer olduğundan önerilen metot sınıflandırma başarısıını korumuştur ve gen seçim istikrarını artırmıştır.

II. TOPLU ÖZNİTELİK SEÇİMİ

Toplu öznitelik seçimi, toplu öğrenme yöntemini kullanan gelişmiş bir öznitelik seçim yöntemidir. TÖS iki temel bölümden oluşmaktadır. İlk bölüm, öğrenme veri kümesinde çeşitliliği artırılmış veri kümeleri örneklemek ve her bir örneklenmiş veri kümesinden sıralanmış öznitelik listeleri elde etmekdir. İkinci adım ise tüm sıralanmış öznitelik listelerinden birleştirme fonksiyonu kullanılarak son listeyi elde etmektir. Birleştirme yöntemi özniteliklerin son listedeki yerlerini belirlediği için kritik bir rol oynamakta ve başarı oranına direk bir etkisi bulunmaktadır. Bundan dolayı, önemli bir başarı elde eden TÇG-TÖS bu çalışmada temel yöntem olarak kullanılmıştır.

TÇG-TÖS: TÇG veri örnekleme yöntemini kullanılarak öğrenme veri kümesinde veri örneklemektedir. Temel öznitelik seçimi olarak DVM-ÖÖE kullanılmakta ve DVM sınıflandırıcı olarak kullanılmaktadır. Ek olarak, bu yöntemde ortalama birleştirme yöntemi kullanarak son liste elde edilmektedir [3].

Ortalama Öznitelik Birleştirme Metodu: Bu birleştirme yöntemi her bir öznitelik için tüm örneklenmiş veri kümelerinden elde edilen sıralanmış öznitelik listelerindeki öznitelik sıralarının ortalamasını alarak her bir özniteliğin son listedeki yerini belirlemektedir. En düşük sıra en alakalı öznitelik anlamına gelirken, en yüksek sıra en alakasız özniteliği temsil etmektedir [3].

$$f(x_1, \cdots, x_N) = \left(\frac{(\sum_{i=1}^{S} Fr_i^1)}{S}\right), \ldots, \left(\frac{(\sum_{i=1}^{S} Fr_i^N)}{S}\right) \quad (1)$$

Fr$_i$ = öznitelik sırası i, **N** = Öznitelik Sayısı, **S** = Topluluk Sayısı

III. MATERYAL VE METOT

İlk olarak, önerilen ağırlıklı birleştirme yönteminin fonksiyonunu oluşturmak için TÇG-TÖS, DVM-ÖÖE 'den elde edilen sıralama listesi ile DVM öğrenme sürecinden elde edilen gen ağırlıkları çarpılarak tüm genlerin sıralamalarının ortalaması alınmıştır. Fakat, sıralama küçükten büyüğe ve ağırlıklar büyükten küçüğe olduğu ve ağırlıkların sınıflara göre + / – olduğundan, gen ağırlıklarının mutlak değeri ve tersi (1/x) alınmıştır. Konvansiyonel yöntemde olduğu gibi önerilen yöntemde de ortalama birleştirme yöntemi kullanılmıştır. Ek olarak, DVM öğrenme süreci için doğrusal çekirdek fonksiyonu varsayılan parametre değerleri ile kullanılmıştır.

Önerilen yöntemin performans değerlendirme ölçütlerinin hesaplanması için TÇG-TÖS yönteminde önerilen deneysel çalışma kullanılmıştır. Deneysel çalışmada öznitelik seçimi yanlılığını ortadan kaldırmak için dışsal RCV-25-10 (250 tekrar) veri örnekleme kullanılmıştır. Öğrenme ve sınama veri kümelerinin çokluğu, sonuçların yanlılığını azaltacağı bildirilmiştir [3]. Ayrıca, öznitelik seçimi için DVM-ÖÖE ve doğrusal DVM sınıflandırıcı kullanılmıştır. Konvansiyonel ortalama birleştirme yöntemi ile önerilen ağırlıklı birleştirme yöntemi denenmiş ve sonuçlar kıyaslanmıştır [3].

Son olarak, sınıflandırma başarısı için area under the receiver operator curve (AUC) [3] ve gen seçim istikrarı için Kuncheva İndeksi (KI) başarı ölçütleri kullanılmıştır. Önerilen yöntem, AUC ve KI değerleri, yüzde olarak seçilen genler, (0,25, 0,50, 0,75, 1, 2, 5, 10, 25, 50) [3], için hesaplanmıştır. Ayrıca, kullanılan veri kümeleri Tablo 1'de listelenmiştir.

$$f(x_1, \cdots, x_N) = \left(\frac{\left(\sum_{i=1}^{S} \frac{1}{|Fw_j|} * Fr_i^1\right)}{S}\right), \ldots, \left(\frac{\left(\sum_{i=1}^{S} \frac{1}{|Fw_j|} * Fr_i^N\right)}{S}\right) \quad (2)$$

Fr$_i$ = i. öznitelik sırası, **Fw**$_j$ = j. öznitelik ağırlığı j = i + 1, **N** = Öznitelik Sayısı, **S** = Topluluk Sayısı

TABLO 1. BU ÇALIŞMADA KULLANILAN MİKRODİZİ VERİ KÜMELERİNİN LİSTESİ

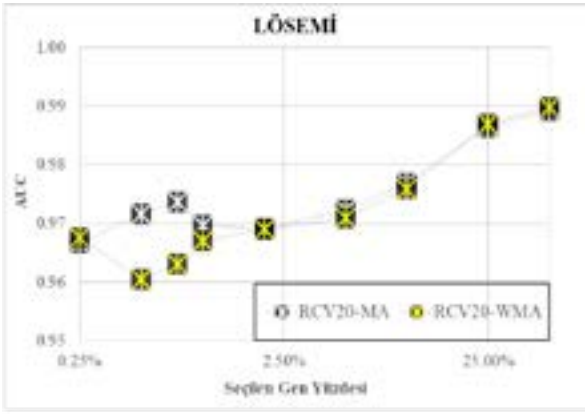
Mikrodizi Veri Kümesi	**Gen Sayısı**	**Örnek Sayısı**	**Örnek** (Pozitif)	**Örnek** (Negatif)
Akciğer [3]	3312	156	139	17
Lenfoma [5]	4026	62	42	20
Prostat [5]	6033	102	52	50
Lösemi [3]	7129	72	45	27

IV. BULGULAR VE TARTIŞMA

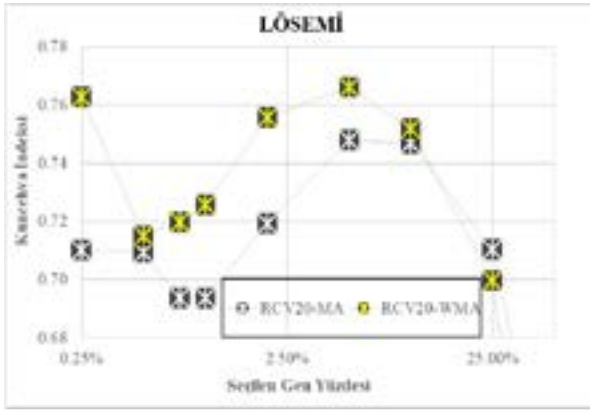
Önerilen yöntem olan ağırlıklı toplu öznitelik sıralama birleştirme yönteminin sınıflandırma başarısı ve gen seçim istikrarı dört Mikrodizi veri kümesi üzerinde ölçülmüştür. Başarı değerlendirme ölçütleri AUC ve KI her veri kümesi için sırasıyla Şekil 1 ve Şekil 2'de gösterilmiştir. Bunun yanında, Şekil 3'de tüm veri kümelerinin sınıflandırma başarısı ortalaması ve Şekil 4'de tüm veri kümelerinin gen seçim istikrarı ortalama sonuçları görüntülenmektedir. Sınıflandırma başarısı olarak önerilen yöntem konvansiyonel yönteme kıyasla tüm veri kümelerinde çok yakın sonuçlar elde etmiş olup, gen seçim istikrarında tüm veri kümelerinde belirgin bir artış sağlamıştır.

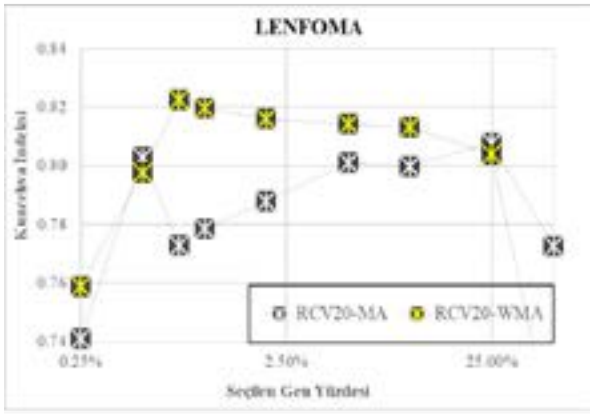
Lösemi veri kümesi için %0.50 ile %0.75 seçilen gen yüzdesinde önerilen metot %1 oranında performans kaybı yaşamış olsa da %0.25 gibi düşük seçilen gen sayısında, konvansiyonel yöntem ile aynı başarıyı sağlarken %5 oranında gen seçim istikrarını artırmıştır ki bu istikrar konvansiyonel yöntemin tüm gen seçim oranlarının üzerindedir.

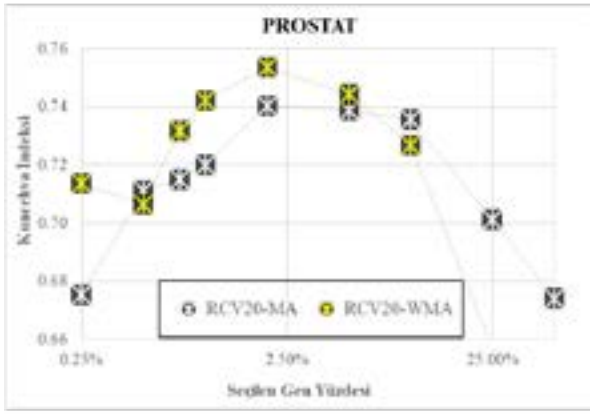
Lenfoma, Prostat ve Akciğer veri kümeleri için iki yöntemde sınıflandırma başarısında aynı sonuçları elde edilirken, Lenfoma ve Akciğer veri kümelerinde gen seçim istikrarında %0,75 seçilen gen sayısı için %5 gen seçim istikrarı artırılmış olup en yüksek başarı bu noktada %82 olarak elde edilmiştir. Prostat veri kümesinde ise %0.25 seçilen gen sayısında en yüksek artış %4 olarak elde edilirken, en yüksek istikrar genlerin %2 'sinin seçimiyle %75 olmuştur.



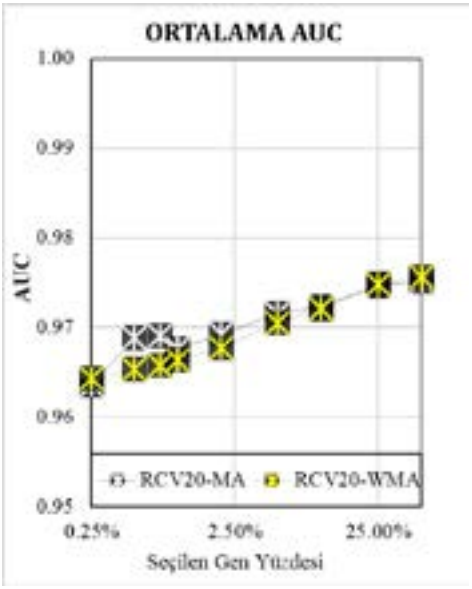
Şekil 1: TÇG-TÖS için ortalama birleştirme (MA) ve ağırlıklı ortalama birleştirme (WMA) için sınıflandırma başarısı



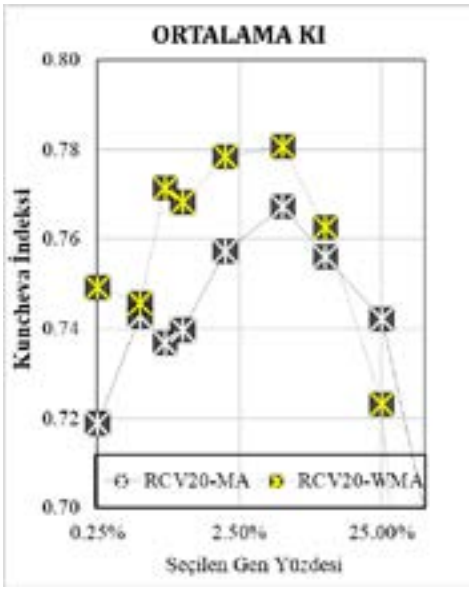




Şekil 2: TÇG-TÖS için ortalama birleştirme (MA) ve ağırlıklı ortalama birleştirme (WMA) için gen seçim istikrarı



Şekil 3: TÇG-TÖS için ortalama birleştirme (MA) ve ağırlıklı ortalama birleştirme (WMA) için ortalama sınıflandırma başarısı



Şekil 4: TÇG-TÖS için ortalama birleştirme (MA) ve ağırlıklı ortalama birleştirme (WMA) için gen seçim istikrarı

V. SONUÇ

Bu çalışmada, toplu öznitelik seçim yöntemi için yeni bir ağırlıklı öznitelik sıralama birleştirme yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem TÇG-TÖS kullanılarak Mikrodizi veri kümeleri üzerinde denenmiştir. Bulgular, ağırlıklı birleştirme yönteminin konvansiyonel birleştirme yöntemine göre aynı sınıflandırma başarısını korurken, gen seçim istikrarını artırdığını gözlemlenmiştir. Hali hazırda gen seçim istikrarı yüksek olan TÇG-TÖS yönteminin gen seçim oranı ağırlıklı birleştirme yöntemi ile yüzde 2 oranında artırılmıştır. Sonuç olarak bu çalışmada, bu alanda çalışan uzmanlara makine öğrenme aracılığıyla kanser teşhisinde daha güvenilir kararlar vermelerine olanak sağlayan yeni bir yöntem geliştirilmiştir.

KAYNAKLAR

[1] Kourou, K., Exarchos, T. P., Exarchos, K. P., Karamouzis, M. V., and Fotiadis, D. I., Machine learning applications in cancer prognosis and prediction, Computational and Structural Biotechnology Journal, Volume 13, 2015, Pages 8-17, https://doi.org/10.1016/j.csbj.2014.11.005.

[2] Hira, Z. M. and Gillies, D. F., A Review of Feature Selection and Feature Extraction Methods, Advances in Bioinformatics, 2015, http://dx.doi.org/10.1155/2015/198363.

[3] Güney, H., and Öztoprak, H.: 'Microarray-based Cancer Diagnosis: Repeated Cross-Validation-based Ensemble Feature Selection', Electronics Letters, 2018, 54, (5), pp. 272-274.

[4] Perthame, E., Friguet, C., and Causeur, D.: 'Stability of feature selection in classification issues for high-dimensional correlated data', Stat Comput, 2016, 26, pp. 783–796.

[5] Bolon-Canedo, V., Sanchez-Marono, N., Alonso-Betanzos, A., et. al., A review of microarray datasets and applied feature selection methods: Information Sciences; 2014, 282, pp. 111-135.

AKILLI İLAÇ KUTUSU
Smart Pill Box

Tutku Küçükerbir ve Onur Gümüş
İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi, Biyomedikal Mühendisliği
Karabük Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği
İstanbul Türkiye
tutkukucuker1@gmail.com
10urgumus@gmail.com

Sevil ÖZER
İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi, Biyomedikal Mühendisliği
İstanbul Türkiye
Sevil.ozer@yeniyuzyil.edu.tr

Bu çalışmada akıllı ilaç kutusu ve bir telefon uygulaması çalışılmıştır. Amaç hastaların kullandıkları ilaçları zamanında almalarını sağlamak, olası doz aşımını, eksik dozda ilaç kullanımını ve ilacın yanlış şekilde kullanmalarını engelleyerek tedavi sürecindeki verimi düşürecek durumları ortadan kaldırmaktır. Ayrıca kutu içerisinde bulunan sıcaklık sensörü ile iç sıcaklık sürekli ölçülmektedir. Bu sayede sıcaklık nedeni ile oluşacak bozulmaların önlenmesi sağlanmıştır. Uygulamaya eklenen prospektüs özelliği sayesinde hastanın ilaç ile ilgili bilgilere direkt erişimine imkân tanınmıştır.

Anahtar Kelimeler — Akıllı İlaç Kutusu, İlaç Takip Sistemi

Abstract— In this project, a smart medicine box and a telephone application were made. The aim is to eliminate the conditions that will decrease the efficiency of the treatment process by preventing the patients to take the medications they use in time, preventing the possible overdose, the use of the drug in a deficient dose and the misuse of the drug. In addition, the temperature inside the box is continuously measured with the temperature sensor. In this way, the distortion caused by the temperature is prevented. Thanks to the package insert included in the application, the patient was given direct access to the drug-related information.

Keywords —. Smart Pill Box, Pill Track System

I. GİRİŞ

DSÖ (WHO-Dünya Sağlık Örgütü) tanımına göre ilaç, "Fizyolojik sistemleri veya pato- lojik durumları alanın faydası için değiştirmek veya incelemek amacı ile kullanılabilen bir maddedir [1]. Günümüzde ilaç kullanımı oldukça yaygın olmasına karşın doğru ilaç kullanımı konusundaki bilinç oldukça düşüktür. En yüksek düzeyde verim alınabilmesi için ilaçlar, belli saat aralıklarıyla belli dozlarda alınmalıdır. Bunun takibini yapmak günümüz yaşam koşullarında kolay olmamaktadır. Özellikle alzheimer gibi unutkanlık sorununa yol açan hastalıklara sahip hastalar; doz aşımı, eksik dozda ilaç kullanımı gibi sorunlar yaşamaktadırlar. Bu da tedavi sürecindeki verimi oldukça düşürmektedir. Bu durumlara çözüm olması amacı ile ülkemizde "Akılcı İlaç Kullanımı (AİK)" programı faaliyete geçirilmiştir. Bu programın amacı ilaç kullanımı konusunda farkındalık yaratarak doğru ilaç kullanımı konusunda halkı bilinçlendirmektir [2-4].

Bu soruna bir çözüm olması adına bu çalışmada akıllı ilaç kutusu prototipi üretilmiştir. Çalışmada öncelikle bir ilaç kutusu tasarımı yapılacaktır. Bu tasarım farklı kitlelere hitap edebilmesi adına çeşitlendirilecektir. Üretilen ilaç kutusu hastanın ilacı almak istediği saatte almak istediği dozda vermek için tasarlanmıştır. Bu şekilde hastanın eksik ya da yüksek dozda ilaç almasının önüne geçilmesi planlanmaktadır. İstenen saatte ilacı veriyor oluşu ile ilaç tesir süresindeki planlamanın aksaklığa uğraması engellenerek tedavideki verimin korunması sağlanmaktadır.

II. İLAÇ TAKİP SİSTEMİ

Akıllı ilaç kutusu, bir ilaç kutusu ve bir telefon uygulamasından oluşmaktadır, hareketli hayatı olan kullanıcılar için haftalık ilaç muhafaza etmeye uygun çanta boy üretilebilecektir. Hasta bir hafta boyunca kullanacağı ilaçları ilaç saatlerini dikkate alarak haznelere boşaltacaktır (1. gün sabah ilaçları 1. gün akşam ilaçları akşam 2. gün sabah ilaçları gibi). Sabah ilaç saati geldiğinde telefon bildirimi ve kutu alarmı devreye girecektir. Hasta kutuyu ters çevirdiğinde o gün alması gereken sabah ilaçlarının bulunduğu hazneden gerekli ilaçlar düşecektir.

Hasta alacağı ilaçları uygulama üzerinden kaydedecektir. Doktor ve/veya eczacının önerdiği doz ve kullanım periyodu hasta tarafından uygulamaya girilecektir. Ardından hasta ilaçları kutuda bulunan haznelere gün gün ve sabah akşam diye ayırarak boşaltacaktır. Kontrolcü kartın bluetooth özelliği ile kutu ve telefon uygulamasının haberleşmesi sağlanacaktır.

Hastanın telefonu ile ilaç kutusu sürekli bağlantı halinde olacaktır. Hasta kutuyu yanına almayı unuttuğu için bluetooth bağlantısı kesilirse telefona bildirim gidecektir. Bu şekilde kullanıcının ilaç kutusunu evde, ofiste unutması gibi bir durumun ortadan kalkması planlanmaktadır. Buna ek olarak, uygulama üzerinde ''kutumu bul'' özelliği mevcuttur. Kullanıcı ilaç kutusunu bulamadığında bu özelliği kullanarak ilaç kutusunun sesli ve ışıklı bildirim vermesini sağlayıp kutuyu kolayca bulabilmektedir. İnsanların ihtiyaçlarına göre farklı kullanım avantajları sağlayan tasarım seçenekleri olacaktır.

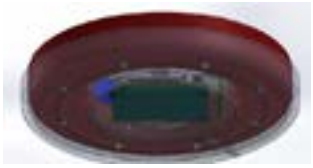
III. KUTUNUN TASARIMI

Çalışmada kontrolcü kart olarak ESP32 kullanılmıştır. Sebebi bluetooth ve wifi modülü gibi aksamları içerisinde bulunduruyor olmasıdır. Kontrolcü kartın içerisinde saat hesabı yapabilecek bir mekanizma bulunmamaktadır. Bu nedenle saat modülü kullanılmıştır. Saat modülünün işlevi kontrolcü karta o anki tarihi ve saati belirtmektir. Ayrıca saat modülü bünyesinde sıcaklık sensörü de bulunmaktadır. Bu şekilde kutunun iç sıcaklığı da düzenli olarak ölçülebilmektedir. Yapılan telefon uygulaması üzerinden hangi saatte hangi ilacın alınacağı kullanıcı tarafından girilecektir. Saati geldiğinde cihazın içinde bulunan simit şeklindeki değirmen ayarlanan açıda, kullanılan step motor sayesinde dönerek her defasında ayarlanan dozajda ilacın hasta tarafından alınmasına olanak sağlamaktadır. Şekil 1'de görüldüğü üzere, step motor her 90 derece döndüğünde bir hazne ileri gitmektedir

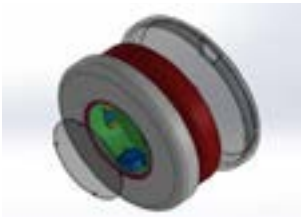
Şekil. 1. Akıllı İlaç Kutusu İlaç Hazneleri SOLİDWORKS çizimi

Böylece haznenin kapağı açılacaktır. Hasta ilaç saati geldiğinde kutuyu eline alıp ters çevirecektir. Kutuda dokunmatik sensör ve jiroskop sensörü bulunmaktadır. Kullanıcının kutuyu tutup tutmadığı dokunmatik sensör, kutunun ters dönüp dönmediği jiroskop sensör tarafından algılanmaktadır. Dokunmatik sensör kullanılma sebebi kutunun kullanıcı kutuyu tutmuyor olsa bile ters dönebilme ihtimali olmasıdır. Kullanıcının kutuyu tutup ters çevirdiği algılandığı zaman ilacın kullanıcı tarafından alındığını doğrulamaktadır. Şayet hasta ilacı almadıysa kutunun alarm sistemi devreye girecek aynı zamanda ledler sayesinde ışık yayarak kutunun daha kolay bulunmasını sağlayacaktır. Kutu tasarım olarak çantada taşınabilecek boyutta olacaktır.

(a), Üstten Görünümü



(b) İlaç haznesinin Alt Görünümü



(c) Parçaların Entegrasyon

(d) Kapalı Formu

Şekil. 2.Akıllı İlaç Kutusu SOLİDWORKS çizimi

Kutunun üretim aşamasında kullanılan malzemeler:

- ESP32S Kontrolcü Kartı: ESP-32, ses kodlaması, müzik akışı ve MP3 kod çözme gibi en zorlu görevlere kadar çok çeşitli uygulamaları hedefleyen güçlü bir SOC (System on-Chip) birimidir. Ekstra bir modüle ihtiyaç duymadan direkt olarak Wifi, Bluetooth, Bluetooth Low Energy gibi bağlantı protokollerini en fazla 150 Mbps veri hızı ve 22 dBm çıkış gücüne kadar destekler. Bu birimin çekirdeğinde ESP32 yongası bulunmaktadır. Tek tek kontrol edilebilen 2 CPU çekirdeği vardır ve çalışma frekansı 80 MHz ile 240 MHz arasında ayarlanabilir. Bunlarla birlikte, uyku modunda iken düşük güç işlemcisinden faydalanarak, sistemde en çok enerji tüketen birim olan CPU çekirdeklerini kapatıp oldukça yüksek bir enerji tasarrufu yapmaya olanak sağlar. Birimin uyku akımı, 15μA'dan daha azdır, bu da ESP32'yi pille çalışan elektronik uygulamalar için uygun hale getirir.

  ESP32 bünyesinde, kapasitif dokunmatik sensörler (dokunmatik sensör), manyetik sensör, düşük gürültülü ADC (Analog-Dijital çevirici), SD kart arabirimi, ethernet arabirimi, yüksek hızlı SDIO / SPI, UART, I2S ve I2C'den oluşan zengin bir arabirim yelpazesine sahiptir [5].

- DS3231 RTC Saat modülü: DS3231 modülü, saat özelliğinin yanı sıra devrede elektrik olmadığı durumlarda, saatin arka planda çalışmasını ve ayarlanmış saat bilgisini hafızasında tutmasını harici bir pil ile sağlayabilmektedir. Modül;

Saniye, dakika, saat, gün, tarih, ay ve yıl bilgilerini işleyebilir. 24 saatlik veya 12 saatlik format seçeneklerine sahiptir. İki adet programlanabilir alarm bulundurur. Hassas bir sıcaklık sensörüne sahiptir.

Kontrolcü kart ile I2C çift yönlü veri yolu üzerinden haberleşme sağlanır

- ADXL 345 jiroskop ve ivmeölçer : ADXL345, ± 16 g'a kadar yüksek çözünürlükte (13 bit) ölçüm yapan küçük, ince, 3 eksenli bir dijital jiroskoptur. Dijital çıkış

verileri 16 bit olarak biçimlendirilmiştir ve iki kablolu I2C dijital arabirim aracılığıyla veri aktarımı yapılabilir. ADXL345, mobil cihaz uygulamaları için çok uygundur. Eğim algılamalı uygulamalarda yerçekiminin ve yerçekimi ivmesinin yanı sıra hareket veya şoktan kaynaklanan dinamik hızlanmayı da ölçebilir. Yüksek çözünürlüğü, (3,9 mg / LSB), 1° 'den az eğim değişikliklerinin ölçümünü mümkün kılar [6]

- Step motor, Buzzer ve Pil

IV. KONTROL

Yayının yazarlarını bu taslağın başında olduğu gibi belirtiniz. Ayni kurumda çalışan yazarları sırf farklı bölümde çalışıyorlar diye farklı olarak belirtmeyiniz.

- *İlaç Kutusunun Kontrol Algoritması*

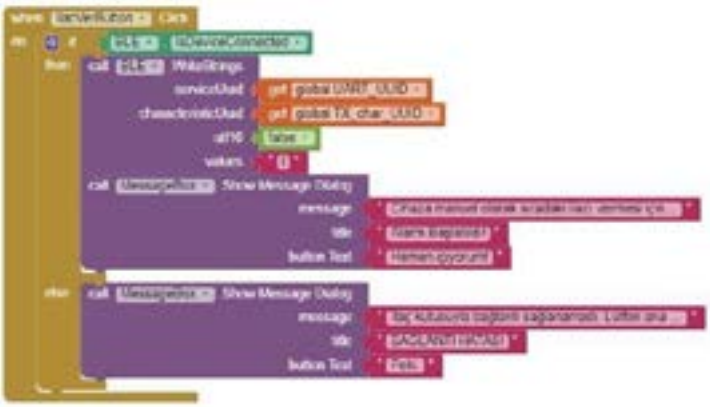
Algoritmayı çizmek için http://draw.io internet sitesinden faydalanıldı.

- *İlaç Kutusunun Telefon Uygulaması*

Telefon uygulaması geliştirilirken http://thunkable.com internet sitesinden faydalanıldı.
Thunkable platformu, Android cihazlar için kolayca uygulama geliştirmenize olanak sağlayan bir araçtır.

- *İlaç Kutusunun Telefon Uygulamasının Arayüzü*

(a) Kullanıcı Kayıt Ekranı



(b) İlaç Bilgi Ekranı

SONUÇ

Akıllı ilaç kutusu hedeflendiği gibi ilaç saati kontrolü sağlamak için uygun formda üretilmiştir. Telefon uygulaması android telefonlarda kullanılmak üzere üretilmiştir. Kutunun yazılımı Arduino 1.8.5 üzerinden yapılmıştır. İlaç kutusu çizimleri solidworks üzerinden yapılmıştır. Ardından 0.1 nozzle ile üretilmek üzere 3 boyutlu yazıcı çıktısı alınarak montajı gerçekleştirilmiştir. Uygulama üzerinden hasta bilgilerine, hasta ilaç saatlerine, ilaç prospektüs bilgilerine erişim mümkündür. Hastaların ilaçlarını hayatlarına kolayca entegre etmesi fikri ile yola çıkılan projede hedeflenen sonuçlara ulaşılmıştır.

KAYNAKLAR

[1] Cingi, P. D., Erol, P. D. (1996). Farmakoloji. *T.C. Anadolu Üniversitesi Yayınları, s. 2*.

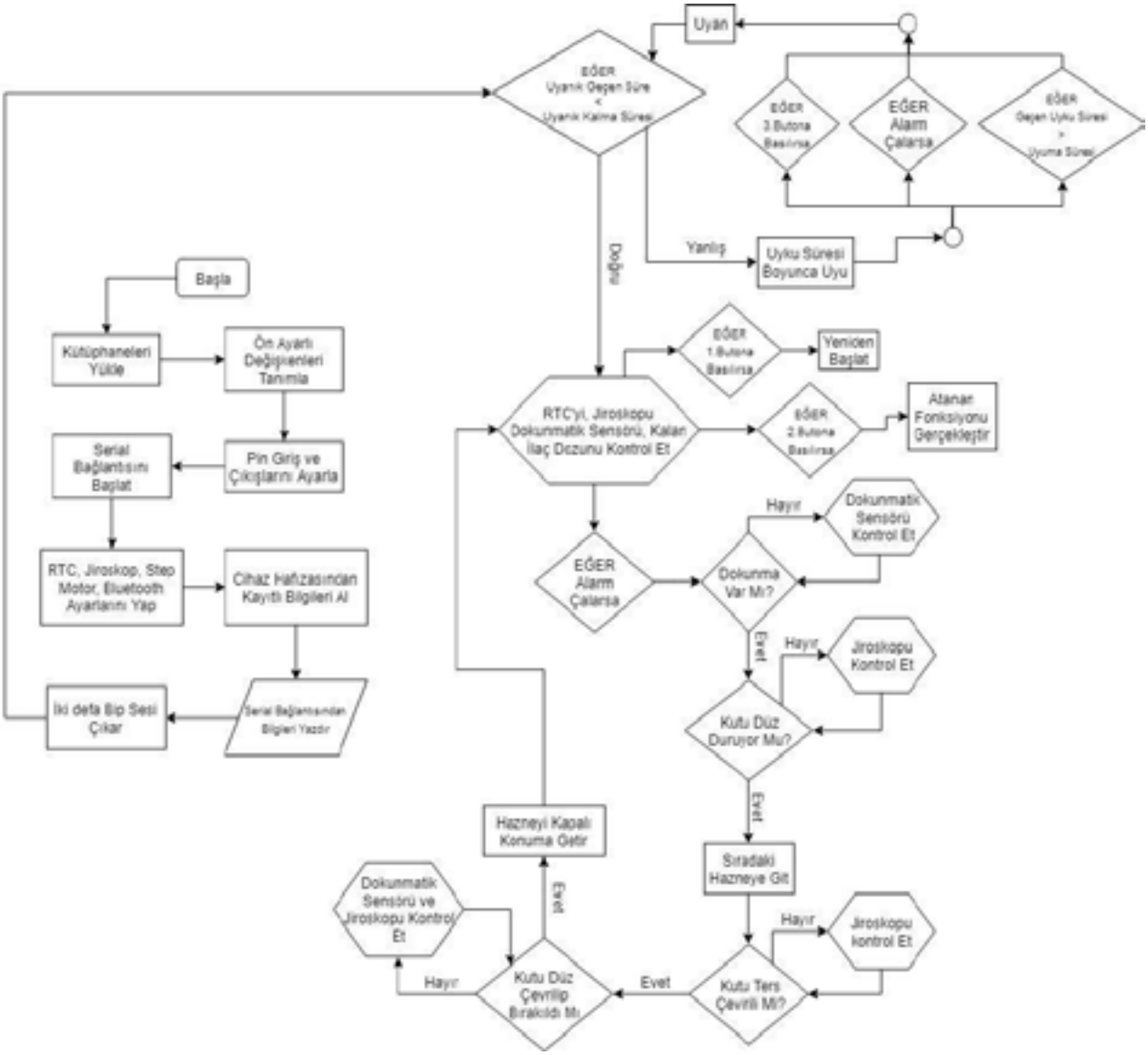
[2] Şantaş, A. G., & Demirgil, Ö. G. (2017). Akılcı İlaç Kullanımına İlişkin Bir Araştırma. *İşletme Bilimi Dergisi*, 35-48.

[3] Pınar, N. (2012, ocak 04). Ülkemizde İlaç Harcamaları. *İnönü Üniversitesi Tıp Fakültesi Dergisi, 61-63.*

[4] Aydın, B. Gelal, A. (2012, Nisan). Akılcı İlaç Kullanımı: Yaygınlaştırılması ve Tıp Eğitiminin Rolü. *DEÜ TIP FAKÜLTESİ DERGİSİ, 26(1), 57-63.*

[5] CO, S. A., & LTD. (2016, october 3). ESP-32S Datasheet. s. 5-12. Alıntı Tarihi: kasım 12, 2018

[6] Rudnicky, A. I., Polifroni, Thayer, E H., and Brennan, R. A. "Interactive problem solving with speech", *J. Acoust. Soc. Amer., Vol. 84, 1988, p S213(A).*


Uyan
EĞER Uyanık Geçen Süre < Uyanık Kalma Süresi
EĞER 3.Butona Basılırsa
EĞER Alarm Çalarsa
EĞER Geçen Uyku Süresi > Uyuma Süresi
Doğru
Yanlış
Uyku Süresi Boyunca Uyu
Başla
Kütüphaneleri Yükle
Ön Ayarlı Değişkenleri Tanımla
Serial Bağlantısını Başlat
Pin Giriş ve Çıkışlarını Ayarla
RTC, Jiroskop, Step Motor, Bluetooth Ayarlarını Yap
Cihaz Hafızasından Kayıtlı Bilgileri Al
Serial Bağlantıdan Bilgileri Yazdır
İki defa Bip Sesi Çıkar
EĞER 1.Butona Basılırsa
Yeniden Başlat
RTC'yi, Jiroskopu Dokunmatik Sensörü, Kalan İlaç Dozunu Kontrol Et
EĞER 2.Butona Basılırsa
Atanan Fonksiyonu Gerçekleştir
EĞER Alarm Çalarsa
Dokunma Var Mı?
Hayır
Dokunmatik Sensörü Kontrol Et
Evet
Kutu Düz Duruyor Mu?
Hayır
Jiroskopu Kontrol Et
Evet
Sıradaki Hazneye Git
Hayır
Jiroskopu kontrol Et
Kutu Ters Çevrilli Mi?
Evet
Kutu Düz Çevrilip Bırakıldı Mı
Hayır
Dokunmatik Sensörü ve Jiroskopu Kontrol Et
Evet
Hazneyi Kapalı Konuma Getir

İşitme ve Görme Engellilere Deri Üzerinden Isıl Uyartımlarla Bilgi Aktarımı İçin Sistem Tasarımı

Selin VULGA[1], Emir Baki DENKBAŞ[2], Metin YILDIZ[3]

[1] *Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Başkent Üniversitesi, ANKARA*

selinv@baskent.edu.tr

[2] *Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Başkent Üniversitesi, ANKARA*

ebdenkbas@baskent.edu.tr

[3] *Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, İzmir Demokrasi Üniversitesi, İZMİR*

metin.yildiz@idu.edu.tr

ÖZET

Dünyada ve ülkemizde sayıları azımsanamayacak kadar çok olan engelli insanlar ne yazık ki günlük hayatın akışına sağlıklı bir birey kadar katılamamaktadır ve engel çeşitlerine bağlı olarak birtakım yoksunluklarla hayatlarına devam etmektedir. Görme ve işitme engelli bireyler, bu yoksunluğu iletişim ve bilgi edinme konusunda yaşamaktadır. Bu çalışma, bu insanlara iletişim özgürlüğünü kazandırmak amacıyla gerçekleştirilmiştir. Aşina oldukları dokunsal sistemlerden faydalanılarak, soğuk uyartımlar uyarıcı olarak seçilmiş ve karşısındakinin özel bir alfabe, dil bilmesine gerek kalmaksızın herkesle iletişimine olanak sağlayacak bir kodlama geliştirilmiştir.

ABSTRACT

Unfortunately, the number of people with disabilities in the world and in our country cannot participate in the flow of daily life as much as a healthy individual and continues to live with some deprivations depending on their disabilities. Visually and hearing impaired individuals experience this deprivation in terms of communication and information acquisition. This study was carried out in order to give these people freedom of communication. By using the tactile systems they are familiar with, cold stimuli have been selected as stimulants and a coding has been developed to allow the other to communicate with everyone without having to know a special alphabet or language.

1. GİRİŞ

Günümüz teknolojisinde gittikçe gelişen ve hayatımızın tam ortasında olan iletişim, hedef kitle olarak seçtiğimiz işitme ve görme engellilerin en büyük problemi olarak da karşımıza çıkmaktadır. Çünkü iletişimin temelinde aktarmak ve algılamak vardır. Bu da normal koşullarda işitme, görme, konuşma ile gerçekleşmektedir.

İşitme, sağlıklı bir insanda dış kulağa sesin ulaşmasıyla başlar. Ses dış kulakta toplanır ve kulak kanalı vasıtasıyla kulak zarına doğru aktarılır. Kulak zarı yapısal olarak gergin durumdadır ve ses dalgalarının çarpmasıyla titreşir. Orta kulakta bulunan üç küçük kemikçik titreşimleri kokleaya iletir. Koklea içindeki sıvı, titreşimlerle hareketlenir ve bu hareket tüylü hücrelerle devam eder. İnsan kulağı 200 Hz ve 20 kHz arasındaki sesleri duyabilmektedir. Kokleada bu frekans aralığını belirli değer aralıklarına göre algılayan özel bölgeler vardır. Sesin şiddetine göre bölge spikelar üretir. Frekansın artması veya azalması spike sayısının artmasını veya azalmasını beraberinde getirir. Oluşan spikelar sinir lifleri aracılığıyla elektriksel sinyaller halinde beynin duyma bölgesine iletilir. Temporal lobda sinyaller ses olarak algılanır [1]. İşitmenin sağlıklı olarak gerçekleşemediği durumlarda yardımcı birtakım cihazlardan yararlanılır. İşitme cihazı [1], FM teknolojisi [2], koklear implant [1], soundbite cihazı [3] işitmeye yardımcı cihazlar olarak bilinmektedir. Ancak bu cihazların seçiminde ve işlevselliğinde de işitme kaybının türü etkili olmaktadır [1]. Bu nedenle engeli ortadan kaldırmakta her zaman başarılı olmayabilir veya verimli sonuç vermeyebilir.

Görme, göz ve beyin ortaklığıyla gerçekleşen temel algılardan biridir. Göz, üç tabakadan oluşur. Saydam tabaka ve mercek; gözün ön tarafında bulunup ışığı odaklayan bileşenlerdir. Odaklanma sırasında iris kasılıp gevşeyerek ışığın yoğunluğuna göre göz bebeğinin büyüyüp küçülmesini sağlar. Ağ tabaka, gözün arka tarafında bulunan ışığa duyarlı bir tabakadır. Saydam sıvıdan geçen ışık görmenin başladığı retinada koni ve çubuk hücreleri uyarır. Bu uyarılar hücrelerde elektriksel tepkilere dönüştürülür. Son olarak oldukça hassas ve duyarlı damar tabakada optik sinirler aracılığıyla elektriksel sinyaller beyinde görme merkezine iletilir, gelen sinyaller beyin tarafından görsele dönüştürülür [4]. Görme kaybı da işitme kaybında olduğu gibi çeşitli sebeplerden kaynaklanabilmektedir. Derecesine ve kayıp nedenine göre engeli ortadan kaldırmakta tıpkı işitme engelinde olduğu gibi tamamen başarılı olunamayabilir.

İletişimde iki temel duyudan herhangi birinin kaybı bile bireyde bir iletişim, uyum sorununa yol açarken ikisinin eksikliği işleri iyice zorlaştırmaktadır. Bu nedenle iki engel grubunun da kullandığı bir diğer duyumuz olan dokunma duyusundan faydalanılarak iletişimleri için çeşitli dokunsal sistemler geliştirilmiştir ve geliştirilmeye devam edilmektedir.

1987 yılında Frisken, dokunsal sistemlerle ilgili çalışmasında itici selenoid pimlerle yükseklik farkına dayalı algılama hedefleyen, Braille temelli bir sistem geliştirmiştir. Taşınamaz oluşu, algılama zorluğu ve ekran gürültüsü dezavantajları bulunmaktadır [5]. 1989 yılında Shimizu, titreşim uyartımlarıyla Katakana alfabesi kullanılan bir avuç içi dokunsal ekran geliştirmiştir. 7 saniyede ancak 1 kelime aktarım sağlayabilmiştir ve kişinin sabit sistem başında bulunması gerekliliği kullanışsızlığını göstermektedir [7]. 1996 yılında Nagano, titreşim ve Braille alfabesi kullanarak önceki iki çalışmayı çaprazlamış ve 3 parmakta ikişer nokta ile Braille'in 6 noktasını oluşturarak parmaktan aktarım amaçlamıştır. Vibratörlerin uyartım oluştururken oluşturduğu gürültü ve taşınamazlığı yine bu sistemin de kullanılamaz olduğunu göstermektedir [9]. 2004 yılında Fukuda, elektromanyetik aktüatörlerle, Braille alfabesi temel alarak bir sistem geliştirmiştir. Aktüatörlerin ayırt edilmesi zorluğu karşılaştırmalı olarak çalışmada sunulmaktadır [10]. 2007 yılında Xiaosong, pnömatik aktüatörlere sahip bir Braille ekran oluşturmuştur. Basit mekanizması ve uygun fiyatları olduğu belirtilmektedir ancak taşınabilir olduğu söylense de hantal bir sisteme sahiptir [11]. 2008 yılında Homma, titreşen pin tipindeki dokunsal ekranında Braille karakteri oluşturmuş ve sonucunda görmüştür ki algılama süresi her bir Braille hücresi için 2 saniyedir. Ayrıca Braille okuma yapar gibi parmağın sabit bir yerde durmasını gerektirmektedir [12]. 2012 yılında Feng Zhao, titreşim ve Braille alfabesi kullanarak pasif dokunulabilen, taşınabilir cihazlarla uyum sağlayabilen bir ekran geliştirmiştir. Şekil hafızalı alaşımdan yapılmış titreyen aktüatörler kullanılmıştır. Cihazı kullanırken kullanıcı sadece Braille hücresinin üzerine parmağını koymakta ve algılamayı beklemektedir [7]. 2015 yılında Choudhary, artık bu sistemleri taşınabilir ve hatta giyilebilir hale getirmeyi amaçlamıştır. Bu yüzden bir eldiven tasarlamıştır. Eldivenin iç kısmı algılayıcı, el üstü ise gönderici niteliktedir. Titreşim ve dokunmatik sensörler bulundurmaktadır. Belirli bir hız söz konusu değildir. Eldiven üzerinde algılama gerçekleştiğine dair veya aktarım bittiğine dair bir uyarı gönderebilecekleri ekstra bir buton daha bulunmaktadır. Eldivenin kullanıldığı elin başka bir ihtiyaçta kullanılması mümkün değildir, sadece iletişime ayrılmış bir uzuv olarak düşünülmelidir [13]. 2017 yılında Carrera, titreşimi uyarıcı olarak kullanarak bu sefer Braille veya karakterler değil de iletişim için en temel ifadelerin engelli birey için yeterli olduğunu düşünerek sistemi daha basite indirgemiştir. Ancak bu durum özgürleştirmeye çalıştığımız engelli bireyleri daha da kısıtlamaktadır [14]. 2017 yılında Savindu, el üzerinden iletişimi kola taşımış ve BrailleBand sistemini geliştirmiştir. Titreşim ve Braille alfabesi kullanılan bu sistemde 3 adet kolluk ve Braille'in 6 noktasını sağlamak üzere hepsinde ikişer aktüatör bulunmaktadır [15]. 2018 yılında Gaffary, parmak ucu algılama hassasiyetinden yola çıkarak parmak ucundaki deri gerilimiyle 3 farklı alfabe üzerinde çalışmalar gerçekleştirmiştir. Bunlar Morse, Two-Dashes, Unistrokes gibi özelleştirilmiş engelli alfabeleridir [16]. 2018 yılında Caporusso, titreşim ve butonlardan oluşan daha ergonomik bir tasarımla eldiven çalışmalarını geliştirmiştir. Çalışmasında Malossi alfabesi kullanmayı tercih etmiştir [17].

Literatür araştırmaları sonrasında elde edilen veriler doğrultusunda engellilere özel bir alfabe bilinmesi kısıtlamasını ortadan kaldıracak ve böylece kişilerin sadece engellilerle veya yakınlarıyla iletişimine değil tüm insanlarla iletişimine olanak sağlayacak, taşınabilir, iletişim özgürlüğü sunarken hareket özgürlüğünden kısmayacak, geliştirilebilir, farklı dillere ve hızlara uyarlanabilir, adaptasyonu uzun süreli olan soğuk uyartımı yani termal bir uyartımı kendine uyarıcı olarak seçen yenilikçi bir sistem tasarımı önerilmektedir.

2. SİSTEM TASARIMI

Dokunsal iletişime yönelik geliştirilen sistem ve çalışmalara bakıldığında kararlı çalışamama, taşınamaz olma, kişiyi diğer aktivitelerinden alıkoyma, yüksek güç tüketme, engellilere özel alfabeleri kullanarak bahsedilen iletişim özgürlüğünü tam olarak sağlayamama gibi dezavantajları olduğu görülmüştür. Geliştirilen bu yeni sistemde neredeyse bütün çalışmalarda kullanılan titreşim uyartımı da yerini termal uyartımlara bırakmıştır. Bunun kararında referans olan çalışma, çeşitli vücut bölgelerinin sıcak ve soğuk algı eşik değerlerinin belirlendiği çalışmadır [18]. Ayrıca yine çoğu çalışmada kullanılan Braille alfabesi, Malossi alfabesi, Lorm alfabesi; bu çalışmada kodlanmış Latin alfabesiyle yer değiştirmiştir. Uyartımları algılamak için el üstünde parmakların proksimal bölümlerine uyarıcılar yerleştirilmiştir. Termal uyartımları sağlamak için termoelektrik modüller uyarıcı olarak kullanılmıştır. Termoelektrik modüllerin ısıl kontrolleri sıcaklık sensörleriyle sağlanmış ve kontrol edilmiştir. Soğuk uyartım tercih edilmiştir, bunun sebebi yapılan araştırmalarda soğuğa adaptasyon süresinin sıcağa adaptasyon süresinden daha uzun olmasıdır [18]. Geliştirilen sistem bilgisayar kontrollüdür ve MATLAB'ın Data Acquistion Toolbox'ı yardımı ile MCC DAQ kartı kullanılmıştır. Kullanıcıya MATLAB üzerinden oluşturulmuş bir GUI çalışma ekranı sunulmaktadır. Kod içerisinde alfabenin binary olarak kodlanmış hali bulunmaktadır. Böylece beş parmaktan $2^5 = 32$ farklı kod elde edilmiştir, bu da Türkçe karakterleri karşılamaya yetmektedir. Harflerin binary kodlanması sırasında Türkçe'de harflerin kullanım sıklığı göz önünde bulundurulmuştur [19]. Çizelge 1'de görülmektedir.

Çizelge 1: Türkçe'de harflerin kullanım sıklığı [14]

Harf	Frekans	Harf	Frekans
A	11,92%	M	3,752%
B	2,844%	N	4,487%
C	0,963%	O	2,476%
Ç	1,156%	Ö	0,777%
D	4,706%	P	0,886%
E	8,912%	R	6,722%
F	0,461%	S	3,014%
G	1,253%	Ş	1,78%
Ğ	1,125%	T	3,014%
H	1,212%	U	3,235%
I	5,114%	Ü	1,854%
İ	8,6%	V	0,959%
J	0,034%	Y	3,336%
K	4,683%	Z	1,5%
L	5,922%		

Buna göre en sık kullanılanlara en basit kodlar, en az uyartım içeren kodlar, atanmıştır. Kullanım sıklığıyla ters orantılı olarak aktarım karmaşıklığı değişmektedir. Böylece olabildiğince iletişim kolaylığı sağlanmaya çalışılmıştır.

Sisteme girilen metin harf harf analiz edilerek kişiye aktarılmaktadır.

2.1.Donanım

2.1.1.Termoelektrik Modül

Termoelektrik modüller üzerinden doğru akım geçirildiğinde akımın yönüne bağlı olarak bir tarafı ısınan diğer tarafı soğuyan elektronik devre elemanlarıdır. Bu akımın sürekli geçirilmesi halinde soğuyan taraf da bir süre sonra sıcaklığı uzaklaştıramayacak ve iki taraf da ısınarak termoelektrik modülün bozulmasına sebep olacaktır. Bu nedenle anahtarlama devresiyle açılıp kapanması sağlanmaktadır. Böylece hem uyartım halinde kısa süreli aktarım sağlanmakta hem de komponentin bozulmasının önüne geçilmektedir. Kişiye temas eden kısım soğuk uyartım sağlayacak, soğuyacak şekilde akım yönüne karar verilmiştir. Sistem için tercih edilen termoelektrik modülde dikkat edilen noktalar: boyutunun karar verilen konuma uygun olması ve bu bölgede algılanabilecek sıcaklık farkını sağlayabilmesidir. Sistemin konumlandırılmasında insan vücudundaki sıcak ve soğuk eşik değerleri göz önünde bulundurularak bir seçim yapılmıştır. Çizelge 2'de vücut bölgelerine göre değişen sıcaklık algılama eşikleri görülmektedir. Hem kişinin konforu hem de iletişim özgürlüğü sağlanmak istenirken başka aktiviteleri de gerçekleştirebiliyor olması, hayatlarına başka bir kısıt getirilmemesi adına modüllerin el üstünde konumlandırılmasına karar verilmiştir.

Çizelge 2: Bölgesel sıcak ve soğuk eşik değerleri [18]

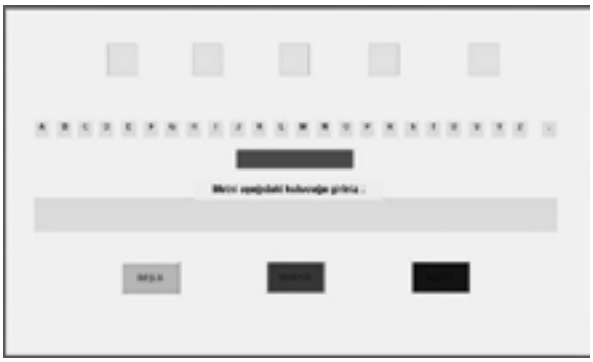
Bölge	Sıcak	Soğuk
Ayak parmağı	11-12 °C	4-5 °C
Ayak tabanı	12-14 °C	2-3 °C
Baldır	1,5-2 °C	2-3 °C
Uyluk	1-2 °C	1-2 °C
Göbek	4-5 °C	1-2 °C
Bel	0-1 °C	0-1 °C
Dudak	~0 °C	~0 °C
Yanak	~0 °C	~0 °C
Alın	0-1 °C	~0 °C
Kol	0-1 °C	0-1 °C
Ön kol	0-1 °C	0-1 °C
El ayası	0-1 °C	0-1 °C
Parmak	~2 °C	1-2 °C

2.1.2.Sürücü Devre

Bilgisayar kontrollü bu sistemde termoelektrik modüller DAQ kartından gönderilen sinyallere göre çalıştırılacaktır. DAQ kartından çekilebilecek akımın maksimum değeri yaklaşık olarak 5 mA'dir. Kişi tarafından algılanabilecek soğukluğu sağlayabilmeleri içinse çok daha büyük akımlar gerekmektedir. Bu nedenle sisteme bir transistör ve DC kaynak eklenmiştir. Transistör hem anahtarlama görevi görmekte hem de akım kazancı sağlamaktadır. Transistörün sağladığı anahtarlama, termoelektrik modül ömrünü de uzatmaktadır.

2.2.Yazılım

MATLAB, Data Acquisition Toolbox'ı ile MCC DAQ kart programlanmıştır. Deneyler sırasında kullanılmak üzere bir GUI, çalışma ekranı olarak oluşturulmuştur. Şekil 1'de arayüzü görülmektedir.



Şekil 1: Deney arayüzü

Deneyler sırasında kullanıcıdan girilmesi istenen metin harf harf binary olarak kodlanmakta ve kodlanmış hali 0 ve 1'ler halinde arayüzdeki kutucuklarda görülmektedir. Bu kodlar eş zamanlı olarak harf harf deneğe aktarılmaktadır. Kullanıcı bunları arayüz üzerinden kontrol etmektedir ve sistemin çalışmasını denetlemektedir.

3. DENEY VE KONTROL SÜRECİ

Tasarımda yazılım ve donanım oluşturulduktan sonra bir araya getirilmiş ve deneylere başlanmadan önce birtakım kontrollerden geçirilmiştir. İlk olarak DAQ kart çıkışına termoelektrik modüller değil de LED'ler bağlanarak istenilen çıkışın sağlanıp sağlanamadığı görsel olarak test edilmiştir. Bundan emin olunduktan sonra termoelektrik modüller ve diğer elektronik bileşenlerle donanım sisteme dahil edilmiştir. Termoelektrik modüllerin sıcaklık kontrolleri deneylere başlanmadan önce NTC ile sağlanmış ve sonuçlar hem elektriksel olarak laboratuvar ortamında hem de görsel olarak bir grafik halinde MATLAB üzerinde izlenmiştir.

Deneylere başlandığında gözleri kapalı deneğe uyartımlar harf harf basitten karmaşığa doğru gönderilmeye başlanmıştır. İkinci adım olaraksa, harfler tek tek algılandıktan sonra kişiye aynı harf üst üste gönderildiğinde bunlar arasındaki zaman farkı algısının hangi koşullarda oluştuğu incelenmiştir. İstenilen şey 2 kez gönderilen A harfinin 1 tane A olarak yanılgıyla değil doğru sayıyla algılanmasıdır. Daha sonra bu durum, farklı harflerin art arda gönderilmesi deneyleri şeklinde de tekrarlanmıştır. Kişinin gönderilen uyartım sayısını ve zamanını algılayabilme durumu göz önünde bulundurularak aktarım karmaşıklığı ve algılama doğruluğunun kıyaslanmasıyla gerekli frekans ve akım düzenlemeleri gerçekleştirilmiştir.

4. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Yapılan deneyler sonucunda optimal aktarım frekansı 2 Hz olarak belirlenmiştir. Literatürde hızın pek çok çalışmada kişisel olarak ayarlanabilir bir değişken olması gerektiği belirtilmesine rağmen, bu aktarım ve algılama hızı sağlıklı insanların konuşma hızıyla kıyaslandığında engelli bir birey için göz ardı edilemeyecek bir başarı sağlamaktadır.

Dakikada 120 harf aktarımı, her kelimenin 5 harften oluşması kabulüyle birlikte değerlendirildiğinde 24 kelime aktarımına karşılık gelmektedir. El üstünde konumlandırılmış bir tasarıma sahip olması kişinin o elini iletişim dışında da kullanımına devam edebilmesini sağlamaktadır. Deneyler sağlıklı bireyler üzerinde gerçekleştirilmiştir ancak engelli bireylerin sahip oldukları algının sağlıklı bireylerden daha yüksek bir seviyede olduğu bilinmektedir [20]. Gelecekte bu konuda yapılacak çalışmalar için çok katlı termoelektrik modüllerin kullanımı uygun görülmektedir. Bu modüllerin tek katlı olanlardan farkı daha hızlı cevap süresine yani daha hızlı soğutma süresine sahip olmalarıdır. Ancak insan algısının ne kadar hızlı olduğu konusunda elektronik komponentlerdeki gecikmelerden kaynaklı net bir veriye ulaşılamamıştır. Bunun dışında son yıllardaki çalışmalarda görülmektedir ki; giyilebilir, dışarıdan bakıldığında kendini belli etmeyen sistemler kişiye daha rahat hissettirmektedir. Bu da göz önünde bulundurulacak bir diğer önemli konudur.

5. KAYNAKLAR

[1] Koklear İmplant Hakkında Bilgi (ET: 03.10.2019), http://www.koklearimplant.com/index.htm

[2] İşitme Cihazı (Erişim: 03.10.2019), http://www.phonak.com.tr

[3] Miller, Ross J. "It‟s time welistenedtoourteeth: TheSoundBitehearingsystem." AmericanJournal of OrthodonticsandDentofacialOrthopedics 138.5 (2010): 666-669

[4] Görme Duyusu ve Engeli (ET: 03.10.2019), https://ismek.ist/files/ismekOrg/file/2016_hbo_program_modulleri/G%C3%B6rmeengelliler.pdf

[5] Frisken-Gibson, Sarah F.; Bach-y-Rita, Paul; Tompkins, Willis J.; Webster, John G: “A 64-Solenoid, Four-Level Fingertip Search Display for the Blind”, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol.BME-34, No.12, pp.963-965, 1987.

[6] Guyton&Hall,Textbook of MedicalPhysiology 12.Edition

[7] Shimizu, Yutaka. "Microprocessor-based hearing aid for the deaf." J Rehabil Res Dev 26.2 (1989): 25-36.

[8] ZHAO, Feng, Changan JIANG, and Hideyuki SAWADA. "A Novel Braille Display Using the Vibration of SMA Wires and the Evaluation of Braille Presentations."Journal of Biomechanical Science and Engineering 7.4 (2012): 416-432.

[9] Nagano, Kanno, Ashihara, Nagahasi: “Communication aid for deaf-blind due to the vibration motor”, IEICE Technical Report, HCS96-09, 1996.

[10] Fukuda, Toshio, et al. "Micro resonator using electromagnetic actuator for tactile display." Micromechatronics and Human Science, 1997. Proceedings of the 1997 International Symposium on. IEEE, 1997.

[11] Xiaosong Wu, Haihong Zhu, Seong-Hyok Kim, Allen, M.G.: “A Portable Pneumatically-Actuated Refreshable Braille Cell”, TRANSDUCERS & EUROSENSORS ’07, The 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Lyon, France, June 10-14, pp.1409-1412, 2007

[12] Ino. S, Homma. T, Izumi. T: “Psychophysical Measurement of Multiple Tactile Sensations Using a Broadband Vibrotactile Display”, Universal Communication, 2008. ISUC '08. Second International Symposium on, pp.274-280, 2008.

[13] Tanay Choudhary, Saurabh Kulkarni, Pradyumna Reddy, ’’A Braille-Based Mobile Communication and Translation Glove for Deaf-blind People’’, 2015 International Conference on Pervasive Computing (ICPC)

[14] Albano Carrera, Alonso Alonso, Ramón de la Rosa and Evaristo J. Abril, ‘’Sensing Performance of a Vibrotactile Glove for Deaf-Blind People’’, 2017, MDPI

[15] Savindu H.P.1, Iroshan K.A., Panangala C.D., Perera W.L.D.W.P., De Silva A.C., ‘‘BrailleBand: Blind Support Haptic Wearable Band for Communication using Braille Language’’, 2017 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)

[16] Yoren Gaffary, Ferran Argelaguet, Maud Marchal, Adrien Girard, Florian Gosselin, Mathieu Emily, Anatole Lécuyer, ‘’ Toward Haptic Communication: Tactile Alphabets Based on Fingertip Skin Stretch’’, IEEE Transactions on Haptics (ToH), 2018, pp.1 - 10.

[17] Nicholas Caporusso, Luigi Biasi, Giovanni Cinquepalmi,Gianpaolo Francesco Trotta, ‘’ A Wearable Device Supporting Multiple Touch- and Gesture-Based Languages for the Deaf-Blind’’,2018, Springer International Publishing AG 2018 , Advances in Human Factors in Wearable Technologies and Game Design

[18] Maeda, Setsuo, and Hisataka Sakakibara. "Thermotactile perception thresholds measurement conditions." INDUSTRIAL HEALTH-KAWASAKI- 40.4 (2002): 353-361.

[19] Türkçe’de Harflerin Kullanım Sıklığı (ET: 03.10.2019), https://tr.wikipedia.org/wiki/T%C3%BCrk_alfabesindeki_harflerin_kullan%C4%B1m_s%C4%B1kl%C4%B1klar%C4%B1

[20] Sari LevaÈnen, Dorothea Hamdorf, “Feeling vibrations: enhanced tactile sensitivity in congenitally deaf humans”, Brain Research Unit, Low Temperature Laboratory, Helsinki University of Technology, P.O. Box 2200, FIN-02015 HUT, Espoo, Finland, 2001 Elsevier Science Ireland

Ağrı Şiddetinin Ölçümü Nicel Olarak Gerçekleştirilebilir Mi?

Özge Yağmur ÇABIK[1-2-4], Yasemin Türkmen [1-3-5]
[1]*Başkent Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Ankara*
[2]*Kardinero Medikal Sistemler A.Ş., ODTÜ Teknokent, Ankara*
[3]*Ankara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Ankara*

[4]*yagmurcabik@gmail.com,*
[5]*trkmnysmn06@gmail.com*

Özet: Ağrının şiddetini belirlemek ağrının giderilmesi için kullanılacak ilaçlar ve dozlarının belirlenmesi açısından büyük önem arz etmektedir. Bu çalışmada öncelikle; ağrının fizyolojik kökeni derinlemesine araştırılarak, ağrının kişide oluşturabileceği elektrofizyolojik veya fonksiyonel değişimler ve bu değişimleri ölçmede kullanılabilecek sistemler tespit edilmiştir. Başkent Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü labaratuvarları imkanları kullanılarak elektrofizyolojik ölçümler ve termal görüntüleme yöntemleriyle ağrı şiddeti ile ölçülen fizyolojik değişkenlerin ilişkisini araştıran çeşitli analizler gerçekleştirilmiştir. Gönüllü onam formları alınmış 20 deneğin EMG, EEG ve ağrı bölgesi termal analizleri gerçekleştirilmiştir. Ağrı şiddeti ile EEG teta aktivitesi büyüklüğünün ilişkisinin ağrının nicel ölçümüne yetecek seviyede olmadığına karar verilmiştir. Termal görüntüleme ile ilgili çalışmalar kapsamında; 7 denekten ağrıyan uzvu ve omurgaya göre simetrik uzvundan karanlık ortamda alının görüntülerdeki ağrı odağı noktasındaki ısı farkları incelenmiştir. Ağrılı ve ağrısız uzuvların sıcaklıkları arasında istatistiksel olarak anlamlı ($P<0.05$) bir farklılık görülmüştür. Nitel yöntemler ile deneklerden öğrenilen ağrı seviyesi ile ağrılı ve ağrısız uzuvların sıcaklık farklılıkları arasında negatif ve yüksek düzeyde (korelasyon katsayısı=-0.72) bir korelasyon saptanmıştır. Termal kamera ile yapılan ön çalışmaların umut vaad edici olduğu ve ağrının ölçümlenebilirliği ile ilgili çalışmaların bu yönde geliştirilmesi gerektiğine karar verilmiştir.

Anahtar sözcükler: *Ağrı şiddeti, elektrofizyolojik, termal kamera, EEG, EMG*

1. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

Uluslararası Ağrı Araştırmaları Teşkilatı (IASP) tarafından yapılan tanımlamaya göre ağrı; "Vücudun herhangi bir yerinden kaynaklanan, gerçek ya da olası bir doku hasarı ile birlikte bulunan, insanın geçmişteki deneyimleriyle ilgili, duysal, efektif, hoş olmayan bir duyudur." [1]

Ağrı teorilerine ilk olarak Decartes'in yapmış olduğu nörofizyolojik, psikolojik ve sosyolojik araştırmaları katkı sağlanmıştır. 1965'de Melzack ve Wall'un ortaya koyduğu "Kapı Kontrol Teorisi" [2] spinal aktarım, kalın ve ince liflerin kısmi aktivitesi ve beyinden gelen uyarıların işin içine katmasıyla açıklandı. "Spesifik Teori" 1800'lerin başında ileri sürülmüş ve ağrı açıklamasında yaklaşık 100 yıl popülerliğini sürdürmüştür. [2] "Pattern Teori" diğer duyusal modellerle birlikte ağrı reseptörlerini açıklamayı içerir ve ağrı yoğunluğu, uyarının gücü ve devam eden uyarının etkisiyle ilgilidir. "Endorfin Teori" 1970'lerin ortalarında tanımlanmış ve yapılan araştırmalarla ağrı algılaması ve analjezi gereksiniminin kişisel farklılıklar içerdiğini ve bazı farmakolojik olmayan ağrı giderme yöntemlerinin endorfin yapımını uyardığı belirlenmiştir. "Psikojenik Teori" ye göre ağrı kişinin kendini algılamasından ortaya çıkar.

Ağrı çok boyutlu bir kavram olduğu için sınıflandırılması da karışıktır. Ağrı; mekanizmasına gore, süresine göre, etiyolojik yapısına göre ve ağrının oluştuğu bölgeye göre Tablo 1'deki gibi dört ana başlıkta sınıflanmaktadır.

Tablo 1. Ağrının Sınıflandırılması

Mekanizmasına Göre	Süre	Etiyolojik	Bölgesel Ağrı
-Nosiseptif Ağrı *Somatik *Visseral -Nöropatik -Psikojenik	-Akut -Kronik	-Kanser Ağrısı -Postherpetik Nevralji -Orak Hücre Anemisi -Artrit	-Baş Ağrısı -Yüz Ağrısı -Bel Ağrısı -Pelvik Ağrı

Ağrının temel öğeleri; nosisepsiyon – ağrının oluşumu, ağrının algılanması, acı çekme ve ağrıya bağlı davranışlardır. Nosisepsiyon, nosiseptör adı verilen reseptörler üzerinden ağrılı uyaranlara veya uzaması halinde ağrı oluşturabilecek uyaranlara karşı sinir sistemi içinde oluşturulan bir aktivitedir. Nosisepsiyonda, algılanan doku hasarı A delta ve C liflerine bağlı özel iletim sistemleri tarafından dorsal boynuza sinyal olarak iletilir . Nosiseptör, zararlı uyaranı kodlayan primer aferent sinir lifidir.
Nosiseptif uyarı, primer nosiseptif aferentler tarafından kodlanan gerçek ya da potansiyel doku hasarı olayıdır. Bütün non-nosiseptif aferentler (örn. Taktil reseptörler, ısı reseptörleri) zararlı uyarana (mekanik veya termal) yanıt verirler, çünkü bu uyarılar onlar için eşik değerin üzerindedir. Fakat yalnızca nosiseptörler bu uyarıyla ilgili özellikleri kodlama kapasitesine sahiptirler (örn.ağrının keskinliği, sıcağın yoğunluğu) [3].

Nosisepsiyon, aksonal depolarizasyonu önleyen sodyum kanal blokerleri tarafından, lokal veya rejyonel anestezi ile her zaman başarılı bir şekilde bloke edilebilir.
Nosisepsiyon aynı zamanda beyinden dorsal boynuza olan akımların modülasyonu ile de Melzak-Wall kapı kontrol hipotezinde belirtildiği gibi, bloke edilebilir. Nosisepsiyona yanıt ağrıdır.
Ağrı, spinal kord ve beyinde nosiseptif input tarafından oluşturulur. Periferik sinir sistemine, spinal korda veya beyne olan hasarlar noksiyöz uyarı yokluğunda bile ağrı bildirilmesine neden olur [1]. Ağrı ileti sisteminin tümünü anlatan nosisepsiyon 4 fizyolojik olayı içerir:
I. Transdüksiyon; sensoryel sinir uçlarında noksiyoz uyarının elektriksel aktiviteye dönüştürülmesidir.
II. Transmisyon; ilgili yapılardaki bilginin santral sinir sistemine iletilmesidir. Transmisyonda nöral yolaklar 3 bileşenden oluşur: spinal korda ulaşan primer sensoryel afferent nöronları, spinal korddan beyin sapı ve talamusa uzanan çıkan kontrol sistemi nöronları ve talamokortikal projeksiyon.
III. Modülasyon; transmisyon iletisinin inen nöral yolaklar ile azaltılmasıdır.
IV. Persepsiyon; transmisyon, transdüksiyon ve persepsiyon birlikte subjektif, emosyonel ve kişisel psikolojik özellikler ile etkileşerek ağrının algılanmasının sağlandığı son aşamadır [4].
Nosiseptörler cilt, subkutanöz yapılar, periost, eklemler, adaleler ve viseral dokularda bulunurlar. Nosiseptörler kimyasal, mekanik ve termal uyarı ile aktive olur. Bazıları tek tip stimulusla (yüksek eşikli mekanoseptörler), bazıları ise birden fazla stimulusla (polimodal nosiseptörler) uyarılır. Normal şartlarda uyarılması çok zor olan ve sessiz "silent" nosiseptör adını alan bir grup ise, enflamasyon gibi bir etki ile duyarlılaşırlar ve kolaylıkla uyarılacak hale gelirler. Sessiz reseptörler, normal durumlarda aşırı mekanik ya datermal uyaranlara cevap vermeyen reseptörlerdir. Bunlar myelinsiz primer afferent nöronlardır. Çeşitli yumuşak doku romatizmalarında, miyofasiyal ağrılarda, hava değişikliklerinde ortaya çıkan ağrılarda sessiz reseptörlerin önemli rolü olduğu bilinmektedir. Nosiseptörlerin aktivasyonu stimulusun şiddeti veya sürmekte olan stimulusun frekansı ile orantılıdır. Periferik sinirler A (alt grupları; alfa, beta, gama, delta), B ve C olarak sınıflanmıştır. Bunlardan A ve B lifleri myelinli, C lifi miyelinsizdir. Nosiseptörler A-delta ve C liflerinin uçlarıdır ve nosiseptif bilgiyi spinal korda taşırlar. Myelinli ince A-delta liflerinin uçları genellikle uyarıldıkları tipe göre mekanik veya termal nosiseptör adını alır ve keskin, iğneleyici, iyi lokalize edilen karakterde ağrı oluşur. Myelinsiz C liflerinin uçları olan polimodal nosiseptörler şiddetli mekanik, kimyasal, aşırı sıcak ve soğuk uyaranlarla aktive olur, yavaş ileti hızı ile künt, yaygın bir ağrı ve hiperestezi oluşturur [4].
Uyarıyı tanıyan reseptörler, üst merkezlere iletmek için gerekli yollar, bir santral mekanizma ve bir cevap mekanizması bulunur. Periferden kortekse kadar uzanan ağrılı uyaranlar sinapslarla birbirlerine ileten 3 ana sensoriyel nöron grubunu oluşturur.

1. primer duyusal nöron (1. nöron)
2. spinal nöron (2. nöron)
3. talamokortikal projeksiyon nöron grubu (3. nöron)

Primer duyusal nöronlar nosiseptif ve nosiseptif olmayan bilgiyi periferden medulla spinalise taşırlar. Primer duyusal aferent liflerin periferik uçları (nosiseptör)deri, subkutan doku, periost eklem kapsülü, kas (çizgili kas ve düz kas), adventisya, plevra ve peritonda lokalizedir ve de myelinsiz sinir uçlarıdır. Santral uçları medullaspinalis arka boynuzunda spinal nöronlarla sinaps yapar.

- A-beta lifleri > myelinli kalın hızlı iletimli lifler. Normal olarak zararlı olmayan uyarıyı iletirler.
- A delta lifleri > ince myelinli, orta kalınlıkta ve ileti hızındadır (20 m/s) hem zararlı hem de zararlı olmayan uyarıyı iletir. Mekanik uyarının yanında ısıya karşı da hassastır.
- C lifleri > myelinsiz, ince, yavaş iletimli liflerdir. Zararlı uyarıyı iletirler, mekanik, ısı ve kimyasal uyarıya hassastır.

Nosiseptif ve nosiseptif olmayan bilgi sinir lifleri ile taşınmaktadır.Sinir liflerinin özellikleri(yapısı,hızı,çapı,bulunduğu bölge) Tablo 2 ve Tablo 3'de belirtilmiştir.

Tablo 2. Sinir Lifleri

A grubu: Miyelinli
Aα lifleri: çap: 10-20 µm, ileti hızı 80-120 m/sn
Aβ lifleri: çap: 5-15 µm, ileti hızı 35-75 m/sn
Aγ lifleri: çap: 3-10 µm, ileti hızı 10-50 m/sn
Aδ lifleri: çap: 1-5 µm, ileti hızı 5-30 m/sn
C grubu: Miyelinsiz Çap: 0.5-2 µ, ileti hızı 0.5-2 m/sn

Tablo 3. Duyu Reseptörleri

Grup Ia: Kas iğciği annulospiral sonlanmaları (Aα lifleri)
Grup Ib: Golgi tendon organı afferentleri (Aα lifleri)
Grup II: Deri dokunma reseptörleri ve kas iğcikleriafferentleri (Aβ ve Aγ lifleri)
Grup III: Sıcaklık, kaba dokunma, batıcı ağrı ileten lifler (Aδ lifleri)
Grup IV: Ağrı, sıcaklık, kaba dokunma, kaşıntı duyularınıileten miyelinsiz lifler (C grubu)

Ağrı mediatörleri;

- Bradikinin; Adelta ve C tipi lifleri direkt uyarır.
- Prostaglandin yapım ve salınımını arttırır. Plazma kininojenden üretilir.
- Serotonin; Nosiseptörleri duyarlılaştırır. Trombositlerden salınır.
- Histamin; Nosiseptörleri duyarlılaştırır.
- Mastositler, bazofiller ve trombositlerden salınır.
- P maddesi; Venüllerde dilatasyona yol açar.
- Histamin salınımını tetikler.
- Prostaglandinler ve lökotrienler; Hasarlı doku hücrelerinden sentezlenir [5].

Ağrı kontrol mekanizması; M. Spinalis düzeyinde primer aferentleri baskılayıp kontrol altında tutan sistem; inen kontrol sistemleridir. Periakuaduktal gri cevher nöronları, formasyo retikülaris ve lokus seruleus gibi supraspinal inen kontrol mekanizmaları, endojen peptitler seratonin, noradrenalin, GABA gibi birçok nörotransmitter içerir.
Antinosiseptif inici sistemler:

Özellikle endojen opioid peptidlerin keşfi ile ağrılı uyaranlara karşı spinal ve supraspinal düzeyde enkefalinerjik ve monoaminerjik bir inhibisyon varlığı gösterilmiştir. Bunlar üç gruba ayrılırlar:

- Mezensefalik periaquaduktal gri cevherde yer alan enkefalinerjik nöronlardır.

Bunlar serebral korteks ve hipotalamus ile bağlantı içindedirler.

- Retiküler formasyonun bazı çekirdeklerinden başlayıp, medulla spinalis arka boynuzunda sonlanan noradrenerjik nitelikteki lifler.
- Antinosiseptif spinal segmental mekanizmada özellikle spinal enkefalinerjik nöronlar rol oynar.

Ağrı impulsları öncelikle substans p ve glutamat tarafından tetiklendiği düşünülmektedir. Spinotalamik yol nöronlarındaki aktivite inen yollar tarafından modüle edilir. Beynin bazı bölgelerinin uyarılması spinotalamik hücrelerin zararlı uyaranlara yanıtını inhibe eder. İnen yolların rafe nükleus, periakuduktal ve beyin sapı retiküler formasyon, periventriküler gri madde, VPL talamik nükleus ve parietal korteksten köken aldığı bilinmektedir [4].

2. MATERYAL VE YÖNTEM

Ağrının mekanizması ve kökeni konusundaki ayrıntılı araştırmanın sonucuna göre; Ağrının hangi fizyolojik parametrelerde değişim oluşturabileceği ve bu değişimlerin hangi araçlar veya yöntemler ile ölçümlenebileceği tespit edilmiş ve Tablo 4'te verilmiştir. Aşağıda hipotezlerimiz ve kullanılan araç ve yöntemler ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Proje önerisine uygun olarak aşağıdaki yöntemlerden laboratuvarlarımız imkanları ile gerçekleştirebileceğimiz 2 tanesi seçilerek, deney ve analizlerimizde, acı veya ağrının vücutta oluşturabileceği elektrofizyolojik değişimler ve ilgili dokudaki sıcaklık değişimleri incelenmiştir. (Tablo 4.)

Tablo 4. Ağrı Ölçümünde Kullanılabilecek Yöntemler

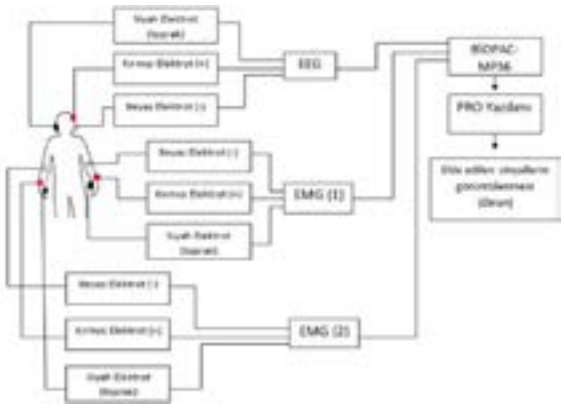
Elektro-Fizyolojik Değişimler	**Sıcaklık Değişimi İle İlgili Ölçümler**	**O_2 Konsantrasyon Değişimler**	**Kan Hacminde Meydana Gelen Değişimler**
EMG ve EEG Ölçümleri	**Termal Kamera**	**PO_2 (Puls Oksimetre) Ölçümleri**	**Pletismo-grafi Ölçümleri**

Elektro-fizyolojik değişimleri Başkent Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliğine ait laboratuvarında bulunan BIOPAC-MP36 veri toplama sistemi ile gerçekleştirildi.

BIOPAC-MP36, kalp, kas, sinir, beyin, göz, solunum sistemi ve dokudan gelen elektrik sinyallerini kaydetmek ve durumunu belirlemek için yerleşik evrensel amplifikatörlü veri toplama donanımı içerir. Veri toplama sistemi sinyalleri elektrotlardan ve transdüserlerden alır, güçlendirir. İstenmeyen elektriksel parazitleri filtreler. Veri toplama sistemi, Windows veya Macintosh çalıştıran bir bilgisayara USB aracılığıyla bağlanır. Sistemde veri topladıktan sonra gerekli olabilecek analiz araçları da bulunmaktadır [6]. Bu çalışma için kaydedilen veriler MATLAB 'da işlenebilecek formda kaydedilmiş sinyal işleme çalışmaları MATLAB ortamında yapılmıştır.

Deneyler BİOPAC MP36 fizyolojik veri toplama sistemi ile gerçekleştirilmiştir. Bu sistem ile aynı anda 4 fizyolojik sinyal eş zamanlı olarak kaydedilebilmektedir. Deneklerden, ağrı veya acı hissi sırasında ağrı le ilişkili beyin bölgesi olan primer somato duysal kortekse yakın bir bölgeden EEG sinyalleri, ağrılı uzuvdan EMG sinyalleri ve ağrılı uzvun omurgaya göre simetriğindeki aynı bölgeden EMG sinyalleri kaydedilmiştir. Ölçüm alınırken deneğin Şekil 1'de görüldüğü gibi rahat bir pozisyonda olması sağlanarak sinyaldeki hareket kaynaklı bozulmalar önlenmeye çalışılmıştır.

EEG kayıtları yapılırken sağ kulak memesi referans alınarak, ölçüm alınan iki elektrot sol kulak arkasında 4'er cm aralıkla yerleştirilmiştir. EMG ölçümünde kullanılan elektrotlar ağrının olduğu bölge ve omiriliğe göre simetriğindeki bölgeye 10'ar cm aralıkla yerleştirilmiştir. Toprak uçları aynı uzuvda mümkün olan hareketsiz en uzak bölgeye yerleştirilmiştir.



Şekil 1. Elektro-Fizyolojik Ölçümler ile ilgili deney düzeneği

EEG işaretleri beyin yüzeyin den elektrotlarla algılanan düşük genlikli biyoelektrik işaretleridir. İnsan beyni gibi merkezi sinir sisteminin merkezinden algılanan bu işaretlerde çok miktarda bilgi saklandığı bilinmektedir. Ancak beynin kompleks yapısı ve kontrol ettiği karmaşık işlemlerle birlikte, algılanan işaretlerin düşük genlikli olması bu bilgilere ulaşılmasını zorlaştırmaktadır [7]. EEG işaretleri, kapsadıkları frekans bantları ve bu bantlara verilen özel isimler ile birlikte verilmiştir.

Delta Dalgaları (0-3.5Hz): 3.5 Hz'in altındaki beyin dalgalarıdır. Bazı durumlarda 1Hz'in altına da düşer. Süt çocuklarında ve ağır organik beyin hastalıklarında görülür. Genlikleri, 100 µVp-p' den küçüktür.

Teta Dalgaları (4-7Hz): 4-7 Hz arasındaki dalgalardır. Özellikle, çocuklarda parietal ve temporal bölgelerde ortaya çıkarlar. Yetişkinlerde de, gerginlik, düş kırıklığı durumlarında ortaya çıkarlar. Genlikleri, 100 µVp-p'den küçüktür.

Alfa Dalgaları (8-12Hz): 8-12 Hz arasındaki beyin dalgalarıdır. Uyanık, normal ve sakin kimselerde görülür, genlikleri *50* µV kadardır. Uyku durumunda yok olurlar. Şekilde, parlak ışıkta gözleri açma ve sonra kapatma durumunda EEG işaretlerindeki değişim gösterilmiştir.

Beta Dalgaları (12-21Hz): Frekansları 12 Hz'in üzerindeki beyin dalgalarıdır. *25* Hz'e ve nadir hallerde de *50* Hz'e kadar uzanırlar. Beta-I (BI) ve Beta-II (BII) diye ikiye ayrılırlar. BII dalgalarının frekansı, BI'ninkinin iki mislidir ve α dalgalarında olduğu gibi zihinsel aktivitenin artması ile ortadan kalkarlar. BII dalgaları, merkezi sinir

sisteminin kuvvetli aktivasyonunda veya gerginlik hallerinde ortaya çıkar.

Gamma Dalgaları (22-30Hz): Bazı araştırmacılar tarafından kullanılmaktadır (22-30 Hz ve üstü). Bazı araştırmacılar da bu dalgaların yerine, B-II dalgalarını kullanmaktadır. Genlikleri, 2 μVp-p'den daha küçüktür. Kafanın merkezinde genlikleri daha büyüktür. Uykunun karakteristik belirtisini taşırlar.

EEG sinyallerinin güç hesabı (periodogram) yöntemi; Fourier dönüşümü temelli bir yöntem olup, klasik spektral kestirim yöntemi olarak bilinir. Bir EEG işaretinin periodogram yöntemi ile güç spektral yoğunluğunun elde edilmesi için, EEG işareti 64, 128, 256' …lık şeklinde 2'nin üssü olacak şekilde çerçevelere bölünür. Bu güç spektral analiz yöntemi AR modelleme temeline dayalı bir yaklaşım olarak bilinmektedir. Bu yöntemde AR parametreleri, sinyalin özilinti fonksiyonu çıkarımından elde edilir ve ileri yönde çıkarım hatasının minimize edilmesi ile çözüme gidilir [9]. Periodogram yöntemi Fourier dönüşümü temelli bir yöntem olup, klasik spektral kestirim yöntemi olarak bilinir. Periodogram öz ilinti fonksiyonu ile Fourier dönüşümü uygulanmış sinyalin karesinin alınmış halidir. Periodogram yöntemi ile güç spektral yoğunluğu tespiti aşağıdaki denklem 1'de görülmektedir [8].

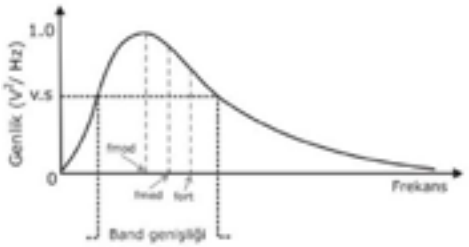
Denklem 1. Periodogram yöntemindeki güç spektral yoğunluğu hesabı

$$\emptyset(w) = \lim_{n\to\infty} Ef(x) = \left\{ \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^{N} x(n) e^{-jwn} \right|^2 \right\}$$

EMG sinyalleri, kasılan kasa ait kas fibrillerinde ortaya çıkan aktiviteyi yüzeyel elektriksel aktivite olarak temsil etmektedir. Elektrotun kayıt aralığı içerisinde, aktif motor ünitede oluşan aksiyon potansiyelinin sumasyonudur [44]. EMG işaretlerinin frekans düzlem analizi bu işaretlerin frekans spektrumundaki özelliklerini belirleyen parametrelerinin ölçülmesi ve hesaplanmasıyla yapılır. EMG işaretlerinin frekans domenindeki analizi bu işaretlerin frekans spektrumundaki özelliklerini belirleyen parametrelerinin ölçülmesi ve hesaplanması ile yapılır.

Bu işaretlerin Güç Spektrum Yoğunluklarının belirlenmesinde genellikle Hızlı Fourier Dönüşümleri kullanılır. EMG işaretinin değerlendirilmesi için, güç spektrum yoğunluğu, median frekansı, ortalama frekans ve spektrumun band genişliği gibi önemli parametrelerinin hesaplanması gerekir.

- **Ortalama frekans:** Ortalama alma yumuşatma işleminin sayısal yapılışıdır. Bu durumda işaretin rasgele olarak değişen değerlerinin ortalaması alınarak, büyük sürüklenmeler yok edilebilir.
- **Medyan Frekans:** Medyan Frekan; bütün frekans bileşenlerinin en orta noktasındaki frekans değerinin gösterir.
- **Bant Genişliği:** Bant genişliğinin en basit tanımı kapasitedir. Bandwidth terimi, bir sinyaldeki bütün frekans bileşenlerinin kapasitesini ifade etmek için kullanılır. Şekil 2'de bant genişliği ve ortalama frekans arsındaki fark gösterilmiştir.



Şekil 2. Bant genişliği ile ortalama, ortanca frekans arasındaki bağıntı

Median ve ortalama frekans arasındaki bağıntılar denklem 2 ve denklem 3 'de verilmiştir.

Denklem 2. Median ve ortalama frekans arasındaki bağıntı -1

$$\int_0^{f_{med}} Sm(f)df = \int_{f_{med}}^{\infty} Sm(f)df = \frac{1}{2}\int_0^{\infty} Sm(f)df$$

Denklem 3. Median ve ortalama frekans arasındaki bağıntı -2

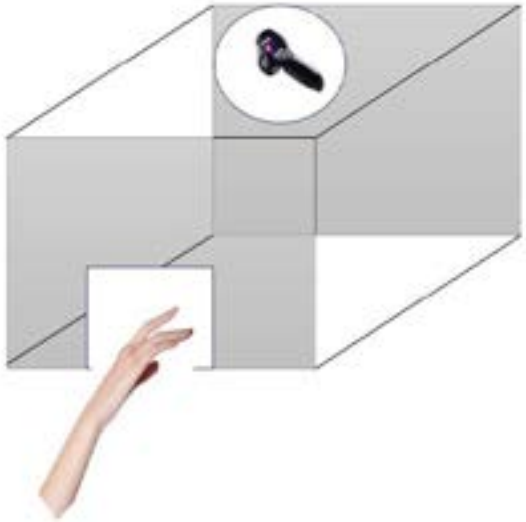
$$f_{ort} = \frac{\int_0^{\infty} f.Sm(f)df}{\int_0^{\infty} Sm(f)df}$$

Ağrı oluşması için nosiseptörlerde ağrının algılanması yani aksiyon potansiyellerinin oluşması gerekir. Buna bağlı olarak ağrılı uzuvdaki aktivite artacağı için sıcaklık değişiminin de gözleneceğini hipotezi kurulmuştur. Oluşabilecek sıcaklık değişimlerin ölçülmesi için yüzey ve yüzeyin birkaç mm altından gelen ısının ölçümüne imkan veren termal kamera kullanılmasına karar verilmiştir. Ölçümler, FLIR marka i5 model termal kamera ile gerçekleştirildi. + 250 ° C'ye kadar sıcaklıkları ölçer. 0,1°C kadar küçük sıcaklık farklarını tespit eder. Çözünürlüğü 10,000 pixels'dir. Yüksek çözünürlüklü renkli LCD 2.8" (71mm)'dir.

± 2 ° C veya ±%2 yüksek hassasiyet, genel amaçlı bakım analizi için hassas termal görüntüler üretir. Gerekli sıcaklık verilerini taşıyan ve dahili veya harici olarak depolanabilen, gönderilen ve analiz edilen anlık ve noktadan çekiş JPEG termal görüntüsü üretir. Sabit odaklı serbest lense sahiptir. 365 gram ağırlığındadır. FLIR i-Serisi termal görüntüleme kameraları, 2 metrelik düşmeye dayanıklıdır. Suya dayanıklıdır ve IP43 derecelendirilmiştir. Bilgileri SD kartta saklayabilir veya direk USB ile bilgisayara atılabilir. Radyometrik JPEG formatında görüntüleri depolar; standart bir miniSD kartındaki tüm sıcaklık verilerini içerir.

Şekil 3'te termal kamera kullanımı ile yapılan ölçümler ile ilgili deney düzeneği görülmektedir. Termal kameranın çevredeki ısı kaynaklarından etkilenmemesi için mukavva bir kutuya sıcaklığı ölçülmüştür.

Uzuvun gireceği bir delik açılmış kameranın sabitlenmesi için ise kurunun ölçüm yapılacak noktaya dik bakan yüzeyine bir delik açılarak kamera yerleştirilmiştir. Termal kamera ile deneklerin ağrıyan uzvu ve omurgaya göre simetriğinden termal görüntüler kaydedilip sıcaklık dağılımları karşılaştırılmıştır.



Şekil 3. Termal kamera ile ilgili deney düzeneği

Kullanılan istatistiksel parametreler;

Ortalama: Bir veri grubundaki veya sayı dizisindeki tüm terimlerin toplamının terim sayısına bölünmesiyle aritmetik ortalama elde edilir.

- EEG ve EMG sinyallerinden hesaplanan çeşitli parametrelerin değerlendirilmesi için kullanılmıştır.

Standart Sapma: Standart sapma ile verilerin ne kadarının ortalamaya yakın olduğunu buluruz. Eğer standart sapmaküçükse veriler ortalamaya yakın yerlerde dağılmışlardır. Bunun tersi olarak standart sapmabüyükse veriler ortalamadan uzak yerlerde dağılmışlardır. Bütün değerler aynı olursa standart sapma sıfır olur.

- EEG ve EMG sinyallerinden hesaplanan çeşitli parametrelerin değerlendirilmesi için kullanılmıştır.

t-test: Bir örneklem grubuna ait ortalamanın, daha önce belirlenmiş sabit bir değerden farklı olup olmadığı araştırılır. Örneklem istatistiği ile anakütle parametresi arasında ki farklılık incelenir. Genellikle anakütleden çekilen örnek hacmi yetersiz olduğunda ($n < 30$) kullanılan bir testtir. Küçük örnek testi olarak da bilinir. T testi örnek boyutunun küçük olduğu ve evrene ait standart sapmaların bilinemediği durumlarda kullanışlıdır. t testi oldukça güçlü bir testtir. Örneklem mevcudunun 30'un üzerinde olduğu durumlarda, dağılım Normallik özellikleri taşımasada, kabul edilebilir sonuçlar vermektedir.

- Ağrılı ve ağrısız gruptantan alınan EEG sinyallerininin ortalmaları arasındaki ilişikiyi değerlendirmek ve ağrılı ve ağrısız uzuvdan alınan EMG sinyallerinin ortalamaları arasında ki ilişkiyi anlamak için kullanılmıştır.

Korelasyon: Korelasyon iki ya da daha fazla değişken arasındaki doğrusal ilişkiyi gösterir. İki değişken arasındaki ilişki miktarı, ikili ya da basit korelasyon denen korelasyon teknikleriyle hesaplanır.

Bir değişkenin iki ya da daha çok değişken ile olan ilişkisi çoklu korelasyon; bu değişkenlerden birinin sabitlenerek diğer değişkenler ile olan ilişkisi ise kısmi korelasyon teknikleriyle hesaplanır. Tablo 7'de korelasyon değerleriyle ilgili bilgiler verilmiştir. Hangi korelasyon katsayısının kullanılacağı;

- Değişkenlerin hangi ölçek düzeyinde ölçüldüğüne,
- Değişkenlerin sürekli veya süreksiz olmalarına,
- Verilerin doğrusal olup olmamasına göre değişmektedir.

Tablo 5. Korelasyon değerlerinin ifade ettiği r değerleri

r	**İlişki**
0.00	İlişki yok
0.01 – 0.29	Düşük düzeyde ilişki
0.30 – 0.70	Orta düzeyde ilişki
0.71 – 0.99	Yüksek düzeyde ilişki
1.00	Mükemmel ilişki

- Deneklerden alınan EEG sinyalleri ve EMG sinyallerinden elde edilen parametrelerin, deneklerin hissettiği ağrı şiddeti ile arasındaki ilişkiyi belirlemek için kullanılmıştır.

Proje kapsamında yapılacak deneylerde tehlike oluşturacak durumlardan kaçınılması ana hedef olmuştur. Hasta ile elektriksel bağlantıları olan cihazlar kullanılacağı için, elektriksel güvenlik standartlarini incelenmiştir. Bu alanda kullanılan standart IEC 62353 tır. Medikal alandaki çalışmalarda, medikal cihazların dizaynını ve geliştirilmesinin güvenilirliğini test etmek için uluslararası standartlardan biridir. IEC 62353'ün ana hedefi, güvenli, pratik, uniform bir standart sağlamak ve IEC 60601-1 standardının kompleks yapısını azaltmaktır. 25A regüleli ölçüm yerine, minimum 200mAlik test akımını sunmaktadır. Standart hastaları ve uygulayıcıları korumak amacıyla aşağıda da belirtilmiş olan tehlikeleri minimuma indirmeye çalışmaktadır:

- Elektriksel Şok tehlikeleri
- Mekanik tehlikeler
- Radyasyon tehlikesi
- Yanıcı Anestetiklerin tutumsa tehlikeleri
- Yangın ve diğer tehlikeler
- Aşırı enerji çıkış tehlikeleri

Termal kamera ile ilgili standartlar; TS-EN ISO 9001(Kalite Yönetim Sistemi Belgesi), TS EN 61010-1(Ölçme, kontrol ve laboratuvarda kullanılan elektriksel donanım için güvenlik kuralları - Bölüm 1: Genel kurallar), IEC 61010-1(Safety requirements for electrical equipment for measurement control and laboratory use. - Part 1: General requirements)'dır.

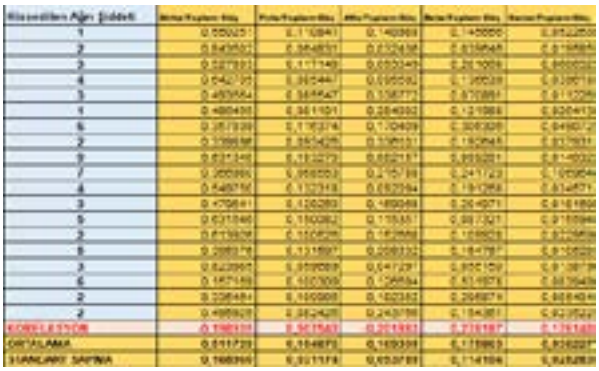
3. BULGULAR

Elektro-fizyolojik ölçüm çalışmalarında öncelikli olarak EEG ve EMG sinyallerinin değerlendirilmesi için kullanılacak parametreler belirlenmiştir. Deney düzeneği oluşturulduktan sonra deneklerden ölçümler alınmıştır. EEG ölçümlerinin kıyaslanabilmesi için 20 ağrılı ve 20 ağrısız (kontrol grubu) olmak üzere toplam 40 kişiden ölçüm alınmıştır.

EMG ile ilgili değerlendirmeler ise, 20 ağrılı deneğin ağrısı olan uzlu ile omiriliğe göre simetriğinde uzvundan alınan ölçümün karşılaştırılması şeklinde yapılmıştır.

EEG sinyallerinin değerlendirilmesi için kontrol grubu ve ağrısı olan kişilerden alınan ölçümler kıyaslanmıştır. EEG sinyallerini değerlendirebilmek için çeşitli istatistiksel yöntemlerden faydalanılmıştır.
Ağrısı olan kişilerden elde edilen EEG sinyal bileşenleri delta, teta, alfa, beta ve gama sinyalleri için güç değerleri hesaplanarak her iki grubun ortalama ve standart sapma değerleri bulunmuştur. Elde edilen güç değerleri ile deneklerin hissettiğini belirttiği ağrı şiddetleri kaydedilmiştir. Ağrı şiddeti ile EEG güçleri arasındaki ilişkiyi incelemek için korelasyon değerleri hesaplanmıştır.

Tablo 6. Ağrılı kişilerden alınan EEG sinyallerinin toplam güce oranları ve Ağrı şiddeti ile ilgili istatistiksel veriler



Oranlanmış EEG sinyallerinin deneklerin hissettiği ağrı şiddeti ile ilişkisine bakıldığı zaman teta/toplam güç ile hissedilen ağrı şiddeti ile arasında pozitif yüksek korelasyon (0,51) görülmüştür (Tablo 8).
Kontrol grubu ve ağrılı kişilerden alınan sinyallerin ortalamaları arasında anlamlı bir farklılık olup olmadığını incelemek için student-t test uygulanmıştır.

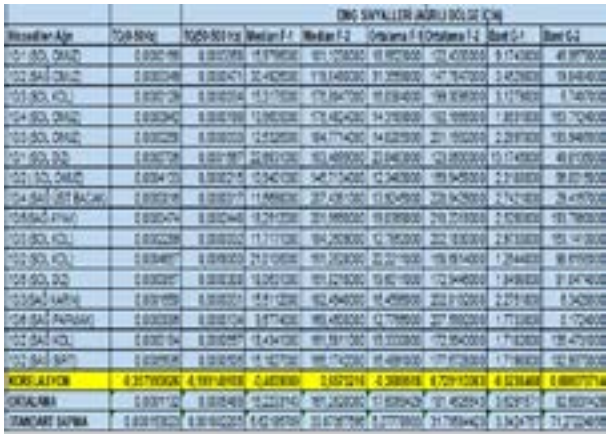
Tablo 7. Student t-test sonuçları

	Student t-test değerleri
Delta/Toplam Güç	0,198052016
Teta/Toplam Güç	0,112855645
Alfa/Toplam Güç	0,41681811
Beta/Toplam Güç	0,0843026
Gama/Toplam Güç	0,118030817

Tablo 9'da görüldüğü gibi deta, teta, alfa, beta ve gama sinyallerinin iki grup arasında p değerleri 0,05'ten büyük çıkmıştır (sırasıyla: delta:0.198-0.113-0.417-0.084-0.1180).

EMG sinyalleri değerlendirilirken, ağrı şiddeti ile EMG ilişkisi ile ağrılı uzuv ve omuruliğe göre simetriğinden alınan veriler kıyaslanmıştır. EMG sinyallerinde Tablo:10-11'deki değerler hesaplanmıştır. Öncelikle, hesaplanan parametreler ve deneklerin hissettiği ağrı şiddeti arasındaki ilişkilere bakılmıştır. Ağrılı uzuvdan alınan sinyaller için medyan frekans (50-500 Hz) ile hissedilen ağrı şiddeti arasında pozitif yönde yüksek korelasyon görülmüştür (korelasyon=0,657). Ayrıca ağrılı uzuvdan alınan sinyaller için ortalama frekans (50-500 Hz) ile hissedilen ağrı şiddeti arasında pozitif yönde yüksek korelasyon görülmüştür (korelasyon=0,729). Son olarak ağrılı uzuvdan alınan sinyaller için bant genişliği (0,05-50 Hz) ile hissedilen ağrı şiddeti arasında negatif yönde yüksek korelasyon görülmüştür (korelasyon= -0,524).

Tablo 8. Ağrılı uzuvdan alınan EMG sinyalleri ve hesaplanan parametreler



Ağrısız uzuvdan alınan sinyaller için medyan frekans (50-500 Hz) ile hissedilen ağrı şiddeti arasında pozitif yönde yüksek korelasyon görülmüştür (korelasyon=0,707). Ayrıca ağrısız uzuvdan alınan sinyaller için ortalama frekans (50-500 Hz) ile hissedilen ağrı şiddeti arasında pozitif yönde yüksek korelasyon görülmüştür (korelasyon=0,663).

Tablo 9. Ağrısız uzuvdan alınan EMG sinyalleri ve hesaplanan parametreler

Ağrılı ve ağrısız uzuvlar için hesaplanan EMG parametreleri arasında anlamlı bir farklılık olup olmadığını tespit etmek için student-t test uygulanmış, sonuçlar tablo 12 de verilmiştir.

Tablo 10. Student t-test sonuçları

	P değerleri
Toplam Güç (0-50Hz)	0,327
Toplam Güç (50-500Hz)	0,184
Median Frekans-1	0,481
Median Frekans-2	0,467
Ortalama Frekans-1	0,486
Ortalama Frekans-2	0,382
Bant Genişliği-1	0,419
Bant Genişliği-2	0,494

Ağrılı uzuv ve omuriliğe göre simetriğinden alınan termal kamera görüntülerinde ağrının odak noktasındaki sıcaklıklar değerleri okunarak tablo 13 e kaydedilmiştir.

Elde edilen verilere göre deneklerin hissettiği ağrı şiddeti ile ağrılı uzuv ve ağrısız uzuvdan ölçülen sıcaklık değerleri arasında negatif yönde çok düşük bir korelasyon görülmüştür (sırasıyla korelasyon= -0.179, -0.286).
Ayrıca iki grubun ortalamaları arasında anlamlı bir fark olup olmadığını anlamak için student -t test uygulanmıştır. Ağrılı ve ağrısız uzvun sıcaklık değerleri arasında p=0,00022 anlamlı bir fark görülmüştür. Buna göre iki uzuv arasındaki sıcaklık farkları hesaplanarak, hissedilen ağrı şiddeti ile korelasyonuna bakıldığında C=0.71'lik yüksek bir korelasyon görülmüştür.

Tablo 11. Termal kamera ile alınan veriler

AĞRILI UZUV	AĞRISIZ UZUV	AĞRI ŞİDDETİ
30,60	31,20	2
30,30	30,60	4
35,70	36,60	1
35,50	35,80	3
32,90	33,30	2
36,50	37,40	1
34,60	35,10	3
34,60	35,10	5
33,20	34,60	1
33,60	34,10	6
ORTALAMA	33,77000	34,38000
STANDART SAPMA	2,07421	2,15062
KORELASYON	-0,17925	-0,28631

Tablo 12. Ağrılı ve ağrısız uzuvdan ölçülen sıcaklık değerleri arasındaki fark ile hissedien ağrı şiddeti arasındaki korelasyon

Ağrılı uzuv-Ağrısız Uzuv	Hissedilen Ağrı Şiddeti
-0,60	2
-0,30	4
-0,90	1
-0,30	3
-0,40	2
-0,90	1
-0,50	3
-0,50	5
-1,40	1
-0,30	6

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Ağrı şiddetinin kişiden yapılan elektro-fizyolojik ölçümler ile ilişkisini incelemek için, EEG ve EMG değerlendirmeleri yapılmıştır.
Ağrılı kişilerin primer-somato duysal korteks bölgelerinden kaydedilmiş EEG' den hesaplanan parametreler ve ağrı şiddeti arasında anlamlı bir korelasyon görülmemiştir. Ağrılı grup ve kontrol grubu için hesaplanan EEG parametreleri arasında istatistiksel olarak fark görülmemiştir.
Ağrılı kişilerin uzuvlarından kaydedilmiş EMG' den hesaplanan iki parametre ve ağrı şiddeti arasında anlamlı bir korelasyon görülmüştür. Median frekans ve ortalama frekans, deneklerin hissettiği ağrı şiddeti ile karşılaştırıldığında yüksek derecede bir korelasyon görülmüştür. Fakat ağrılı uzuv ve ağrısız uzuv için hesaplanan EMG parametreleri arasında istatistiksel olarak anlamlı bir farklılık görülmemiştir.
Ağrılı kişilerin ağrıyan bölgelerinden alınan termal kamera görüntüleri ile elde edilen sıcaklık değerleri, deneklerin hissettiği ağrı şiddeti ile karşılaştırıldığında anlamlı bir korelasyon görülmemiştir. Fakat ağrıyan bölge ile ağrıyan bölgenin tam simetrisi olan uzuv arasındaki sıcaklık değerleri farkı ile hissedilen ağrı şiddeti arasında anlamlı bir korelasyon görülmüştür. Ağrılı uzuv ve ağrısız uzuv için ölçülen sıcaklık değerleri arasında istatistiksel olarak anlamlı bir fark görülmüştür.
EEG değerlendirmesinde; genel olarak EEG sinyallerinin ağrı şiddeti ile korelasyonlarına bakıldığında anlamlı bir farklılık görülmemiştir. Ağrısı olan ve ağrısı olmayan deneklerin deney sırasında gözleri kapalı rahat bir pozisyonda kayıt alınması sağlandığı için alfa beyin dalgasında anlamlı bir değişim meydana gelmesini beklenmiştir. Fakat elde edilen veriler üzerinde uygulanan istatistiksel yöntemlerden; korelasyon ve T-Test sonuçlarına bakıldığında anlamlı bir farklılık görülmemiştir. Ağrısı olan ve ağrısı olmayan deneklerin EEG sinyalleri arasındaki ilişki istatistiksel yöntem olan T-test sonuçlarına bakıldığında anlamlı bir farklılık görülmemiştir.
EMG değerlendirmesinde; sinyallerin incelenmesinde, 50-500Hz frekanslarını 2 parçaya ayırarak 0-50Hz ve 50-500Hz arasına bakıldığında sinyallerde bir anlamlı değişim görülmemiştir. İstatistiksel olarak korelasyonlarına bakıldığında anlamlı bir farklılık görülmemiştir. Korelasyon değerleri yüksek korelasyon olduğunu göstermektedir fakat anlamlı bir değerlendirme değildir. Ağrısı olan ve ağrısı olmayan denekler arasında istatistiksel yöntem olarak T-test uygulandığında anlamlı bir farklılık görülmemiştir. Ortalama frekanslarını incelediğimizde korelasyonlarında anlamlı bir farklılık görülmemiştir.

EEG ve EMG değerlendirmesinde hissedilen veya ölçülen ağrı şiddetiyle gruplandırılarak denek sayısının arttırılması daha mantıklı sonuçlar verebilir.
Ağrı şiddetinin kademeli olarak verilmesi, elde edilen EEG ve EMG sonuçlarında önemli değişimlere yol açabilir.
Termal kamera ile yapılan ölçümlerde elde edilen sonuçlar sıcaklık değişiminin olduğudur. Ağrı şiddetinin nicel ölçümünde kullanılabilecek nicel bir parametre olabileceği umut vaat edici olabilir.

5. KAYNAKÇA

[1] Raj PPAğrı taksonomisi, S Erdine (Ed) Ağrı,2000.
[2] Melzack R, Casey KL. Sensory /motivational, and central control determinants. In: Kenshalo D (ed) The skin senses. Thomas, springield IL, 1968: pp 423-443.
[3] Meier ML, Brugger M, Ettlin DA, et al. Brain activation induced by dentine hypersensitivity pain -- an fMRI study. J Clin Periodontol 2012;39:441-447
[4] Heavner J: Ağrı Mekanizması: Klinik Pratik Đçin Bilimsel Temeller. In: Erdine S: Rejyonel Anestezi. Nobel Tıp Kitabevleri, Đstanbul, 2005, 13-23
[5] Tan Ersin, Nöropatik ağrı ve tedavisi, Hacettepe Üniversitesi Tıp Fakültesi, Nöroloji Anabilim Dalı, Ankara 2006
[6] Marcella J. Myers ve Ann B. Burgess, Advan Physiol Educ 27: 26-33, 2003. doi : 10.1152 / advan.00028.2002
[7] Ahmet Alkan, EEG İşaretlerinin Ayrıştırılmasında, Altuzay Yöntemlerinin Kullanılması, Journal of Yasar University, 1(3), 211-219
[8] Bayrak, T., Uyku Apnesi Parametrelerinin Cerrahi Tedavi Öncesi Ve Sonrasında Değerlendirilmesi, Başkent Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü Yüksek Lisans Tezi, 2012
[9] Ahmet Alkan · M. Kemal Kiymik.,Comparison of AR andWelchMethods in EpilepticSeizureDetection J MedSyst (2006) 30:413–419, DOI 10.1007/s10916-005-9001-0.[10] J. D. Bronzino, TheBiomedicalEngineeringhandbook, IEEE Pres,3erd edition.

Evde Bakım Kullanım Amaçlı Medikal Parametre İzleme Platformu Tasarımı

İklim DEMİRKAYNAK[1], Orhan Erdem HABERAL[2], Onur KOÇAK[3], Yeter Cansın BALCI[4]

Mühendislik Fakültesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü Başkent Üniversitesi, Ankara,TÜRKİYE[1]

iklimdemirkaynak@gmail.com

Mühendislik Fakültesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Başkent Üniversitesi, Ankara,TÜRKİYE[2]

erdemhaberal@baskent.edu.tr

Mühendislik Fakültesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Başkent Üniversitesi, Ankara,TÜRKİYE[3]

onurkocak@gmail.com

Mühendislik Fakültesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Başkent Üniversitesi, Ankara,TÜRKİYE[4]

cansinbbalci@gmail.com

Özet

Yaşlanan bir nüfusa sahip ülkeler için "Evde bakım" hastaların yaşam kalitesini yükseltmek, sağlık personeli eksiğini kapatmak ve sağlık harcamalarını azaltmak gibi sorunlar için potansiyel bir çözümdür. Bunun için fizyolojik ölçümleri gerçekleştirecek esnek ama ekonomik cihazlar gereklidir. Bu cihazların geliştirilmesi için bilgi teknolojisindeki ve elektronik bileşenlerdeki son gelişmelerden faydalanarak ve aynı zamanda uygun fiyatlı bir esnek platform geliştirilmesi, pilot uygulamalar ve kavram kanıtı için kullanılması amaçlanmıştır. Bu esnek platformların bir diğer yararı da eğitim amaçlıdır biyomedikal mühendisliği alanında, öğrencilerin tüm zincirleri tanımasına olanak tanıyarak biyolojik sinyallerin edinilmesi, işlenmesi ve sunulması için pratik uygulamalar gerçekleştirilmesine olanak sağlayacaktır.

Güvenli biyolojik sinyal ölçüm cihazları geliştirmesi sayesinde ölçüm teknolojisi veya biyomedikal enstrümantasyon ile ilgilenen bireylerin cihazları derin bir bilgi sahibi olmadan kullanmasına olanak verecek bu çerçeve platform araştırmacılar, öğrenciler ve mühendisler, hatta hobi çalışanları tarafından kullanılabilecektir. Bu çerçevenin modüler ve elektriksel olarak güvenli ve birçok tıbbi standartları yerine getirmesi planlanmaktadır. Bu kapsamda EKG gibi yaygın olarak tanı ve tedavi için başvurulan kalp hastalığını izleme, otonom sinir sistemini kalp hızı değişkenliği ile izleme (HRV), solunum parametreleri, vücut sıcaklığı parametresi, vb. gibi parametreler için modüler esnek bir platform tasarlanmıştır. Üzerinde çalışılan tasarımda; 3 kanaldan alınan EKG sinyali elektrotlar yardımı ile alınmış olup, girilen zamana göre veya sürekli zamanda alınabilen EKG sinyalinde R dalgalarının tepe noktaları da bulunmuştur. Bu sayede tepe noktaları arasındaki farklar alınarak ritim düzensizliği olduğu durumlar var ise, kaydedilen excel dosyasından gözlemlenmiştir. Solunum sinyali ise bireylerin kolay kullanımı için giyilebilir şekilde tasarımı yapılmıştır. Solunum sinyali için kullanılan sensör doğru konumlandırıldığında sinyal sürekli olarak alınmıştır. Vücut sıcaklığı verileri sürekli izlenebilmektedir. Ayrıca kablosuz haberleşme teknolojisi ile nabız ölçen bileklikten alınan veriler sistemeaktarılaraksürekli takip gerçekleştirilmektedir.

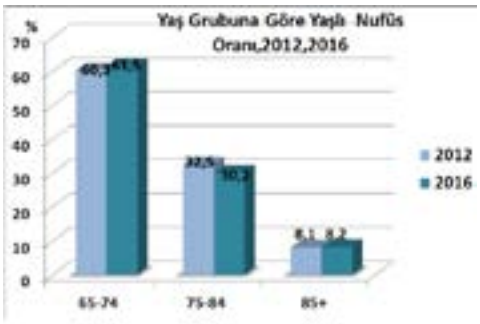
Abstract

For countries with an aging population, "home care" is a potential solution for problems such as raising the quality of life of patients, closing the shortages of health care personnel and reducing health expenses. This requires flexible but economical instruments to perform physiological measurements. To develop these devices, it is aimed to utilize the latest developments in Information Technology and electronic components and also to develop an affordable flexible platform and to use it for pilot applications and proof of concept. Another benefit of these flexible platforms is that it will allow students to recognize all the chains in the field of biomedical engineering, enabling practical applications to obtain, process and present biological signals. Thanks to the development of safe biological signal measuring devices, this framework platform, which will allow individuals interested in measuring technology or biomedical instrumentation to use the devices without a deep knowledge, can be used by researchers, students and engineers, even hobbyists. This framework is intended to meet many medical standards, modular and electrically safe. In this context, such as ECG commonly used for diagnosis and treatment of heart disease monitoring, autonomic nervous system monitoring with heart rate variability (HRV), respiratory parameters, body temperature parameters, etc. a modular flexible platform is designed for such parameters.

Anahtar Kelimeler- Raspberry Pi, evde bakım, EKG,solunum,sıcaklık,nabız

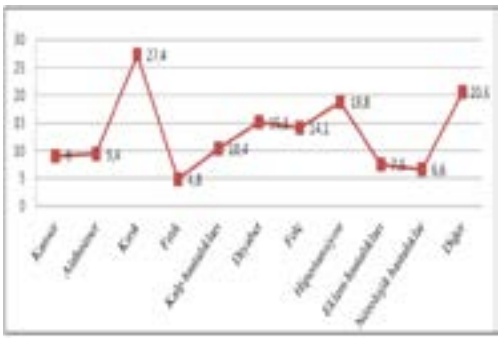
1.GİRİŞ

Dünya nüfusunun 2016 yılında %8,7'sini yaşlı nüfusu oluşturdu. Türkiye bu sıralamada167 ülke arasında 66. sırada yer aldı. Yaşlı nüfus (65 ve daha yukarı yaş) 2012 yılında 5milyon 682 bin 3 kişi iken son beş yılda %17,1 artarak 2016 yılında 6 milyon 651 bin 503 kişi oldu[1].



Şekil 1:TÜİK, Adrese Dayalı Nüfus Kayıt Sistemi

Evde sağlık hizmeti alan 214 hasta üzerinde gerçekleştirilen araştırma kapsamında elde edilen verilere ilişkin yapılan analizlere şekil 2'de yer verilmiştir.[2]

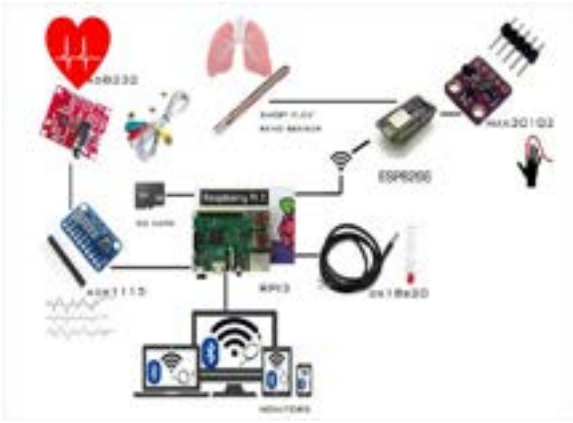


Şekil 2: Evde Sağlık Hizmeti Alan Kişilerin Hastalık Dağılımı

Dünya nüfusu gittikçe artmakta ve kronik hastalıkların evde bakımı zorunlu hale gelmektedir [3]. Diğer bir yandan koroner kalp rahatsızlıkları, dünya genelindeki ölümlerin sebepleri arasında ilk sırada gelmekte, her yıl yaklaşık 7.2 milyon insan yaşamını çeşitli kalp rahatsızlıklarından dolayı kaybetmektedir [4]. Kablosuz haberleşme ve gömülü hesaplama teknolojisindeki gelişmelerle birlikte uzaktan sağlık izleme ve teletıp konusu son yıllarda gittikçe önem kazanmıştır. Böylece düşük maliyetli uzaktan sağlık izleme sistemlerinin gerçekleştirilmesi olanaklı hale gelmiştir [5]. Teknolojik gelişmeler sağlık hizmetlerinin ev ortamında da yapılmasına olanak verebilmektedir. Bunun yanı sıra yaşlıların büyük çoğunluğu kendi ev ortamlarında kalmayı tercih etmektedirler. Bu faktörler yaşlı bireylerin evde bakımını gündeme getirmektedir.[6]Yapılan çalışmada, bilgi ve iletişim teknolojilerindeki hızlı gelişmeler her alanda olduğu gibi sağlık alanında da zaman ve yer kavramı olmadan ihtiyaçların hızlı bir şekilde karşılanması hedeflenmektedir. Çalışma, uzaktan sağlık izleme sistemleri hastaların sürekli takibini gerektiren durumlarda, her ortamda hastaya kolaylık sağlayan kablosuz sistemleri desteklemektedir. Kablosuz iletişim teknolojileri,EKG,vücutsıcaklığı,SPO2,solunum parametre ölçümleri ile birleştiğinde sağlık hizmetlerine kolaylık ve yenilik getirmektedir. Kablosuz teknolojilerin her birinin özellikleri araştırılarak uygulanabilirliği mesafe açısından değerlendirilmiştir. En önemlisi karşılaştırılan bu teknolojilerin hasta üzerinde oluşturabileceği zararlara değinilmiştir. Kablosuz iletişim teknolojilerinin mesafe ve hastanın hassasiyeti düşünülerek katkı sağlaması gerektiği ortaya koyulmuştur.

2. MATERYAL & YÖNTEM

Çalışma kapsamında 3 kanallı EKG ve vücut sıcaklığı ölçümü çalışmaları gerçekleştirilmiş olup, arayüz çalışmaları üzerinde durulmuştur. Solunum ve SPO2 parametrelerinin ölçümü ve gösterimi yapılmıştır.Bu çalışmada, hiçbir canlı üzerinde deney yapılmamış olup etik kuralları çerçevesinde değerlendirilmektedir. EKG sinyali, EKG simülatörüne bağlandığı için insan üzerine teması gerçekleşmemiştir. Solunum, SPO2, sıcaklık noninvaziv ölçüm oldukları için etik kurul onayına gerek kalmamıştır.



Şekil 3: Proje Genel Şeması

Çalışmada, algılayıcılar, düşük güç tüketimli entegreler, kablosuz iletişim ve bilgi teknolojilerindeki gelişmeler kullanılmıştır. Ayrıca tek kartlı bir bilgisayar olan Raspberry Pi ve donanım malzemeleri kullanılarak 3 kanallı EKG tasarlanmıştır. Bazı ritim bozukluklarında tanı ve tedavi için başvurulan kalp hastalığını izleme, nabız takip etme(SPO2 ile), solunum parametresi, vücut sıcaklığı parametresi gibi parametreleri izlemek için modüler esnek bir platform tasarım şeması Şekil 3'de verilmektedir.Wifimodülü içinde bulunan, sensörler ile ölçülen analog değerlerin dijital değerlere dönüştürme işlemini gerçekleştiren analog-dijital çevirici olan ADS1115 ve ADS1015 kullanılarak solunum sinyali için alınacak değerler ve SPO2 sensöründen alınacak ölçümlerin kablosuz olarak aktarılmıştır. Kullanılan sensörünwifimodülü kullanılarak kablosuz şekilde verilerin tek kartlı bilgisayara aktarılmasına karar verilmiştir.Çalışmada elde edilen veriler, uygun program dili olarak seçilen Python 3 ile analiz edilmiştir. Python 3, nesne tabanlı bir dildir, yalın ve kendine özgü bir sözdizimi vardır. Her işletim sistemi üzerinde

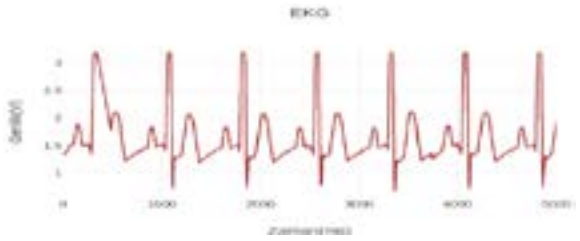
çalışabilir ve açık kaynak kodludur. Geniş ve ücretsiz bir kütüphaneye sahiptir.[8]

3. ELDE EDİLEN VERİLER VE YAPILAN ÇALIŞMALAR

3.1. EKG ve Solunum Çalışmaları

EKG çalışmasında, içinde olması gereken tüm devreleri barındıran ve tasarım olarak küçük olan hazır bir sensörün kullanılması tercih edilmiştir ve kalp atışı EKG izleme sensör modülü kullanılmıştır.

Kullanılacak analog-dijital çeviricinin datasheet bilgilerinden de yararlanarak oluşturulan kodda RaspberryPi'ye analog dijital çeviriciden gelen verilerden yararlanılıp bu veriler ile şekil 4'deki grafik elde edilmiştir. Bu veriler şekil 5'de gösterilen excel dosyasına aktarılmıştır.



Şekil 4:ADS1015 İle EKG Sinyali

	A	B	C
1		T(ms)	Değerler(V)
2	0	0,59485435	1,31
3	1	1,07860565	1,31
4	2	1,51062012	1,31
5	3	1,92475319	1,31
6	4	2,34723091	1,32
7	5	2,76136398	1,32
8	6	3,17525864	1,32
9	7	3,58653069	1,32
10	8	4,00137901	1,32
11	9	4,48012352	1,32
12	10	4,89616394	1,32
13	11	5,30982018	1,32
14	12	5,72061539	1,32
15	13	6,16931915	1,326

Şekil 5:Excel Dosyasına Aktarılan Veriler

Şekil 6:EKG Pik Noktası Gösterimi

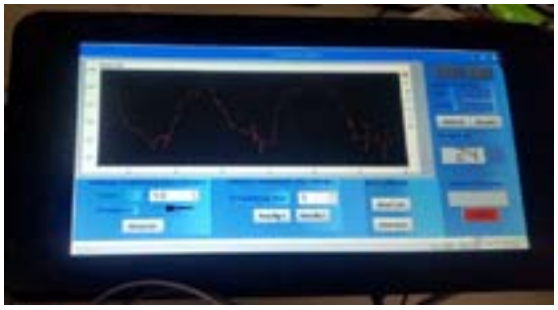
Başlat butonuna basıldığında alınan EKG sinyali arayüz ekranında gözlemlenmiştir. R dalgalarının peak noktaları işaretlenmiştir, Peak bulma işlemi ise peak noktalarının tespitinin yapılmasına yardımcı olan açık kaynak kodlu Peakutils ile gerçekleştirilmiştir. Peakutilsindexes'i kullanarak, tepe noktalarının indekslerini veriden alabilir, gürültüye bağlı olarak, kabaca bir yaklaşım sunar. Peakutils geriye kendisine gönderilen dizinin indis numarasını çevirmektedir.[9] Bu sayede gönderilen indise karşılık gelen ADC (analog digital coverter) değerinin zaman bilgisine ulaşılarak aynı eksende gösterilmesi sağlanmıştır. Elde edilen sonuç ise Şekil6'da gösterilmektedir. Sürekli EKG sinyali gözlemlemek için değerlere zaman kontrolü sağlanarak sunucuya gönderilmiştir.

Çalışmanın ilerleyen aşamalarında sinyallerin yavaş alındığı, istenilen hızda olmadığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle oluşturulan kod bokeh ile uyumlu hale getirilip, sürekli zamanda alınan sinyaller için grafikler bokeh ile oluşturulmuştur. Bokeh, sunum için modern web tarayıcılarını hedefleyen etkileşimli birgörselleştirme kütüphanesidir. Amacı, çok yönlü grafiklerin zarif, özlü bir şekildeoluşturulmasını sağlamak ve bu yeteneği çok büyük veya akışlı veri kümeleriüzerinde yüksek performanslı etkileşim ile genişletmektir.[10]Bokeh ile EKG sinyalinin gösterimi şekil 7'de gösterilmiştir.

Sürekli EKG sinyali başlat butonuna basıldığında gözlemlenmektedir. Aynı işlemler sonucunda arayüzde solunum bölümündeki başlat butonuna basıldığında da sürekli zamanda solunum sinyali de gözlemlenmektedir.

Şekil 7:Bokeh ile EKG Sinyali

Solunum sinyalinin gösterimi şekil 8'de gösterilmiştir.



Şekil 8:Bokeh ile Alınan Solunum Sinyali

Solunum sinyali bireylerin kolay kullanımı için giyilebilir şekilde tasarlanmıştır. Sert bir cisim yardımı ile lastik içine dikim yapılıp ve sensör rahatça bükülebilecek şekilde tasarımı

gerçekleştirilmiştir. Böylece nefes alıp verdikçe sensörde değişen bükülme açısı sayesinde direnç değişimi meydana gelmiştir. Bu değişimden yola çıkılarak solunum sinyali gözlemlenmiştir.

Şekil 9:FlexSensör Tasarımı

3.2.SPO2 Çalışmaları

Şekil 10:SPO2 Ölçümü Sağlayan Kablosuz Bileklik Tasarımı

SPO2 için kullanılan wifi modülü ESP8266 seçilmiştir. SPO2 sensörünün (MAX30102) kütüphanesi geliştirilen yazılıma entegre edilerek fonksiyonlara erişim sağlanmıştır böylece veriler gözlemlenmiştir. ESP ile Raspberry Pi arasında wifi üzerinden bağlantısı oluştulmuş ve RPI, ESP ile aynı ağa bağlanması sağlanmıştır.

Tüm bu donanım ve yazılım çalışmalarının sonucunda donanım malzemelerinin içine alacağı bir kutu tasarımı yapılmıştır.SPO2 değerlerini kablosuz iletişim teknolojisinden yararlanarak bir bileklik tasarlanmıştır.

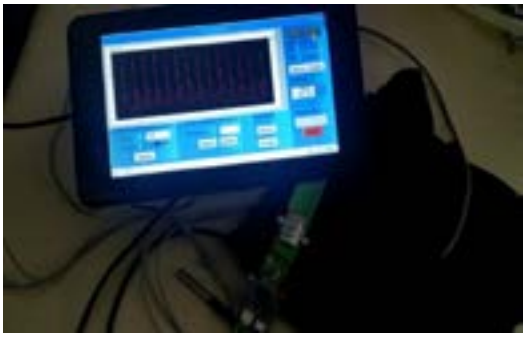
3.3 Vücut Sıcaklığı Alma Çalışmaları

Şekil 11: Dijital Sıcaklık Sensörü

Dijital bir sıcaklık sensörü kullanılmıştır. Sensör, Raspberry Pi dijital pin girişine bağlanmıştır ve veriler alınmıştır. Haberleşme protokolü ise 1-Wire (tek hat) protokolüdür. Sensörün açık kaynak kodlu yazılım kütüphanesi, geliştirilen yazılıma entegre edilerek fonksiyonlar kullanılmıştır.

3.4. Platform ve Arayüz Çalışmaları

Tasarımı yapılan platform şekil 12'de gösterilmektedir. Platform, daha teknolojik, kullanışlı ve uygun maliyetli olması hedeflenmiştir. Ayrıca tasarımda asıl hedef kitlesi yaşlı nüfus olduğundan, dış tasarım geliştirilirken, daha küçük, daha hesaplı bir platform tasarlanması üzerinde çalışılmıştır. Platformun iç tasarımı ve belirlenen sensörlerin yerleşimleri en doğru ölçüm alınabilecek şekilde ve herhangi bir hata yaratmayacak şekilde konumlandırılmıştır.



Şekil 12: Platform Tasarımı

Şekil 13:Arayüz Tasarım

Platformun arayüz şekil 13'de gösterilmektedir. Arayüzsade, anlaşılır, açık bir gösterim ile parametrelerin gözlemleneceği şekilde tasarlanmıştır.

Şekil 14:Platform Yandan Görünümü

4.SONUÇ

Evde bakım kullanım amaçlı parametre takip platformu ile genelde yaşlı bireylerin kendi evlerinde ya da çevrelerinde bağımsız olarak günlük yaşam aktivitelerini sürdürebilmeleri amaçlanmaktadır. Bu çalışma ile yaşlılığa bağlı gelişebilecek sorunlarda ve hastaneye yatışlarda azalmayı, daha yakın takibi, sağlık personelinin iş yükünü azaltmayı, daha az kaynak ile daha fazla kişiye ulaşmayı, maliyeti azaltmayı, sağlık personeline kolay ulaşılabilmeyi buna bağlı olarak yaşlı

bireylerin yaşam kalitesini yükseltmeyi, kırsal koşullarda yaşayan bireylere sağlık hizmetlerinin ulaşmasının sağlanabilmesi hedeflenmiştir.Mevcut sağlık izleme sistemleri, kişiyi hastane ortamında kısa süreliğine incelemeye olanak verir. Ancak bazı rahatsızlıklar uzun dönemli inceleme sonucunda teşhis edilir [7]. Kişilerin sağlık durumlarını uzun süreli izleyebilmek için evde bakım ile sağlanan esnek platform tasarımı cihazlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Tıbbi verilerin uzun dönemli veya gerçek zamanlı izlenmesi ve acil durumlarda ilgili kurumların haberdar edilmesi yaşlanan ve artan nüfus ile birlikte vazgeçilmez olmuştur.EKG, vücut sıcaklığı, solunum ve nabız ölçümlerini alan bir platform tasarımı gerçekleştirilmiştir. Üzerinde çalışılan tasarımda; 3 kanaldan alınan EKG sinyali elektrotlar yardımı ile alınmış olup, girilen zamana göre veya sürekli zamanda alınabilen EKG sinyalinde R dalgalarının tepe noktaları da bulunmuştur. Bu sayede tepe noktaları arasındaki farklar alınarak ritim düzensizliği olduğu durumlar var ise, kaydedilen excel dosyasından gözlemlenmiştir. Solunum sinyali ise bireylerin kolay kullanımı için giyilebilir şekilde tasarımı yapılmıştır. Solunum sinyali için kullanılan sensör doğru konumlandırıldığında sinyal sürekli olarak alınmıştır. Vücut sıcaklığı verileri sürekli izlenebilmektedir. Ayrıca kablosuz haberleşme teknolojisi ile nabız ölçen bileklikten alınan veriler sisteme aktarılarak sürekli takip gerçekleştirilmektedir. Bu platform ile gözleme dayalı bir eğitim amacı da sağlanmak istenmiştir.

5. KAYNAKLAR

[1] Fırat Sağlık Hizmetleri Dergisi, cilt 2, no. 4, 2007.

[2]Adrese Dayalı Nüfus Kayıt Sistemi, TÜİK, 2012,2016.

[3]«Evde Sağlık Hizmeti Alan Hastaların Profili ve Sunulan Hizmetin Değerlendirilmesi,» Hacettepe Sağlık İdaresi Dergisi, cilt 19, no. 2, pp. 171-186, 2016.

[4] «United Nations (UN), Department of EconomicandSocialAffairs, “World PopulationAgeing",» 2004. [Çevrimiçi].Available: http://www.un.org/esa/population/publications/worldageing19502050/index.html.

[5] World HealthOrganisation (WHO), “The Atlas of HeartDiseaseandStroke”, 2002.

[6] «Binkley P.F., “Predictingthepotential of wearabletechnology”,» Engineering in MedicineandBiology Magazine, no. 3, p. 23 – 27, Mayıs-Haziran 2003.

[7] Sağlık Harcamaları İstatistikleri,, TUİK, 2012-2016.

[8] B. Ü. Karaçay Timur, Python3 Veri Yapıları, Ankara, 2013.

[9] https://github.com/lucashn/peakutils

[10] https://bokeh.pydata.org/en/latest/

El-Üstü Damar Görüntüleri Kullanılarak Mikrobilgisayar Tabanlı Kimlik Tanıma Sistemi

[1]Ömer Faruk BOYRAZ, [1]Muhammed Ali PALA, [1]Mustafa Zahid YILDIZ
[1]*Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Teknoloji Fakültesi, Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Sakarya, Türkiye*
omerboyraz@subu.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada Raspberry Pi mikrobilgisayar sistemi kullanılarak el üstü damar desenlerinden kimlik tanıma işlemi yapılmıştır. Kızılötesi aydınlatma ve kamera sistemi yardımıyla deneklerden alınan görüntüler ön-işlemlerden (Gri Seviyeye Dönüştürme ve Kontrast Sınırlı Histogram İşlemi (KSAHE)) geçirilmiş ve ardından yerel özellik çıkarım methodlarından olan SURF (Speeded-Up Robust Features) algoritmasına sokulmuştur. Görüntüler üzerinde anahtar nokta çıkarım işlemi yapıldıktan sonra görüntüler veritabanında saklanmış ve sonrasında kamera önüne gelen damar görüntüleri ile Öklid mesafesi methodu ile eşleştirme işlemi yapılmıştır. El-üstü damar görüntüleri ile yapılan kimlik tespiti işleminin doğruluk oranı %96 olarak tespit edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Biyometri, Kimlik Tanıma, Yakın-Kızılötesi Damar Görüntüleme, Görüntü İşleme, KSAHE, SURF.

1.GİRİŞ

Biyometri; parmak izi, iris veya yüz gibi kişiden kişiye farklılık gösteren fiziksel özellikler temelinde insanları benzersiz bir şekilde tanımlayan bir teknolojidir. Geleneksel biyometrik özelliklerle karşılaştırıldığında, el üstü damar örüntüleri gerçek uygulamalarda bazı avantajlar sergilemektedir. [1]

Son yıllarda özellikle kimlik tanıma için kullanılan bir biyometri olan el üstü damar tanıma teknolojisinin geliştiği gözlemlenmektedir. Parmak izi veya diğer biyolojik özelliklerle karşılaştırıldığında, el üstü damar görüntüleri kimlik tanıma sistemlerinde çok daha güvenilirdir. Çünkü damar örüntülerinin dışardan müdahale ile değiştirilmesi imkansızdır ve çeşitli dezanformasyonlardan etkilenme ihtimali daha azdır. [2,3]
Yaygın olarak, damar tanıma teknolojisi sırasıyla şu adımları içerir; görüntü elde etme, damar görüntüsü önişleme, damar görüntü özelliği çıkarma ve gösterimi, sınıflandırıcı tasarımı ve tanıma [4].

Pratikte en önemli ve zor olan kısım, etkili bir özellik çıkarma yönteminin geliştirilmesidir. Bu çalışmada, mikrobilgisayar tabanlı el üstü damar deseninden kimlik tespiti yapılmıştır. Yapılan çalışmada, kızılötesi kamera yardımıyla alınan el-üstü damar görüntüleri iyileştirilip SURF yerel özellik algoritması kullanılarak damar eşleştirme üzerinde bir performans karşılaştırması yapılmıştır. Her ne kadar görüntü işleme yöntemleri ve öznitelik çıkarım işlemleri son derece gelişse de damar görüntüleme ve kimlik tanıma sisteminin mobil, görece ucuz, ve iki özelliğinde aynı anda sağlandığı sistemler yaygın değildir.

2. YÖNTEM VE METOD

2.1. Veri Toplama ve Deney Prosedürleri

Çalışmaya 100 sağlıklı yetişkin (65 erkek, 35 kadın, yaş aralığı: 18-35) katılmıştır. Denekler içinde, burada sunulan sonuçları etkileyebilecek herhangi bir damar ameliyatı veya başka bir sorunu bulunmamaktadır. Deneklerden 10 saniye boyunca sağ ve sol ellerini kızılötesi kameranın altındaki platforma yumruk konumunda koymaları istenmiştir (Şekil 1).

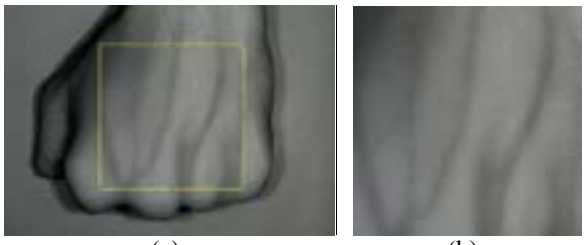
Prosedürler katılımcılara herhangi bir zarar vermedi. Tüm katılımcılar yazılı onay vermiş ve deneyler Sakarya Üniversitesi Tıp Fakültesi Etik Kurulu tarafından onaylanmıştır (no.71522473 / 050.01.04 / 86). Ortamdaki ışık koşullarının duyarlılığı nedeniyle, tüm deneyler Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi Biyomedikal Enstrümantasyon Laboratuvarı'nda yapılmıştır.

Şekil 1. El üstü damar görüntülerinin toplanma aşaması [5]

2.2 Ön İşleme

Alınan el damar görüntülerinden damar haritalarının bulunduğu ilgili hedef bölgenin çıkarılması için şekil 2'de gösterildiği gibi el üstünden 256x256 piksel boyutlu görüntüler alınmış ve bu görüntüler çeşitli ön işlemlerden geçirilerek eşleştirme işlemleri

yapılmıştır. Hedef bölgenin çıkarılması, sonraki yapılacak olan ön işleme, öznitelik çıkarımı ve tanıma adımlarında işlem hızını arttırmaktadır.

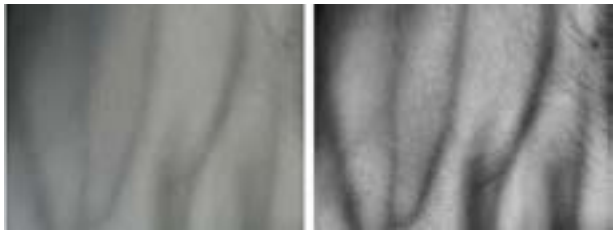


(a) (b)

Şekil 2. (a)Kızılötesi kamera yardımıyla alınan görüntü (640x480), (b) Damar deseninin bulunduğu hedef bölge (256x256)

Hedef bölge çıkarımından sonra damar bölgelerinin daha net bir şekilde ortaya çıkarılması için görüntülere, kontrast sınırlı adaptif histogram eşitleme (KSAHE) işlemi uygulanmıştır. KSAHE, bir görüntünün bölgesel olarak kontrastını artırmak için kullanılan bir tekniktir [6]. Tıbbi görüntüleme sistemlerinde düşük kontrastlı görüntülerin geliştirilmesinde bu yöntemin başarılı olduğu kanıtlanmıştır.

Bu yaklaşımda ilk olarak her bölgenin histogramı hesaplanır. Ardından, istenen kontrast genişlik sınırına dayalı olarak histogramların kırpılması için kırpma sınır 35 değeri elde edilir. Daha sonra her histogram belirlenen bu kırpma sınır değerini aşmayacak şekilde yeniden dağıtılır. Son olarak, gri seviye haritalama için elde edilen kontrast sınırlı histogramların kümülatif dağılım fonksiyonları (CDF) belirlenir. Şekil 3'te alınan el-üstü damar bölgesinin ham hali ve KSAHE işlemi uygulandıktan sonraki hali gösterilmektedir.



(a) (b)

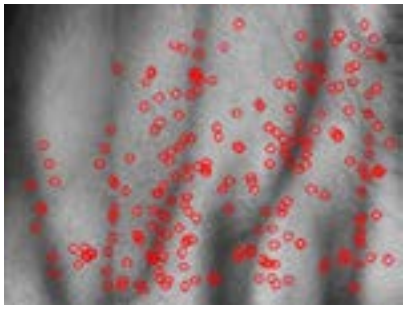
Şekil 3. (a)Gri seviyeli görüntü, (b) KSAHE uygulanmış görüntü

2.3. SURF (Speeded-Up Robust Features) Yerel Özellik Çıkarım Yöntemi

SURF, (Speeded-up Robust Features) Hessian matrisinin determinantını kullanarak özellik noktalarını tespit eder [7].

$$H(X,\sigma)=\begin{pmatrix} L_{xx}(X,\sigma) & L_{xy}(X,\sigma) \\ L_{yx}(X,\sigma) & L_{yy}(X,\sigma) \end{pmatrix} \quad (1)$$

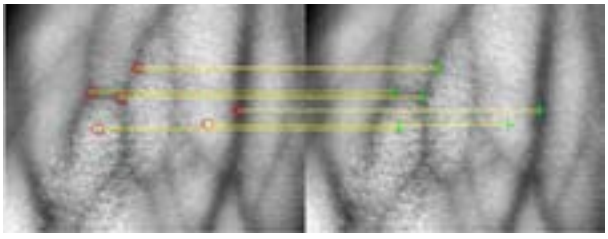
Burada L, Gaussian ikinci mertebenin X (x, y) noktasında ölçeğin σ cinsinden ve Lxy ve Lxy için benzerlikle türetilmesidir. Sınıflandırma için fonksiyonun maksimum ve minimum diskriminant değeri kullanılır. Tanımlama, algılanan özellik noktasının etrafındaki pencerenin oluşturulmasıyla başlar. Bu bölgedeki pikselden sonuçlanan özellik vektörü hesaplanır. Şekil 4'te KSAHE ön işlemi uygulanmış damar görüntüsü üzerinden SURF methodu kullanılarak anahtar nokta çıkarım işlemi gösterilmiştir.



Şekil 4. SURF ile anahtar nokta çıkarımı

3. Eşleştirme İşlemi

SURF yöntemi yardımıyla, el-damar görüntüleri (hand vein images) üzerinde olan anahtar noktalar ve bu noktaların tanımlayıcıları tespit edilir. Aynı işlem, sonradan kimlik tanıma işlemi sırasında kameraya gelen tüm elemanlara uygulanır. Veritabanındaki görüntüler ile kamera önüne gelen görüntülerin anahtar noktaları karşılaştırılarak eşleştirme yapılır. Şekil 5'te örnek bir eşleştirme işlemi gösterilmiştir. Eşleştirme işlemi anahtar noktalar arasındaki Öklid mesafesi yöntemi kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 5. SURF ile anahtar nokta çıkarımı

4. Sonuç

Yapılan çalışmada mikrobilgisayar tabanlı el üstü damar görüntülerinden kimlik tanıma işlemi yapılmıştır. Raspberry Pi kızılötesi kamerası ve 3 B+ mikrobilgisayarı kullanılarak yapılan çalışma neticesinde 100 kişiden toplanan el-üstü damar görüntüleri mikrobilgisayar ortamına aktarılmış ve KSAHE methodu kullanılarak iyileştirilmiştir. Damar bölgeleri görünür hale gelen görüntüler yerel özellik çıkarımı için SURF algoritmasına sokulmuştur. Anahtar noktaları çıkarılan görüntüler veritabanında saklanmış ve sonrasında kamera önüne gelen damar görüntüleri ile eşleştirme işlemi yapılmıştır.

Çalışma neticesinde KSAHE ön işleme methodu ile iyileştirilen görüntüler üzerinde yapılan eşleştirme sonucu doğruluk oranı %96 olarak belirlenmiştir. Eşleştirme işlemi süresi ise her bir denek için 100 kişilik veritabanında yaklaşık 4 saniye kadar

sürmüştür. Farklı görüntü işleme yöntemleri kullanılarak doğruluk oranının iyileştirilebileceği öngörülmektedir.

Kaynakça

[1] J. M. Cross and C. L. Smith, "Thermographic imaging of the subcutaneous vascular network of the back of the hand for biometric identification", Proceedings of 29th International Carnahan Conference on Security Technology, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 20–35, 1995.

[2] Sang-Kyun Im, Hyung-Man Park, Young-Woo Kim, Sang-Chan Han, Soo-Won Kim, Chul-Hee Kang and Chang-Kyung Chung, "An Biometric identification system by extracting hand vein patterns", Journal of the Korean Physical Society, 38(3): 268-272, March 2001.

[3] Toshiyuki Tanaka, Naohiko Kubo, "Biometric authentication by hand vein patterns" SICE, Annual Conference in Sapporo, 249-253, Aug. 2004.

[4] Mikolajczyk, C. Schmid, A performance evaluation of local descriptors, IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell. 27 (10), 1615–1630, 2005.

[5] Boyraz, Ö. F., & Yildiz, M. Z. (2016, November). Mobil damar görüntüleme cihazı tasarımı. In 4th International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science (ISITES2016) 3-5 Nov 2016 Alanya/Antalya-Turkey, 2016.

[6] "Improved Oct Image Enhancement using Clahe," International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering Regular Issue, vol. 8, no. 11, pp. 1351–1355, Oct. 2019.

[7] H. Bay, T. Tuytelaars, and L. V. Gool, "SURF: Speeded Up Robust Features," Computer Vision – ECCV 2006 Lecture Notes in Computer Science, pp. 404–417, 2006.

EEG İşaretlerinden Anlamlı Bilgi Çıkarımında Kırpma Eşiklerinin Kullanılabilirliğinin Makine Öğrenmesi Yöntemleriyle Gösterilmesi

Eda DAĞDEVİR
Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi
Kayseri, Türkiye
edakaracaoglan@erciyes.edu.tr

Mahmut TOKMAKÇI
Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi
Kayseri, Türkiye
tokmakci@erciyes.edu.tr

ÖZET—Beyin Makine Arayüzü (BMA) uygulamalarının en büyük problemlerinden biri işaretlerdeki EOG artefaktlarından kaynaklanan bozucu etkilerdir. BMA uygulamalarında, özellikle göz kırpmalardan kaynaklı EOG etkisi, EEG işaretlerinden anlamlı bilgi çıkarma başarımını büyük ölçüde düşürmektedir. Bu amaçla Kırpma Eşikleri (KE) Yöntemi EEG kayıtlarında uygulanmış ve göz kırpma artefaktları yok edilmiştir. Verilerin KE öncesi ve sonrası sınıflandırılması ile yöntemin başarısı ölçülmüştür. Bunun için "BCI Competition IV.II.b" veri seti kullanılmıştır. Deneklerden alınan EEG işaretlerinden deneklerin sağ veya sol elini kaldırmalarını hayal etmeleri makine öğrenmesi yöntemleri ile sınıflandırılmıştır. Sonuçlar, BMA uygulamalarının ön işleme basamağında kullanılabilecek, veri güdümlü, otomatik hesaplama yapabilen bir yöntemin literatüre kazandırılması açısından önemlidir.

I. GİRİŞ

BMA araştırmalarında artefakt gideriminin önemi uzun yıllardır araştırma konusudur[1],[2],[3]. Deneğin davranışsal, duysal ve bilişsel durumları hakkında EEG kayıtlarından bilgi çıkarımlamak üzere kullanılan bir sistemde artefakt giderimi birçok analiz yöntemi ile yapılabilmektedir[2]. Fakat yapılan analizler veriye özgü olduğundan, veri güdümlü, genel geçer bir artefakt giderimi yöntemi önemli bir çalışma konusu haline gelmiştir. Zaman ekseni analizleri göz önüne alındığında literatürde genlik eşikleme yoluyla artefakt giderimi söz konusudur. Ham EEG kayıtlarında artefakt olarak ortaya çıkan ve EEG kaydından daha büyük genlik bilgisine sahip EOG ve EMG kayıtlarının giderimi için literatürde uzun yıllardır kullanıcı tarafından belirlenen eşik değeri kullanılmıştır. Eşik genellikle filtrelenmiş kaydın genliği göz önüne alınarak EOG artefaktı giderme için 17-25 μV, EMG artefaktı giderme için ise 43 μV seviyesinde seçilmiştir[3],[4],[5]. Kullanıcıya bağlı olarak, belirlenen genlik eşiklerinin istenmeyen birtakım özellikleri mevcuttur[6]. Genel geçer bir eşik belirleme yönteminin artefakt gidermedeki etkisini göstermek amacıyla, bir genlik eşikleme yöntemi olan KE yöntemi EEG kayıtlarına uygulanarak, özellikle EOG göz kırpma artefaktlarının giderimi gösterilmiştir. EEG kayıtlarından anlamlı bilgi çıkarımı için KE uygulanan ve uygulanmayan veriler analiz edilerek KE yönteminin başarımı makine öğrenmesi yöntemleriyle gösterilmiştir.

II. YÖNTEM

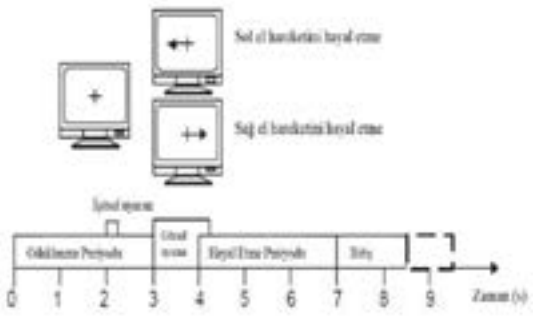
1. Veri

Bu çalışmada kullanılan veri seti BCI Competition IV kapsamında "Graz University of Technology" tarafından toplanmıştır[7]. 9 kişiden alınan kayıtların 2 adet geri bildirim içermeyen oturuma ait kayıtlar kullanılmıştır. Her bir denekten her oturumda 6 kez için 10 deneme kaydı alınmıştır. Toplam 120 deneme için kayıtlar kullanılmıştır. Ag-AgCl elektrot yardımıyla 3 kanal bipolar EEG sinyali alınmıştır. Bu kayıtlar için C_3, C_z ve C_4 kanalları kullanılırken toprak elektrotu olarak F_z kullanılmıştır. 3 EEG kaydının da kullanılması durumunda 18 deneğin her biri için 360 deneme kaydı bulunmaktadır. Bu kayıtlardan 180 denemede deneklere sağ elini kaldırmayı hayal etmesi için sağ ok şeklinde görsel uyaran verilirken, kalan 180 deneme için sol elini kaldırmayı hayal etmesi için sol ok şeklinde görsel uyaran verilmiştir. Örnekleme frekansının 250 Hz olduğu kayıtlar 0.5 Hz-100 Hz Butterworth filtreden ve 50 Hz Notch filtreden geçirilmiştir.

Deney prosedüründe, Şekil 1'de görüldüğü üzere, her bir deneme ekranda artı işaretinin görünmesi ile eş zamanlı olarak işitsel uyaranın (1kHz,70ms) verilmesi ile başlar. Daha sonra Şekil.1'de görülen sağ veya sol ok işareti rastgele olmak üzere 1.25s ekranda görünür. Denekten 4 s boyunca gösterilen ok yönündeki elini kaldırmayı hayal etmesi beklenir. Her deneme sonrasında en az 1,5 s ara verilir. Bu mola odaklanmayı engellemek için 1s'ye kadar değiştirilir. Her bir denekten alınan deneme kayıtlarında rastgele 60 tanesinde sağ ok 60 tanesinde ise sol ok gösterilmiştir.

2. Özniteliklerin Belirlenmesi

Bu çalışmada, EEG kayıtlarından EOG göz kırpma artefaktlarını gidermede KE yönteminin kullanılabilirliğinin gösterilmesi amacıyla, literatürde kullanılan farklı öznitelik çıkarma metotları ile elde edilen öznitelikler kullanılmıştır[8].



Şekil.1. Deney Prosedürü

Aynı öznitelikler kullanılarak KE yöntemi öncesi ve sonrası kayıtlar sınıflandırılmıştır. Hem KE yöntemi uygulanan kayıtlar hem de KE uygulanmayan kayıtlar Butterworth ve Notch filtreden geçirilmiştir. Böyle KE yöntemi ile Butterworth filtre ile giderilemeyen EOG göz kırpma artefaktlarının giderildiği kanıtlanmıştır.

4 istatistiksel öznitelik kullanılarak ok işaretinin görünmesinin ardından kaydedilen EEG kaydının 50 ms'lik pencereler ile 100 ms'lik epokları sınıflandırılmıştır.

Öznitelikler her bir epok için genliklerin ortalaması, ortancası, maksimum değeri, minimum değeri, karelerinin ortalaması ve standart sapmasıdır[8].

Sınıflandırma tekniği olarak ise Destek Vektör Makineleri (DVM), K-En Yakın Komşuluk (KEYK), Karar Ağaçları (KA) ve Lojistik Regresyon (LR) teknikleri kullanılmıştır.

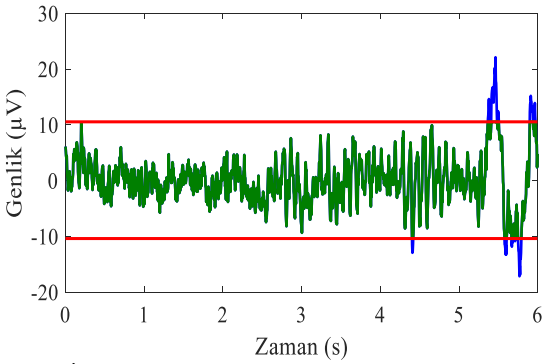
3. KE yöntemi

Araştırmacının müdahale etmesine gerek olmadan, veri güdümlü ve otomatik olarak hesaplanabilen, BMA uygulamalarında da standart olarak kullanılabilecek bir eşik hesaplama yöntemidir [9]. Yöntem, hücre dışı sinirsel kayıtlarda belirlenen eşiklerin arasında kalan veriyi gürültü olarak değerlendirilmesi ve gürültünün kırpık normal dağılıma uyup uymadığı istatistiksel sınanmasına dayanmaktadır. Yöntemin bu araştırmada kullanılması için, EEG verisine uygulanması durumunda, sadece eşikler arası verinin anlamlı veri olarak değerlendirilmesi yeterli olacaktır.

KE yönteminde, belirlenen eşiklerin arasında kalan verinin kırpık normal dağılıma uyup uymadığı istatistiksel sınama ile nicel olarak belirlenir. KE yönteminde, biri artı biri de eksi yönde olmak üzere iki eşik aynı anda hesaplanmaktadır. Ham etkinlik kaydı önce uygun bant aralığına sahip bir sayısal süzgeçten geçirilmektedir. Süzgecin çıktısı olan etkinlik için kırpma eşikleri hesaplanmaktadır[9]. Ayrıntılı bilgi için [9] 'da yer almaktadır.

III. SONUÇLAR

Bu çalışmada, BMA sistemlerinde kullanılan EEG işaretlerindeki artefaktları gidermede Kırpma Eşikleri yöntemi kullanılmıştır. Kırpma Eşikleri yönteminin kullanılması ile BMA sistemlerinden bilgi çıkarımının iyileştirildiğinin araştırması makine öğrenmesi yöntemleri ile yapılmıştır. 10 kat çapraz doğrulama ile yapılan sınıflandırma çalışmasına göre Çizelge.1'de KE uygulanan ve uygulanmayan veri için sınıflandırma doğruluğu gösterilmektedir. Çizelge 2'de özgüllük, Çizelge 3'te duyarlılık, Çizelge 4'te ise F ölçütü parametreleri gösterilmektedir. Çizelge 1,2,3 ve 4'te verilen ölçütlerin hesabı için, Çizelge 5'te karmaşıklık matrisi ile genelleştirilmiş hali görülen ifadeler kullanılarak, sırasıyla Denklem 1,2,3 ve 4 kullanılmıştır [10],[11]. KA sınıflandırma yöntemi için özgüllük ölçütü hariç olmak üzere, hesaplanan tüm ölçütlerde KE uygulanan veri setinin başarımı daha yüksektir. Bu durum KE ile artefakt gideriminin EEG işaretlerinden bilgi çıkarımı başarımını artırdığını göstermektedir. Şekil.2'de ise 1. Deneğin 1. oturumdan alınan kayıtlardan sağ yönlü ok gösterildiği bilinen 45. C_3-F_z EEG kanalına ait kayıt görülmektedir. Mavi işaret KE uygulanmadan önceki kaydı gösterirken kırmızı ile gösterilen KE eşiklerini temsil etmektedir. Bu eşik değerleri, her deneğin her denemesi ayrı ayrı hesaplanmaktadır ve birbirinden farklı artı ve eksi yönlü iki eşik değeri elde edilmektedir. Ayrıca KE öncesi ve sonrası EEG işaretlerinin işaret testi sonucuna göre P=0.66 anlamlılık düzeyinde işaretler birbirinden farksızdır.



Şekil.2. İşitsel uyaran verilmesi anı ile deneyin bitişi anı arası KE uygulanan ve uygulanmayan EEG işaretleri

Çizelge.1. Doğruluk ölçütü

	KE uygulanmayan veri seti	KE uygulanan veri seti
DVM	%61.9	%64.9
KEYK	%70.3	%75.4
KA	%52.8	%52.9
LR	%54.8	%56.0

Çizelge.2.Özgüllük ölçütü

	KE uygulanmayan veri seti	KE uygulanan veri seti
DVM	%61.7	%63.7
KEYK	%68.8	%73.3
KA	%64.2	%51.5
LR	%53.6	%55.6

Çizelge.3. Duyarlılık ölçütü

	KE uygulanmayan veri seti	KE uygulanan veri seti
DVM	%62.1	%66.3
KEYK	%71.8	%77.5
KA	%41.5	%54.3
LR	%56.1	%56.4

Çizelge.4. F ölçütü

	KE uygulanmayan veri seti	KE uygulanan veri seti
DVM	%61.9	%65.4
KEYK	%70.8	%75.9
KA	%46.8	%53.5
LR	%55.4	%56.2

Çizelge.5. Karmaşıklık matrisi

	TAHMİNLENEN SINIF 1	TAHMİNLENEN SINIF 2
GERÇEK SINIF 1	A	B
GERÇEK SINIF 2	C	D

$$Doğruluk = \frac{A+D}{A+B+C+D} \quad (1)$$

$$Özgüllük = \frac{D}{C+D} \quad (2)$$

$$Duyarlılık = \frac{A}{A+B} \quad (3)$$

$$F\ Ölçütü = \frac{2A}{2A+B+C} \quad (4)$$

IV. VARGILAR

BMA sistemleri motor fonksiyonlarını yerine getiremeyen Amiyotrofik Lateral Skleroz (ALS) veya Tetrapleji hastaları gibi kişilerde rehabilitasyon amaçlı kullanırken, diğer insanların bilgisayarlarını ya da herhangi bir elektronik kontrol sistemini kullanmalarını sağlamaktadır.

BMA sistemini geliştirilmesi için, bu sistemde kullanılacak verinin artefaktlarından giderilmesi de büyük önem taşımaktadır. Bu nedenle BMA sistemlerinden bilgi çıkarımının yüksek başarımla yapılması oldukça önemlidir. Bu başarımı artırmanın en önemli yollarından biri de işaretteki bozucu etkileri gidermektir.

Bu çalışmada, EEG sinyallerinden artefakt gidermek için kullanılabilecek bir yöntem önerilmiştir. Yöntemin kullanılabilirliği makine öğrenmesi yöntemleriyle gösterilmiştir. Bu gösterim, Kırpma Eşikleri yöntemi ile hesaplanan bir çift gerilim eşiğinin arasında kalan veri ile KE yöntemi uygulanmayan veri karşılaştırılarak yapılmıştır. Karşılaştırma sonuçları KE yöntemini EEG işaretlerinden anlamlı bilgi çıkarma başarımını artırdığını göstermektedir. Bununla birlikte, yöntemin makine öğrenmesi yöntemleri dışında da sınanması gereklidir ve bu çalışmalara devam edilecektir. Ayrıca, BMA sisteminin ön işleme basamağında uygulanan bu aşamanın hız sınırlayıcı olmaması için de çalışmalar sürdürülecektir.

KAYNAKÇA

[1] S. G. Mason, A. Bashashati, M. Fatourechi, K. F. Navarro, ve G. E. Birch, "A comprehensive survey of brain interface technology designs", *Ann. Biomed. Eng.*, c. 35, sayı 2, ss. 137–169, 2007.

[2] M. Fatourechi, A. Bashashati, R. K. Ward, ve G. E. Birch, "EMG and EOG artifacts in brain computer interface systems: A survey", *Clin. Neurophysiol.*, c. 118, sayı 3, ss. 480–494, 2007.

[3] G. E. Birch, Z. Bozorgzadeh, ve S. G. Mason, "Initial on-line evaluations of the LF-ASD brain-computer interface with able-bodied and spinal-cord subjects using imagined voluntary motor potentials", *IEEE Trans. Neural Syst. Rehabil. Eng.*, c. 10, sayı 4, ss. 219–224, 2002.

[4] G. E. Birch, P. D. Lawrence, ve R. D. Hare, "Single-trial processing of event-related potentials using outlier information", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, c. 40, sayı 1, ss. 59–73, 1993.

[5] I. I. Goncharova, D. J. McFarland, T. M. Vaughan, ve J. R. Wolpaw, "EMG contamination of EEG: spectral and topographical characteristics", *Clin. Neurophysiol.*, c. 114, sayı 9, ss. 1580–1593, 2003.

[6] J. Minguillon, M. A. Lopez-Gordo, ve F. Pelayo, "Trends in EEG-BCI for daily-life: Requirements for artifact removal", *Biomed. Signal Process. Control*, c. 31, ss. 407–418, 2017.

[7] R. Leeb, C. Brunner, G. Müller-Putz, A. Schlögl, ve G. Pfurtscheller, "BCI Competition 2008–Graz data set B", *Graz Univ. Technol. Austria*, ss. 1–6, 2008.

[8] J. das C. Rodrigues, P. P. Rebouças Filho, E. Peixoto Jr, A. Kumar, ve V. H. C. de Albuquerque, "Classification of EEG signals to detect alcoholism using machine learning techniques", *Pattern Recognit. Lett.*, c. 125, ss. 140–149, 2019.

[9] M. Okatan ve M. Kocatürk, "Truncation thresholds: A pair of spike detection thresholds computed using truncated probability distributions", *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, c. 25, sayı 2, ss. 1436–1447, 2017.

[10] M. S. Pepe, *The statistical evaluation of medical tests for classification and prediction*. Medicine, 2003.

[11] X.-H. Zhou, D. K. McClish, ve N. A. Obuchowski, *Statistical methods in diagnostic medicine*, c. 569. John Wiley & Sons, 2009.

EEMKON 2019

BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

İSTANBUL
TABİP ODASI
ISTANBUL MEDICAL CHAMBER

Striatal nöronlar arasındaki sinaptik gecikmenin thalamusta elektroensefalogram (EEG) işareti üzerindeki etkisi

Yüksel Çakır

İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Maslak, İstanbul

cakiryu@itu.edu.tr

Özet: Striatum bölgesi nöronları arasındaki sinaptik gecikme ile Thalamus bölgesinin elektroensefalogram (EEG) işaretinin alfa ritmindeki yavaşlama arasındaki ilişki incelenmiştir. Gerçekçi Bazal ganglia bölgesi, Izhikevich nöron modeli kullanılarak oluşturulmuştur. Striatal nöronlar arasındaki artan sinaptik gecikmenin, Thalamus bölgesinin nöral kütle modeli ile elde edilen EEG sinyalindeki 8-13 Hz (alfa) bandında gücün azalması üzerindeki etki araştırılmıştır. 20 ms'ye kadar olan Striatal hücreler arası sinaptik gecikmede GPi/SNr nöron popülasyonunda ortalama ateşleme değerinin sıfır sinaptik gecikme değerine göre arttığı görülmüş, bu durumun Talamik bölge üzerinde artan baskılama meydana getirdiği anlaşılmıştır. Bunun sonucunda, alfa ritmindeki yavaşlama olarak da adlandırılan, Thalamus bölgesinin nöral kütle modelinin EEG sinyalindeki alfa bandının üst frekans bölgesinde güç azalırken, alfa bandının düşük frekans bölgesindeki gücün arttığı görülmüştür.

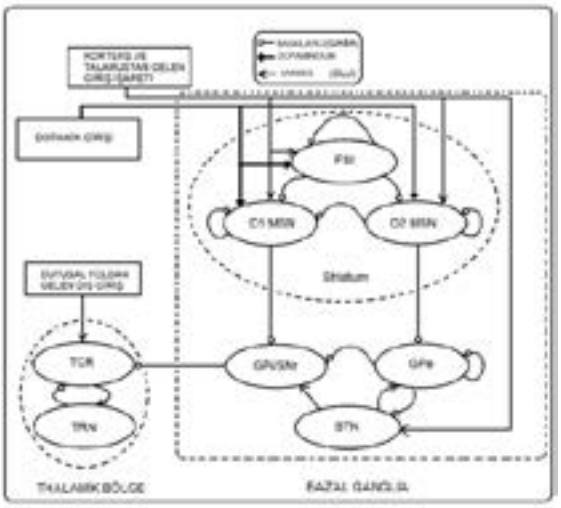
Anahtar Kelimeler: electroensefalogram (EEG), Izhikevich hücre modeli, nöron kütle modeli, Basal ganglia, Thalamus

I. GIRIŞ

Elektroensefalogram (EEG), hastalık saptama, tanı ve tedavi izleme için en sık kullanılan invaziv olmayan beyin inceleme teknolojilerinden biridir. Alzheimer ve Parkinson gibi hastalıklarda, nöron kayıpları, dopamin miktarında azalma ve sinaptik bağlantılarda azalması gibi bazı nörodejenerasyonların meydana geldiği gözlenmektedir [1, 2]. Alzheimer hastalığında, Thalamus EEG işaretinde alfa ritminde yavaşlama olduğu bilinmektedir [3]. EEG'de alfa ritimdeki yavaşlamanın striatum bölgesindeki dopaminde azalma ve hücrelerarası sinapti bağlantı sıkılığı azalması ile arasındaki ilişki önceden incelenmiştir [4]. Sinaptik gecikmenin bu davranış üzerindeki etkisi değerlendirilmemiştir. Bu çalışmada sinaptik gecikmenin alfa ritminin yavaşlaması üzerindeki etkisi araştırılmıştır. İzhikevich nöron modeli ve nörön kütle modeli, sırasıyla Bazal ganglia bölgesi ve Thalamik bölgesinin modellenmesinde kullanılmaktadır. Striatal hücreler arasındaki sinaptik gecikmenin 20 ms'ye kadar olan değerlerinde, GPi/SNr hücreleri popülasyonunun ortalama ateşleme değerinde artma olduğu görülmüş, 20 ms üzerindeki sinaptik gecikme değerlerinde ortalama GPi/SNr hücreleri ateşleme değerinde azalma gözlenmiştir. 20 ms' ye kadar, artan striatal sinaptik gecikmeye bağlı olarak alfa bandının düşük frekans bileşenlerindeki gücün (8-10 Hz) arttığı, yüksek frekans bileşenlerindeki gücte ise azalma olduğu görülmüştür.

II. BAZAL GANGLİA VE THALAMOKORTİKAL AĞ

Çalışmada ele alınan ağ yapısı Bazal ganglia bölgesi ve Thalamik bölgeden meydana gelmektedir ve Şekil 1'de gösterildiği gibidir.



Şek. 1. Basal ganglia Thalamokortikal ağ yapısı.

Bazal gangliya bölgesini meydana getiren alt bölgeler striatum, globus pallidus, substantia nigra ve subthalamic nucleus'dur (STN). Striatum bölgesi, bazal ganglianın en büyük yapısıdır ve esas olarak Fast Spiking Interneuron (FSI) ve D1 ve D2 tipi dopamin reseptörleri içeren Medium Spiny Neuron'dan (MSN) meydan gelmektedir.

III. BAZAL GANGLİA BÖLGESİ İÇİN IZHIKEVICH NÖRON MODELİ

Bazal ganglia bölgesini modellemede kullanılan fenomenolojik Izhikevich nöron modeli Denklem 1'de verilmiştir [5-7].

$$\begin{aligned} C\dot{v} &= k(v-v_r)(v-v_t)-u+I \\ \dot{u} &= a[b(v-v_r)-u] \\ v &\geq v_{peak} \quad v \rightarrow c, u \rightarrow u+d \end{aligned} \tag{1}$$

burada C, membran kapasitesidır, v ve u sırasıyla nöronun membran potansiyelini ve membran geri kazanımı değişkenini temsil eder. v_r, v_t sükunet durumu ve eşik değeri potansiyelleridir. a, b, c ve d boyutsuz parametrelerdir. I akımı hücreye dışarıdan giren akım ve sinaptik akımdan oluşmaktadır ve Denklem 2'deki gibi modellenmektedir.

$$I^{out} = I_o + \rho\alpha_i(t) + \sigma I_{cortical} \tag{2}$$

I_o , ρ ve σ sabit değerler olup, α(t) sıfır ortalama değerli beyaz gürültü, $I_{cortical}$ ise darbe biçimli işaretlerdir [8].
FSI nöronları için dinamik yapı Denklem 3'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} C\dot{v}_{fs} &= k\left[v_{fs}-v_r(1-\eta\phi_1)\right](v_{fs}-v_t)-u_{fs}+I \\ \dot{u_{fs}} &= \begin{cases} -au_{fs}, & if\ v_{fs} < v_b \\ a\left[b(v_{fs}-v_b)^3-u_{fs}\right], & if\ v_{fs} > v_b \end{cases} \end{aligned} \tag{3}$$

Dopamin etkisini deiçeren D1 ve D2 tipteki MSN hücrelerinin dinamik yapısı Denklem 4'de olduğu gibidir.

$$\begin{aligned} C\dot{v}_{D1} &= k(v_{D1}-v_r)(v_{D1}-v_t)-u+I+\phi_1 g_{DA}(v_{D1}-E_{DA}) \\ C\dot{v}_{D2} &= k(1-\alpha\phi_2)(v_{D2}-v_r)(v_{D2}-v_t)-u+I \end{aligned} \tag{4}$$

Denklemlerde dopamin etkisi, şiddeti 0 ve 1 arası değer verilen ϕ_1 ve ϕ_2 parametreleri ile temsil edilmektedir. MSN hücrelerinin giriş akımı:

$$I = I^{out} + I_{gaba-fs} + I_{gaba-ms} \tag{5}$$

biçiminde olup I^{out} striatuma dışarıdan giren akımdır. Her bir MSN hücresi için I_i=I_{gaba_fs} + $I_{gaba\text{-}ms}$ biçiminde temsil edilen ve FSI ve diğer MSN hücrelerinden kaynaklanan sinaptik akım Denklem 6'da açık biçimi ile ifade edilmiştir.

$$I_i(t) = g_{gaba_fs}\sum_l r_{il}(t-\tau_{il})\left[E_{gaba_fs}-V_i\right] + g_{gaba_ms}\sum_j r_{ij}(t-\tau_{ij})\left[E_{gaba_ms}-V_i\right] \tag{6}$$

Denklemdeki g_{gaba_fs} ve g_{gaba_ms} sinaptik bağlantı iletkenlik değeri olup τ_{il} ve τ_{ij} parametreleri l'ci ve j'ci sinaps öncesi nörondan i'ci sinaps sonrası nörona olan gecikmeyi ifade etmektedir. Sinaps öncesi herhangi bir I'ci nörönda ateşleme olması durumunda, Denklem 6 ile ifade edilen sinaptik akım, ω_{ij} parametresi i'ci ve j'ci nörönlar arası baskılayıcı sinaptik bağlantı değeri olmak üzere $r_{ij} \leftarrow r_{ij} + \omega_{ij}$ biçiminde güncellenmektedir. Dinamik değişken olan r_{ij} değeri üstel olarak zayıflamakta, zayıflama $\tau_s\dot{r}_{ij} = -r_{ij}$ dinamik denkelmi ile temsil edilmektedir. Denklemde yer alan τ_s bağlantı zayıflama zaman sabiti değeridir.

FSI hücrelerinde sinapiti bağlanının yanında diğer FSI hücreleri ile olan elektriksel bağlantı da vardır, bu elektriksel bağlantı akımı I_{gap} olmak üzere, FSI hücrelerine giren akım denklem 7'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$I = I^{out} + I_{gaba-fs}(1-\varepsilon\phi_2) + I_{gap} \tag{7}$$

Herhangi i'ci FSI hücresinin elektriksel akımı Denklem 8'deki gibi olup

$$I_i(t) = g_{gap}\sum_k\left[V_k - V_i\right] \tag{8}$$

g_{gap} sabiti *k*'ci ve *i*'ci nörönlar arasındaki elektriksel sinaptik bağlantı değeri, V_k ve V_i sinaps öncesi ve sinaps sonrası nöronların zar potansiyeli değerleridir. Basal ganglianın striatum bölgesi hücreleri parametreleri Tablo I'de verilmiştir. Basal ganglianın kalan bölümleri de Izikhevich nöron modeli kullanılarak gerçeklenmiştir [9]. Bu bölümlere ilişikin model parametreleri Tablo II ve III'de verilmiştir.

FSI nöron parametreleri		**MSN nöron parametreleri**	
a	0.2	**C**	50 pF
b	0.025	**b**	-20
d	0	**c**	-55 mV
k	1	$\mathbf{v_r}$	-80 mV
$\mathbf{v_{peak}}$	25 mV	$\mathbf{v_{peak}}$	40 mV
$\mathbf{v_b}$	-55 mV	**k**	1.14
C	80 pF	$\mathbf{v_t}$	-33.8 mV
c	-60 mV	**a**	0.05
$\mathbf{v_r}$	-70 mV	**d**	377
$\mathbf{v_t}$	-50 mV	**α**	0.03
η	0.1	$\mathbf{g_{DA}}$	22.7 nS
ε	0.625	$\mathbf{E_{DA}}$	-68.4 mV
$\mathbf{E_{gaba_fs}}$, $\mathbf{E_{gaba_ms}}$	-60 mV	$\mathbf{E_{gaba_fs}}$, $\mathbf{E_{gaba_ms}}$	-60 mV
$\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{gaba_fs}}$	4 mS	$\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{gaba_fs}}$, $\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{gaba_ms}}$	4 mS
$\mathbf{g_{gaba_fs}}$	20 nS	$\mathbf{g_{gaba_ms}}$	4.36 nS

Tablo I. FSI ve MSN nöron parametreleri.

Populasyon	**a**	**b**	**c**	**d**	$\boldsymbol{\tau_s}$ **ms**	$\mathbf{E_s}$ **mV**	$\mathbf{I^{app}}$
GPe	0.01	0.58	-65	4	5	-80	10
GPi/SNr	0.01	0.58	-65	4	100	-80	15
STN	0.01	0.26	-65	2	10	0	1

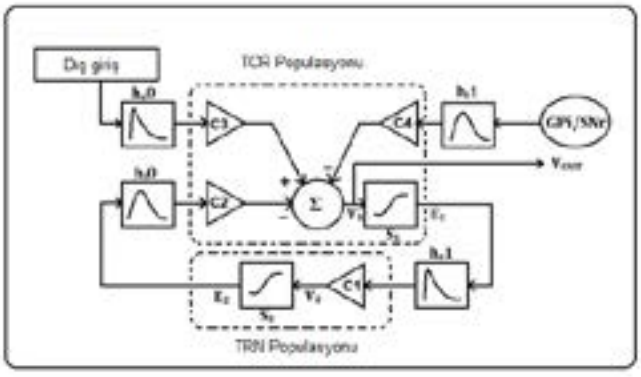
Tablo II. GPi/SNr, GPe ve STN nöral populasyonların model parametre değerleri.

Bağlantısallık, α→β	**Sinaptik iletkenlik g**	**Gecikme**
MSN D1 → GPi/SNr	0.075	τ_{ij}
MSN D2 → GPe	0.075	τ_{ij}
STN → GPi/SNr	0.075	2
STN → GPe	0.075	2
GPe → STN	0.025	6
GPe → GPe	0.025	2
GPe → GPi	0.015	6

Tablo III**.** Bağlantısallık parametre değerleri.

IV. THALAMİK BÖLGE İÇİN KÜTLE MODELİ

Thalamik bölgenin kütle modeli Şekil 2'de gösterildiği gibi, Thalamik Retiküler Nükleus (TRN) ve Thalamo Cortical Relay (TCR) hücre popülasyonundan oluşmaktadır. Modeldeki her nöronal popülasyon, membran potansiyeli *v (t)*'yi meydana getiren, somaya sahip bir yapı olarak kabul edilmektedir. TCR hücre popülasyonu, "duyusal yol" (sensory pathway) hücreleri aktivitesini temsil eden ve μ ortalamaya ve ϕ standart sapmaya sahip Gauss beyaz gürültü olarak simüle edilen Thalamus dışından işaret almaktadır.



Şek. 2. Thalamik bölgesi kütle modeli.

TCR ve TNR populasyonlarının membran potansiyellerini temsil eden, ikinci derece diferansiyel denklem yapısındaki nöral kütle modelleri yeni bir diferansiyel değişken tanımlanarak Denklem 9'daki gibi, birinci derece diferansiyel denklem takımı biçiminde temsil edilmiştir [3].

$$\dot{x}_{ret1} = x_{ret2}\ ; \qquad \dot{x}_{ret2} = \frac{H_e}{\tau_e}P(t) - \frac{2}{\tau_e}x_{ret2} - \frac{1}{\tau_e^2}x_{ret1}$$
$$\dot{x}_{tcr1} = x_{tcr2}; \qquad \dot{x}_{tcr2} = \frac{H_e}{\tau_e}S\left(C_3x_{ret1} - C_2x_{trn1} - C_4x_{GPi_SNr1}\right) - \frac{2}{\tau_e}x_{tcr2} - \frac{1}{\tau_e^2}x_{tcr1} \qquad (9)$$

$$\dot{x}_{GPi_SNr1} = x_{GPi_SNr2}; \quad \dot{x}_{GPi_SNr2} = \frac{H_i}{\tau_i}\Delta V_{GPi/SNr} - \frac{2}{\tau_i}x_{GPi_SNr2} - \frac{1}{\tau_i^2}x_{GPi_SNr1}$$
$$\dot{x}_{trn1} = x_{trn2}; \quad \dot{x}_{trn2} = \frac{H_i}{\tau_i}S(C_1 x_{tcr1}) - \frac{2}{\tau_i}x_{trn2} - \frac{1}{\tau_i^2}x_{trn1}$$

Denklemlerde yer alan $P(t)$ harici giriş işatidir. $S(v) = \frac{V_{max}}{1+e^{r(V_0 - v)}}$ biçiminde olup V_{max} nöral populasyonun maksimum ateşleme değeridir, V_0 ise ateşleme eşiği olarak adlandırılan ve 50% ateşleme değerinin sağlandığı gerilim değeridir. Denklemlerdeki *r* sigmoid fonksiyonunun eğimidir. Diferansiyel denklemlerde yer alan $\Delta V_{GPi/SNr}$ değişkeni, GPi/SNr nöral populasyonda, sıfır sinaptik gecikme değeri için elde edilen ortalama ateşleme değerinden sapmayı ifade etmektedir. Bağlantısallik parametresi C_i sinaps sonrası hücre populasyonunda bir dendritic terminale temas eden sinaps öncesi bağlantıları temsil eder ve tüm sinaps öncesi hücrelerin meydana getirdiği bağlantılardaki oranı göstermektedir. TCR nöral populasyonun membran potansiyeli Denklem 10 ile tanımlanmış, thalamik bölgesi modeli parametreleri de Tablo IV'de verilmiştir.

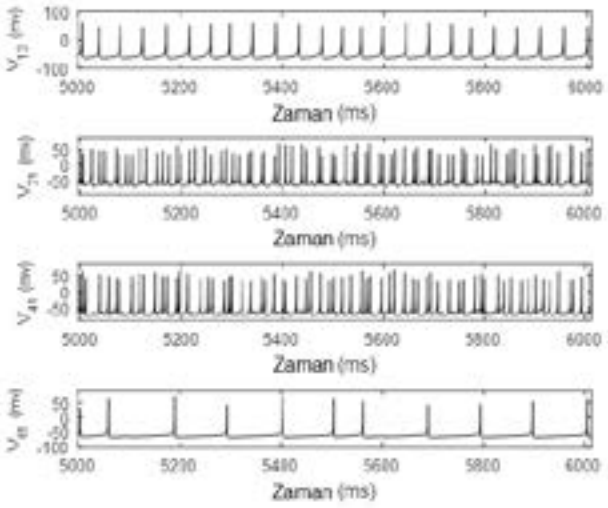
$$V_{tcr} = C_3 x_{ret1} - C_2 x_{trn1} - C_4 x_{GPi_SNr1} \qquad (10)$$

Parametre	Değeri	Parametre	Değeri
$\mathbf{H_e}$ **(mV)**	3.25	$\mathbf{V_0}$ **(mV)**	5
$\mathbf{H_i}$ **(mV)**	22	$\mathbf{C_1}$ **(%)**	35
$\boldsymbol{\tau_e}$ **(mV^{-1})**	10	$\mathbf{C_2}$ **(%)**	15
$\boldsymbol{\tau_i}$ **(mV^{-1})**	20	$\mathbf{C_3}$ **(%)**	7
$\mathbf{V_{max}}$ **(s^{-1})**	5	$\mathbf{C_4}$ **(%)**	7
r (mV^{-1})	0.56		

Tablo IV. Thalamik bölgesi için kütle modeli parametre değerleri.

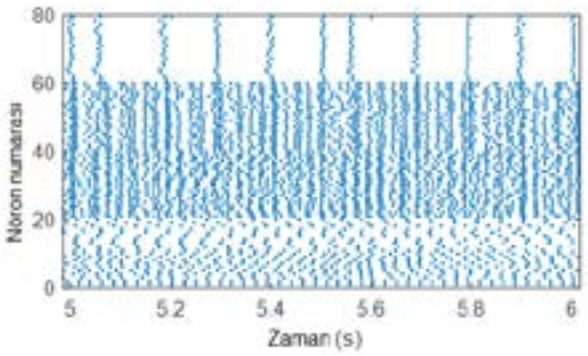
V. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Basal ganglia bölgesi aktivitesi sinaptik bağlantı değeri $\omega_{ij}=0.5$ ve dopamin seviyesi $\phi_1 = \phi_2 = 1$ alınarak elde edilmiştir.
Başlangıçta oluşan düzensizlikleri bertaraf etmek için simülasyon sonucunun ilk 2 saniyesi dikkate alınmayarak GPİ/SNr aktivitesinden $\Delta V_{GPi/SNr}$ değeri sıfır sinaptik gecikme için elde edilen ortalama aktivite değerinden sapma olarak elde edilmiştir. Elde edişlen bu $\Delta V_{GPi/SNr}$ değeri basal gangliadan thalamik bölgeye giren işaret olarak kullanılmıştır. Sinaptik gecikme değeri 5 ms alınarak elde edilen basal ganglia bölgesi aktivitesinin 5-6 saniyeleri arası değişimi, her bir nöral populasyondan rastgele seçilen birer nöron için örnek olarak Şekil 3'de verilmiştir. Hücre potansiyelleri sırasıyla Striatal, GPI/SNr, GPe ve STN populasyonlarındandır.

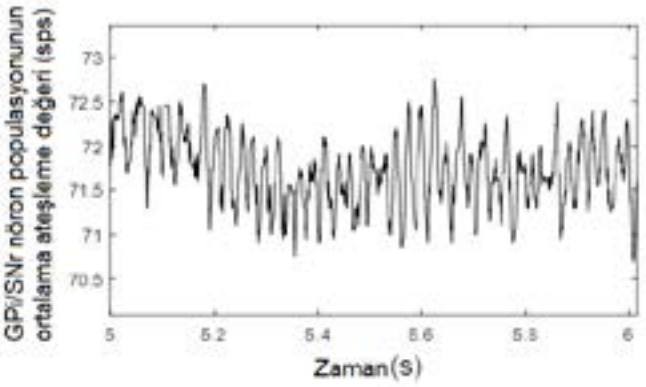


Şek. 3. Rastgele seçilen sinir hücrelerine ilişkin 5 ms sinaptik gecikme ile elde edilen, 5-6 saniyeleri arasındaki aktivite. Her bir sinir hücresi Striatal, GPI/SNr, GPe ve STN populasyonlarından seçilmiştir.

5-6 saniyeler arası süre içinde ateşleyen nörönlara ilişkin rasterplot gösterilim Şekil 4'dedir. Her bir populasyon 20 nörondan oluşmakta olup sırasıyla, ilk 20 nöron (1-20) Striatum bölgesini, sonraki 20 nöron (21-40) GPi/SNr bölgesini, takip edenler de GPe ve STN populasyonlarına ilişkin 40 nöronun ateşleme diyagramlarıdır. Striatal sinaptik gecikme 5 ms alınarak GPi/SNr nöron populasyonundan elde edilen, 5-6 saniyeler arasındaki ortalama ateşleme değeri değişimi Şekil 5'de verilmiştir.

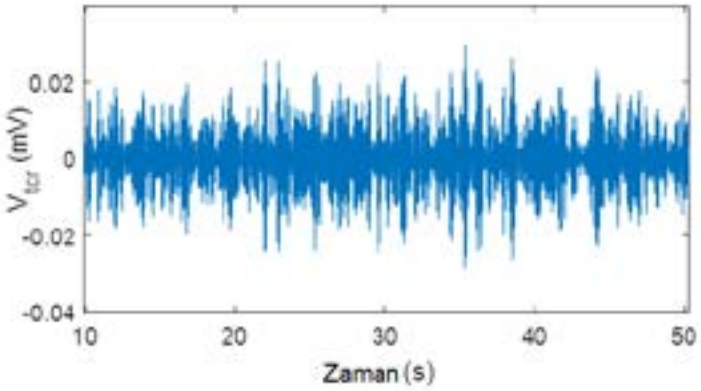


Şek. 4. Ateşleyen sinir hücrelerine ilişkin, 5-6 saniyeler arasındaki Raster plot. Sinaptik gecikme değeri 5 ms seçilmiştir.

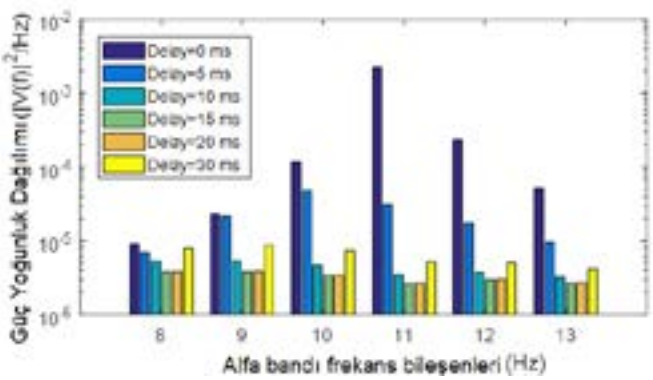


Şek. 5. GPi/SNr nöron populasyonunun, 5 ms sinaptik gecikme için elde edilen aktivitenin 5-6 saniyeleri zaman aralığında ortalama ateşleme değeri değişimi.

Sinaptik gecikme değeri sıfır kabul edilerek GPi/SNr nöron populasyonu için elde edilen aktivite referans alınarak, bu aktivite ortalama değeri ile artan sinaptik gecikme sonucu elde edilen aktivite ortalama değeri arasındaki fark, Thalamik bölgesine Bazal gangliadan gelen baskılayıcı işaret olarak kullanılmıştır. Thalamik bölgesine ilişkin kütle modeli ile 60 saniye süreli aktivite simülasyon sonucu elde edilerek *Vtcr* işaretine ilişkin ilk 3 saniyesi ve son 2 saniyesi değerlendirme dışı tutularak inceleme yapılmıştır. Elde edilen işaret 250 Hz frekansta örneklenip alt ve üst kesim frekansları 7.5 ve 13.5 Hz olan 10. dereceden Butterworth band geçiren süzgeç ile filtrelenmiştir. Sözü edilen *Vtcr* zar potansiyeli işaretinin 5ms sinaptik gecikme için elde edilmiş 10-50 saniye zaman aralığındaki değişimi örnek olarak Şekil 6'da verilmiştir. Sözü edilen işretin FFT dönüşümü alınmış ve artan sinaptik gecikme değerleri için elde edilen *Vtcr* işaretinde alfa bandındaki frekans bileşenlerine ilişkin güç dağılımı Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şek. 6. Striatal hücrelerarası sinaptik gecikme 5ms alınarak Thalamik bölge kütle modeli ile elde edilen V_{tcr} zar potansiyelinin 10 ve 50'ci saniyeler arasındaki değişimi.



Şek. 7. Artan sinaptik gecikme değerleri için alfa bandındaki frekans bileşenlerine ilişkin güç dağılımı.

VI. SONUÇ

Bazal ganglia ve Thalamik beyin bölgelerine ilişkin gerçekçi hesaplamalı modeller sırasıyla Izhikevich nöron modeli ve kütle modeli kullanılarak oluşturulmuştur. Striatal nöronlar arasındaki sinaptik gecikme değerinin, Thalamus bölgesinin elektroensefalogram (EEG) sinyalinde alfa ritmindeki (8–13 Hz) yavaşlama üzerindeki etkisini incelenmiştir. 20 ms'ye kadar artan sinaptik gecikme değeri için, GPi / SNr nöronal popülasyonunun ortalama ateşleme değerinin, sıfır sinaptik gecikme durumuna göre arttığı görülmüş, artan bu ateşleme değerinin de Thalamik bölge üzerinde artan baskılama meydana getirdiği anlaşılmıştır. ΔVGPi / SNr değişkeni ile temsil edilen artan bu baskılama sonucu Thalamik bölgesindeki *Vtcr* zar potansiyeli işaretinde, alfa bandının üst frekans bileşenindeki güç azalırken, alfa bandının düşük frekans bileşenlerinde gücün arttığı görülmüştür (Şekil 7). $\Delta V_{GPi/SNr}$ ile Thalamus bölgesinde meydana getirilen artan baskılama sonucu *Vtcr* işaretinde güç değerinde azalma olduğu gözlenmiştir.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma TUBITAK BIDEB (2219) tarafından desteklenmiştir.

KAYNAKÇA

[1] T. Niikura, H. Tajima, Y. Kita, "Neuronal Cell Death in Alzheimer's Disease and a Neuroprotective Factor, Humanin", Current Neuropharmacology, 4, 2006, pp.139-147.

[2] G. Kashyap, D. Bapat, D. Das, R.Gowaikar, R. E.Amritkar, G. Rangarajan, V. Ravindranath, G.Ambika, "Synapse loss and progress of Alzheimer's disease -A network model", Scientific Reports, 9: 6555, 2019, pp.1-9.

[3] B.S. Bhattacharya, Y. Cakir, N.S. Sengor, L. Maguire, & D. Coylev, "Model-based bifurcation and power spectral analyses of thalamocortical alpha rhythm slowing in Alzheimer's Disease", *Neurocomputing*, Vol. 115, 2013, pp.11–22.

[4] Y. Cakir, "Investigation of the relation between dopamine depletion and the slowing of alpha rhythm in electroencephalogram of thalamus", Journal of Cognıtıve Systems, Vol. 4, no. 1, 2019, pp. 22-27.

[5] E.M. Izhikevich, "Dynamical Systems in Neuroscience: The Geometry of Excitability and Bursting", The MIT Press Cambridge, Massachusetts, London, England. 2007.

[6] Y. Cakir, "Modeling of synchronization behavior of bursting neurons at nonlinearly coupled dynamical networks" Network: Computation in Neural Systems, Vol.27 No. 4, 2016, pp. 289-305.

[7] Y. Cakir, "Modeling influences of dopamine on synchronization behavior of striatum", Network: Computation in Neural Systems, Vol. 28, No 1, 2017, pp. 28-52.

[8] D. Humphries, R. Wood, K. Gurney, "Dopamine-modulated dynamic cell assemblies generated by the GABAergic striatal microcircuit", Neural Networks, Vol. 22, No. 8, 2009, pp. 1174-1188.

[9] C. Liu, J. Wanga, H. Yua, B. Denga, X. Weia, H. Lic, K. A. Loparob, C. Fietkiewicz, "Dynamical analysis of Parkinsonian state emulated by hybrid Izhikevich neuron models", Commun Nonlinear Sci Numer Simulat.,Vol. 28, 2015, pp. 10–26

Hücrelerarası Sinaptik Bağlantı Sıkılığının Basal Ganglia ve Thalamus Hücreleri Arasındaki Senkronizasyon Üzerinde Etkisi

Yüksel Çakır

İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Maslak, İstanbul

cakiryu@itu.edu.tr

Özet: Basal Ganglia ve Thalamus bölgelerinden oluşan ağ'da nöronlar arası sinaptik bağlantı sıkılığının ağ'ı oluşturan nöron populasyonlarında, hücreler arasındaki senkronizasyona etkisi incelenmiştir. Bu amaçla, Striatum, Globus Pallidus internal, Globus Pallidus external, Subthalamic nucleus, Substantia Nigra Pars Reticulate bölümlerinden oluşan Basal Ganglia'nın ayrıntılı modeli oluşturularak, Striatum bölgesini etkileyen dopamin nöroreseptörü de modele eklenerek, farklı bağlantısallık değerlerinde, artan hücrelerarası sinaptik bağlantı sıkılığının bölgeleri oluşturan nöron populasyonlarında, dopaminin farklı değerlerine göre nörönlar arası senkronizasyon incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler— basal ganglia, thalamus, senkronizasyon, Izhikevich hücre modeli

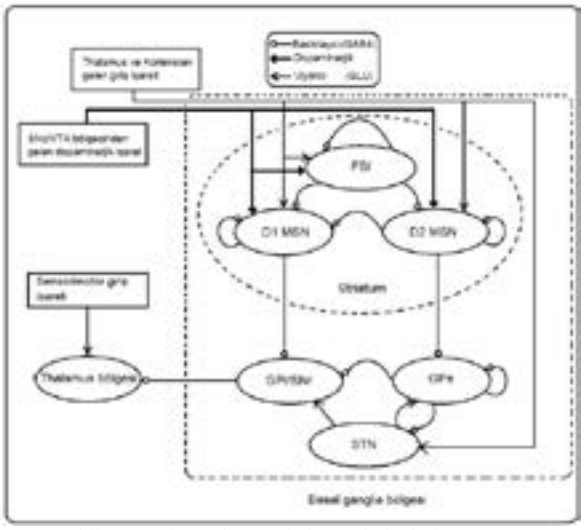
I. GİRİŞ

Bazal Ganglia (BG), beynin Korteks ve Thalamus bölgeleri ile bağlantılı, istemli motor hareketlerin kontrolü, göz hareketleri, yordamsal öğrenme, alışkanlık öğrenme, biliş ve duygu gibi karmaşık işlevlerin yerine getirilmesinde görev yapan, birçok alt bölümden oluşan karmaşık bir ağ yapısıdır. Nörödejeneratif bir hastalık olan Parkinsonda gözlenen anormal nöral osilasyonlar Bazal Ganglia ile ilişkilidir. Substantia Nigra pars compacta (SNc) bölgesinde yer alan ve dopamin üreten sinir hücrelerinde meydana gelen dejenerasyon ve bununla alakalı olarak striatum bölgesinde oluşan dopamin kaybı sözü edilen motor hareketlerdeki bozulmanın sebebi olarak değerlendirilmektedir. Aralıklı ve senkron biçimli osilasyonlardan meydana gelen nöral aktivite Parkinson hastalığına ilişkin karakteristik durumlardandır [1, 2]. Basal gangliadaki Subthalamic Nucleus (STN), Globus Pallidus Internal (GPi), and Globus Pallidus External (GPe) nörönları arasında da senkronize aktivite gözlenmektedir [3]. Hastalığa bağlı olarak, Basal ganglia nöronlarının Korteks ve Thalamusun ilgili bölgeleri arasında, nörönlar arası artan senkronize aktivite gözlenmektedir [4]

Hastalık veya yaşlanmaya bağlı olarak nöronal hücre kayıpları, dopamin miktarıda değişim, sinaptik bağlantı bozuklıkları gibi patolojiler meydana geldiği bilindiğinden, [5] bu durumların Basal ganglia ve Thalamus bölgesinde, hücreleri arası senkronizasyonu nasıl etkilediği incelenmiştir. Bu amaçla nöron populasyonları arasındaki senkronizasyon incelenmiştir. Sonuçlar genel olarak değerlendirildiğinde, dopamin miktarının Striatumdaki hücrelerarası senkronizasyonu etkilediği, bağlantısallık değerine göre artan hücreler arası bağlantı sıkılığının Basal ganglia ve Thalamus hücre populasyonlarının senkronizasyonunu farklı etkilediği görülmüştür.

II. BASAL GANGLIA VE THALAMUS AĞ YAPISI

Striatum, Globus Pallidus External (GPe), Globus Pallidus Internal (GPi), Substantia Nigra pars reticulate (SNr) ve Subthalamic Nucleus (STN) alt bölgelerinden meydana gelen Bazal ganglia'da, farklı nöral yapılar olmakla birlikte benzer giriş ve çıkış yapıları ve fonksiyon benzerlikleri nedeni ile GPi ve SNr alt bölgeleri GPi/SNr olarak adlandırılan tek bir alt sinir hücresi popülasyonu olarak değerlendirilmektedir [6]. Bazal ganglia ve Thalamus bölgelerinden meydana geen ağ yapısı Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Basal ganglia ve Thalamus bölgeleri ağ yapısı

Nöral ağ bölgesine harici giriş işareti olarak korteksten uyarıcı Glutamatergic işaret geldiği varsayılmıştır. Nörömodülatör olan dopamin de giriş işareti olarak varsayılmıştır. Ağ'a ilişkin hesaplamalı model kullanılarak, hücrelerarası sinaptik bağlantı sıkılığının bölgeleri oluşturan nöron popülasyonlarında, dopaminin farklı değerlerine göre nörönlar arası senkronizasyon incelenmiştir. Hastalık ile oluşan nörödejeneratif bozulmalarda tüm BG'nın ve Thalamusun etkilendiği varsayılarak hücreler arasındaki sinaptik bağlantı yoğunluğu striatum ile birlikte GPe, GPi/SNr, STN ve Thalamus için azaltılarak inceleme yapılmıştır. Her bir nöral populasyon Izhikevich hücre modelinden meydana gelen 100 sinir hücresi ile temsil edilmiştir.

Striatum bölgesi hücrelerinin %10'u Fast Spiking Interneurons (FSI) yapısında olup geri kalan kısım yarı yarıya D1 ve D2 dopamin reseptörü içeren Medium Spiny Neurons (MSN) hücresinden meydana geldiği varsayılmıştır [7, 8]. FSI nörönlarının , sahip oldukları gabaerjik sinaptik bağlantılarla biribirlerini baskıladığı, bunların yanında FSI nörönlar arasında elektriksel bağlantı da olduğu varsayılmıştır. D1 ve D2 MSN hücrelerinin diğer MSN hücreleri yanında FSI hücreleri tarafından da baskılandıkları varsayılmış, D1 MSN hücre populasyonu FSI gücreleri ve D1 ve D2 MSN hücreleri tarafından baskılanırken D2 MSN hücre populasyonunun FSI hücreleri yanında sadece aynı populasyon olan diğer D2 MSN hücreleri tarafından baskılandığı düşünülmüştür.

D1 MSN hücrelerinin baskılayıcı bağlantısı ile GPi/SNr populasyonunun aktivitesinin azaltıldığı, bunun sonucunda azalan aktivitenin Thalamus üzerinde azalan baskılamaya neden olduğu bilinmektedir. D2 MSN hücrelerinin ise GPe populasyonu ile olan baskılayıcı sinaptik bağlantıları nedeni ile Gpi/SNr populasyonunu dolaylı olarak etkilemektedirler. GPe hücre populasyonunun D2 MSN hücrelerince baskılanması sonucu azalan GPe aktivitesinin GPi/SNr üzerinde azalan baskılamaya, bunun da, artan GPi/SNr aktivitesi sonucu Thalamusta artan baskılamaya sebep olduğu bilinmektedir. Basal gangliada yer alan STN bölgesinden hem GPe hem de GPi/SNr bölgesine uyarıcı sinaptik bağlantı olduğu fakat sadece GPe'den baskılayıcı bağlantı aldığı bilindiğinden, BG ve Thalamus bölgesi hesaplamalı modeli bu bilgiler doğrultusunda oluşturulmuştur [6].

III. IZHIKEVICH HÜCRE MODELİ

Striatum bölgesi hücreleri haricindeki Basal ganglia ve Thalamus bölgeleri Denklem 1 ile tanımlanan basitleştirilmiş Izhikevich hücre modeli kullanılarak oluşturulmuştur [8, 9].

$$\begin{aligned} \dot{v} &= 0.04v^2 + 5v + 140 - u + I \\ \dot{u} &= a(bv - u) \\ if\ v \geq 30\ mV, then\ v &\rightarrow c, u \rightarrow u + c \end{aligned} \qquad (1)$$

Hücre denklemlerinde yer alan ve $I_i = I_i^{app} + I_i^{syn}$ biçiminde tanımlanan I_i akımı sinaptik (I_i^{syn}) ve harici olarak uygulana akımdan (I_i^{app}) meydana gelmektedir. Sinaptik akım Denklem 2'de ifade edildiği gibi olup g_{ij} sinaptik iletkenlik değeri, τ_{ij} ise sinaptik gecikmeyi temsil etmektedir. E_S değeri uyarıcı sinaptik bağlantılar için 0, baskılayıcı bağlantılar için ise -80 mV olarak alınmaktadır.

$$I_i^{syn} = \sum_j I_{ij}^{syn} = \sum_j g_{ij}\, r_{ij}(t - \tau_{ij})[E_S - V_i] \qquad (2)$$

Sözü edilen bölgelerin dinamik davranışını yansıtacak şekilde seçilen hücrelerin model parametre değerleri, hücreler arası sinaptik bağlantı değeri ve sinaptik gecikme değerleri Tablo I ve Tablo II'de verilmiştir [6].

Striatum bölgesi sinir hücreleri aktivitesi dopamin ile modüle edilmekte olup sözü edilen dopamin etkisi ilave edilerek FSI ve MSN hücrelerine ilişkin hesaplamalı model Denklem 3'de verilmiştir. Dopamin değeri modelde ϕ_1 ve ϕ_2 parametreleri ile temsil edilerek dopaminin olmadığı durum için değerleri 0, dopamin eksikliği olmayan durum için değerleri 1 olarak alınmıştır.

$$\begin{aligned} C\dot{v}_{fs} &= k\left[v_{fs} - v_r(1 - \eta\phi_1)\right](v_{fs} - v_t) - u_{fs} + I \\ C\dot{v}_{D1} &= k(v_{D1} - v_r)(v_{D1} - v_t) - u + I + \phi_1 g_{DA}(v_{D1} - E_{DA}) \\ C\dot{v}_{D2} &= k(1 - \alpha\phi_2)(v_{D2} - v_r)(v_{D2} - v_t) - u + I \end{aligned} \qquad (3)$$

Denklemlerde sırasıyla, *C* hücre zarı kapasitesi, v ve *u* ise zar potansiyeli ve yenilenme değişkeni, v_r ve v_t sükünet hali ve eşik değeri potansiyelleri olup *a, b, c* ve *d* boyutsuz parametrelerdir, [8, 10]. Dopamin D1 MSN hücrelerini uyarıcı etkisi varken D2 MSN hücrelerinin aktivitesinin baskılayıcı etki göstermektedir. D1 MSN hücreleri dinamik denklemine $\phi_1 g_{DA}(v_{D1} - E_{DA})$ ifadesi eklenerek dopaminin hiperpolarize etkisi sağlanmaktadır. D2 MSN hücre modelinde yer alan $k(1 - \alpha\phi_2)$ ifadesi ile hücreye giren akıma duyarlılık arttırılmaktadır.

Sinaptik bağlantı ile *i*'ci nörona bağlı sinaps öncesi nörönlarda her ateşleyen *j*'ci nörön için, Denklem 2 ile ifade edilen ilgili sinaptik akım $r_{ij} \leftarrow r_{ij} + \omega_{ij}$ şeklinde gücellenmerkterdir. Sözü edilen r_{ij} dinamik bir değişken olup, τ_s zayıflama zaman sabiti olmak üzere, $\tau_s \dot{r}_{ij} = -r_{ij}$ dinamik denklemi ile tanımlanmaktadır.

Popul asyon	a	b	c	d	τ_s ms	E_s m V	I^{app}
GPe	0.01	0.58	-65	4	5	-80	10
GPi/SNr	0.01	0.58	-65	4	100	-80	15
STN	0.01	0.26	-65	2	10	0	1
THL	0.01	0.23	-65	0.45	10	0	I_{SM}

Tablo I. GPi/SNr, GPe STN ve Thalamus nöral populasyonlarının model parametre değerleri

Bağlantısallık, α→β	Sinaptik iletkenlik değeri, g	Gecikme
MSN D1 → GPi/SNr	0.075	0
MSN D2 → GPe	0.075	0
STN → GPi/SNr	0.075	2
STN → GPe	0.075	2
GPe → STN	0.025	6
GPe → GPe	0.025	2
GPe → GPi	0.015	6
GPi →Thl	0.01	2

Tablo II. Hücreler arası bağlantısallık parametre değerleri

FSI nörönları arasında elektriksel bağlantı da mevcut olup bu bağlantı sözü edilen hücre dinamik denkleminde $I_i(t)=g_{gap}\Sigma_k[V_k - V_i]$ ifadesi ile tanımlanmaktadır. Striatum bölgesi hücrelerinin parametre değerleri Tablo 3 ile verilmiştir.

FSI hüreleri parametreleri		MSN hücreleri parametreleri	
a	0.2	**C**	50 pF
b	0.025	**b**	-20
d	0	**c**	-55 mV
k	1	$\mathbf{v_r}$	-80 mV
$\mathbf{v_{peak}}$	25 mV	$\mathbf{v_{peak}}$	40 mV
$\mathbf{v_b}$	-55 mV	**k**	1.14
C	80 pF	$\mathbf{v_t}$	-33.8 mV
c	-60 mV	**a**	0.05
$\mathbf{v_r}$	-70 mV	**d**	377
$\mathbf{v_t}$	-50 mV	**α**	0.03
η	0.1	$\mathbf{g_{DA}}$	22.7 nS
ε	0.625	$\mathbf{E_{DA}}$	-68.4 mV
$\mathbf{E_{gaba_fs}}$, $\mathbf{E_{gaba_ms}}$	-60 mV	$\mathbf{E_{gaba_fs}}$, $\mathbf{E_{gaba_ms}}$	-60 mV
$\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{gaba_fs}}$	4 mS	$\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{gaba_fs}}$, $\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{gaba_ms}}$	4 mS
$\mathbf{g_{gaba_fs}}$	20 nS	$\mathbf{g}_{\mathbf{gaba_ms}}$	4.36 nS

Tablo III. FSI ve MSN hücrelerinin parametre değerleri

Denk. 4 ile verilen ve Basal ganglia ve Thalamus'tan oluşan sinir ağında kullanılan senkronizasyon ölçütünde Hansel ve Sompolinsky [10] tarafından geliştirilen yöntem temel alınmıştır.

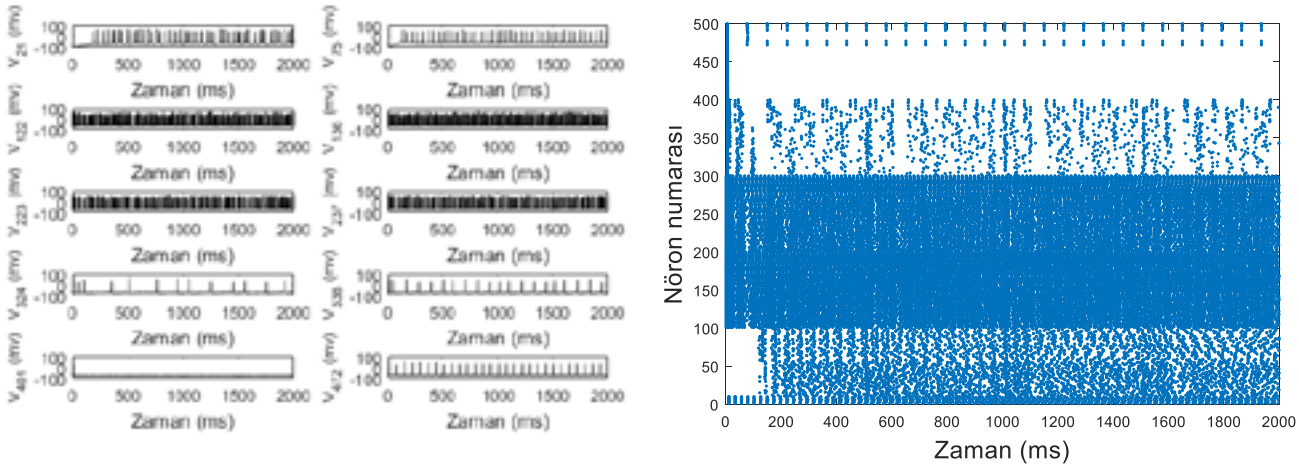
$$S = \frac{\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\left[\left(\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}V_i(t)\right)^2\right]-\left[\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\left(\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}V_i(t)\right)\right]^2}{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}V_i(t)^2-\left(\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}V_i(t)\right)^2\right]} \quad (4)$$

IV. SİMULASYON SONUÇLARI

Sinir ağında Striatum bölgesi hücrelerinin etkilendiği dopamin nörötransmiterinin 0 ile 1 arasında, farklı değerlerine göre ve hücreler arası bağlantısallığın farklı değerlerine göre inceleme yapılmıştır. Senkronizasyon değeri Bazal ganglia ve Thalamus bölgelerindeki sinir hücreleri arasındaki sinaptik akımın değerini belirleyen *w* sinaptik bağlantı sıkılığı değeri 0.05 ile 0.5 arasında değiştirilerek hücre populasyonlarınında senkronizasyona etkisi incelenmiştir. İstenilen bağlantısallık değerini verecek şekilde rastgele oluşulan 5 farklı ağ yapısı için 2000 ms süreli aktivite elde edilerek son 1000 ms aktivite kullanılarak senkronizasyon hesaplanmış ve 5 farklı ağ'dan elde edilen senkronizasyon değerlerinin ortalaması alınmıştır. Simülasyonlarda, kortikal bölgeden Basal gangla'ya gelen işaret saniyede 2 darbe olacak biçimde rastgele oluşturulmuş olup, Thalamus bölgesine gelen Sensorimotor işareti ise saniyede 14 darbe olacak şekilde seçilmiştir [6].

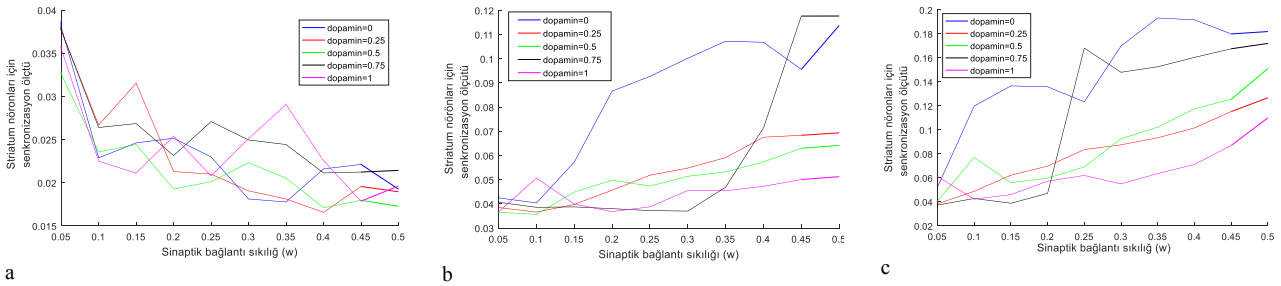
Hücreler arası sinaptik bağlantı olasılığı 0.1 olacak biçimde rastgele oluşturulan bir ağ yapısı için her populasyondan rastgele seçilen iki hücrenin zaman içinde aktivitesi Şekil 2(a)'da örnek olarak gösterilmiştir. Şekil 2(b)'de ateşleyen hücrelerin rasterplot diyagramı verilmiştir. Thalamus sinir hücrelerinin ateşleme sıklığının Sensorimotor işareti ile uyumlu olduğu görülmekte, Gpi/SNr populasyonundan gelen baskılayıcı işaret nedeni ile bazı Thalamus hücrelerinin ateşlemediği anlaşılmaktadır.

Ağ yapısı hücreler arası sinaptik bağlantı olma olasılığı 0.1, 0.5 ve 0.9 olacak biçimde rastgele seçilerek dopamin değerinin 0, 0.25, 0.5, 0.75 ve 1 olduğu durumlar için bağlantı sıkılığı değeri 0.05 ile 0.5 arasında değiştirilerek Basal gangliadaki hücre populasyonlarının ve Thalamus hücrelerinin senkronizasyon değerleri hesaplanmıştır. Sözü edilen Striatum, Gpi/SNR, GPe, STN ve Thalamus hücre populasyonları için senkronizasyon değerleri artan sinaptik bağlantı sıkılığına göre sırasıyla Şekil 3, 4, 5, 6 ve 7'de gösterilmiştir.



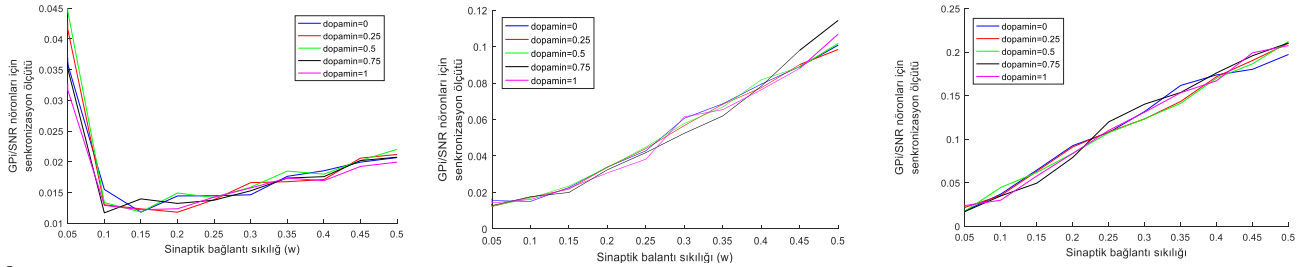
a b

Şekil 2. 0.1 bağlantı olasılığı ile oluşturulan ağda, a) rastgele seçilen bazı hücrelerin 2000ms boyunca aktivitesi. b) ateşleyen hücrelerin diyagramı.



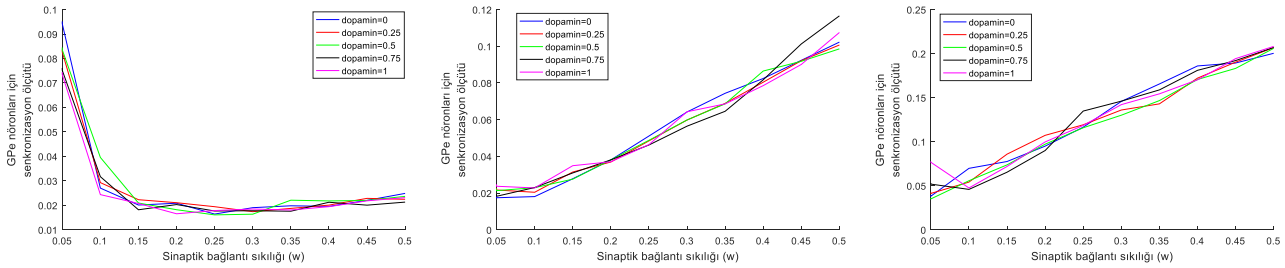
a b c

Şekil 3. a) 0.1 bağlantısallık olasılığı, b) 0.5 bağlantısallık olasılığı, c) 0.9 bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan ağ yapısında farklı dopamin değerleri için Striatum nöronarı arasında artan sinaptik bağlantı sıkılığına göre senkronizasyon ölçütü.



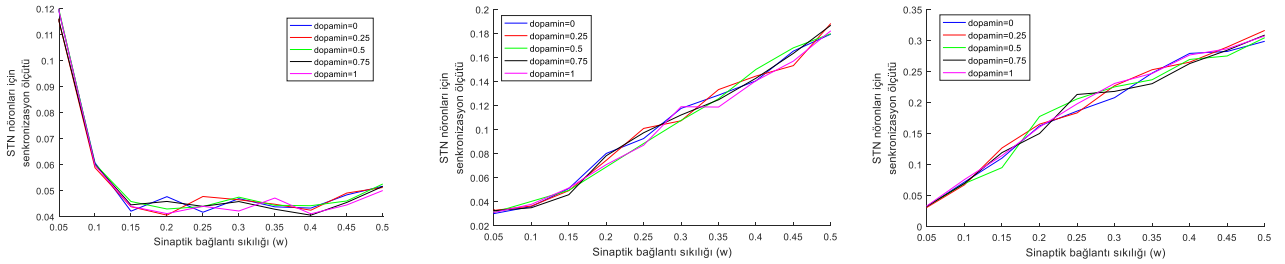
a b c

Şekil 4 a) 0.1 bağlantısallık olasılığı, b) 0.5 bağlantısallık olasılığı, c) 0.9 bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan ağ yapısında farklı dopamin değerleri için GPi/SNR nöronarı arasında artan sinaptik bağlantı sıkılığına göre senkronizasyon ölçütü.



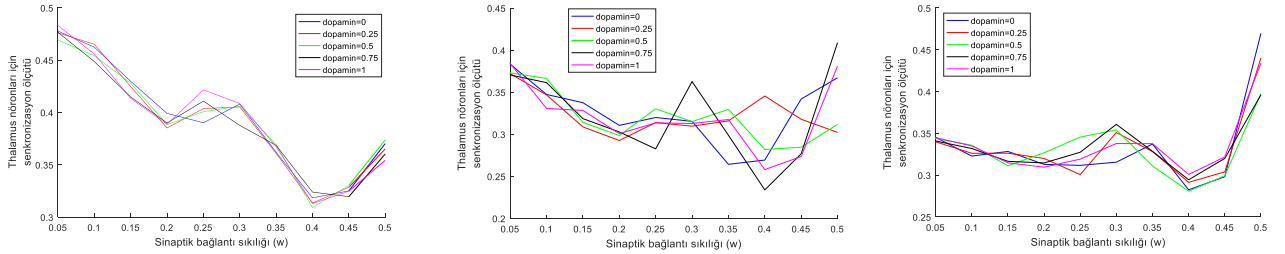
a b c

Şekil 5 a) 0.1 bağlantısallık olasılığı, b) 0.5 bağlantısallık olasılığı, c) 0.9 bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan s ağ yapısında farklı dopamin değerleri için GPe nöronarı arasında artan sinaptik bağlantı sıkılığına göre senkronizasyon ölçütü.



a b c

Şekil 6 a) 0.1 bağlantısallık olasılığı, b) 0.5 bağlantısallık olasılığı, c) 0.9 bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan s ağ yapısında farklı dopamin değerleri için STN nöronarı arasında artan sinaptik bağlantı sıkılığına göre senkronizasyon ölçütü.



a b c

Şekil 7 a) 0.1 bağlantısallık olasılığı, b) 0.5 bağlantısallık olasılığı, c) 0.9 bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan s ağ yapısında farklı dopamin değerleri için Thalamus nöronarı arasında artan sinaptik bağlantı sıkılığına göre senkronizasyon ölçütü.

V. SONUÇLAR

Elde edilen sonuçlardan, yüksek bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan ağ yapıları için Gpi/SNR, GPe, STN nöral populasyonlarda artan sinaptik bağlantı sıkılığı ile senkronizasyonun da arttığı görülmüş, dopamin değerinin bu ağ yapılarının senkronizasyonunda kaydadeğer bir fark yaratmadığı görülmüştür. Striatum nöral populasyonda dopamin değerinin de senkronizasyonu etkilediği anlaşılmıştır.

0.1 gibi düşük bağlantısallık olasılığı ile oluşturulan ağ yapılarında Gpi/SNR, GPe, STN nöral populasyonlarda, 0.05 ile 0.15 bağlantı sıkılığı değerine kadar senkronizasyon değerinin hızla azaldığı, sonrasında artan bağlantı sıkılığı değeri ile arttığı gözlenmiştir.Striatum ve Thalamus bölgelerinde senkronizasyonun daha yüksek bağlantı sıkılığı değerlerine kadar azalmaya devam ettiği görülmüş, ayrıca dopamin miktarının da Striatumdaki hücrelerarası senkronizasyonda etkili olduğu görülmüştür.

Sonuçlar genel olarak değerlendirildiğinde, dopamin miktarının Striatumdaki hücrelerarası senkronizasyonu etkilediği, bağlantısallık değerimne göre artan hücreler arası bağlantı sıkılığının senkronizasyonu farklı etkilediği görülmüştür.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma TÜBİTAK BİDEB (2219) tarafından desteklenmiştir.

KAYNAKÇA

[1] C. Park , L.L. Rubchinsky, “Potential Mechanisms for Imperfect Synchronization in Parkinsonian Basal Ganglia”, PLOS ONE, Volume 7 , Issue 12, 2012 , pp. 1-12.

[2] T. Arakaki, "Collective dynamics of basal ganglia-thalamo-cortical loops and their roles in functions and dysfunctions", Neurons and Cognition [q-bio.NC]. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2016. English.

[3] A. Mandali, M. Rengaswam, V.S. Chakravarthy, A. A.Moustafa, "A spiking Basal Ganglia model of synchrony, exploration and decision making", Frontiers in Neuroscience, Vol. 9, Art. 191, 2015, pp.1-21.

[4] A. Galvan, A. Devergnas, T. Wichmann, "Alterations in neuronal activity in basal ganglia-thalamocortical circuits in the parkinsonian state", Frontiers in Neuroanatomy**,** Vol. 9, Art. 5, 2015, pp.1-21.

[5] T. Niikura, H. Tajima, Y. Kita, "Neuronal Cell Death in Alzheimer's Disease and a Neuroprotective Factor, Humanin", Current Neuropharmacology, 4, 2006, pp.139-147.

[6] C. Liu, J. Wanga, H. Yua, B. Denga, X. Weia, H. Lic, K. A. Loparob, C. Fietkiewicz, "Dynamical analysis of Parkinsonian state emulated by hybrid Izhikevich neuron models", Commun Nonlinear Sci Numer Simulat.,Vol. 28, 2015, pp. 10–26.

[7] C.R. Gerfen, D.J. Surmeier, "Modulation of striatal projection systems by dopamine", Annu Rev Neurosci., 34, 2011, pp. 441–466.

[8] Y. Cakir, "Modeling influences of dopamine on synchronization behavior of striatum", Network: Computation in Neural Systems, Vol. 28, No 1, 2017, pp. 28-52.

[9] Y. Cakir, "Modeling of synchronization behavior of bursting neurons at nonlinearly coupled dynamical networks" Network: Computation in Neural Systems, Vol.27 No. 4, 2016, pp. 289-305.

[10] D. Hansel, H. Sompolinsky , "Synchronization and Computation in a Chaotic Neural Network", Phys Rev Lett., Vol. 68, No. 5, 1992, pp.718–721.

Meme, Beyin ve Akciğer Tümörlerinin Tespiti İçin Geliştirilen Yeni Bir Yöntem Olan Mikrodalga Görüntülemenin İncelenmesi

Ali Recai Çelik

Dicle Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

eeealicelik@gmail.com

ÖZET

Ölüm nedenleri arasında ilk sıralarda yer alan kanser hastalığının başarıyla tedavi edilebilmesi için kötü huylu tümör tespitinin erken evrelerde yapılması çok önemli ve gereklidir. Bu amaçla, X-ray mamografi, manyetik rezonans görüntüleme, dijital tomosentez, ultrason görüntüleme gibi birçok yöntem geliştirilmiştir. Her yöntemin üstün özellikleri olduğu gibi, bazı eksik yanları da bulunmaktadır. Bu durum araştırmacıları yeni yöntemler geliştirmeye teşvik etmektedir. Son yıllarda üzerinde çalışmaların yoğunlaştığı yöntemlerden biri de mikrodalga görüntülemedir. Bu çalışmada mevcut yöntemlerden genel olarak bahsedilmiş, gelişim aşamasında olan mikrodalga görüntüleme yöntemi ise detaylı olarak incelenmiştir. Bahsedilen yöntemler ile mikrodalga görüntülemenin karşılaştırılması yapılarak, tüm yöntemlerin avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır. Mikrodalgalar kullanılarak meme, beyin ve akciğer tümörlerinin tespit edildiği farklı çalışmalardan örnekler verilerek, kısa bir derleme yapılmıştır. Ölçümlerin yapılabileceği düzeneklerin görüntüleri paylaşılarak, sistemin uygulamasının nasıl olabileceği sunulmuştur. Özet olarak, kullanılmakta olan yöntemlerin olumsuz yönlerini ortadan kaldırmaya talip ve bu yöntemleri destekleyici nitelikteki güncel bir yöntem olan mikrodalga görüntülemenin tanıtımı yapılmıştır. Yapılacak çeşitli geliştirmeler sayesinde yöntemin uygulanmasının yaygınlaşacağından bahsedilmiştir.

1. GİRİŞ

İnsan vücudunun temel yapıtaşı olan sağlıklı hücreler belirli miktarda ve gerektiği kadar bölünürken, kanser hücreleri ise kontrolsüz bir şekilde bölünerek çoğalırlar. Çoğalan kanser hücreleri birikerek tümörleri oluşturur ve oluşan tümörler normal dokuları sıkıştırıp tahrip edebilirler. Dolaşım yoluyla yayılıp vücudun farklı bölgelerine de zarar verebilirler. Bundan dolayıdır ki, kanser hastalığı ülkemizde ve tüm dünyada en önemli sağlık sorunlarından biri olarak kabul edilir. Birleşmiş Milletler Dünya Sağlık Örgütü'nün 2017 yılında yayımladığı güncel rapora göre; dünyada her yıl 14 milyondan fazla insana kanser teşhisi konulmakta ve bu sayının 2030 yılına kadar 21 milyona çıkması öngörülmektedir [1]. Kanser kaynaklı ölümlerin başlıca sebebinin teşhis sürecinde yaşanan gecikme olarak açıklandığı bu rapora göre, hastalığın erken evrelerde tespit edilmesi ölüm oranlarını belirgin miktarda azaltmaktadır. Tümörlerin varlığının, boyutunun ve konumunun tespit edilmesi amacıyla geliştirilmiş olan çok sayıda yöntem bulunmaktadır. X-ray mamografi, manyetik rezonans görüntüleme (MRG), dijital tomosentez ve ultrason görüntüleme yaygın olarak kullanılan görüntüleme yöntemlerinden bazılarıdır [2]. Her yöntemin avantaj ve dezavantajları vardır. Mevcut yöntemlerin eksik yönlerinin düzeltilme gerekliliği, araştırmacıları yeni yöntemler geliştirmeye teşvik etmektedir.

İdeal bir sistemde olması gereken ilk özelliklerden biri, tespit yönteminin sağlık açısından düşük risk ve tehlikeye sahip olmasıdır. Kötü huylu tümörlerin ayırt edilmesi hususundaki hassasiyet, temas olmadan gerçekleştirilebilme, hızlı ve güvenilir olma, hastayı huzursuz etmeme ve konforlu olma gibi özellikler de geliştirilecek sistemlerde göz önünde bulundurulması gereken diğer şartlardır.

Son yıllarda üzerinde araştırma ve geliştirme çalışmalarının yoğunlaştığı yöntemlerden biri mikrodalgalar kullanılarak yapılan tespit ve görüntüleme sistemidir. Mikrodalga görüntüleme, başta meme kanseri tümörleri olmak üzere beyin ve akciğerde oluşan tümörlerin tespitinde ümit verici sonuçlar vermeye başlamıştır [3-5].

Bu çalışmanın amacı; mevcut görüntüleme sistemlerinin olumsuz yönlerini ortadan kaldırmaya talip olan ve bu sistemlerde kullanılan yöntemleri destekleyici nitelikteki güncel bir yöntem olan mikrodalga görüntülemenin tanıtımını yapmaktır. Bu amaç doğrultusunda, çalışmanın ikinci bölümünde yaygın kullanılan yöntemlerden bahsedilmiş, üçüncü bölümde ise mikrodalga görüntüleme yöntemi detaylı olarak incelenmiştir. Bahsedilen yöntemler ile mikrodalga görüntülemenin karşılaştırılması yapılarak, tüm bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır. Tartışma bölümünde ise, yapılacak çeşitli geliştirmeler sayesinde önümüzdeki yıllarda yöntemin pratikte uygulanmasının yaygınlaşacağından bahsedilmiştir.

2. YAYGIN GÖRÜNTÜLEME YÖNTEMLERİ

2.1. X-Ray Mamografi

Günümüzde biyomedikal görüntüleme alanında kullanılan en yaygın yöntemlerden biri X-Ray mamografidir. Bu yöntemde, frekans aralığı 30-30.000 PHz ve enerji aralığı 0.125-125 keV olan X ışınları kullanılarak tanılama sağlanmaktadır [6]. Özellikle meme kanseri tespitinde standart yöntem olarak kullanılan bu yöntemin üstün özelliklerinin yanı sıra bazı dezavantajları da bulunur. Bu olumsuzluklar şu şekilde özetlenebilir [7]:

- X ışını iyonize edici radyasyon sınıfına dahildir, uygulanacak kişi açısından risk taşımakta ve vücut için zararlı olabilmektedir.
- Yoğun meme yapısına sahip genç hastalarda, sağlıklı bir dokunun kanserliymiş gibi görülmesi (yalancı pozitif) ve kanserli bir dokunun sağlıklıymış gibi görülmesi (yalancı negatif) hataları bu yöntemde azımsanmayacak oranlardadır. Dolayısıyla, elde edilen görüntüler radyologlar tarafından değişik şekillerde yorumlanabilmektedir.
- Görüntülemenin daha net yapılabilmesi için, incelenecek bölgenin sıkıştırılması gerekliliği vardır. Bu zorunluluk hasta için rahatsız edici ve istenmeyen bir durumdur.

X-Ray mamografinin bahsedilen dezavantajları, yeni tekniklerin araştırılması ve geliştirilmesi için motive edici olmuştur.

2.2. Manyetik Rezonans Görüntüleme

X-Ray mamografiye alternatif olarak kullanılan yöntemlerden biri MRG'dir. Çok güçlü bir mıknatıs ve radyo dalgalarının kullanımıyla görüntülerin elde edildiği bu yöntem iyonize edici değildir ve hassas sonuçlar sunabilmektedir. Bununla birlikte MRG'nin de bazı eksik yanları bulunmaktadır:

- Yöntemin temel prensibine göre, sinyaller proton yoğunluğuna bağlı olarak değişim gösterirler. Bu nedenle bazı dokulardan yeterli sinyal alınamaz ve ters tanıya sebep olan düşük belirginlik oluşabilir [8].
- Kalp pili, nörostimülatör, infüzyon pompası, metal protez gibi aygıtlar manyetik alandan etkilenerek işlev göremez hale geleceğinden dolayı, bu cihazları taşıyan hastalar MRG yönteminden faydalanamazlar.
- Yöntemin uzun işlem süresine sahip olması hastalar için konforsuzluk yaratmaktadır. Özellikle kapalı yerde kalma korkusu (klostrofobi) bulunan kişilerde huzursuzluk artmaktadır.
- Yüksek bir maliyete sahip olması da yöntemin diğer bir dezavantajıdır.

MRG'nin bahsedilen dezavantajları nedeniyle, yüksek risk durumları dışında bu yöntem kanser tespitinde pek tercih edilmemektedir.

2.3. Dijital Tomosentez

Bu yöntemde farklı açılarla çok sayıda veri alınmakta ve incelenen dokuların görüntüleri bilgisayar yardımıyla milimetrelik kesitler şeklinde 3 boyutlu olarak oluşturulmaktadır. Dokuların üst üste gelerek oluşturduğu yalancı pozitif ve negatif sonuçların sayısı bu yöntemde kesitsel düzlemde inceleme yapılması sayesinde oldukça azaltılmıştır [9]. Tomosentez, hem tarama hem de tanısal amaçlı incelemelerde yararlıdır. Tarama serilerinde hastanın tekrar mamografiye çağırılma oranlarını azalttığı görülmüştür. Mamografiye göre daha az sıkıştırma uygulanır ve hasta konforunun artırılması sağlanır. Bu avantajlara sahip olmakla birlikte, aşağıda özetlenen dezavantajları da mevcuttur.

- Sistemde ortalama glandüler doz yüksek, çekim süresi ve değerlendirme süresi uzundur.
- Büyük algılayıcılar kullanılır ve pozisyon ayarlamada zorluk yaşanır. Teknisyen ve radyolog için uzun ve detaylı bir eğitim ve öğrenme süresi gerekliliği vardır.
- Mamografide kullanıldığı kadar olmasa da iyonize edici sinyallerin kullanımı bu yöntemde de mevcuttur [10].

Özetlenen bu özellikler dijital tomosentezin kusurları olarak görülmektedir.

2.4. Ultrasonografi

Ultrasonografi veya kısa adıyla ultrason yöntemi, frekansı 5 ile 15 MHz arasında değişen yüksek ses dalgalarının yüzeye gönderilmesi ve yansımaların ölçülmesi prensibine dayanır. Yukarıda bahsedilen yöntemlere göre zararsız olmakla birlikte şu olumsuzlukları vardır:

- Diğer yöntemlere kıyasla daha az etkilidir.
- Konum olarak derinde bulunan tümörlerin ayırt edilmesi bu yöntemde kolay olmamaktadır.
- Görüntüleme yapmak için iyi bir beceri ve hekim tecrübesi gereklidir.

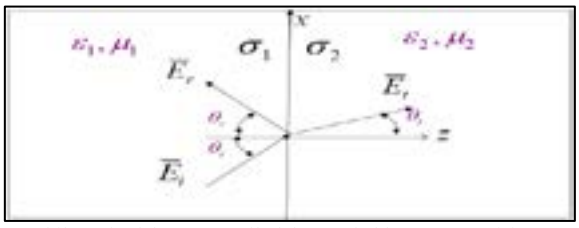
Bu nedenle, genellikle mamografiyle yapılan bir görüntülemeyi tamamlayıcı olarak kullanılırlar [11].

3. MİKRODALGA GÖRÜNTÜLEME

Elektromanyetik spektrumda 0.3–300 GHz frekans aralığında tanımlı olan mikrodalgaların tıbbi görüntüleme sistemlerinde kullanılabilme potansiyelleri son yıllarda yoğun olarak incelenmektedir. Önceki bölümde kısaca bahsedilen yöntemlerin günümüzde aktif olarak kullanıldıkları, ancak bu yöntemlerde yüksek risk ve tehlike, kötü huylu tümör tespitinde düşük hassasiyet, erken safhada teşhis edememe, temaslı ve konforsuz ölçümler, yüksek maliyet gibi bazı eksik yanlar bulunduğu açıklanmıştı. Bu nedenle, mevcut yöntemlerin eksik yanlarını tamamlamayı ve bu yöntemleri desteklemeyi hedefleyen mikrodalga görüntülemeye ilgi son yıllarda artmaya başlamıştır. Yapılan çalışmalar sayesinde, özellikle meme kanserinin tespitinde bu yöntemin iyi bir potansiyele sahip olduğu anlaşılmıştır [12-15].

3.1. Yöntemin Çalışma Prensibi

Mikrodalga frekanslarında, kötü huylu kanser hücrelerinin dielektrik sabiti (bağıl geçirgenliği) ve iletkenlik sabiti gibi elektriksel özellikleri normal hücrelere göre belirgin farklılıklar göstermektedir. Sistemin temel prensibi, bu farklılıkların kullanılmasına görüntü oluşturulmasına dayanmaktadır [16]. Bu durumu daha detaylı açıklamak için, bir elektromanyetik dalganın farklı bir ortama geçişindeki davranışını göstermekte fayda vardır. Şekil 1'de verildiği üzere, bir ortamdan başka bir ortama geçerken dalganın bir kısmı ikinci ortama geçer, diğer kısmı ise geri yansır.



Şekil 1. Bir elektromanyetik dalganın farklı ortama geçişi [17]

Γ değeri hesaplanırken, şayet dalga eğik geliyor ve dik polarizasyona sahip ise Eşitlik (1), paralel polarizasyona sahip ise Eşitlik (2) kullanılır. Dalga dik ise, geliş ve iletim açıları sıfır olur ve Eşitlik (3) kullanılır.

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_2 \cos\theta_i - \eta_1 \cos\theta_t}{\eta_2 \cos\theta_i + \eta_1 \cos\theta_t} \qquad (1)$$

$$\Gamma_{//} = \frac{\eta_2 \cos\theta_t - \eta_1 \cos\theta_i}{\eta_2 \cos\theta_t + \eta_1 \cos\theta_i} \qquad (2)$$

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \qquad (3)$$

μ sembolü ortamın manyetik geçirgenliğini, ε sembolü elektriksel geçirgenliğini, σ sembolü iletkenlik sabitini ve ω sembolü açısal frekansı ifade etmek üzere, Eşitlik (1), (2) ve (3)'de yer alan empedans (η) değerleri bulunurken Eşitlik (4) kullanılır [18].

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}} \qquad (4)$$

Eşitlik (4)'de farklı ε ve σ değerlerinin kullanılmasıyla elde edilecek olan η değerlerinin Γ ile ilgili eşitliklerde yerlerine yazılmasıyla, ε veya σ'nin artmasının yansımayı artırdığı görülecektir. Mikrodalga frekanslarında tümör dokusunun hem ε ve hem de σ değerleri sağlıklı dokuya kıyasla çok daha büyük değerlere sahiptir [19,20]. Dolayısıyla, tümörün varlığı yansıyan dalganın miktarının artmasına yol açar ve tespit edilebilip görüntülenmesine olanak sağlar.

3.2. Yöntemin Avantaj ve Dezavantajları

Mikrodalga görüntüleme yöntemi, ikinci bölümde bahsedilen yaygın yöntemlerden;

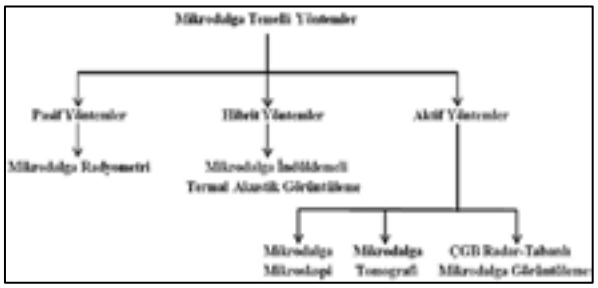
- X-Ray mamografinin iyonize edici ışın kullanıp hasta için zararlı olma ve dokuyu sıkıştırarak acı oluşturma gibi olumsuzluklarını,
- MRG yönteminin uzun sürme, kapalı ortamda gerçekleşme, yanlış sonuçlar verebilme, yüksek maliyetli olma ve manyetik alandan etkilenen cihazlar taşıyan kişilerde uygulanamama gibi olumsuzluklarını,
- Dijital tomosentezin büyük boyutlu algılayıcılara ihtiyaç duyma, pozisyon ayarlamada zorlanma, uzun bir eğitimden geçmiş personele ihtiyaç duyma gibi olumsuzluklarını,
- Ultrasonun hassas sonuç elde edememe ve sonuç yorumlamada çok deneyimli hekimlere ihtiyaç duyma gibi olumsuzluklarını ortadan kaldırabilecek kapasitededir. Mevcut yöntemleri tamamlayıcı ve destekleyici niteliktedir.

Yöntemin birçok önemli özelliği olmakla birlikte bazı olumsuz yanları da bulunmaktadır. Örneğin;

- Mikrodalga görüntüleme ile ilgili yapılan çalışmaların birçoğunda deri dokusundan gerçekleşecek yansımalar ihmal edilmiş, sadece sağlıklı yağ dokusu ve tümörler arasındaki farklılıklar incelenmiştir [21-23]. Oysa gerçekte deriden de yansımalar olacaktır. İşte bu yansımaları engellemek için, incelenen bölgenin deri ile benzer elektriksel özelliklere sahip bir sıvıya yani uyumluluk ortamına yerleştirilmesi gerekir. Bu durum ölçüm işlemlerini zorlaştıracaktır.
- Yapılan çalışmalardaki ölçümlerin birçoğunda gerçek organı temsil eden meme fantomu, kafa fantomu, akciğer fantomu gibi temsili düzenekler hedef olarak kullanılmış ve genellikle homojen yapılı fantomlar tercih edilmiştir [24-26]. Ancak meme yapısında deri ve yağ dokusuna ek olarak fibroglandular, süt kanalları ve damarlar gibi çok sayıda farklı bölüm vardır. Kafa yapısında deri ve kafatasına ek olarak ak madde ve gri madde gibi çok sayıda bölüm vardır. İnsan gövdesinde birçok organın yakınında yer alan akciğerin yapısında ise plevra, pulmoner damarlar, sinirler ve bronşlar gibi karmaşık bölümler bulunur. Dolayısıyla meme, beyin ve akciğer tümörlerinin tespiti için organları daha gerçekçi olarak temsil eden heterojen yapılı fantomlar kullanılmalıdır. Henüz bu konudaki çalışmalar yeterli seviyede değildir.
- Mikrodalga görüntüleme yöntemindeki ölçümlerde sinyalleri gönderme ve geri alma görevini üstlenen sensörlerin döndürülmesi gerekliliğine sahip olan düzenekler monostatik ve bistatik sistemler olarak adlandırılır. Bu iki sistem yerine, incelenen bölgeye çok sayıda sensör tarafından multistatik ölçüm sistemiyle sinyal gönderilmesi klinik ortam için daha uygundur. Ancak multistatik sistemde sensörlerin yani antenlerin arasında kuplaj etkilerinin meydana gelmesi ve sonuçları yanlış yönde etkilemeleri gibi bir risk bulunmaktadır.
- Birden fazla tümörün oluştuğu durumlarda, farklı konumlardan çok miktarda saçılma gerçekleşeceğinden dolayı boyut ve pozisyon belirlemek zor olacaktır.
- Gerçek insan vücuduyla yapılan çalışmalar az sayıdadır. Dolayısıyla mikrodalga görüntülemenin güvenilirliği ve klinik ortamda başarıyla uygulanıp uygulanmayacağı araştırılmaya devam etmektedir.

3.3. Yöntemin Çeşitleri

Mikrodalga görüntüleme yöntemleri aktif, pasif ve karma olmak üzere üç farklı kategoriye ayrılabilir [27]. Bu yöntemler de alt sınıflara ayrılarak, ölçüm düzeneklerine ve yapılarına göre farklı isimlerle adlandırılırlar. Mikrodalga tabanlı görüntüleme yöntemleri Şekil 2'de gösterilmiştir.

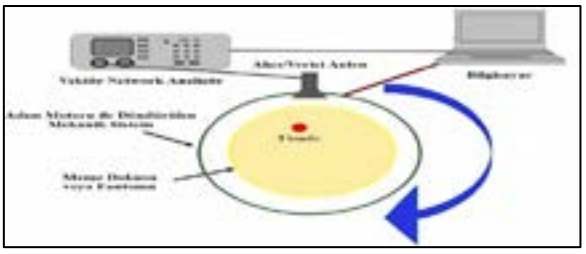


Şekil 2. Mikrodalga görüntüleme yöntemleri

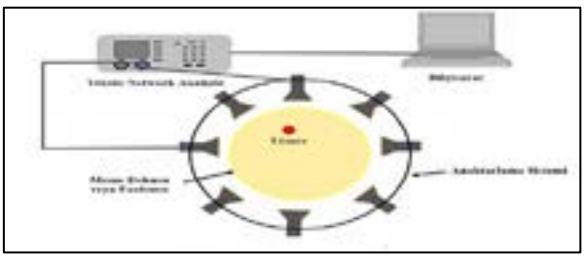
Aktif yöntemler mikrodalgaların gönderilmesi ve hedeften yansıyan sinyallerin alınması prensibine dayanırlar. Diğer iki sınıftaki yöntemlere kıyasla daha etkili sonuçlar vermektedirler. Mikrodalga tomografi, mikrodalga mikroskopi ve çok-geniş bantlı (ÇGB) radar tabanlı görüntüleme olarak üç sınıfa ayrılabilen aktif yöntemlerin incelenmesi ve kullanımı için geliştirilmesi günümüzde yaygınlaşmaya başlamıştır.

Aktif yöntemler arasında öne çıkan ve araştırmaların üzerinde yoğunlaştığı yöntem ÇGB radar tabanlı mikrodalga görüntülemedir. Bu yöntemde, oldukça geniş bantlı yani kısa süreli mikrodalga darbelerle doku aydınlatılır ve yansıyan dalgalar tümörün varlığının, konumunun ve boyutunun tespitinde kullanılır. Bundan dolayıdır ki, yöntemin isimlendirilmesinde 'ÇGB' ifadesi kullanılmıştır. Yöntemin isminde 'radar tabanlı' ifadesinin kullanılma nedeni ise, ölçümlerde çalışma prensibi olarak 'Yer Altı Radar Modellemesi' tekniğinin tercih edilmesidir.

ÇGB radar tabanlı mikrodalga görüntüleme sisteminin ölçüm düzeneklerine göre çeşidi vardır. Dalgaların hedef bölgeye gönderilmesi ve hedeften yansıyan dalgaların geri alınması işlemleri tek anten tarafından sağlanıyorsa, monostatik sistem, iki anten tarafından sağlanıyorsa bistatik sistem, çok sayıda anten tarafından sağlanıyorsa multistatik sistem olarak adlandırılır. Örnek olarak monostatik ve multistatik sistemler Şekil 3'de gösterilmiştir [17].



(a)



(b)

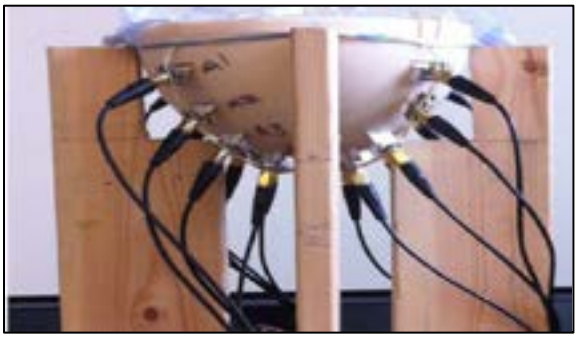
Şekil 3. Ölçüm sistemlerinin temsili görüntüsü:

a) Monostatik sistem, b) Multistatik sistem

3.4. Yöntemin Kullanım Alanları

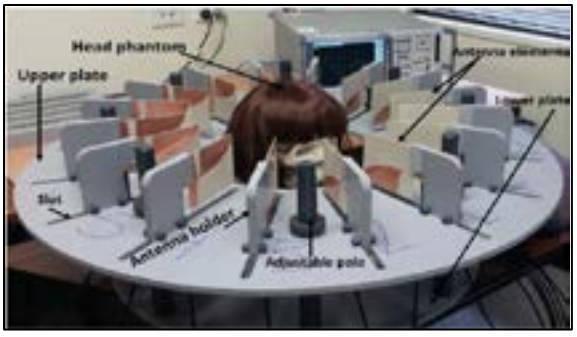
Son yıllarda başta meme kanseri olmak üzere, beyin ve akciğer kanserlerinin mikrodalgalarla tespitine yönelik çok sayıda çalışma yapılmıştır. Bu bölümde farklı kanser türleri için örnek olması amacıyla üç ayrı çalışmanın ölçüm sistemlerine ait paylaşımlar yapılmıştır.

McGill Üniversitesi'nde meme kanserinin erken safhada tespiti amacıyla gerçekleştirilen bir çalışmada, anten elemanlarından oluşan bir yarı küresel dizi tasarlanmıştır. Bu dizide kullanılan anten elemanları, insan göğsüne yakın bir uyum sağlayan 2–4 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Sistemin görüntüsü Şekil 4'de verilmiştir [28].



Şekil 4. Meme kanseri tespiti amacıyla McGill Üniversitesi'nde oluşturulan bir multistatik ölçüm sisteminin görüntüsü [28]

Queensland Üniversitesi'nde beyin tümörlerinin erken safhada tespiti amacıyla gerçekleştirilen bir çalışmada, 1–4 GHz frekans aralığında çalışabilen 16 adet anten kullanılarak bir multistatik ölçüm düzeneği tasarlanmıştır. Sistemin görüntüsü Şekil 5'de verilmiştir [23].



Şekil 5. Beyin kanseri tespiti amacıyla Queensland Üniversitesi'nde oluşturulan bir multistatik ölçüm sisteminin görüntüsü [23]

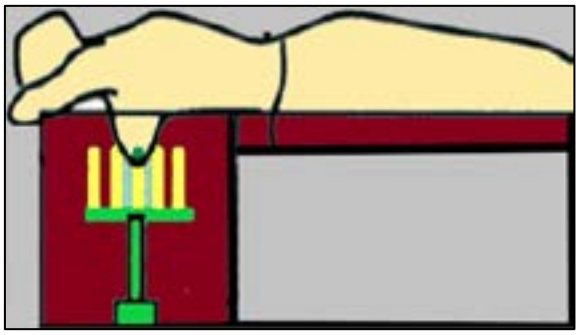
Akciğer kanserinin tespiti için yapılan bir çalışmada ise 1.5–3 GHz frekanslarında çalışan antenlerle multistatik bir sistem oluşturulmuş, insan gövdesini temsil eden bir fantom üzerinde Şekil 6'daki gibi ölçümler yapılmıştır [26].

Şekil 6. Akciğer kanseri tespiti amacıyla insan gövdesi fantomu ile yapılan bir multistatik ölçüm sisteminin görüntüsü [26]

3.5. Yöntemin Klinik Ortamında Kullanımı

Farklı kanser türlerinin tespiti için klinik ortamında oluşturulacak sistemler farklı olacaktır. Bu bölümde meme kanseri ile ilgili örnek bir ortam paylaşılmıştır. Yumuşak ve kavisli bir şekle sahip olan memenin en iyi şekilde görüntülenmesini sağlamak için hastanın yüzüstü pozisyonda olması isabetli olacaktır.

Şekil 7'de bu pozisyonda bulunan bir hasta üzerinde ölçümün nasıl yapılacağı basit bir şekilde temsil edilmiştir. Ölçümlere ait gerçek bir ortam ise Şekil 8'de verildiği üzere, Bristol Üniversitesi'nde oluşturulan bir prototip üzerinde görülebilmektedir [29].



Şekil 7. Klinik ortamda oluşturulabilecek multistatik ölçüm sistemine ait temsili bir görüntü

Şekil 8. Meme kanseri tespiti amacıyla Bristol Üniversitesi'nde oluşturulan bir ölçüm prototipinin görüntüsü [29]

4. SONUÇ VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, kanser hastalığının erken evrelerde tespiti amacıyla kullanılan mevcut görüntüleme yöntemleri genel hatlarıyla incelendi. X-Ray mamografi, MRG, ultrason ve tomosentez gibi yöntemlerin avantajları bulunduğu gibi, dezavantajlarının da azımsanmayacak miktarda olduğundan bahsedildi. Bu durumun araştırmacıları yeni yöntemlere geliştirmeye yönelttiği, bunlardan birinin de mikrodalga görüntüleme yöntemi olduğu açıklandı. Mikrodalga frekanslarında kanser tümörlerinin elektriksel özelliklerinin sağlıklı dokulara göre farklılıklar gösterdiği, bu sayede tümörün varlığının, konumunun ve boyutunun tespit edilebileceği anlatıldı. Çeşitli mikrodalga görüntüleme yöntemlerinden bahsedilerek, aktif yöntemler kategorisinde

yer alan ÇGB radar tabanlı yöntemin daha etkili ve güncel olduğu açıklandı. Bu yöntemde kullanılan monostatik, bistatik ve multistatik ölçüm çeşitleri tanıtıldı.
Meme beyin ve akciğer kanserlerinin tespitine yönelik çok sayıda çalışmadan birkaçına ait ölçüm görüntüleri paylaşılarak, sistemlerdeki düzeneklerden bahsedildi. Yöntemin klinik ortamda nasıl kullanılabileceğinin anlaşılması amacıyla temsili bir düzenek ve oluşturulan gerçek bir ölçüm sistemi gösterildi.
Sonuç olarak, iyonize edici olmayıp sağlığa zararlı yan etkisi bulunmayan, dokuları sıkıştırma gerekliliği bulunmayıp ağrı oluşturmayan, uzun sürmeyip konforlu olan, büyük algılayıcılara ihtiyaç duymayıp konum olarak derinde yer alan tümörleri de bulma kapasitesi olan mikrodalga görüntüleme yönteminin pratik olarak uygulanmasının önümüzdeki yıllarda yapılacak çeşitli geliştirmeler sayesinde yaygınlaşacağı çıkarımı yapıldı.

5. BİLGİLENDİRME

Bu bildirinin hazırlanmasında yazarın ‘Meme Tümörlerinin Çok Geniş Bantlı Radar Tabanlı Mikrodalga Yöntemiyle Tespiti’ isimli Doktora Tezinden yararlanılmıştır.

6. KAYNAKLAR

[1] World Health Organization, “Breast Cancer Awareness”, Available at: http://www.who.int/cancer/breast_cancer_awareness/en
[2] Patlak, M., Nass, S.J., Henderson, I.C. Mammography and Beyond: Developing Technologies for the Early Detection of Breast Cancer: A Non-Technical Summary, National Academies Press (US) Washington DC, 9.
[3] Celik, A. R., Kurt, M. B., And Helhel, S., An experimental performance investigation of an ultra-wideband directional antenna in the microwave imaging of breast cancer tumor, Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) Journal, accepted for publication in October 2019 issue.
[4] M. S. R. Bashri and T. Arslan, "Low-cost and compact RF switching system for wearable microwave head microwave head imaging with performance verification on artificial head phantom," IET Microwaves, Antenna & Propagation, 2017.
[5] Babarinde, O. J., M. F. Jamlos, P. J. Soh, D. M. M. P. Schreurs, and A. Beyer, "Microwave imaging technique for lung tumour detection," Microwave Conference (GeMiC), 2016 German, 100-103, 2016. doi:10.1109/GEMIC.2016.7461566
[6] Bearden, J. A., X-Ray wavelengths and X-ray atomic energy levels. Reviews of Modern Physics, 39(1967), pp. 79-124
[7] Abbak, M. 2015. Antenna and measurement system for microwave imaging of breast tumors. Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Bilişim Enstitüsü, İstanbul.
[8] Kopans, D.B., Breast Imaging, Lippincott Williams & Wilkins, USA, 2007.
[9] Vedantham, S., Karellas, A., Vijayaraghavan, G.R., Kopans, D.B. 2015. Digital breast tomosynthesis: state of the art. Radiology, 277 (3): 663–684.
[10] Taskin, F., Dijital meme tomosentezi ve kontrastlı mamograf”, Türk Radyoloji Seminerleri Dergisi, 2(2014), pp. 182-191.
[11] Machado, P., Eisenbrey J.R., Cavanaugh, B., Forsberg, F. 2012. “New image processing technique for evaluating breast microcalcifications: a comparative study”, Journal of Ultrasound in Medicine, 31: 885–893.
[12] Klemm, M., Leendertz, J.A., Gibbins, D., Craddock, I.J., Preece, A., Benjamin, R. 2010. Microwave radar-based differential breast cancer imaging: imaging in homogeneous breast phantoms and low contrast scenarios. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58(7): 2337–2344.
[13] Grzegorczyk, T.M., Meaney, P.M., Kaufman, P.A., Alexander, R.M. Paulsen, K.D. 2012. Fast 3-D Tomographic Microwave Imaging for Breast Cancer Detection, IEEE Transactions on Medical Imaging, 31 (8), 1584–1592.
[14] Fear, E.C., Bourqui, J., Curtis, C., Mew, D., Docktor, B., Romano, C. 2013. Microwave breast imaging with a monostatic radar based system: a study of application to patients. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 61 (5): 2119–2128.
[15] L. Wang, “Early diagnosis of breast cancer”, Sensors, vol. 17, pp. 1572, 2017
[16] Hagness, S.C., Taflove, A., Bridges, J.E., Three-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: design of an antenna-array element, IEEE Transactions on Antennas and Propagation 47, 783–791.
[17] Celik A. R., Meme Tümörlerinin Çok Geniş Bantlı Radar Tabanlı Mikrodalga Yöntemiyle Tespiti, Ph.D. thesis, Dicle University, Diyarbakir, Turkey, 2018.
[18] Ulaby, F. 2006. Fundamentals of Applied Electromagnetics, 5th editon, Prentice Hall, Washington DC.
[19] Klemm, M., Leendertz, J.A., Gibbins, D., Craddock, I.J., Preece, A., Benjamin, R. 2010. Microwave radar-based differential breast cancer imaging: imaging in homogeneous breast phantoms and low contrast scenarios. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58(7): 2337–2344.
[20] Wang, Y., Faty, A.E., Mahfouz, M.R. 2011. “Novel compact tapered microstrip slot antenna for microwave breast imaging”, AP-S/URSI, 3–8 Temmuz 2011, 2119–2122.
[21] Shao, W., Li, J., Wu, R. 2005. “UWB microwave imaging for breast tumor detection in inhomogeneous tissue”, IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference, 1-4 September 2005, Shanghai, China,
[22] Zhang, H. 2014. Microwave imaging for ultra-wideband antenna based cancer detection. Doktora Tezi, The University of Edinburgh, Scotland
[23] Mohammed, B.J. 2014. “Design and ımplementation of microwave ımaging systems for medical applications”, Doktora Tezi, The University of Queensland School of Information Technology and Electrical Engineering, Australia,
[24] Adnan, S,. Abd-Alhameed, R.A., Usman, M, See, C.H., Noras, J.M., Child, M.B. 2012. Simulation and experimental measurements for near field imaging. Progress In Electromagnetics Research Symposium, 27-30 Mart 2012, Malezya, 433–437.
[25] B. Mohammed, A. Abbosh, B. Henin, P. Sharpe, "Head phantom for testing microwave systems for head imaging", Proc. Int. Biomed. Eng. Conf., pp. 191-193, 2012
[26] A. Zamani, S. A. Rezaeieh, A. M. Abbosh, "Lung cancer detection using frequency-domain microwave imaging", Electron. Lett., vol. 51, no. 10, pp. 740-741, 2015.
[27] Xie, Y., Guo, B., Li, J., Stoica, P. 2006. “Novel multistatic adaptive microwave ımaging methods for early breast cancer detection”, EURASIP Journal on Image and Video Processing,
[28] E. Porter et al., "Time-domain multistatic radar system for microwave breast screening", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 12, no. 1, pp. 229-232, Feb. 2013.
[29] A. W. Preece et al., "MARIA M4: Clinical evaluation of a prototype ultrawideband radar scanner for breast cancer detection", J. Med. Imag., vol. 3, no. 3, Jul. 2016.

EEMKON 2019

MÜHENDİSLİK EĞİTİMİ SEMPOZYUMU BİLDİRİLERİ

1954

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
İstanbul Şubesi

Türkiye'de Elektrik-Elektronik Mühendisliği Eğitimi için Köklü Değişim ve Gelişim Önerisi

(E) Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Ondokuz Mayıs Üniversitesi FBE –SAMSUN
gonbilgi@omu.edu.tr

Özet

Türkiye'de elektrik-elektronik mühendisliği eğitiminin yapısı ve içeriği, dayandığı ilkeler ve düşün yapısı açısından sakıncalı görülmektedir. Bu çalışmada sorunlara genel olarak değinilmekte, kavramların netleştirilmesi ve gelişen dünya ile yarışabilecek mühendislik niteliklerinin kazanılabilmesi için neler yapılması gerektiği tartışılmaktadır. Kavramların açıklığa kavuşturulması sonucunda Türkiye'de zengin içerikli ve kolaylıklar getiren beş yıllık bir Elektrik-Elektronik Mühendisliği Eğitimi ve onun çevresinde eğitimin ve yapının yeniden biçimlendirilmesi önerilmektedir.

1. Giriş

Türkiye'de Elektrik-Elektronik Mühendisliği eğitimi yılların oluşturduğu alışkanlıklarla aşırı sayıda tek düze program ve öğrencinin kapsandığı, bilimin ve teknolojinin gereksinimleri dışında, ülkenin olması gereken hedefleri dışında biçimsel olarak tutarlı olmaya çalışılarak sürdürülmektedir. Bu konuda daha önce yayınlanmış ve tekdüzeliği vurgulayarak eleştiren bir yazıdaki konular da göz önüne alınarak yeniden değerlendirme gerektiği görülmüştür [1]. Uygulanan eğitimin süresi, içeriği, kazandıracağı yetenek ve nitelikler, sayısal dönüşümün yaygınlaşmaya çalışıldığı ve Endüstri4.0 efsanesinin çok anıldığı bugünlerde , ülkenin orta düzeyde teknoloji tıkanıklığından çıkması ve gereksinimlere göre ayrıştırılmış programların yapısı önemli olmaktadır. Bu konulara aşağıda daha açıklık getirilecektir.

Şekil.1. Elektrik Mühendisliği "Eğitim Özel Sayısı" kapağı (1987)

2. Mühendislik Kümesi Tanımları

Dünyada mühendislik alanı ile ilgili bir küme tanımlanmıştır. Bu küme içeriğinde mühendis bilim insanı (engineering scientist) , mühendis (engineer) ve teknolog (engineering technologist) olarak adlandırılan üç tür teknik eleman vardır[2].

Mühendis bilim insanları bu kümenin en kuramsal çalışan ögesidir ve yeni buluşlarla teknolojiyi geliştirme amaçlı çalışırlar;genellikle doktora çalışması yapmışlardır.

Mühendisler eğitim-öğretim , deneyim ve uygulama ile edindikleri ve yargılayarak değerlendirdikleri matematik ve temel bilimler bilgisini , doğanın malzeme ve kuvvetlerini insan yararına en ekonomik biçimde yöntem ya da dizgeler oluşturmak için kullanırlar. Mühendislerin çalışma alanı yeni düzen ve ürünlerin kavramlaştırılması,tasarımı, geliştirilmesi, modellenmesinden başlayarak gerçekleştirilmeleri, üretimleri ve işletimlerine kadar kapsamlıdır. AR-GE ve bilimcilerle yakın biçimde araştırmalar yaparak yeni teknolojiler geliştirebilirler.En az lisans derecesi gerekir.

Teknologlar da mühendislik teknolojisinde lisans derecesi alırlar. Mühendislik ve bilimsel bilgisini teknik becerilerle birleştirerek mühendislik eylemlerini desteklerler. Eğitimleri ve ilgi alanları genellikle uygulamaya yöneliktir; mühendislere göre daha az temel bilim ve kuram içerir. Genellikle var olan mühendislik ilkelerini kullanarak uygulamalı tasarımda yoğunlaşırlar. Mühendislik kümesi içinde ürün geliştirme, üretim, satış ve proje yönetimi alanlarında anahtar eleman olarak yer alırlar.

Dünyada mühendis ve teknolog mesleklerinin eş düzeyde düzenlenmesi ve işbirliği için iki uluslar arası sözleşme vardır.

Mühendisler için Washington sözleşmesi (1989) teknologlar için Sydney sözleşmesi(1991) geçerlidir [3]. Türkiye'de Teknoloji Fakülteleri ad olarak vardır ama teknolog ünvanı yoktur ve bu sözleşmelerden yalnızca birincisine MÜDEK olarak katılınmıştır. Bu sözleşmede profesyonel mühendis düzeyi terimi de yer almaktadır. Bu nedenle uluslar arası teknolojik ilişkilerde teknologlara gereksinim varken elinde mühendis diploması olan ve tanınmışlık konusu dünyaya uyumsuz olan çok sayıda kişi vardır.

Tanınmışlık ile ilgili ABET (Accreditation Board for Enginering and Technology) de de mühendislik ve mühendislik teknolojisi için ayrı ayrı akreditasyon koşulları belirlenmiştir[4,5].

Türkiye'de teknolog kavramı tanımı ve uygulaması olmaması nedeniyle gerekli iş bölümü yapılamamakta,

elinde mühendis diplomasıyla binlerce kişi işsiz olabilmekte ya da teknisyen düzeyinde işlerin içinde çalışmaktadır.

3. Üniversite öncesi yeterlilikler

Türkiye'de üniversite öncesi yeterlilikler için bazı göstergelerden söz edilebilir. Bunlardan biri PISA uygulamasıdır. PISA 2015 , 35 i OECD ülkesi olmak üzere 72 ülkeden 540000 e yakın öğrenciyle gerçekleştirilmiştir. Türkiye bu uygulamada fen okuryazarlığında 54., okuma becerilerinde 50., matematik okuryazarlığında 50. Sırada yer almıştır[6]. Benzer çalışmalar, Türkiye'de uygulanan Akademik Becerilerin İzlenmesi ve Değerlendirilmesi (ABİDE) ve Uluslararası Matematik ve Fen Eğilimleri Araştırması (TIMMS) kapsamında benzer görüşlere yol açmıştır [7,8].

Diğer bir ileri aşama göstergesi 2019 –YKS testlerinin başarı sonuçlarının ortalama ve standart sapmalarından çıkarılabilir. Ortalama değerler; TYT de Temel Matematik 5.672/40, Fen Bilimleri 2.243/20, Türkçe 14.673/40, AYT de ise Matematik 4.775/40, Fizik 1.034/14,Kimya 0.963//13 olmaktadır. Yani üniversite öncesi ülkede eğitim de ortaokullar ve liselerde yaygın bir eğitimsizlik ya da niteliksizlik göze çarpmaktadır[9].

Bu durumda onlarca elektrik-elektronik mühendisliği bölümüne giren öğrencinin , eğitimde yurtdışı benzerlerine göre üniversiteye daha düşük düzeyde bir birikim ve altyapı ile girdiği söylenebilir. Bu altyapının düzeltilmesi, tamamlanması ne yazık ki üniversiteye bırakılmaktadır. Elektrik-Elektronik Mühendisliği gibi kuramsal bilginin ve kavramların çok ağırlıklı olması gereken birimlerde bu eksikliği gidermek iyimser bir yaklaşımla çok zor ve zaman alıcı olacaktır.

4. Yetkin Mühendis Kavramı

Türkiye'de mühendis diploması alan herkes aynı sorumluluk ve yetki ile çalışma ortamına girmektedir. Zaten tam anlamıyla mühendislik uygulaması yeterli sayıda olmayan ülkede değişik bölümlerden değişik olanaklar kullanılarak değişik düzeylerde yetiştirilmiş kişilerin yetki-sorumlulukta eşit olmaları sorunludur. İnsanların can ve mal güvenliğini zedeleyebilecek bu tür bir uygulamaya karşı, değişik ülkelerde "Yetkin Mühendislik" diyebileceğimiz çözüm bulunmuştur.

ABD de "Professional Engineer", İngiltere'de "Chartered Engineer", TMMOB nin de üye olduğu FEANI (Avrupa Ulusal Mühendislik Birlikleri Federasyonu) tarafından verilen EUR-ING ünvanları ve diğer ülkelerdeki benzer unvan türleri bu uygulamalara, tümüyle birbiriyle aynı olmamalarına karşın, örnektir [10,11,12]. Bu örneklerde bazen belli bir eğitim düzeyi, belli bir süre çalışma, bazen de bir yetkinlik sınavı gerekli olmakta , ancak bu ünvanı alabilen mühendislerin mesleki yetkinlikte olduğu ve çalışabileceği sonucu ortaya çıkmaktadır. Bu arada ülkemizde Hukuk Fakültesi mezunlarının avukat, savcı, hakim olabilmek için bir tür yetkinlik sınavının tasarlanması başka mesleklerde bile bu tür uygulamalara gereksinim duyulduğunun güncel örneğidir.

EUR-ING belgesini edinebilmek için bir mühendisin eğitimi ve mühendislik deneyiminin en az 7 yıllık bir bileşimi gerekmektedir.Türkiye'de 4 yıllık eğitim ardından 2 yıllık yüksek lisans ve 2 yıllık mühendislik deneyimi ya da 4 yıllık eğitim ardından 3 yıllık mühendislik deneyimi gerekmektedir [13]. Bu tür bir uygulamanın Türkiye'de uygulanması elektrik-elektronik mühendisliği eğitimindeki değişim ve gelişimi tetikleyecek ögelerden biri olacaktır.

5. Öğretim Programı İçeriği ve Süresi

Mühendisliğin kavram ve kapsam olarak yukarıda verildiği biçimde tanımlanmasıyla elektrik-elektronik eğitim-öğretimiyle ilgili öğretim programlarında(müfredat) gerekli görülen ögeler ve nedenleri aşağıda açıklanmıştır.

Kuramsal temel genellikle fizik dersleri açısından dar kapsamlıdır. Klasik mekanik ve elektrik-magnetizma konulu iki adet Genel Fizik dersi ile yetinilmektedir. Halbuki günümüzün mühendisinin fizik bilimi altyapısının optik, ısı ve modern fizikle ilişkili dersleri de içermesi gerekmektedir.

Genel Matematik , Doğrusal Cebir, Diferansiyel Denklemler, Karmaşık İşlevler ve Dönüşümler, Olasılık Kuramı, Sayısal Çözümleme derslerinden oluşan matematikle ilişkili derslerin programlarda yer alması olumlu görülmektedir. Günümüz mühendisinin en çok ilgili olacağı gömülü dizgeler ve sayısal dönüşüm nedeniyle Ayrık Matematik dersinin de bu kümeye eklenmesi gerekir.

Temel mühendislik bilgilerinden iletken, yalıtkan, magnetik malzeme ile yarıiletkenlerin temel fiziksel özelliklerini içeren bir Malzeme Bilgisi dersi ile statik, dinamik, mukavemet ve kinematik temel kavramlarını içeren bir Mühendislik Mekaniği dersi zorunlu olarak yer almalıdır. Bu iki ders özellikle özgün tasarımlarda elektrik-elektronik mühendisinin bakış açısını genişlettiği gibi bu konularda uzman diğer mühendislerle (Malzeme Mühendisi, Makine Mühendisi) konuyu ortaklaşa düşünebilme olanağını sağlar.

Temel bilimler ile temel mühendislik bilimlerinin mühendislik eğitimindeki kuramsal ağırlığı göz önüne alınmalıdır.

Elektrik-Elektronik mühendisliğinde tüm sorunların çözümünde gerekli kuramsal bilgi elektromagnetik alan kuramı ve elektromagnetik dalga kuramıyla kapsanmaktadır.. Devre kuramı bu sorunların temel devre elemanlarıyla matematiksel modellemesinin yapılabildiği yerlerde ve sınırlı sayıda uygulamalarda kullanılabilir. Konuların zihinde oluşturulması mühendisin bu alanda sınırsız ama geçerli kavramlarla donatılmasını gerektirir. Bu nedenle Elektrik-Elektronik Mühendisinin bu kuramsal temeli lisans döneminde ağırlıklı olarak ve anlayarak, öğrenerek mutlaka edinmesi gerekir. Bunun için gerekli olan ve bugüne kadar uygulaması yaygın olmayan bilgisayarlı benzetim yazılımları ve laboratuvar deneyleri Elektromagnetik Laboratuvarı olarak adlandırılacak bir derste yer almalıdır.

Elektrik-Elektronik mühendisinin önündeki bir sorun, uzmanlaşamasa bile lisans düzeyinde haberleşme, elektrik güç dizgeleri, otomasyon , tıbbi elektronik gibi geniş kapsamlı ana alanlardan birini seçerek, zorunlu ortak derslerin yanı sıra, ağırlıklı ilgili paket derslerini de alması olmaktadır. Bu uygulama sayesinde henüz lise mezunu bir öğrencinin , bu alanlardan birini, meslek uygulaması ve ilgili

kuramsal öngörü olmadan seçmesi gibi olumsuz bir yaklaşım önlenebilir.

Üniversitelerimizde lisans programlarına bir yenilik ve zorunlu olarak Girişimcilik ve İnovasyon (yenileşim) dersi eklenmiştir. Bu konuda olumlu bir sonuç alabilmek üzere, öğrencinin, mühendislik ekonomisi, proje yönetimi, etik, standart kullanımı, kalite ve kalite yönetimi, patent –faydalı model, tasarım kuramları ve uygulamaları (QFD,TRIZ v.b.) ile hukuk konularında çok iyi tasarlanmış derslerden de yararlanması gerekmektedir.

Endüstri 4.0, gömülü dizgeler, IoT v.b. güncel alanlarda üretmesi istenen bir elektrik-elektronik mühendisi adayının eğitim öğretiminde bilgisayar donanımı, algoritmalar, makine dili, mikroişlemci ve mikrodenetleyici programlama, gömülü dizge programlama dili ve dizge benzetim dili programlama temel bilgileri verilmelidir. Ayrıca yaygın olarak kullanılan yazılımlarla da tanışmaları sağlanabilir.

Laboratuvar ve uygulama dersleri yalnızca bir kuramsal dersin konularının uygulamada da doğrulanması biçiminde değil aynı zamanda o konuların uygulanması ve bu konularda sorun çözümüne yönelik yöntemler geliştirilmesine yönelik olmalıdır. Bu nedenle laboratuar ve uygulama dersleri kuramsal dersler içine gömülü olarak değil bağımsız dersler olarak yer almalıdır. Ayrıca gerek görülen seminer, proje ve tasarım dersleri de yer almalıdır. Mühendislik kişiliğinin gelişebilmesi için bu yaklaşımın içeriği ayrıntılı olarak tartışılabilir ve değerlendirilebilir.

Yukarıdaki açıklamalar sonucunda Elektrik-Elektronik mühendisliği lisans eğitiminin her biri üçer dönemden oluşan bir beş yıllık eğitim-öğretim planına gereksinimi olduğu ortaya çıkmaktadır. Üç dönemin nedeni, kuramsal derslerin ilk iki dönemde, laboratuvar, proje ve seminer derslerinin üçüncü dönemde yapılarak öğrenciye gelen yükün azaltılmasının yanı sıra kuram-uygulama zincirini doğru olarak oluşturulabilmesidir.

Böylelikle elektrik-elektronik mühendisinin beş yıllık, elektrik-elektronik teknoloğunun dört yıllık bir lisans programı ile yetiştirilmesi ile yeni ve dünyadaki uygulamaya koşut bir mesleki sınıflandırma yapılabilecektir.

Bu arada önemli bir konu da yabancı dil (ki bu büyük bir çoğunlukla İngilizce olmaktadır) eğitim-öğretiminin ne olacağıdır. Elektrik-elektronik mühendisliğinde İngilizceyi yabancı dil olarak bilmenin ve kullanmanın yararları açıktır. Ancak bu yeni modelde bir eğitim-öğretim değil öğrenme süreci olarak ele alınmalıdır. Belli yol gösterici uzmanların yardımlarıyla çok iyi sonuçlar verebilen öğrenme yazılımları vardır. Bunları İnternet üzerinden kullanabilmek olanağı da vardır [14,15]. Yabancı dilin öğrenme süreciyle birlikte hazırlık okullarına gerek kalmayacak ve en önemlisi mühendislik eğitim-öğretimi Türkçe olarak yapılacaktır. Şu anda %100 ve %30 İngilizce eğitim-öğretim programlarının ne derecede başarılı olduğu da gereğince değerlendirilmelidir[16].

Türkçe eğitim-öğretimin bir yararı da, bugüne kadar yeterli olmadığı söylenen ve başka dilde eğitim-öğretimin nedenleri olarak gösterilen Türkçe kaynakların üretilmesine katkısıdır. Aslında bu konuda resmi ve gayrıresmi girişimler ve bir oranda olumlu sonuçlar veren uygulamalar olmuştur. Ancak, Türkiye'nin bütünündeki akademisyen ve uygulamacıların yeteneklerinin ve güçlerinin anlamlı bir bölümünü ders kitabı, uygulama örnekleri anlatımı, benzetim yazılımları ile öğrenme paketleri v.b. ürünlere yöneltmesi, mühendislik eğitim-öğretiminde sıçrama oluşturabilecek bir etken olacaktır.

Beş yıllık sürenin başka ülkelerdeki süreler ile karşılaştırılması çok anlamlı olmayabilir. Ancak değişik ülkelerde değişik öğrenci, öğretim üyesi ve olanakları, değişik sanayi gelişmişliği göz önünde tutularak bu değerlendirme yapılmalıdır. Örneğin ABD de Tıp öğrenimi bir lisans derecesi üzerine en az dört yıllık bir eğitimdir. Türkiye'de ise lise üzerine altı yıldır. Ülkemizde hukuk eğitiminin dört yıldan beş yıla çıkarılması ve hukukçuların avukat bile olsa mesleğe başlayabilmesi için sınav öngörülmesi bu çeşitlendirmelerden yalnızca ikisidir.

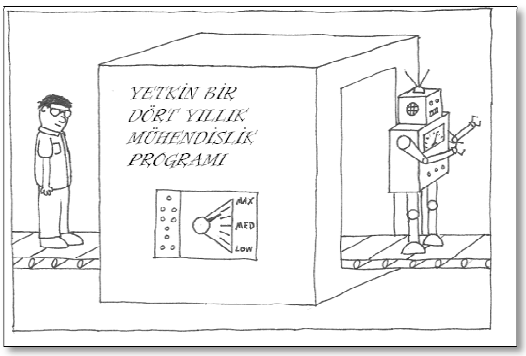
6. Üniversitelerin Program Düzenlemesi

Yukarıda tanımlanan gereksinimleri karşılayan nitelikte bir Elektrik-Elektronik Mühendisliği Lisans Eğitim-Öğretim Programı'nın , üniversitelerde yapı, örgütlenme, öğretim üyesi ve öğretim elemanı sayısı, laboratuar ve uygulama alanı sayısı ve donanımı, bilgisayar ve kitaplık olanakları açısından belli yeterlilikler ve özelliklerde olmalıdır.

Bunları şu anda tek başına karşılayabilen üniversiteler olduğu gibi yeniden bir yapılanma ve varlıkların birleştirilmesi ve toplulaştırılmasıyla oluşturulabilecek programlar da olacaktır. Örneğin az sayıda öğretim üyesi, laboratuarı, dersliği, araştırma görevlisi ve diğer olanakları olan birkaç üniversitenin programları coğrafi bir bütünlük içinde en gelişmiş olanın içine katılabilir, yeni, güçlü ve yetkin bir program oluşabilir. Bazı mühendislik programları tanıma uygun düştüğünde teknoloji programlarına dönüştürülebilir. Bu tür teknoloji lisans programlarının çoğunluğu oluşturması doğaldır.

Mühendislik programlarının, öğretim üyeleri ve öğretim elemanlarının mühendislik eğitimi görmüş olan akademisyenlerden olmasına öncelik ve ağırlık verilmelidir.

Programlar yeniden oluşturulurken, bugüne kadar varolan tekçilik ve tekdüzelik anlayışından vazgeçilmesi gereklidir.



Şekil.2. Eleştirilen ve varolan tekdüze elektrik-elektronik mühendisliği eğitim programlarının simgelenmesi

7.Sonuç ve Öneriler

Yukarıda yapılan değerlendirmeler sonucunda üniversitelerde elektrik-elektronik mühendisliği eğitiminde şu anda, başlıca şu olumsuz özellikler ortaya çıkmaktadır:

a) Eğitim-öğretimin akılcı bir yapıda ve yapılanmada olmadığı,
b) Tekdüze bir elektrik-elektronik mühendisi ünvanı veren programların bütün iş alanlarına yöneldiği ve mühendislik uygulamalarında yetersiz eğitim verdiği,
c) Dünyada yaygın ve akılcı bir yöntem olan mühendislik ve teknoloji lisans alanlarının ayrıştırılmayarak hem eğitim-öğretimde, hem de çalışma alanlarında buna koşut bir işbölümüne gidilmediği,
d) Mühendislik programlarının tanım eksikliği nedeniyle amaca yönelik yeterli kuramsal içerikli eğitim-öğretim vermediği,
e) Mühendislik programına ilişkin bölümlerin (şu anda hepsi böyle teknoloji bölümleri yok) fiziksel yapı, öğretim elemanı ve öğrenme donanımı ve yazılımı açısından (kitaplar da içinde olmak üzere) yetersiz olduğu
f) Bu niteliğiyle Türkiye'nin Endüstri 4.0, IoT, gömülü dizgeler v.b. kavramlar açısından yeterli görülebilecek sayıda mühendisleri olmadığı,
g) Olumsuz altyapı ve yöntemlerle İngilizce eğitim-öğretim yapılmaya çalışıldığı, bunun mühendislik içeriğini kısıtladığı, eğitim-öğretimde gereksiz süre uzattığı, İngilizce öğrenmenin (öğretmenin değil) öğrencinin istek ve sorumluluğunda yapılabilecek yöntemlerin uygulanmadığı,
h) İnsanların mühendislik hizmetlerinde çalışabilmeleri için tek tip olan lisans diploması ve varsa öznel değerlendirmelerin geçerli olduğu

Bütün bu sorunların çözümüne yönelmek için aşağıdaki öneriler yaşama geçirilebilir:

(a) Türkiye'de artık elektrik-elektronikte lisans düzeyinde eğitimin elektrik-elektronik mühendisi ve elektrik-elektronik teknologu eğitiminin benimsenerek dünyadaki ilgili sözleşmelerle uyumlu bir yapıya geçilmelidir.
(b) Mühendis – teknolog ayrımına göre mühendislik programları üçer dönemden oluşan beş yıllık düzeye getirilmeli ve bu süreçle mühendis için gerekli kuramsal alt yapının gerçekleştirilmesi sağlanmalıdır.
(c) Varolan ve açılacak bölümlerin alandaki işbölümü gereksinimine göre mühendislik ya da teknoloji eğitimine göre biçimlendirilmesi sağlanmalıdır.
(d) Günümüzün "mühendis" kavramına uygun olarak şu anda eksik olan konu ve dersler programa katılmalıdır.
(e) Eğitim-öğretim Türkçe yapılmalı, hazırlık, %30-100 gibi uygulamalara zaman ayırmak yerine üniversitelerde yabancı dil öğrenme açısından gerekli yazılım ve donanımlarla , öğreticilik değil yol göstericilik benimsenerek öğrencilerin yabancı dili isteyerek ve kendi planlarına göre öğrenmeleri sağlanmalıdır. Bu yabancı dil öğrenme programları notlu ders olmamalı öğrencinin lisans programındaki başarısını etkilememelidir.
(f) Alanla ilgili paydaşların oluşturacağı bir örgütlenme ile ülke çapında yeni bir fiziksel ve eğitsel düzenin kurulması ve değerlendirilmesi sağlanmalıdır.
(g) Ülkede "Yetkin Mühendislik" uygulaması gerçekleştirilmeli ve ülke koşullarına uygun ve uluslar arası uygun olarak biçimlendirilmelidir.

Bu görüşler tüm paydaşlarca ivedilikle tartışmaya açılmalı ve tartışmalar kişisel ölçütlerin dışında nesnel taban üzerine oturtulmalıdır.

Kaynaklar

[1] Önbilgin,G., "Türkiye'de Elektrik-Elektronik Mühendisliği Alanında Eğitim-Öğretim Sorunları üzerine",Elektrik Mühendisliği Sayı:347, Eylül 1987,s.247-251

[2] "Introduction. National Academy of Engineering. 2017. *Engineering Technology Education in the United States*." Washington, DC: The National Academies Press. doi: 10.17226/23402.

[3] International Engineering Alliance , "IEA Graduate Attributes and Professional Competency Profiles", June 2013

[4] ABET , "Criteria for Accrediting Engineering Programs", 2017, s.18

[5] ABET*,"* Criteria for Accrediting Engineering Technology Programs", 2018,s.24-25

[6] M.Eğ.B., "PISA 2015 Ulusal Raporu", Ankara 2016

[7] M.Eğ.B., "ABİDE Akademik Becerilerin İzlenmesi ve Değerlendirmesi,2016",Ankara,2017

[8] M.Eğ.B.,"Uluslararası Matematik ve Fen Eğilimleri Araştırması TIMSS (Trends in International Mathematics and Science Study)", Tanıtım Kitapçığı , Ankara,2016

[9] ÖSYM," 2019 YKS Sınavı Sayısal Bilgiler" Ankara,2019

[10] "Professional Engineers Act", 2019 , https://www.bpelsg.ca.gov/laws/pe_act.pdf

[11] Engineering Council, "EngTech, IEng and CEng UK-SPEC UK Standard For Professional Engineering Competence", UK, 2013

[12] FEANI, "Guide to the FEANI EUR ING REGISTER (EUR ING GUIDE)", 2013

[13] TMMOB**, "**FEANI ve EUR-ING Belgesi hakkında ayrıntılı bilgi", https://www.tmmob.org.tr/sayfa/feani-ve-eur-ing-belgesi-hakkinda-ayrintili-bilgi

[14] Ekmekçi, E. "IETC 2014 Distance-education in foreign language teaching: evaluations from the perspectives of freshman students" , Procedia - Social and Behavioral Sciences 176 (2015) 390 – 397

[15] Ahmadi,M.R.,"The Use of Technology in English Language Learning : A Literature Review", International Journal of Research in English Education, vol.3, no.2 2018,pp.115-125

[16] British Council – TEPAV, "The State of English in Higher Education in Turkey A Baseline Study", November 2015

Uygulamaya Yönelik Bütünleşik Devreler ve Elektronik Eğitimi Yaklaşımı

An Integrated and Application Oriented Approach for Circuits and Electronics Education

Metin Burak Altınoklu

Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi, Meram, Konya

e-posta: burak.altinoklu@gidatarim.edu.tr

ÖZET

Bu bildiride elektronik ve devre teorisi giriş dersleri için bütünleşik ve uygulamaya yönelik bir yaklaşım takdim edilecektir. Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü öğrencileri bu yaklaşım çerçevesinde ders almaktadır. Öncelikle diğer üniversitelerde uygulanan yaklaşımlar hakkında bir tartışma yapılacaktır. Sonrasında bu üniversitenin uygulamaya koyduğu bütünleşik yaklaşım tanıtılacaktır. Öğrencilerin meslek yaşamına hazırlanması ve akademik açıdan istenilen düzeyde bilgi seviyesine erişmelerini sağlamak açısından önerilen bütünleşik yaklaşımın avantajları incelenecektir.

ABSTRACT

This paper presents an integrated and application oriented approach for introductory electronics and circuit theory courses. Students of Electrical and Electronics Engineering Department of Konya Food and Agricultural University has been taking courses in the framework of this approach. Initially, the approaches in other universities will be discussed. Then the integrated approach introduced at this university will be presented. The advantages of the proposed integrated approach will be investigated regarding the preparation of students to professional life, and enabling them to reach the required knowledge level for academia.

1. GİRİŞ

Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi İngilizce eğitim yapılan bir gıda ve tarım araştırma üniversitesi olma mizyonu ile 2013 yılında Konya'da kurulmuştur. Üniversite ilk öğrencilerini 2016 yılında almıştır. Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi bünyesinde Gıda Mühendisliği, Biyomühendislik, Endüstri Mühendisliği, Bilgisayar Mühendisliği ve Elektrik-Elektronik Mühendisliği olmak üzere 5 bölümü açarak, mühendislik alanında güçlü bir üniversite olmayı öncelikli hedefi olarak belirlemiştir. Vakıf üniversiteleri arasında öğrenci başına cari harcamada birinci olmasının yanı sıra, bilgiyi ürüne dönüştürme sloganıyla ifade edilen vizyonu ile de dikkat çeken üniversite bu vizyona uygun olarak eğitim-öğretim faaliyetlerini yürütmektedir. Üniversitede uygulanan T-shape modeli gereğince, bütün mühendislik öğrencileri ortak mühendislik programına kabul edilmekte, ilk üç dönem ortak programda ders almakta ve bölüm seçimini dördüncü dönem başında yapmaktadır. İlk üç dönemi ortak programda geçiren öğrenciler son beş dönemi bölümlerinin öğretim planındaki dersleri tamamlayarak mezun olacaktır. Bu modelin uygulamasındaki amaç, öğrencilerin kendileri için en uygun bölümü daha olgun bir yaşta, daha bilinçli olarak, seçmelerini sağlamaktır. [1]

Üniversitenin vizyonu doğrultusunda kurulan Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü için, bilgiyi ürüne dönüştürebilen mühendisler yetiştirmeyi amaçlayan nitelikli bir öğretim planı hazırlanmıştır. Diğer üniversitelerin müfredatları da dikkate alınarak, son sınıfta sadece zorunlu proje dersi ve seçmeli alan derslerinin olmasına karar verilmiştir. Üniversitenin modeli gereğince ilk üç dönemde bölüm dersi olmadığı gibi, son iki dönemde kalan derslerin seçmeli olmasının tercih edilmesiyle, bütün temel bölüm dersleri dördüncü dönemden başlayıp altıncı dönem sonuna kadar üç dönem içine yığılmıştır. Temel derslerin içeriğinde bulunan elzem konulardan ödün verilmeden ders yükü açısından ferahlama sağlayacak şekilde öğretim planını düzenleyebilmek için, elektronik ve devreler eğitiminde bütünleşik ve uygulamaya yönelik bir yaklaşımın izlenmesi gereği ortaya çıkmıştır. Dördüncü dönemden itibaren bölüm derslerinin alınmaya başladığı bir senaryoda, böyle bir bütünleşik yaklaşım öğrencilerin daha hızlı bir şekilde okudukları bölüme ilişkin bilgiye sahip olmalarını ve mesleklerini uygulamalı olarak tanıma fırsatı elde etmelerini sağlayacaktır.

Devre teorisi temel kavramlarını ve elektronik aygıtları içeren bir ders hem elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri hem bilgisayar mühendisliği öğrencileri için ders planında dördüncü döneme zorunlu ders olarak konulmuştur. Elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri beşinci dönemde, daha geniş kapsamlı, dinamik devreler, frekans yanıtı ve sinyal işleme devreleri gibi konuları öğrenecekleri bir devre teorisi dersi alacaklardır. Bu dersler için, sırasıyla, Elektroniğin Temelleri ve Devre Teorisi adları uygun bulunmuştur. Sayılan bu iki ders bir ders zinciri içinde düşünülmüş olup, Devre Teorisi dersini alacak öğrencilerin Elektroniğin Temelleri dersini almış olmaları beklenmektedir.

Bu bildiride, elektronik ve devre teorisi derslerini ortak bir ders zincirine bağlayan bütünleşik yaklaşımın amacı ve ana fikri açıklanacak, bu yaklaşım gereğince hazırlanan derslerin içeriği ve haftalık ders planı ayrıntılı olarak takdim edilecektir. Bu önerilen bütünleşik yaklaşımı tanıtmaya geçmeden önce, diğer üniversitelerde uygulanan klasik yaklaşım ve önerilen yaklaşıma benzer yaklaşımlar hakkında bilgi verilecek ve tartışma yapılacaktır. Nihayetinde, önerilen bütünleşik yaklaşım kapsamındaki teorik ve uygulamalı devreler ve elektronik eğitimi açıklanacak, Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi lisans eğitiminde yapılan uygulamaya ilişkin öğrencilerden alınan geri bildirim dikkate alınarak değerlendirilecektir.

2. KLASİK YAKLAŞIM

Türkiye'de ve dünya genelinde çoğu üniversitede elektrik-elektronik mühendisliği eğitiminde ana hatlarıyla benzer bir yol izlenmektedir. Öğrenciler bölümlere üniversite sınavı sonucunda yerleştirilmekte ve ilk sınıftan itibaren girdikleri bölümde eğitim almaktadırlar. Çoğunlukla ilk üç dönemde bölüm dersleri olarak Elektrik-Elektronik Mühendisliği'ne Giriş, Devre Teorisi I (veya Devre Analizi I) bulunmakla birlikte, bazı bölümlerde Mantık Tasarımı dersi de ilk üç dönem içine yerleştirilmiştir. Dördüncü dönemde öğrenciler Devre Teorisi II dersini, ilk Elektronik dersini ve diğer bazı bölüm derslerini almaktadır. Devre teorisi çok geniş kapsamlı bir ders olarak düzenlenmiş olup, ileri yıllara ait derslere yönelik altyapı da kazandırmaktadır. [2] Güç, sinyaller ve sistemler, kontrol (geri besleme) teorisi gibi bölümün önemli alanlarına ilişkin ön hazırlık bu ders kapsamı içinde bulunmaktadır. Elektronikte giriş düzeyindeki ilk derste ise elektronik cihazların fiziksel yapısının ve çalışma prensibinin ne olduğuna ilişkin bilgiler ile elektronik devreleri çözümlemek için bilinmesi gereken analiz yöntemleri öğretilir. Çoğu üniversitede devreler ve elektronik eğitimi, bu alanlara yönelik eğitimin ayrı derslerden ilerlediği benzer planlar çerçevesinde yürütülmektedir. Klasik yaklaşım diyebileceğimiz bu eğitim modeline örnek teşkil etmeleri nedeniyle iki elektrik-elektronik bölümünü ele almakla yetinebiliriz.

Seçkin bir üniversite olan ODTÜ'nün hem Ankara kampüsünde hem Kıbrıs kampüsünde bulunan Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümleri öğretim planlarında, ilk 3 dönemde bölüm dersleri olarak sadece Elektrik-Elektronik Mühendisliği'ne Giriş ve Devre Teorisi I derslerinin bulunmaktadır. Mantık Tasarımı dersi ilk 3 dönemde değil, sonraki dönemlerde bulunmaktadır. Dördüncü dönemde bulunan bölüm dersleri ise Devre Teorisi II, Elektromanyetik Teori ve Yarı İletken Aygıtları ve Modellemesi dersleridir. Devre Teorisi birbirini takip iki dönem içinde açılan iki derste öğretilir. Yarı İletken Aygıtları ve Modellemesi dersi elektroniğe giriş ve yarı iletkenler teorisi konularını içermektedir. Bu dersler birbirinden ayrı şekilde ilerlediği gibi, oldukça ağır ve yoğun derslerdir. Devre Teorisi I, temel kavramlar, DA devreleri, çevre ve düğüm analizi, küçük sinyal analizi, diyot, op-amp, birinci ve ikinci dereceden devreler konularından oluşur. Devre Teorisi II, AA devreleri, empedans, durum değişkeni analizi, sinüsodiyal durağan durum, frekans yanıtı ve filtreler konularından oluşur. Elektronikte ilk ders olarak ODTÜ'de okutulan Yarı İletken Aygıtları ve Modellemesi dersi ise diyot ve transistör gibi yarı iletken aygıtların fiziğine giriş ve matematiksel modellemesi konularından oluşur. Bu teori dersleriyle bağlantılı uygulamalı ders olarak Elektrik Devreleri Laboratuvarı üçüncü dönemde Devre Teorisi I ile birlikte, diğer bir bağlantılı uygulamalı ders olan Elektronik Devreleri Laboratuvarı ise dördüncü dönemde Devre Teorisi II ve Yarı İletken Aygıtları ve Modellemesi dersleriyle birlikte yürütülür. Bu dersler kapsamında öğrencilerin bilgi birikimi düzeyinde birer adet proje yapılması istenmektedir.

Konya'da mühendislik alanında önemli bir yere sahip devlet üniversitesi olan Konya Teknik Üniversitesi'nin Elektrik-Elektronik Mühendisliği öğrencileri Elektroteknik adıyla bir giriş dersiyle bölüme ısındırılır. Bölüm öğretim planında, çoğu üniversitede olduğu gibi, ikinci sınıftan itibaren, devre teorisi ve elektronik için ayrı dersler bulunmaktadır.

3. ÖNERİLEN YAKLAŞIMA BENZER YAKLAŞIMLAR

MIT ve Bilkent Üniversitesi gibi bazı üniversitelerde klasik yaklaşıma göre daha farklı şekilde kurgulanmış elektronik ve devre teorisi eğitimi yapılmaktadır. Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğrencilerine verilen devreler ve elektronik eğitimi, klasik yaklaşımından ziyade, Bilkent ve MIT gibi üniversitelerin yaklaşımlarına yakındır diyebiliriz.

Ankara'da bulunan İhsan Doğramacı Bilkent Üniversitesi'nin Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü çok seçkin bir bölümdür. Bölüm kurulduğu ilk yıllarda öğretim planında ikinci sınıfta iki dönemlik Devre Teorisi dersleri ve Elektronik I dersi bulunan bir yaklaşım benimsemiş olsa da, ilerleyen yıllarda bundan vazgeçilmiştir. Bunun yerine, öğretim planında bir dönem Analog Elektronik ve bir dönem Devre Teorisi derslerinin alındığı bir ders zincirinin olmasına yönelik karar alınmıştır. Bu yaklaşım değişimine gerekçe olarak, öncelikle çok uzun bir teorik eğitimi tamamlamak yerine, giriş niteliğinde bir derste daha üst yapıda blokları kullanarak örnek uygulama olarak bir telsiz cihazının üretilmesinin daha motive edici olduğu öne sürülmektedir. [3] Analog Elektronik dersi devre teorisiyle başlamakta ve son haftalarda elektronik devreler üzerinde durmaktadır. [4] Böyle bir içerik bu bildiride öne sürülen yaklaşıma benzemektedir. Ancak ilk alınan elektrik-elektronik dersinde öğrencilerin telsiz gibi ileri seviyede cihaz için gerekli olan haberleşme elektroniği altyapısına ulaşmaları zor olabileceği düşünüldüğü için; bu aşamada daha alt düzeyde bir elektronik devre projesini gerçekleyebilmek için yeterli olacak bir ders içeriği önerilmektedir.

Benzer yaklaşımlar hakkında değerlendirme yaparken, Amerika Birleşik Devletleri'nde bulunan MIT Elektrik Mühendisliği ve Bilgisayar Bilimi Bölümü müfredatına değinmek gerekmektedir. Bölümün bütünleşik bir elektrik mühendisliği ve bilgisayar bilimi programı olması dijital ve analog devreleri birlikte işleyen bir ders için motivasyon kaynağı olmuştur. Endüstrinin mühendislerden talepleri de dikkate alınarak, elektrik devreleri ile dijital ve analog elektronik devreler Devreler ve Elektronik adında tek dönemlik bir ders kapsamına alınmıştır. Türkiye'de ortak elektronik ve bilgisayar mühendisliği bulunmamakla birlikte, bu mühendislik dallarında yapılacak eğitimde, mühendislik eğitiminde başarısıyla dikkat çeken bir üniversite olan MIT'in bu ders için hazırladığı içerik ve haftalık plan mutlaka dikkate alınmalıdır. Daha ötesinde, bu dersin notlarından hazırlanan, Agarwal ve Lang tarafından yazılan Foundations of Digital and Analog Electronic Circuits adlı kitabın önerilen yaklaşım çerçevesinde çok faydalı bir kitap olduğu söylenebilir. [5] İki yaklaşım arasında önemli miktarda örtüşme olmakla birlikte, çok önemli farklılıklar da bulunmaktadır. MIT'in dersi tek dönem olarak düşünülmüşken, bu bildiride önerilen yaklaşımda iki dersten oluşan ders zincirinin iki dönem boyunca devam etmesi bu farklıların ilkidir. Ayrıca, ders haftalık planları da farklı şekilde tasarlanmıştır, ana kitapta bulunmayıp onlayn sürümde bulunan bazı konular ders içeriğine dâhil edilmiştir, laboratuvar deneyleri sayıca ve içerik olarak daha zengin olacak şekilde hazırlanmıştır. Derslerin içeriğine ilişkin geniş bilgilendirme bir sonraki bölümde okuyucuya aktarılacaktır.

Bu ders zincirindeki ilk dersin bilgisayar mühendisliği öğrencileri için de zorunlu tutulması hakkında değerlendirme yapabilmek için, diğer bilgisayar mühendisliği bölümlerini incelemek gerekir. Bilgisayar mühendisliği öğrencilerine genelde Temel Elektronik adında servis dersleri

verilmektedir. Konya Teknik Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü devre analizi, diyotlar, transistörler gibi kavramları içeren bu dersi dördüncü döneme koymuştur. Önerilen ders zincirindeki bilgisayar mühendisliği öğrencilerine de zorunlu tutulan ilk ders, içerik açısından bu derse benzemektedir. Ancak önerilen yaklaşımın farkı, bilgisayar mühendisliği öğrencilerine özel bir ders yerine, elektrik-elektronik mühendisliği öğrencilerine verilen seviyede bir dersin tercih edilmesidir.

Konya'da bir vakıf üniversitesi olan KTO Karatay Üniversitesi ise bir servis dersi yerine, hem elektrik-elektronik mühendisliği hem bilgisayar mühendisliği öğrencileri için zorunlu Elektrik Elektronik Mühendisliğine Giriş dersini öğretim planına almıştır. Bu dersin felsefesi iki bölümün aynı dersi alması açısından önerilen Elektroniğin Temelleri dersiyle benzeşmektedir. Ancak bu yaklaşım da, belirtilen dersin daha alt sınıfa ait ve nispeten basit bir ders olarak planlanması, elektrik-elektronik mühendisliği öğrencilerinin yine de ikinci sınıfta iki dönem boyunca Devre Analizi dersini almak durumunda olmaları gibi nedenlerle bildiride sunulan yaklaşımın ana fikrine uymamaktadır.

4. KONYA GIDA VE TARIM ÜNİVERSİTESİNDE UYGULANAN YAKLAŞIM

Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, üniversitenin kuruluş misyonuna uygun olarak öğretim hedeflerini belirlemiş ve bu doğrultuda bölüm öğretim planını oluşturmuştur. Öğrencilerin mühendislik bilimlerinde yüksek seviyede bilgi edinmeleri bölümün ilk hedefi olarak belirlenmiştir. Aynı derecede önemli olan ikinci hedef ise öğrencilerin bu bilgiyi çeşitli problemlere çözüm getiren ileri seviyede mühendislik ürünlerine dönüştürmeleri için mühendislik tasarımı yapma, uygun donatıları seçme ve sorun giderme gibi becerileri kazanmalarını sağlamaktır. Elektronik ve devreler dersleri özelindeyse, mesleğe yönelik bir altyapı ve giriş düzeyinde mühendislik problemleri çözmek için uygun becerileri kazandırmak şeklinde bir hedef belirlenmiştir. Bu becerileri kazandırmak için izlenen yaklaşımda, devreler sırf teorik bir konu olarak görülmeyip, günümüz mühendisliğinde çok önemli bir yere sahip elektronik alanındaki uygulamalarıyla beraber düşünülmektedir. Bölüm öğretim planı hazırlarken, üç dönemde bütün temel bölüm derslerinin tamamlanması şartı da dikkate alınmış, devreler bilim dalına giriş ile elektronik bilim dalına giriş derslerinin bir bütün olarak görülmesine karar verilmiştir. Bu karar gereğince, elektronik ve devre teorisi dersleri arasında bağlantı kuran bir ders zinciri oluşturulmuştur. Dördüncü dönemde Elektroniğin Temelleri dersiyle başlayan bu zincir, beşinci dönemde Devre Teorisi dersiyle tamamlanmaktadır. Bu zincirdeki dersleri zorunlu olarak alan elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri, öğretim planı gereğince altıncı dönemde iki adet zorunlu elektronik dersi daha aldıkları gibi, son sınıfta elektronik alanından diğer bazı seçmeli dersleri de alabileceklerdir.

Üniversitenin ilk öğrencilerinden bazıları, 2019 baharında dördüncü eğitim-öğretim dönemi başında, ortak programdan Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü programına geçiş yapmışlardır. Böylece bu bölüm eğitim yapılan faal bir bölüm olmuştur. Bölümde şu anda beşinci dönemde olan öğrenciler, bu bütünleşik yaklaşım kapsamında hazırlanmış, devre analizinde temel kavramlar ile dijital ve analog elektronik devreleri analiz tekniklerinden oluşan Devre Analizi I dersini dördüncü dönemde almışlardır. Dersin adı bölüm kurulu ve üniversite senato kararlarıyla 2019 yazında değiştirilmiştir. Bu değişiklik sonrasında, üniversitenin mühendislik öğrencileri, dersi içeriği ve amacına daha uygun olan Elektroniğin Temelleri adıyla alacaklardır. Dersin AKTS kredisi 5 olarak saptanmıştır.

Sadece yarı iletken aygıtların modellemesi düzeyinde bir elektronik bilgisi Elektroniğin Temelleri dersi için yeterli görülmüştür. Yarı iletken fiziği ayrıntılı olarak ders kapsamında işlenmemekte ve öğrenim kazanımlarında yarı iletken aygıtların çalışma prensibini tam olarak kavrayacak düzeyde fizik bilgisinin edinilmesine yönelik ifadeler de bulunmamaktadır. Bununla birlikte, öğrencilere bir haftalık ders süresi (3 saat) boyunca aygıtların fiziksel yapısı hakkında özet bilgi verilmektedir. İlgilenen elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri bu zorunlu dersin kapsamadığı bilgileri içeren yarı iletken veya mikroelektronik aygıtlara yönelik bir seçmeli dersi sonraki sınıflarda alabilirler ve böylece bu alanda derinleşme fırsatı bulabilirler.

Dijital ve analog elektronik devreleri analiz etmek için, öncelikle yarı iletken aygıtlara ait matematiksel modellerin bilinmesine gerek vardır. Bunun yanında, belli seviyede devre analizi yeteneğine ihtiyaç vardır. Dersin başlangıç bölümünün devre analizi temel kavramlarına ayrılması devre analizi yeteneğini kazandırmak içindir. Yığılmış devre soyutlaması, devre elemanları, direnç devreleri, kaynaklar, devre teoremleri gibi temel konular ilk haftalarda öğretilmektedir. Daha sonraki haftalarda, doğrusal olmayan devre analizi yöntemleri ve küçük sinyal analizi dersin konusu olmaktadır. Doğrusal olmayan devre analizi yöntemlerinin üzerinde durulmasının sebebi, elektronik devrelerin doğrusal olmayan karaktere sahip aygıtları içermeleridir. Son haftalarda pratik elektronik devre problemleri çözülür. Diyot devreleri, op-amp devreleri, transistörlü dijital ve analog elektronik devreler bu pratik devrelerdir. Elektronik aygıtların matematiksel modelleri hakkında ayrıntılı olarak durulmaktadır. Bir transistör devresini çözmek için, transistör yerine modelini yerleştirmek ve bu modeli içeren devreyi devre analizi teknikleriyle çözümleyebilmek gerekir. Dersin önemli bir özelliği dinamik devreler konusunun bilinçli olarak ders haftalık planının dışında bırakılmasıdır. Bu sayede, elektrik devreleri problemlerinin integro-diferansiyel denklemler yerine, lineer cebir düzeyinde bir matematik bilgisiyle çözülebileceği bir ders hazırlanmıştır. Öğrencilerin teorik bilgilerini pratik laboratuvar uygulamalarıyla pekiştirdiği ve aynı zamanda pratik laboratuvar uygulamaları sayesinde teoriyi iyice anlama şansına sahip oldukları bir ders akışı planlanmıştır. Haftada 3 saat teoriyi desteklemek üzere, 2 saat uygulama/laboratuvar çalışması yapılması uygun görülmüştür. Laboratuvar dersleri, ölçüm cihazları ve diğer aygıtların tanıtımı ile başlayıp, elektrik devrelerde temel kavramlar ile devam etmekte, elektronik devrelere giriş ile son bulmaktadır. Öğrencilerin başarı değerlendirmesi, ödevler, laboratuvar çalışmaları, ara sınav ve final üzerinden yapılacak puanlandırmayla olacaktır. Laboratuvar notları kurulan devrelerden toplanan veriyi temel alarak hazırlanan raporun okunmasıyla belirlenecektir.

Elektroniğin Temelleri dersinin bilgisayar mühendisliği öğrencileri için de zorunlu olması nedeniyle özellikle dijital devreleri mutlaka içerecek şekilde bir haftalık plan hazırlanmıştır. Bilgisayar mühendisliği ile elektrik-elektronik mühendisliği arasında öğretim planları açısından bir ayrım olmakla birlikte, bir ilişki olduğu da düşünülmektedir. [6] Bu yakın ilişki göz önüne alındığında, elektronikte bir servis dersi yerine, ciddi bir elektronik dersinin alınmasının bilgisayar mühendisliği öğrencileri için çok faydalı olacağı

söylenebilir. Ayrıca, iki bölümde çift ana dal yapan öğrencilerin işi almaları gereken ders sayısı azaldığı için kolaylaşacaktır. Elektroniğin Temelleri dersinin, toplam 15 hafta ders planı, 1 hafta sınav haftası olmak üzere Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Elektroniğin Temelleri dersi haftalık planı

Haftalar	Teori	Lab
1	Devrelere Giriş ve Temel Kavramlar.	Laboratuvarın Tanıtılması.
2	Yığılmış Devre Soyutlaması. Kirchhoff Yasaları.	Ölçüm Teknikleri.
3	Direnç Devreleri.	Osiloskoplara Giriş.
4	Bağımlı Kaynaklar.	Fonksiyon Üreteci.
5	Devre Teoremleri (düğüm, çevre).	Voltaj ve Akım Bölünmesi.
6	Doğrusal Olmayan Devreler.	Direnç Devreleri.
7	Küçük Sinyal Analizi.	Devre Teoremleri.
8	Diyotlara giriş ve Diyot Devreleri.	Diyotlara Giriş.
9	Ara sınav.	Ara sınav.
10	Op-amp'lara Giriş ve Op-amp Devreleri.	Diyot Devreleri.
11	Yarıiletken Aygıtlar (Diyot ve Transistörlerin) Temelleri.	Op-amp'lara Giriş.
12	MOSFET Anahtar Devreleri.	Sinyal Şartlandırma Devreleri.
13	MOSFET Yükseltme Devreleri.	Transistörler ve Mantık Kapıları.
14	BJT yükseltme devreleri.	Transistörlü Yükseltme Devreleri.
15	Genel tekrar.	Genel tekrar.

Elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri için, teorik derslerde edindikleri bilgi birikimini kullanarak giriş seviyesinde mühendislik problemlerine çözüm bulacakları proje çalışmaları içinde bulunmaları çok önemlidir. Bilgisayar mühendisliği öğrencileri için, farklı bir alanda bulundukları ve zaten yoğun bir programda oldukları için böyle bir proje çalışmasına gerek duyulmamıştır. Bu nedenle iki bölüm için de ortak olan Elektroniğin Temelleri dersi içinde bir proje çalışmasına yer ayrılmamıştır. Bu proje çalışması eksikliğini gidermek için, elektrik-elektronik mühendisliği öğrencilerine bir başka zorunlu ders tanımlanmıştır.

Dördüncü dönemde, AKTS kredisi 3 olan Elektrik-Elektronik Mühendisliği'ne Uygulamalı Giriş, hem elektrik-elektronik mühendisliği bölümüne yönelik bir oryantasyon dersi, hem öğrencilerin başlangıç seviyesinde bir elektronik projesini gerçekleyerek ürün geliştirmeye yönelmelerini sağlayacak bir ders olarak düşünülmüştür. Bu ders haftada 1 saat mesleği tanıtan seminerlerin yanı sıra, 2 saat uygulamalar veya proje çalışmasına ayrılan laboratuvar saatlerinden oluşmaktadır. Öğrenciler kendilerine önerilen elektrik-elektronik mühendisliği problemlerinden birini seçip, seçtikleri probleme çözüm sunan bir elektronik projesini grup çalışması içinde tamamlayıp teslim edeceklerdir. Dersin notlandırılmasında, sunulan elektronik projesinin başarısı ve yazılan proje raporunun kalitesi önemli yer tutmaktadır. Bu proje devresini tasarlayabilmek için, Elektroniğin Temelleri dersinde edinilen devreler ve elektronik bilgisine bağlı kalmak yeterli olmayabilir. Öğrenciler kendi çalışmalarıyla yeni bilgiler öğrenmeleri için teşvik edileceklerdir. Proje çalışmasında, aktif öğrenme stratejisi gereğince, yaparak öğrenmek amaçlanmaktadır. [7]

Üniversitenin elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri beşinci döneme geldiklerinde, devreler konusunda bütün önemli konuları öğrencilerin bilgi dağarcığına eklemeyi hedefleyen Devre Teorisi dersini alacaklardır. Bu ders dördüncü dönemde aldıkları Elektroniğin Temelleri dersinin devamı olarak görülmekte, öğretilen devre analizi kavramları üzerinde ilerlemektedir. Özellikle dinamik devreler konusuna odaklanılan, değişkenlerin zamana bağlı olduğu, ancak matematikte diferansiyel denklemler dersini almış öğrencilerin çözebilecekleri integro-diferansiyel denklemlerin bulunduğu bir ders içeriği hazırlanmıştır. Temel kavramlar gözden geçirildikten sonra, kapasitör ve indüktör devre elemanları üzerinde durulacak, birinci ve ikinci dereceden devreler konuları işlenecek, ilerleyen haftalarda sinüsodiyal kararlı durum, frekans yanıtı ve filtreler (sinyal işleme devreleri) konuları ile ders tamamlanacaktır. AKTS kredisi 7 olarak belirlenen Devre Teorisi dersi önceki derse göre daha yoğundur ancak aşırı bir yoğunluk da söz konusu değildir.

Elektrik-elektronik mühendisliği öğrencileri için, Devre Teorisi ile birlikte yürütülen bir başka zorunlu ders olarak, Elektrik-Elektronik Laboratuvarı I dersi öğretim planına yerleştirilmiştir. AKTS kredisi 6 olarak belirlenen bu derste, teorik konularla ilişkili laboratuvar uygulamaları yapılacaktır. Ayrıca önceki sınıfta yapılan projeye nispeten daha ileri düzeyde bir elektronik devre projesi tasarlanıp gerçeklenecektir. Öğrencilerin öğrenilen bilgilerin ürüne dönüştürerek mühendislik yaşamına hazırlanması açısından, bir aktif öğrenme çalışması olarak, bir projenin hazırlanıp sunulmasının elektrik-elektronik mühendisliği öğretiminde önemi büyüktür. Devre Teorisi haftada 4 saat süren derslerden ibarettir, Elektrik-Elektronik Laboratuvarı I ise haftada 3 saat süren laboratuvar seanslarından oluşmaktadır. Devre Teorisi ve Elektrik-Elektronik Laboratuvarı I dersleri için bir dönemlik ve toplam 15 haftalık ders planı 1 hafta sınav haftası, 14 hafta ders yapılan hafta olmak Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. Devre Teorisi ve Elektrik-Elektronik Laboratuvarı I dersleri haftalık planı

Haftalar	Teori	Lab
1	Devreler Gözden Geçirme.	Laboratuvarın Tanıtılması.
2	Kapasitörler ve Indüktörler.	Kapasitörler ve Indüktörler.
3	Birinci Dereceden Devreler.	Birinci Dereceden Devreler.
4	Durum Değişkeni Analizi.	Diyot Devreleri.
5	Dijital Devreler. Enerji ve Güç.	Transistör Devreleri.
6	İkinci Dereceden Devreler.	İkinci Dereceden Devreler.
7	İkinci Dereceden Devreler.	İkinci Dereceden Devreler.
8	Sinüsoyidal Kararlı Durum.	AA Devreleri.
9	Ara sınav	Ara sınav.
10	Sinüsoyidal Kararlı Durum.	Empedans.
11	Frekans Yanıtı. Harmonikler.	Proje Tanıtım.
12	Filtreler.	Filtreler.
13	Aktif Filtreler.	Aktif Filtreler.
14	Sinüsoyidal Kararlı Durumda Enerji ve Güç.	Proje Çalışması.
15	Genel tekrar.	Proje Çalışması ve Projenin Sunulması.

Elektronik ve devreler derslerini bütünleşik yaklaşım içinde birbirine bağlayan ders zincirinde kullanabilecek en uygun ders kitabının MIT'den Agarwal ve Lang tarafından yazılan Foundations of Digital and Analog Electronic Circuits adlı kitap olduğunu ifade etmiştik. Bu kitap gerçekten de devreler ve elektronik için bütünleşik bir içeriğe sahip olmasıyla diğer ders kitaplarından ayrılmaktadır. Bu içerikte başka kaliteli ders kitabı bulmak çok zordur. Kitapta ilk sekiz ünite (devrelerde temel kavramlar, küçük sinyal analizi, transistörler) ilk derste işlenirken, geri kalan kısımlar (dinamik devreler, op-amp ve diyotlar) ikinci dersin konusunu oluşturmaktadır. Fakat kitabın onbeşinci ve onaltıncı ünitelerini oluşturan op-amp ve diyot devrelerine ilişkin bölüm, dinamik devreler hariç tutulursa, temel düzeyde bilgi vermektedir. Bu nedenle dinamik devreler haricinde diyot ve op-amp devrelerinin Elektroniğin Temelleri dersi kapsamına alınması daha uygundur. Dinamik op-amp ve diyot devreleri ikinci derse bırakılabilir. Bu sayede diferansiyel denklemler bilgisi gerektirmeyen ders konuları ilk derste, diferansiyel denklemler bilgisi gerektiren konular ikinci derste toplanmış olur. Bu kitap dışında, Thomas, Rosa ve Toussant'ın The Analysis and Design of Linear Circuts adlı ve Hayt, Kemmerly, Durbin'ın Engineering Circuit Analysis adlı kitapları klasik devre teorisi için referans kitapları olarak kullanılabilir.

5. DEĞERLENDİRME

Yeni programı takip eden öğrenciler henüz üçüncü sınıfın başındadırlar. Bu nedenle önerilen yaklaşımın mühendislik yaşamında kazandırdığı başarılara yönelik bir bilgiye sahip değiliz. Ancak öğrencilerin doldurdukları ders değerlendirme formları sonuçlarından ve birebir yapılan görüşmelerden öğrencilerin ilk aldıkları derse ilişkin neler hissettiklerini ve ne ölçüde bir kazanım sağladıklarını öğrenebiliriz. Ayrıca dördüncü dönem sonunda ilk stajlarını tamamlayan öğrencilere verilen staj değerlendirme puanları da eğitimin kalitesi ve zenginliği açısından önemli bir fikir vermektedir.

Öğrencilerin ders değerlendirme anket formlarına ve birebir görüşmelerde verdiği cevaplar dikkate alınarak, öğrencilerin derse yönelik geri bildirimi elde edilmiş ve aşağıda madde madde gösterilmiştir:

- Öğrenciler, ders değerlendirme formlarında, teorik açıdan dersin yeterli olduğunu belirtmektedir.
- Ders değerlendirme formlarına göre, dersin uygulama açısından yeterli olduğu konusunda da öğrenciler hemfikirdir.
- Öğrenciler, ders değerlendirme formlarında, donanımlı birer mühendis olarak yetişmeleri için bu derslerin yeterli olduğu görüşünü işaretlemişlerdir.
- Laboratuvar derslerinde öğrencilerin başarılı olduğu gözlemlenmiştir, ancak öğrencilerle birebir iletişimde laboratuvar saatlerinin çok uzun sürmesi, hatta bazen ders saati bittikten sonra bile devam etmesi hakkında şikâyetler alınmıştır. Bu geri bildirim dikkate alınarak laboratuvar içerikleri biraz kısıtlanmış ve ders süresine sığacak sayıda devrenin kurulmasına karar verilmiştir. Tabii ki laboratuvarların çok kolay ve hemen tamamlanabilir olması da eğitim kalitesi açısından uygun görülmemiştir ve bir denge sağlanmaya çalışılmıştır.

Öğrencilerin tamamladıkları ikinci sınıf sonu stajları göz önünde bulundurulduğundaysa, önerilen yaklaşımın tatmin edici olduğu söylenebilir. Öğrencilerin staj değerlendirme formlarında yüksek notlar aldığı, kendilerine verilen mühendislik görevlerini üstün başarıyla tamamladıkları, amirleri tarafından takdir edildikleri gözlemlenmiştir. Sadece bir dönem bölüm dersleri almalarına rağmen bilgi açısından bir eksikleri olmadığı gözükmektedir.

Sonuçta elektrik-elektronik mühendisliğinde asıl amaç insanların hayatına fayda sunacak teknolojik çözümlerin geliştirilmesidir. Bu çözümleri geliştirecek mühendislerin eğitiminin bilimsel ve nitelikli olmasının önemi yadsınamaz. Öğrencilerin kuvvetli matematik altyapısı kazanmaları iyi bir elektrik-elektronik mühendisliği eğitiminde olmazsa

olmazdır. [8] Bölümde akademik kariyer yapma açısından da kavramların yüzeysel kalmaması ve altındaki matematiksel fikirlerin oturması önemlidir. Ders içeriğinin gerektiği ölçüde böyle matematiksel düşünme gerektiren konuları içermesi akademik hayata hazırlanma açısından istenilen sonuçların elde edilmesini sağlar. Ancak öncelikle sadece bu altyapıya odaklanmak, daha pratik problemlere yönelik dersleri ileri yıllara bırakmak, günümüz öğrencileri açısından sıkıcı olarak görülmekte ve ürün geliştirmede geri kalmalarına neden olmaktadır. Teoriyle pratiği buluşturan bir eğitimin elektrik-elektronik mühendisliği bölümünde uygulanması için ilk dersler devreler ve elektroniktir. Devre teorisinde bulunan teori elektronik devrelerinde pratik uygulama alanı bulduğu için değerlidir. Bir elektrik-elektronik mühendisinin, söz gelimi, yükseltici devrelerin çalışma prensibinin Taylor serileri açılımı ile yapılan bir doğrusallaştırma işlemine bağlı olduğunu kavraması önemlidir. Mutlaka ders kapsamında olması gereken temel konularda bir eksiltmeye gidilmemekle birlikte, öğrenci öğrenme kapasitesi üzerinde konu içerecek şekilde ders içeriğini geniş tutmaktan kaçınılmalıdır. Teorik konulara yer verilme zorunluluğu, gerektiğinden daha ağır ve zor ders içerikleri hazırlanması anlamına gelmemektedir. Sırf öğrenciyi zorlama amaçlı matematiksel işlem yükü açısından çözülmesi zor ama pratikte uygulaması olmayan devrelerin üzerinde durmaya gerek yoktur. Bir öğrencinin edineceği kazanımlar onun gerçek bir fonksiyonu olan bir elektronik devrenin çalışma mantığını kavramasını ve matematiksel olarak çözümlemesini sağlamalıdır. Öte yandan, laboratuvar derslerinde, öğrencilerin bizzat kendi tasarladıkları ve kurdukları devreler üzerinde deneyler yapmalarıyla pratik mühendislik bilgisi edinmeleri amaçlanmalıdır. Teoriyle pratik arasında denge kuran bir mühendislik eğitimine başlayan öğrenciler, öğrenmeleri gereken konuları motive olarak çok iyi şekilde öğrenecek ve böylece mesleğe yönelik gerekli tutkuyu hissedeceklerdir.

6. SONUÇ

Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, devreler ve elektronik eğitiminde, elektroniği devre teorisinin uygulama sahası olarak gören bütünleşik bir yaklaşımı tercih etmiştir. Üniversitelerin çoğunda devreler ve elektronik eğitimine bütünleşik yaklaşılmamakla beraber, bazı üniversitelerin elektrik-elektronik mühendislik programlarında önerilen yaklaşıma benzer yaklaşımlar vardır. Bu benzer yaklaşımların varlığı önerilen yaklaşım için cesaret verici ve teşvik edici etki yapmıştır. Esasında üç dersten oluşan ikinci sınıf düzeyinde devreler ve elektronik derslerinin toplamda üçten ikiye indirilmesi, bu derslere ayrılan kredi miktarında azalma sağlamaktadır. Ancak bütünleşik yaklaşım sayesinde bilgi açısından bir eksiklik oluşmamaktadır. Özellikle T-shape modeli uygulayan üniversiteler için zamandan kazanma açısından bu yaklaşım önemli bir avantaj sağlamaktadır. Elektronik ve devreler eğitimleri aynı ders zinciri çatısı altında toplayan böyle bir bütünleşik yaklaşımın, hızla pratik uygulamalara başlama açısından günümüz elektrik-elektronik mühendisliği öğrencilerini daha iyi motive edeceği söylenebilir. Öğrencilerin teorik altyapıyı eksiksiz edinmekle kalmayıp, hızlı bir şekilde ürün geliştirmeye başlamaya yönelten uygulamalı ders içerikleri hazırlanmıştır. Bu ders planını takip eden öğrencilerin cevapladığı ders değerlendirme anketleriyle dersin olumlu şekilde algılandığı görülmüştür. Öğrencilerin stajlarındaki başarısı da uygulanan yaklaşımın istenilen sonuçları sağladığını göstermektedir.

7. KAYNAKLAR

1. YÖK Yüksek Öğretim Dergisi yazarları, “Konya Gıda ve Tarım Üniversitesi”, *Yüksek Öğretim Dergisi*, 11: 68-72, (2019).
2. R. A. Rohrer, "Taking circuits seriously", *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 6(4): 27-31, (1990).
3. B. Özgüler. “Bilkent Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ders Programında Yenilikler ve Sonuçları”, *Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendislikleri Eğitimi 1. Ulusal Sempozyumu*, Ankara, (2003).
4. H. Köymen, “EEE 211 Analog Elektronik: Devre Kuramı ve Elektroniğe birlikte giriş”, *Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendislikleri Eğitimi 1. Ulusal Sempozyumu*, Ankara, (2003).
5. A. Agarwal, J. Lang, “Foundations of Digital and Analog Electronic Circuits”, *Morgan Kaufman*, (2005).
6. K. R. Demarest, J. R. Miller, J. A. Roberts, C. Tsatsoulis, “Electrical Engineering vs. Computer Engineering vs. Computer Science: Developing Three Distinct but Interrelated Curricula”, *Proceedings Frontiers in Education 1995 25th Annual Conference. Engineering Education for the 21st Century*, 2: 4b2.1-4b2.5, (1995).
7. J. P. Becker, C. Plumb, R. A. Revia, “Project Circuits in a Basic Electric Circuits Course”, *IEEE Transactions on Education*, 57(2): 75-82, (2014).
8. B. Altınoklu, “Mathematical training needed for applying mathematics into electrical and electronics engineering”, *Uluslararası Matematik ve Matematik Eğitimi Konferansı*, Konya, (2019).

Mühendislik Eğitiminde Cinsiyet Ayrımcılığı

Merve Bilgin Karamanlı

Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi Çalışma Ekonomisi ve Endüstri İlişkileri Yüksek Lisans Öğrencisi

Merveb.95@hotmail.com

ÖZET

Mühendislik mesleği içerisinde kadınların sayısının erkeklere oranla daha az olması kadınların bu meslekte yeterince temsil edilmediklerini göstermektedir. Mühendislik mesleğinin toplumdaki profiline bakacak olursak unvan, kariyer ve iyi maaş olanağı sunan bir meslektir. Toplumumuzdaki erkek profili ise para kazanan, geçim sağlayan bir duruşa sahiptir. Dolayısıyla erkeklere empoze edilen bu yaklaşım erkeklerin mühendislik alanını tercih etmelerine sebep olmaktadır. Bu yüzden neredeyse bütün mühendislik alanlarında erkek öğrenci yoğunluğuyla karşılaşılmaktadır. Bu makalede erkek egemen bir alan olan mühendislik mesleğinde, kadın mühendislerin eğitim hayatında karşılaştıkları cinsiyetçi ön yargılar ele alınacak ve maruz kaldıkları ayrımcılıklar tartışılacaktır.

Anahtar kelimeler: Toplumsal Cinsiyet, Kadın Mühendis, Eğitimde Cinsiyet Ayrımcılığı, Kadın İşi Erkek İşi.

ABSTRACT

The fact that there are less women than men in the field of engineering indicates that women are not represented in this field equally. If we consider the profile of engineering in society, it can be said that it is a profession with good tittle, career and income. The profile of men in Turkish community is that they are they earn Money and afford the needs of family. This approach that is exposed on men causes them to choose engineering as profession. Therefore, in all almost engineering fields male students are the majority. İn this article, the sexist prejudices that women engineers experience in their educational lives in engineering profession which is a male dominat field will be examined and the discriminations that women observe will be discussed.

Keywords: Gender, Female Engineer, Gender Discrimination in Engineering Education, Woman's Job-Man's Job.

1.GİRİŞ

Osmanlı Dönemi'nde mühendislik eğitimi için açılan okullarda askeri alanda alınan yenilgilerin önüne geçilmesi planlanmıştır. Mühendislik mesleğinin askeri alandaki bir konu ile ele alınarak başlaması bu mesleğin ortaya çıkmasından itibaren "erkek mesleği" olarak nitelendirilmesine neden olmuştur. Cumhuriyetin kurulmasına kadar geçen sürede bu meslek erkekler tarafından yapılmış ve kadınların bu mesleği seçmesi engellenmiştir böylece mühendislik erkek işidir algısı pekiştirilmiştir. Cumhuriyetin kurulmasından sonra Atatürk kadınları mühendislik eğitimi almaları konusunda teşvik etmiştir ancak halk tarafından mühendislik mesleğinin "erkek işi" olarak algılanmasının önüne geçilememiştir.

Mühendislik mesleğinin "erkek işi" olarak nitelendirilmesi kadınların bu meslekte geri plana itilmesine neden olmakta ve mühendis kadınlar bu meslekte var olabilmek için daha fazla çaba göstermek zorunda kalmaktadırlar. Kadınlar birçok "erkek işi" olarak addedilen mesleklerde olduğu gibi mühendislik mesleğinde de cinsiyet ayrımcılığına maruz kalmakta ve bu sorunlar yeterince gündeme getirilmemektedir. Kadın mühendislerin sadece istihdamda değil istihdama katılmadan önce öğrencilik döneminde yaşadıkları ayrımcılıklar bu makalenin ana konusunu oluşturmaktadır. "Bu makale "Türkiye'de Mühendis Kadınlar" isimli tezimden elde ettiğim veriler ışığında hazırlanmıştır. Tez çalışmam için İstanbul ve Bursa illerinde yaşayan 70 kadın mühendise 104 sorudan oluşan anket çalışması uygulanmıştır.

2.MESLEKLERİN YATAY AYRIŞMASININ KADINLARIN EĞİTİM SÜRECİNE ETKİSİ

"Eğitim, kadınların ekonomik kalkınmadaki rolünü belirleyen ve onların istihdama tam katılımına yardımcı olan en önemli faktördür" (Özaydınlık, 2014). Kadınların eğitim seviyesinin yükselmesi ile birlikte doğru orantılı olarak kadınların istihdam oranında da bir artış beklenmektedir. TÜİK verilerine baktığımız zaman 2018 yılında erkeklerin istihdam oranı %65.7 iken aynı yıl için kadınların istihdam oranı %29.4'tür. Yine 2018 yılı verilerine baktığımızda genel liseden mezun olan erkeklerin istihdam oranı %64.9, lise dengi mesleki okuldan mezun olanların oranı %74.5 ve yükseköğretim mezunu olan erkeklerin istihdam oranı %78.3'tür. Aynı yıl ve aynı okullar için kadınların istihdam durumu sırasıyla, %27.7, %33.8 ve %59.4'tür (TÜİK 2019). Türkiye'de kadınların eğitim seviyesi arttıkça istihdama katılım oranı artıyor gibi gözükse de aslında her zaman erkeklerin istihdam oranının çok gerisinde kaldığı görülmektedir.

Dünya Ekonomi Forumu'nun 2018 yılında yaptığı Küresel Cinsiyet Eşitsizliği Raporu'na göre Türkiye cinsiyet eşitliği sıralamasında 149 ülke arasından 130. sırada yer almaktadır. Bu raporda "ekonomiye katılım ve fırsat", "eğitime katılım", "sağlık ve sağ kalım", ve "siyasi güçlenme" kategorileri ele alınmıştır. Türkiye eğitime katılım konusunda cinsiyet eşitliği

sıralamasında 149 ülke arasından 106. sırada yer almaktadır (World Economic Forum, 2018). . Kadınlar eğitim olanaklarına erişmede erkeklere oranla daha dezavantajlı durumdadırlar.

Tablo 1 Küresel Cinsiyet Eşitsizliği Sıralaması, Türkiye, 2018

ÜLKE	2006	2006	2018	2018
TÜRKİYE	SIRALAMA	PUAN	SIRALAMA	PUAN
Küresel Cinsiyet Eşitliği	105	0.585	130	0.628
Ekonomiye Katılım ve Fırsat	106	0.434	131	0.466
Eğitime Katılım	92	0.885	106	0.968
Sağlık ve Sağ Kalım	85	0.969	67	0.976
Siyasi Güçlenme	96	0.052	113	0.101
Değerlendirmeye alınan toplam ülke sayısı	115		149	

Kaynak: World Economic Forum, The Global Gender Gap Report 2018

Toplumsal yapı kadını ve erkeği eğitim sürecinde farklı yönlendirmektedir. Kadınlar eğitim olanaklarına ulaşsalar bile aileleri tarafından yine kadına daha uygun görülen -öğretmenlik, hemşirelik gibi- alanlara yönlendirilmektedirler. Bu nedenle kadınlar daha çok kadına uygun görülen "insan sağlığı ve sosyal hizmet faaliyetleri'nde" yoğun olarak istihdam edilmektedirler (TÜİK, 2019). Matematik- fen gibi eğitim alanlarının önündeki toplumsal cinsiyet temelli engellerin olması kadınların meslek seçimini dolayısıyla eğitim hayatını köklü biçimde değiştirmektedir. Bazı alanların kadına bazı alanların ise erkeklere uygun görülmesiyle ortaya çıkan kadın işi ve erkek işi kavramı kadınlar için hem eğitim sürecinde hem de istihdamda toplumsal cinsiyet temelli ayrımcılıkları beraberinde getirmektedir.

Kadınların emek piyasasında yaşamış oldukları sorunlar, patriyarka ve kapitalizmin ortak menfaatleri sonucu birleşmelerinden dolayı ortaya çıkmaktadır. Erkeklerin daha yüksek ücret alabilmek için daha iyi işlere sahip olmak istemesi bununla birlikte işverenlerin de evde yeniden üretimi yapan bir kadın olması sayesinde erkekleri daha düşük ücretle istihdam edebileceği fikri patriyarka ve kapitalizmin ortak bir noktada buluşmasını sağlamıştır. Yani emek piyasasındaki iyi ücretli işlerin "erkek işi" olarak anılması bir tesadüf değildir. Erkeklerin maddi olanakları ve kariyer imkanı olan meslekleri tercih etmesi ve bu meslekleri kadınların yapmasını istememesi, erkeklerin kadınlar üzerinde oluşturmaya çalıştığı otoritenin bozulacağını düşünmelerinden kaynaklanmaktadır (Hartmann, 2008).

Kadınlar "erkek işi" olarak nitelendirilen meslekleri tercih ettiklerinde emek piyasasında cinsiyet ayrımcılığına maruz kalmaktadırlar. Mühendislik mesleği erkek işi olarak adlandırılmasının yanı sıra kendi içerisinde sürekli katmanlaşmanın yaratıldığı ve kadınların bu meslekte belli alanlara hapsedildiği yönüyle de diğer "erkek işi" olarak adlandırılan mesleklerden ayrılmaktadır. Profesyonel bir meslek olmasından dolayı da daha detaylı bir incelemeyi gerektiren mühendislik alanı, kadınların sadece istihdamda değil eğitim sürecinde de toplumsal cinsiyet temelli ayrımcılıklara maruz kaldıkları bir meslektir.

Toplum tarafından kadına yüklenen roller nedeniyle de kadınlar çoğunlukla meslek seçimi yaparken bu rolleri aksatmayacakları alanlara yönelmektedirler. Bilindiği üzere ev işi ve çocuk bakımı kadın sorumluluğunda görülmektedir. Bu nedenle kadınlar eğitim ve işyerinde eğitim alacakları zaman bunun için yaptıkları harcama erkeklerden farklı gelişmektedir. Kadınlar iş hayatlarına belli dönemler kısa veya uzun süreli çocuk bakımı nedeniyle ara vermektedirler. Bu nedenle de kadınlar rasyonel bir karar vererek eğitim ve işyerinde eğitim için masraf etmeyi tercih etmezler. Kadınlar çalışma saati daha esnek özellikle günün belli bir bölümünü evde geçirebilecekleri yani ev işi yapabilecekleri ve iş tecrübesinin yani iş ile ilgili bilgilerin sürekli tazelenmesinin gerekmediği böylelikle işten ayrılma maliyeti yüksek olmayan "kadın işlerini" tercih etmektedirler. Mesela bilgisayar mühendisi bir kadın -çocuk bakımı nedeniyle- işe ara verirse işe tekrar başladığında sürekli gelişen ve yenilenen teknoloji bilgilerine uzak kalması nedeniyle, ilkokul öğretmenine göre daha düşük ücretle ve daha alt pozisyonda istihdam edilecektir. Bu nedenle de kadınlar için ilkokul öğretmenliği daha rasyonel bir kararmış gibi gözükmektedir (Özkaplan, 2013).

TÜİK'in yapmış olduğu Zaman Kullanım Araştırması sonucuna göre çalışan kadınlar aile bakımına erkeklerden 5 kat fazla zaman ayırmaktadırlar. Çalışan kadınlar hanehalkı ve aile bakımına günde ortalama 3 saat 31 dakika ayırırken, çalışan erkekler ise sadece 46 dakika ayırmaktadırlar (TÜİK, 2015). Görüldüğü üzere çalışan kadınların ev içinde bitmek bilmeyen sorumluluğu, erkeklerin ev içi işlerini paylaşmaya yanaşmaması kadınları daha meslek seçiminde etkileyen bir olgudur çünkü toplumsal yapı gereği kız çocuğuna ve erkek çocuğuna ailede eğitim verilirken ve iş paylaşımı yapılırken ev işleri kız çocuklarına yüklenmekte ve kız çocukları bu görevleri sanki gerçekten onların yapması gereken işlermiş gibi sahiplenmektedirler.

Kadınların mühendislik mesleğini seçmemesindeki ikinci önemli etken ise "rol model" eksikliğidir (Bayrakçeken Tüzel & Pehlivanlı Kadayıfçı, 2018). Rol modeller, örnek aldığımız, onlar gibi olmaya çalıştığımız kişilerdir (Karaoğlu, 2012). " Kız öğrencilerin meslek alanlarını seçmesi yönündeki kararları ya da meslek alanında var olma biçimleri bu alanlardaki kadınların kendileri için rol model oluşturması ile yakından ilişkilidir" (Bayrakçeken Tüzel & Pehlivanlı Kadayıfçı, 2018). Dengiz ve Smith' de yapmış oldukları araştırma sonucunda kadınların rol model eksikliğini hissettiklerini dile getirmişlerdir. Yapılan

araştırmada lisans öğrencilerinin de katıldığı odak grup görüşmelerinin sonucu dikkat çekicidir. Mühendislik bölümlerinde okuyan lisans öğrencisi kadınların, ailesinde ya da akrabalarında mühendis olan birileri vardır ve bu kişiler bu öğrencileri mühendislik mesleğini seçmeye yönlendirmişlerdir. Burada önemli olan iki nokta, aile üyelerinin ya da akrabaların meslek yönlendirmesi yaparken cinsiyet önyargısına sahip olmaması ve kadın öğrencilerin mühendislik mesleğini yapan kişileri gözlemleyebilme şansını elinde bulundurmalarıdır. Böylece mühendislik mesleği hakkında fikir sahibi olmak onları mühendislik mesleğine yönlendirmiştir. Bu nedenle de rol model bir mesleği tercih etmede önemli bir etkiye sahiptir (Smith & Dengiz, 2009).

Kadınlar mühendislik mesleği gibi erkek yoğun alanlarda mesleki anlamda sorun yaşamanın dışında sosyalleşme alanında da sorun yaşamaktadırlar. Kadın öğrencilerin çevresinde mühendis kadınların olması bu mesleğe kadın öğrencilerin yönelimini de arttıracaktır. Ancak kadın mühendis sayısının az olması kadın öğrencilerin de kadın mühendisler ile karşılaşma ihtimalini zayıflatmakta dolayısıyla da mühendisliği bir erkek mesleği olarak hafızalarında kodlamalarına neden olmaktadır. Kadın öğrencilerin bu düşünceyle mühendislik alanına yönelmemesi de bu eril yapının artarak devam etmesine ve tekrar tekrar üretilmesine neden olmaktadır (Bayrakçeken Tüzel & Pehlivanlı Kadayıfçı, 2018).

Kadınların mühendislik mesleğini daha az oranda tercih etmesi mühendisliğin erilliğinin yıkılmamasındaki en temel yapıdır. Mühendislik fakültelerinde kadınların sayısının çoğalması nitekim bu bölümlerde okuyan kadınların da hem eğitim aldıkları dönemde hem de iş hayatlarında yaşadıkları sıkıntıları azaltacaktır.

3.MÜHENDİSLİK EĞİTİMİNDE KADINLAR

Türk kadını, yükseköğrenim yani üniversite hakkını ilk kez 1908 yılında Meşrutiyet döneminde elde etmiştir ancak alabildikleri eğitim alanları ne yazık ki sınırlı kalmıştır(Naymansoy, 2010). Kadınlar ilk üniversite eğitimini 1914 tarihinde İstanbul Darülfununu'nda almaya başlamışlardır. Yine 1914 tarihinde konservatuara gidebilme hakkını elde etmişlerdir. (Naymansoy, 2011). Kadınlar bu gibi alanlarda eğitim haklarını kazansalar bile kadınlara tıp ya da mühendislik gibi alanlarda eğitim hakkı ne yazık ki verilmemiştir. Kadınlar tıp alanında eğitim alabilmek için mücadele vermek zorunda kalmışlardır ancak bu mücadele mühendislik eğitimi için verilmemiştir (Naymansoy, 2010).

Atatürk her konuda olduğu gibi eğitimde de kadın erkek eşitliğini savunmuştur ve kadınlara bütün alanlarda eğitim alma hakkını vermiştir. " Bizim toplumumuz için ilim ve fen lazım ise, bunları aynı derecede hem erkek hem de kadınlarımızın iktisap etmesi lazımdır" sözüyle eğitimde kadın-erkek eşitliğini bir kez daha vurgulayan Atatürk mühendislik eğitimi almayı tercih etmeyen kadınları bu alana yönlendirmiştir. O dönem mühendislik eğitimi için öğrenciler yurt dışına gönderilmekteydi. "Mühendisler toplumsal değişimin ve gelişimin aktörleri olarak görüldü. Akılcı, bilimsel bilgiye hâkim ve reformların uygulayıcısı olarak tanımlandılar" (Uluçay & Kartekin, 1958 aktaran Bayrakçeken Tüzel & Pehlivan Kadayıfçı, 2018). Günümüzde de mühendislik mesleği görüldüğü üzere gıdadan inşaata, endüstriden tekstile birçok alana yayılmış hayatı etkileyen ve gerçekten toplumsal değişime katkı sağlayan bir meslektir. Böylesi hayatın her alanına etki eden bir meslekte kadınların aktif rol almaması düşünülemezdi. 1927-1928 tarihlerinde ilk kez iki kadın, Atatürk'ün teşviki üzerine mühendislik eğitimi için kayıt yaptırmışlardır. Bu kadınlar Melek Ertuğ ile Sabiha Rıfat Gürayman'dır. Melek Ertuğ mühendislik mesleğini icra etmemiştir ancak Sabiha Rıfat çok başarılı bir mühendis olmuş ve çok iyi işlere imza atmıştır aynı zamanda kendisi Anıtkabir'in yapımında görevlendirilmiştir (Naymansoy, 2010).

1983 yılında öğrenci ve öğretim elemanı olarak mühendislik eğitiminde kadınların ulaştıkları oran %20 civarındadır (Naymansoy, 2010). 1983 dönemi ile günümüzü kıyaslayabilmek için Yükseköğretim istatistiklerine bakmak yararlı olacaktır. 2018-2019 yılı mühendislik fakültesinden mezun olanların toplam sayısı 293.134'tür. Bu sayının 78.121'ini kadınlar, 215.013'ünü ise erkekler oluşturmaktadır. Mühendislik fakültesine ise yeni kayıt yaptıranların toplam sayısı 53.864'tür. Bu sayının 39.268'ini erkekler oluştururken, 14.596'sını da kadınlar oluşturmaktadır (Yükseköğretim Bilgi Sistemi, 2019). Bu durumu oranlar ile ifade edecek olursak mezun olan mühendislerin %26.6'sını, yeni kayıt yaptıranların da %27'sini kadınlar oluşturmaktadır. Yükseköğretim Bilgi Sisteminin verdiği bazı mühendislik fakültelerinin kadın ve erkek mezun sayısı aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 2 Cinsiyete Göre Mühendislik Fakültelerindeki Öğrenci Sayısı, 2019

FAKÜLTELER	ERKEK	KADIN	TOPLAM	ERKEK ORANI	KADIN ORANI
Bilgisayar ve Bilişim Fakültesi	999	209	1208	%82.7	%17.3
Makine Fakültesi	4768	841	5609	%85	%15
Elektrik-Elektronik Fakültesi	5593	852	6445	%86.8	%13.2
Ziraat Fakültesi	18765	11249	30014	%62.6	%37.4

Kaynak: Yükseköğretim Bilgi Sistemi, 2019

1983 yılında mühendislik eğitiminde kadınların oranı %20 iken günümüzde bu sayının kat kat artması beklenirdi ancak 2019 yılında bu oran yalnızca %26.6 ya yükselebilmiştir. Bu orandaki yükselişin az olmasının nedenleri arasında elbette hükümetin benimsemiş olduğu muhafazakar yönetim tarzının ve buna bağlı olarak kadınların eğitimine ve çalışmasına bakış açısının büyük bir etkisi vardır. Mühendisliğinde erkek mesleği olarak tanımlanmasına paralel olarak liseden mezun olan kız öğrenciler mühendisliği tercih etmektense daha çok tıp fakültelerine yönelmektedirler (Kazak, 2007).

Günümüzde mühendislik mesleğini tercih eden kadınların eğitimde ve çalışma hayatında toplumsal cinsiyet temelli yaşadıkları ayrımcılıklar kadınları mühendislik mesleğini tercih etmede çekimser bırakmakla birlikte bu mesleği tercih eden kadınları da çalışma hayatında zorlamaktadır. Mühendislik mesleğini tercih eden kadınların eğitim sürecinde yaşamış oldukları sıkıntılar bir sonraki bölümde incelenmiştir ve "Türkiye'de Mühendis Kadınlar" isimli tezimden elde ettiğim veriler ve ulaştığım sonuçlar bu bölümde verilmiştir.

4.KADIN MÜHENDİSLERİN EĞİTİMDE YAŞADIKLARI AYRIMCILIKLAR

Mühendis kadınlar üniversiteye başladıkları öğrencilik yıllarından itibaren meslek hayatına giriş yapmadan mühendislik bölümlerinde kadın olmalarından dolayı sorun yaşamaktadırlar.

Kadın mühendislerin öğrencilik yıllarında yaşadığı sorunlar şunlardır;

- Sınıfta erkek öğrenci sayısının fazla olmasından dolayı hemcinsi ile arkadaşlık kurma şansının azlığı ve ev arkadaşı bulmakta zorluk yaşaması,
- Derste söylediklerinin erkek öğrenciler kadar dikkate alınmaması,
- Kadın sayısının az olmasından dolayı dikkat çekmek,

> *"Kadın sayısının az olmasından dolayı sınıf arkadaşları ve bütün çevre tarafından dikkat çekiyorduk. Ayrıca ilgi çekmek istemekle itham ediliyorduk. Kimse yazmıyor bu bölümü farklı olmak için yazmışsın, az kız olduğunu biliyordun dikkat çekmek istemişsin gibi söylemlere maruz kalıyorduk." [G10]*

> *"Fakültenin çoğunun erkek olmasından kaynaklı çok dikkat çektiğimizden sözlü tacize uğradım. Azınlık olduğumuz için erkekler tarafından istenmeme, az olacağına hiç olmasaydı mantığı vardı." [G69]*

- Bazı hocaların argo konuşması ve kadın-erkek ayrımı yapması

> *"Hocalar ders işlerken küfürlü konuşma, argo konuşma var sanki siz orda yokmuşsunuz gibi ders işleniyor." [G39]*

- Bazı hocaların, mühendisliği kadınlar için uygun bir meslek olarak görmemesi ve bunu dile getirmesi,
- Hocalar tarafından uygulama derslerine katılımının kısıtlanması

> *"Uygulama derslerinde (sahada) korumacı anlayış vardı. Ya derslere götürülmedik ya da hafif zorluktaki alanlara gittik." [G68]*

- Sınıftaki erkek arkadaşları tarafından kadın mühendis öğrencilere sürekli olarak bu mesleğin erkek mesleği olduğunun söylenmesi durumundan duyulan rahatsızlık mühendis kadınların öğrencilik yıllarında yaşadıkları sorunların başlıcalarını oluşturmaktadır.

Dikkat çeken bir başka sorun ise bazı hocaların kız öğrencileri rahatsız edici davranışlarda bulunmasıdır yani kadın mühendisler öğrencilik yıllarında sınıftaki erkek arkadaşlarının sözlü tacizde bulunmasının dışında bazı hocalarında rahatsız edici davranışlarına maruz kalabilmektedirler.

> *"Bazı hocalarımızın kız öğrencilere karşı rahatsız edici davranışları vardı." [G43]*

Mühendislik fakültelerinin toplum tarafından da erkek mesleği olarak etiketlenmiş bazı bölümlerinde erkek öğrenciler de bu fikri o kadar kanıksamışlardır ki mühendislik bölümlerinde kadın öğrenci bile görmek onları rahatsız etmektedir. Bu düşünceye dersleri veren akademisyen kişilerin de katılıyor olması durumu daha da vahim hale getirmektedir. Erkeklerin bu düşüncelerinin alt yapısında iyi gelirli meslekleri kendilerinin hakkı olarak görmesi yatmaktadır. Hartmann'ın dediği gibi erkekler yüksek

ücretli işleri kadınlara kaptırmak istememektedir (Hartmann, 2008). Hatta kadınları kendilerine bir tehdit olarak görmektedirler. Hocaların ders işlerken küfürlü konuşması, sınıfta kadın öğrencileri yok saymasıdır. Yine hocaların uygulama derslerinde kadın öğrencilerin katılımına kısıtlama getirmesi kadınların teorik bilgileri pratik bilgiye dönüştürmesinde eksiklik oluşturmaktadır. Hocaların kadın öğrencileri uygulama derslerine götürmemesi kadınların fiziki yapısının bu meslek için uygun olmadığını söylemekten öte eyleme dökerek göstermesidir ve yapılan bu uygulama korumacı bir tavırdan ziyade eğitime hak kazanmış bireyin eşit şartlarda eğitim almasının ihlalidir. Kadın öğrencilerin stajda yaşadığı sorunlar yine bu durumun doğruluğunu pekiştirecek niteliktedir.

5.KADIN MÜHENDİSLERİN STAJDA YAŞADIKLARI AYRIMCILIKLAR

Mühendisler üniversitede eğitim gördükleri süre içerisinde belirli bir dönemde staj yapmak zorundadırlar. Bu zorunlu staj mühendis kadınları mühendis erkeklere oranla daha fazla zorlamaktadır. Kadın mühendislerin stajda zorlanmalarının sebepleri mesleki zorluktan kaynaklanmamakta tamamen meslek dışı faktörlerden oluşmaktadır. Kadın mühendislerin staj esnasında yaşadıkları zorluklar şunlardır;

- Kadın olduğu için staj yeri bulmakta zorluk yaşamak (Şirket, kurum veya firma tarafından tercih edilmemek),

> *"Staj yeri bulmakta erkek öğrencilere göre daha fazla zorluk yaşanıyor, tercih önceliği yoktu. Staj esnasında pasif görevler ve masa başı işler, neredeyse sekreterlik yapılması bekleniyor. Cinsiyetçi söylemlere maruz kaldığınızda hakkınızı arayabileceğiniz bir merci yoktu. Küfürlü, argo konuşma, kadını aşağılayıcı söylemler vardı." [G39]*

> *"Staj yeri bulmakta çok zorlandım. Stajımı yapmamam istendi, erkek çalışanlarla çalıştırılmak istenmedim. Ağır işler diye görülen kol gücü gerektiren işler yaptırılmak istenmedi. Stajda masa başı işlere yönlendirildim." [G68]*

- Kadınların üretim alanına ya da şantiyeye gitmesinin engellenmesi, geri plandaki işlerin kadın öğrencilere verilmesi, kadın öğrencilerin ofis işlerine yönlendirilmesi,

> *"Hem işverenim hem de iş arkadaşlarımda sahada aktif çalışamazsın, bari ofis işlerini iyi öğren, zaten uzun süreli çalışamazsın evlilik ve çocuk sebeplerinden dolayı, yükselemezsin algısı vardı." [G10]*

> *"Kadınları şantiyeye göndermede sıkıntı çıkarıyorlardı. Bayan şantiyeye mi gider diyorlardı." [G28]*

> *"Yaşadığım en büyük sorun erkek işi yaptığımı düşünmeleriydi mesleklerin cinsiyeti olmadığını hala öğrenemeyenler var maalesef. Şantiyede değil ofiste çalışmam gerektiğini sürekli duydum. Erkeklere verilen işlerle bana verilenlerin farklı olması tabi ki yine cinsiyet ayrımcılığı." [G35]*

> *"Makine mühendisi olduğum için, hem usta hem de şef mühendisler tarafından kadın olduğum için hor görüldüm. Ofis işlerine yönlendirildiğim halde teknik alanda çalışmak istedim. Ustalar kadın mühendislerin teorik bilgisine güvenmiyordu." [G50]*

> *"Sadece masa başı görevler veriliyordu, sahaya çıkmamızın bize uygun olmadığı vurgulanıyordu. Başımızdaki amirler daha güçsüz olduğumuzu düşündükleri için aşırı korumacı davranıyorlardı. Staj yapılan yerler kadına uygun değil ve erkek odaklı. [G67]*

- İşçilerin kadın mühendislere yönelik garip davranışlarda bulunması,

"AVM stajımda şantiyede ben ve mimarımız dışında kadın çalışan yoktu. Şantiyede muhtelif yerlere siluetlerimizin çizilmesi rahatsız etmişti." [G5]

- İşçilerin ve erkek çalışanların mühendislik mesleğinin kadınlara uygun olmayacağını düşünmesi ve buna yönelik konuşmaları şakalar yapmaları ayrıca işçilerin ve erkek çalışanların argo konuşması,

"Bir kadın için en iyisi devlet memurluğu, ne işin var bu bölümde senin gibi saçma sözlere maruz kalıyordum." [G6]

" Şantiye stajında işçiler benimle fazla muhatap olmak istemediler. Şantiyedeki hem işçiler hem de erkek çalışanlar kadın anlamaz gözüyle bakıyorlardı. Erkek çalışanlar argo şekilde konuşuyorlardı. Bu durum beni rahatsız ediyordu." [G32]

"Elektrik atölye stajımda yıllardır orada çalışan erkek çalışanlardaki önyargı hiçbir zaman bu işi yapamayacağım düşüncesiyle, senin burada ne işin var söylemleri." [G40]

- Kadın mühendislere teknik bilginin öğretilmemesi,

"Yanında staj yaptığım yetkili beni işi için potansiyel tehdit görerek yardımcı olmadı, herhangi bir teknik bilgi paylaşmadı." [G26]

- Kadın ve erkek için ayrı soyunma odası ve tuvalet olmaması,
- Kıyafetlerine karışılması,

"Kılık kıyafete dikkat edilmesi gerekiyor. Şantiye kıyafeti giymek gerekiyordu. Çok dar kıyafetler giyemiyorduk." [G28]

"Giyimime sürekli müdahale ediliyordu. Süslü, çiçekli, kolsuz giyinmemek, dar giyinmemek gibi. Makyaj ve parfüm kullanmama karışılıyordu." [G37]

"Atölye stajımda, yazın ortasında üstüme önlük vermişlerdi ki hatlarım belli olmasın diye, çok bozulmuştum." [G52]

- Erkek çalışanların ve işçilerin farklı ilgisine veya davranışlarına maruz kalmak,

"Fiziksel olarak erkeklerin uygunsuz bakışlarına maruz kaldım. Ayrıca erkek çalışanlardan daha fazla mobbinge maruz kaldım." [G19]

"Fabrikada üretim alanında çalışan erkeklerin farklı ilgisine maruz kaldım. Bu tarz farklı yaklaşımları ortadan kaldırmak için ise özellikle daha erkeksi kıyafetler tercih ettim." [G51]

"Kadın stajyer olduğum için üretim alanında bulunduğum erkek çalışanların bakışlarından dönem dönem rahatsızlık duydum. Erkek üretim personellerine sorular sorduğumda gereksiz uzun yanıtlar aldığım oldu.

Büro çalışanlarına birebir soru sormak için gittiğimde ofiste yalnız olduğumuzdaki tavırdan rahatsızlık duyup tüm bilgileri almadan sorularımı yarım bıraktığım oldu." [G55]

Kadın mühendisler staj yeri bulmakta zorlandığı gibi aynı zamanda stajda, alanda çalışabilmek içinde ayrıca zor durumda bırakılmaktadırlar. Ustaların staj esnasında kadınları küçük görmesi ve onların bilgisine güvenmemesi ve bildiklerini kadın öğrenciler ile paylaşmamaları kadınların mühendislik mesleğinde pratik kazanmalarını daha zor hale getirmekte ve kadın mühendisler mesleği öğrenmekte erkeklere oranla daha fazla zorlanmaktadırlar.

Kadın öğrencilerin özellikle ofis işlerine ve ofiste de mutfak işlerine yönlendirilmesi yine bu işlerin kadına ait olduğu algısıyla alakalıdır. Kadınlar, istihdamda dahi toplumsal cinsiyet temelli kadınların üzerine yıkılan ev işlerinden kurtulamamaktadırlar. Kadın ve erkekler için ayrı soyunma odalarının ve ayrı tuvaletlerin olmaması ise kadınların çalışma hayatını yine erkeklere oranla daha zor hale getirmektedir.

İşçilerin ve erkek çalışanların, kadınları çalışma ortamında yokmuş gibi görmeleri ve argo konuşmaları kadınları en fazla rahatsız eden durumdur. Bunun yanı sıra kadınların rahatsız edici davranışlara maruz kaldığında bunları şikayet edebilecekleri bir merci ya da durumu kontrol altına alacak bir yaptırım bulunmamaktadır. Hatta kimi kadın mühendislerin bu durumu normal bulması ve her yerde kadınların başına gelen bir durum olarak nitelendirmesi Türkiye'de sadece mühendislik mesleğinde çalışan kadınların değil bütün kadınların bu tür davranışlara maruz kaldığını bir kez daha gözler önüne sermektedir. Kadınların bu konularda haklarını aramamaları, arasalar bile erkeklerin bu konuda cezasız kalması taciz, tecavüz ve şiddet olaylarını normalleştirmektedir. Görüşmeci 70'in söylediklerinde bunu çok daha açık görmekteyiz.

"Atölye stajımı yaptığım yerdeki işçiler o dönemde atölyelerde kadın olmadığı için çok şaşırmışlardı. Bir tanesi eve giderken bir süre beni takip ederek rahatsızlık verdi. En son erkek arkadaşımla birlikte görünce vazgeçti. Onun dışında genel olarak çok yardımcı oldular sıkıntı yaşamadım. Bu da her yerde başımıza gelebilen standart bir durumdu çok önemsemedim." [G70]

Kadınlar, mühendislik mesleğinin eğitim sürecinde sadece kadın olmalarından dolayı geri plana atılmaktadırlar. Kadın mühendislere sürekli hocaları ve sınıf arkadaşları tarafından gelen, bu mesleğin erkek mesleği olduğu söylemleri, üzerlerinde psikolojik bir baskı yaratmaktadır. Kadın mühendislerin erkeksi kıyafetler giymesi ve daha erkeksi tavırlar sergilemesi hem bu psikolojik baskıdan hem de erkek çalışanların kadınlara karşı farklı tutumlar beslemelerini engellemek açısından alınan bir önlem olarak gözükmektedir.

6.SONUÇ

Mühendis kadınlar erkek egemen bir meslekte kadın olmanın dezavantajını yaşamaktadırlar. Kadınlar öğrencilik döneminden itibaren bu mesleğe yakıştırılmamakta gerek sınıftaki erkek arkadaşları gerekse akademisyenler tarafından dışlanmaktadırlar. Sınıftaki erkek arkadaşları tarafından mühendislik mesleğini tercih eden kadınlara "dikkat çekmek istiyorsun" damgasının yapıştırılması kadınların meslek seçerken amacının iyi bir meslek tercihi yapmak olmadığının ima edilmesidir. Erkek öğrenciler tarafından kadın öğrencilerin mesleki tercihlerine karşı yapılan bu yakıştırma ve devamında gelen sözlü tacizler kadın öğrencilerin sınıfta kendilerini rahat hissetmemesine neden olmaktadır.

Mühendis kadınların derste söylediklerinin erkek öğrenciler kadar dikkate alınmaması ya da önemli görülmemesi akademisyenlerin mühendislik mesleğini sadece erkeklere yakıştırmasından kaynaklanmaktadır. Bu durumda kadın öğrenciler geri plana atılırken erkek öğrenciler ön plana çıkmakta böylece öğrencilik yıllarında kadınların meslekteki özgüvenleri kırılmaktadır. Erkeklerin kadınlardan fiziksel olarak daha güçlü ve dayanıklı görülmesi kadınların zor koşullar içeren uygulama derslerine götürülmemesi için bir bahane olarak sunulmaktadır. Erkek öğrenciler meslek hayatındaki zor koşullara eksiksiz bir şekilde hazırlanırken kadınlar bunu deneyimleyememekte ve tüm mesleki bilgilere erişememektedir. Oysa ki üniversite eğitiminin amacı, ayırt etmeksizin tüm öğrencilerin mesleki bilgi ve donanıma sahip olmasını sağlamaktır. Akademisyenlerin eğitim durumu göz önüne alındığında, toplumsal cinsiyet temelli yaşanılan ayrımcılığın çözümü olarak gösterilen "eğitimde" aslında üniversite eğitiminden bahsedilmediği toplumsal cinsiyet eğitiminin gerekliliğinin vurgulandığını görmekteyiz. Akademisyen olan birinin mesleklerin cinsiyetinin olmadığını bilmemesi mesleki eğitiminde bir eksikliğinin olduğunu değil toplumsal cinsiyet eğitiminin olmadığını göstermektedir. Toplumsal cinsiyet dersinin lisede zorunlu ders olarak okutulması kadınların toplumda, eğitimde ve istihdamda yaşadıkları ayrımcılığın önüne geçilmesinin önemli bir adımını oluşturacaktır. Ayrıca sadece lisede değil ilkokul ve ortaokulda aileler, öğrenciler ve öğretmenlerin katılımıyla gerçekleşecek bir toplumsal cinsiyet ayrımcılığının önlenmesi projesinin oluşturulması ve bunun devlet eliyle desteklenmesi ailelerin bu süreç içinde kız ve erkek çocuklarına bakış açılarını değiştirecek ve toplumsal olarak daha köklü bir değişikliğin adımı atılmış olacaktır.

7.KAYNAKÇA

[1] Bayrakçeken Tüzel, G. ve Pehlivanlı Kadayıfçı, E. (2018). *Mühendislikte Eşitlik: Türkiye'nin Mühendis Kızları Deneyimi.*

[2] Hartmann, H. (2008). "Marksizmle Feminizmin Mutsuz Evliliği", *Kadının Görünmeyen Emeği*, (Çev. Gülnur Acar Savran- Nesrin Tura Demiryontan) , Yordam Kitap, İstanbul, s.157-198).

[3] Karaoğlu, N. (2012). "Tıp Eğitiminde Rol Modellik ve Aile Hekimliği İçin Önemi", *Turkish Journal Of Family Medicine and Primary Care*, s.30-35.

[4] Kazak, R. (2007). "Mühendislik Eğitimi ve Mühendislikte Kadın Genel Olarak Teknik Meslekler ve Mühendislikler Özel Olarak Elektrik Mühendisliğinde Kadın". *EMO Ankara Şubesi Haber Bülteni*, s.10-13.

[5] Naymansoy, G. (2010). *Atatürk'ün Mühendis Kızları,* Eskişehir Sanayi Odası Yayınları, Eskişehir.

[6] Naymansoy, G. (2011). *Bilimde Cumhuriyet Kadınları*, Dialog Kopyalama Merkezi, Eskişehir.

[7] Özaydınlık, K. (2014). "Toplumsal Cinsiyet Temelinde Türkiye'de Kadın ve Eğitim". *Sosyal Politika Çalışmaları Dergisi,* s.93-112.

[8] Özkaplan, N. (2013). "Kadın Akademisyenler: Cam Tavanlar Hala Çok Kalın", *Kadın Araştırmaları Dergisi,* s.1-23.

[9] Smith, A. ve Dengiz, B. (2009). "Women in Engineering in Turkey - a large scale quantitative and qualitative examination", *European Journal of Engineering Education,* s.1-13.

[10] TÜİK. (2015). http://www.tuik.gov.tr/PreHaberBultenleri.do?id=18627 (Erişim:25.07.2019)

[11] TÜİK. (2019). https://biruni.tuik.gov.tr/medas/?kn=72&locale=tr (Erişim:13.07.2019)

[12] World Economic Forum. (2018). The Global Gender Gap Report. Geneva.

[13] Yükseköğretim Bilgi Sistemi. (2019). https://istatistik.yok.gov.tr/ (Erişim:13.07.2019)

DESTEKLEYEN ÜNİVERSİTELER

DESTEKLEYEN KUZEY KIBRIS TÜRK CUMHURİYETİ ÜNİVERSİTELERİ

DESTEK VEREN BELEDİYELER

ANA SPONSORLAR

EKOS GROUP
ALGIERS • İSTANBUL • CALGARY

PHILIPS

UVA

aksa JENERATÖR

SESSAN

SPONSORLAR

EAE ELEKTRİK

MKS MEKSAN TRANSFORMER

corbus

İSKİ İSTANBUL SU VE KANALİZASYON İDARESİ

POWER

GEOTEK OTOMASYON | AUTOMATION

DERSA BORU

AĞARTAN ENERJİ

ENEL KALİTELİ GÜVENLİ ELEKTRİK

SUNUM

empo 50

Sabancı Üniversitesi

ERCAN ELEKTRİK TAAHHÜT SAN. ve TİC. LTD. ŞTİ

EEC SYSTEMS

GAMAK

TEKYAZ SOFTWARE FOR MACHINERY

LATEK

mnt MÜHENDİSLİK

ZUMBUL

KURUKAHVECİ MEHMET EFENDİ

zeytin REKLAM - TABELA - DİJİTAL BASKI

desard

RBS

interpos

DESTEKLEYEN KURULUŞLAR

ODTÜ-TEKNOKENT "FuturMaker"

SUNUM Sabancı University Nanotechnology Research and Application Center

İTÜ ARI TEKNOKENT | BRIGHTER TOGETHER

TeknoPark İstanbul Yıldız Teknik Üniversitesi

İstanbul Üniversitesi enter+ech İstanbul Teknokent A.Ş.

SHURA Enerji Dönüşümü Merkezi

DESTEK VEREN DERNEKLER

TESİD Türk Elektronik Sanayicileri Derneği

enosad Endüstriyel Otomasyon Derneği

ETMD Elektrik Tesisat Mühendisleri Derneği

Aydınlatma Türk Milli Komitesi

Makine Mühendisleri Odası

Mekatronik Mühendisleri Derneği

TUYAD

BİYOMETDER Biyomedikal Metroloji Hizmet Sunucuları Derneği

Tesis Yönetim Derneği TRFMA Türkiye

AYSAD

ÜSODER

EGD

DESTEK VEREN MEDYA KURULUŞLARI

Elektrik

Elektrik

Gazete Ekonomi

Kanal Ekonomi