ENERJİDÖNÜŞÜMÜ

KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

BİLDİRİLER KİTABI

1967 - 2017
50 yıl
MÜHENDİSLİKTE 50. YIL
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
1975

1954
TMMOB
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ
ODASI

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
1954

1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi

BİLDİRİLER KİTABI

1. Baskı, Ankara - Ekim 2017
ISBN 978-605-01-0479-8
EMO Yayın No: GY/2017/686

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
Ihlamur Sokak No:10 Kat:2 06640 Kızılay Ankara
Tel: (312) 425 32 72 Faks: (312) 417 38 18
http://www.emo.org.tr E-Posta: emo@emo.org.tr

Kütüphane Katalog Kartı

621.306 ULU 2017
1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi Bildiriler Kitabı: Elektrik Mühendisleri Odası. - 1. bs. - Ankara, EMO, 2017

289 s.; 29 cm (GY/2017/686, ISBN: 978-605-01-0479-8
ENERJİ--ELEKTRİK ENERJİSİ-ENERJİ DÖNÜŞÜMÜ

Dizgi
TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası

BİLİM KURULU

Prof. Dr. Bülent Ertan Ortadoğu Teknik Üniversitesi (Başkan)
Prof. Dr. Ayhan Albostan Atılım Üniversitesi
Prof. Dr. Belgin Türkay İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Erkan Meşe Ege Üniversitesi
Prof. Dr. Eyüp Akpınar Dokuz Eylül Üniversitesi
Prof. Dr. Güven Önbilgin Samsun 19 Mayıs Üniversitesi
Prof. Dr. Hasan Dağ Kadir Has Üniversitesi
Prof. Dr. Hasan Kürüm Fırat Üniversitesi
Prof. Dr. Işık Çadırcı Hacettepe Üniversitesi
Prof. Dr. İsmail Hakkı Altaş Karadeniz Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Mehmet Cebeci Fırat Üniversitesi
Prof. Dr. Nezih Güven Ortadoğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Saffet Ayasun Ömer Halisdemir Üniversitesi
Prof. Dr. Sedat Sünter Fırat Üniversitesi
Prof. Dr. Timur Aydemir Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Uğur Arifoğlu Sakarya Üniversitesi
Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek Eskişehir Osmangazi Üniversitesi
Doç. Dr. Çağatay Bayındır Yıldırım Beyazıt Üniversitesi
Doç. Dr. Engin Karatepe Dokuz Eylül Üniversitesi
Doç. Dr. Erkan Atmaca İstanbul Üniversitesi
Doç. Dr. Faruk Bakan Yıldız Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Halil İbrahim Okumuş Karadeniz Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Lale Tükenmez Ergene İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Murat Barut Ömer Halisdemir Üniversitesi
Doç. Dr. Murat Fahrioğlu Ortadoğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampüsü
Yrd. Doç. Dr. Bilal Gümüş Dicle Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet Kocabaş İstanbul Teknik Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Hacer Öztura Yaşar Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. İrfan Şenlik Elektrik Mühendisleri Odası
Yrd. Doç. Dr. Metin Aydın Kocaeli Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Murat Göl Ortadoğu Teknik Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Ozan Keysan Ortadoğu Teknik Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Samet Biricik Lefke Avrupa Üniversitesi

YÜRÜTME KURULU

Prof. Dr. Bülent Ertan Ortadoğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Sedat Sünter Fırat Üniversitesi
Prof. Dr. Timur Aydemir Gazi Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. İrfan Şenlik Elektrik Mühendisleri Odası
Hüseyin Önder Elektrik Mühendisleri Odası
Melike Özlem Bilgili Elektrik Mühendisleri Odası
Orhan Örücü Elektrik Mühendisleri Odası

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ

KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

1. OTURUM
Güç Elektroniği ve Güç Dönüşümü-1

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Sedat Sünter**

- **Elektrikli Araçlar için 2.2 kW Gücünde Bir Kablosuz Güç Aktarım Sisteminin Tasarımı** - *Emrullah Aydın, Ali Pashaei, Emin Yıldırız, M. Timur Aydemir*
- **4650 kVA Kurulu Güce Sahip Bir Enerji Dağıtım Sisteminin ETAP Programı ile Analizi** - *Ercan Nurcan Yılmaz, Serkan Gönen*
- **Kondansatörler için Basitleştirilmiş Eşdeğer Seri Direnç Ölçüm Yöntemi** - *Farzin Asadi, Nurettin Abut, Üzeyir Akça*

Elektrikli Araçlar için 2.2 kW Gücünde Bir Kablosuz Güç Aktarım Sisteminin Tasarımı

Design of a 2.2 kW Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles

Emrullah Aydın[1], Ali Pashaei[2], Emin Yıldırız[3], M. Timur Aydemir[4]

[1, 2, 4] Gazi Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
emrullahaydin@gazi.edu.tr, ali.pashaei@gazi.edu.tr, aydemirmt@gazi.edu.tr

[3]Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
eminyildiriz@duzce.edu.tr

Özet

Elektrikli araçlara olan ilginin son yıllarda artması, elektrikli araçları daha pratik ve güvenilir şekilde kullanabilmek için yeni yöntem arayışlarını da beraberinde getirmiştir. Birçok uygulama alanında kullanımı gittikçe yaygınlaşan Kablosuz Güç Aktarım (KGA) Sistemleri, elektrikli araçların batarya dolum uygulamaları için yakın geleceğin seçeneği olarak öne çıkmaktadır. Bu çalışmada 2.2 kW gücünde bir KGA sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiş ve Maxwell Ansys – Simplorer ortamında yapılan birleşik benzetim çalışmaları ile 10 cm mesafeden güç aktarımı verimi % 84 olarak elde edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Kablosuz güç aktarımı; Elektrikli araçlar; Endüktif güç aktarım; Temassız güç aktarım; Batarya şarjı.

Abstract

Increased attention to electrical vehicles has also led the way to search for more practical and reliable methods to use them. Wireless power transfer (WPT) is also receiving attention for several applications and it is viewed as the choice of battery charging systems for near future. A 2.2 kW WPT system to charge has been designed and its co-simulation has been carried out by using Maxwell Ansys and Simplorer. Simulation results show an efficiency over 84%.

Keywords: Wireless power transfer; Electrical vehicles; Inductive power transfer; Contactless power transfer; Battery charging.

1. Giriş

Geleneksel kablolu enerji iletiminin yerine Nikola Tesla tarafından 1891 yılında ilk kez enerjinin kablosuz olarak aktarımı fikri ortaya atılmıştır. Enerjinin kablosuz olarak iletildiği sistemlerde kaynak ile yük arasında fiziksel bir bağlantı yoktur. Bu durum daha kullanışlı, temiz ve güvenli bir enerji iletimi gibi avantajlara sahiptir. 2007 yılında MIT'de bir grup araştırmacı tarafından iki büyük bakır sargı ve yaklaşık olarak aynı rezonans frekansına sahip bir sistem tarafından 60W gücünde bir ampulün yaklaşık 2.4 m mesafeden yakılması başarılmıştır. Böylece dünya genelinde bilim adamlarının bu konuya olan ilgisi artmış ve bu konudaki çalışmalar hız kazanmıştır. Kablosuz Güç aktarımı (KGA) sistemlerinin kullanımı elektrikli araçların ve cep telefonlarının batarya dolumlarında, biyomedikal ve savunma sanayi uygulamalarında hızla yaygınlaşmaktadır. Fosil yakıtların yol açtığı hava kirliliği ve bu yakıtların tükenme endişeleri elektrikli araçlar konusuna olan ilginin artmasına neden olmuştur. Elektrikli araçların batarya dolum sistemlerinin daha pratik ve güvenilir bir yöntem olan kablosuz güç aktarımı ile yapılması amacıyla literatürde birçok çalışma sunulmuştur [1,2,3]. Farklı kompanzasyon yöntemleri kullanılarak %90'nın üzerinde verimler elde edilen çalışmaların gerçekleştirilmesi, kablosuz güç aktarımının en büyük sorunlarından biri olan verim sorununun çözümü noktasında önemli bir yol kat edilmesine katkı sağlamıştır.

KGA sistemlerinde verici sargının boyutları ile ilgili önemli bir kısıtlama bulunmazken, özellikle elektrikli araçların şase altına yerleştirilen alıcı sargıların boyutları üretici firmaların tasarımları ile uyumlu ve minimum olmalıdır. Özellikle kompanzasyon devrelerinin kullanımı ile sistem boyutu büyümektedir. Boyutun küçültülmesi ve daha kompakt bir yapı oluşturulması için, kompanzasyon endüktansı ana sargıların merkezine yerleştirilerek iki kutuplu kuplajlı yeni bir yapı önerilmiştir [4]. Önerilen yapıda sistem boyutu küçülürken, ana sargılar ile çaprazlarında bulunan kompanzasyon sargıları arasında bir bağlaşım oluşması sistemin güç faktörünün azalmasına, dolayısıyla sistem veriminin düşmesine sebep olur. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak için gerilim fazörlerinin ağırlık oranları olarak tanımlanan *m* parametresi tanımlanmış, bu parametrenin minimize edilmesi ile deneysel çalışmalarda %95'in üzerinde verim elde edilmiştir. Diğer önemli bir problem, verici sargının araç şasesi üzerinde olması nedeniyle alıcı ve verici sargılar arasında ortaya çıkan hizalanma problemidir. Alıcı ve verici sargılar arasındaki mesafenin değişimi ve merkez noktalarında oluşacak kayma, bağlaşım katsayısını olumsuz olarak etkiler [5,6]. Hizalanma problemi ve aradaki mesafenin bağlaşım üzerine etkisinin azaltılması için farklı sargı tasarımları önerilmiştir. Bu problemin çözümü için çubuk ferrit nüveler ile akının alıcı ve verici sargılar arasında kalması sağlanmış, DD sargı yapısı ve buna ek bir sargı (Q) ile yatay hizalanma problemi (sıfır bölgesi) için performans

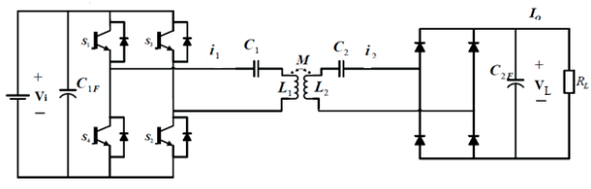
iyileştirmesi hedeflenmiştir[7]. Bir diğer çalışmada farklı güçlerdeki SUV ve sedan tipi elektrikli araçların tamamında kullanılabilecek geniş hava aralıklarında KGA sağlanması için 300 mm'den 1000 mm'ye kadar genişlikte DD sargı yapısının boyutlandırılması incelenmiştir [8]. DD yapısının kullanıldığı uygulamalarda kaçak akıların önlenmesi için uç köşe noktalara çubuk ferit nüveler yerleştirilerek kaçak akılar %46 oranında azaltılmıştır [9].

KGA sistemlerinde kullanılan kompanzasyon yapıları, verimin yükseltilmesindeki en önemli etkenlerden biridir. Kablosuz güç aktarım sistemleri endüktif bir yapı olduğundan ve kaynak tarafındaki güç katsayısının düşük olması nedeni ile verim kaybını engellemek için sargılara seri veya paralel kompanzasyon devreleri kullanılmaktadır [10]. Genellikle kompanzasyon devreleri seri-seri (S-S), seri-paralel (S-P), paralel-seri (P-S) ve paralel-paralel (P-P) yapılarından oluşmaktadırlar. Farklı kompanzasyon topolojilerinin karşılaştırıldığı bir çalışmada S-S topolojisinin elektrikli araçlarda kullanımının daha uygun olduğu gösterilmiştir [11].

Bu çalışmada, 2.2 kW gücünde bir KGA sistemi için en uygun alıcı ve verici sargı sarım sayıları ve boyutlandırmaları analitik eşitlikler yardımıyla elde edilmiştir. Belirlenen boyut ve sarım sayılarındaki sargıların üç boyutlu manyetik modellemesi Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) kullanan ANSYS Maxwell programı ile yapılmıştır. Geliştirilen SS kompansazyon yapılı KGA sisteminin başarımı, ANSYS Maxwell programı ile ortaklaşa koşturulan Simplorer paket programı kullanılarak gözlenmiştir.

2. Sistem Tanımı

Kablosuz güç aktarım sistemlerinde kullanılan yapı Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu sistemlerde verici tarafındaki dönüştürücülerin görevi, şebekeden beslenen sistemin verici sargısında yüksek frekanslı akım üretmesidir. Alıcı tarafındaki dönüştürücü ise doğrultma amacı ile kullanılmaktadır. Evirici, kompanzasyon devresine kare dalga bir gerilim uygulamaktadır. Bu yapılarda anahtarlama kayıplarını azaltmak için yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılabilir [12].



Şekil 1: Kablosuz güç aktarım sistemlerinin genel yapısı

Bu çalışmada; yüke sabit bir gerilim sağlayabilmek ve aynı zamanda, verici sargı gerilimini düşürmek için S-S kompanzasyon yapısı seçilmiştir [13, 14]. Şekil 2'de S-S topoloji yapısı gösterilmektedir.

Kompanzasyon devreleri için uygun kapasitör değerini bulmak oldukça önemlidir. Sistem rezonans frekansında çalıştırılırsa en yüksek verim elde edilir. Bu nedenle ilk olarak alıcı tarafa ait kapasitör değeri bulunur.

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0 L_2} \tag{1}$$

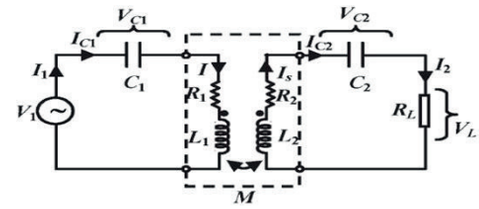
Bu eşitlikte ω_0 sistemin çalışma (rezonans) frekansıdır. Verici tarafındaki kapasitör değeri, güç katsayısı değeri 1'e yakın olacak şekilde (2) ile verilen formülle hesaplanır. Ayrıca verici ve alıcı sargıların kalite katsayılarının formülleri eşitlik (3) ve (4)'te verilmiştir.

$$C_1 = \frac{L_2 C_2}{L_1} \tag{2}$$

$$Q_1 = \frac{R_L L_1}{\omega_0 M^2} \tag{3}$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_L} \tag{4}$$

Verici sargısı, giriş güç katsayısını iyileştirmek için, alıcı sargısı ise aktarılan gücü yükseltmek için kompanze edilir. Eğer verici tarafa yansıyan empedans, verici sargının öz endüktansının yanında ihmal edilebilir düzeyde ise yalnızca verici sargıyı kompanze etmek yeterli olabilir [12].

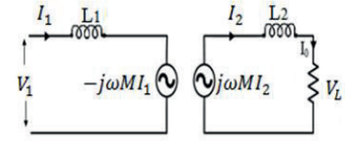


Şekil 2: Verici ve alıcı kompanzasyon devresi [12]

Kaynaktan çekilen akımı bulmak için sistemin toplam empedansının hesaplanması gerekir. S-S kompanzasyon yapısı için toplam empedans hesabı eşitlik (5)-(6)'te verilmiştir.

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_T} \tag{5}$$

$$Z_T = \left(R_1 + j\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)\right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_2 + R_L + j\left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)\right)} \tag{6}$$



Şekil 3: Sargı eşdeğer devresi

KGA sistemlerinde sargı eşdeğer devresi şekil 3'te gösterilmiştir. L_1 ve L_2 verici ve alıcı sargılarının öz endüktans değerlerini ve M iki sargı arasındaki ortak endüktans değerini göstermektedir. Bu devrede en önemli noktalardan biri, verici sargı akımı nedeni ile alıcı sargıda indüklenen ω frekanslı açık devre gerilimi ve bu gerilimin yarattığı kısa devre

akımıdır. Bu iki parametre sayesinde aktarılan güç değeri bulunmaktadır [15].

$$V_{OC} = j\omega M I_1 \tag{7}$$

$$I_{SC} = \frac{j\omega M I_2}{j\omega L_2} \tag{8}$$

$$S = \frac{j\omega M^2 I_1^2}{L_2} \tag{9}$$

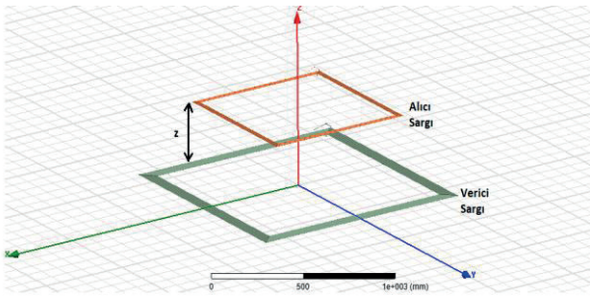
Açık devre gerilimi ve kısa devre akımının değerleri yerine konulursa, S-S kompanzasyonlu KGA'da aktarılacak en yüksek güç ifadesi şu biçimde elde edilir:

$$P_{MAX} = \frac{\omega M^2 Q_2 I_1^2}{L_2} \tag{10}$$

Hareketsiz bir sistemde M ve L_2 değişmeyeceğinden, aktarılacak gücü en büyük yapabilmek için ω ve I_1 değerinin maksimize edilmesi gereklidir. Verici sargıyı anma akımında çalıştırmak, sargının en yüksek düzeyde kullanımı anlamına geldiğinden hacim ve maliyeti de düşürecektir.

3. Sargı Tasarımı ve Endüktans Hesabı

KGA sistemlerinin verimini etkileyen en önemli tasarım parametrelerinden biri sargı tasarımıdır. Literatürde yapılan çalışmalarda kare, dikdörtgen ve dairesel başta olmak üzere farklı sargı tasarımları kullanılmıştır. Bu çalışmamızda karesel sargı tipi tercih edilmiş ve Şekil 4'de gösterilmiştir. Sargılar arasındaki hava aralığı z=10 cm'dir.



Şekil 4: Sargı yapısı

Analitik hesaplamaların yapılabilmesi için öz endüktans ve ortak endüktans değerlerinin hesaplanabilmesi gerekir. Tasarım kısıtlarına göre belirlenen sarım ve iletken kesitleri ile öz ve ortak endüktanslar hesaplanabilir.

Öz endüktans hesabı (11)-(13) bağıntılarıyla yapılabilir [16].

$$L = \frac{1.27\mu_0 N^2 d_{ort}}{2}\left[\ln\left(\frac{2.07}{p}\right) + 0.18p + 0.13p^2\right] \tag{11}$$

$$d_{ort} = \frac{d_i + d_d}{2} \tag{12}$$

$$p = \frac{d_d - d_i}{d_d + d_i} \tag{13}$$

Burada N, endüktansı hesaplanacak sargının sarım sayısını, d_{ort} ortalama sargı çapı, p dolum faktörü ve μ_0 havanın manyetik geçirgenliğini ifade etmektedir.

Ortak endüktansı hesaplamak için, bir sargıdan geçen akımın oluşturduğu ve diğer sargıyı halkalayan akı miktarı belirlenmelidir.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi}\int \frac{d\vec{l}\times\vec{r}}{r^3} = \frac{\mu_0 I}{4\pi}\int \frac{d\vec{l}\times\hat{r}}{r^2} \tag{14}$$

$$\phi = \int \vec{B}\cdot d\vec{a} \tag{15}$$

$$\phi_{ij} = N \cdot M_{ij} \cdot I \tag{16}$$

$$M = \sum_{i=1}^{N_1}\sum_{j=1}^{N2} M_{ij} \tag{17}$$

Verimin yüksek olabilmesi için bağlaşım katsayısı (k) maksimum yapılmalıdır. Bunun içinde uygun sargı şekli, sarım sayısı ve sargı boyutlarının seçilmesi oldukça önemlidir. Sistem tanımı bölümünde verilen (1)-(10) denklemleri ve endüktans hesabı denklemleri Matlab programında koşturularak, 2.2 kW gücünde bir sargı yapısı için en uygun sarım sayıları ve boyutları için program çıktıları elde edilmiştir. Elde edilen en uygun değerler Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Sargı Özellikleri

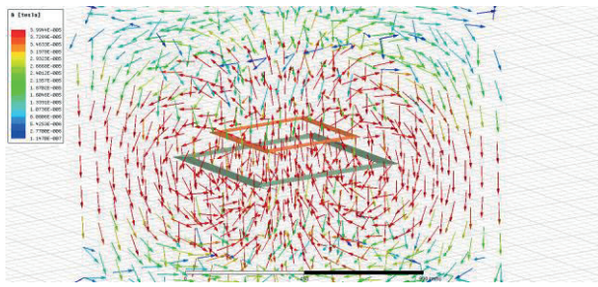
	Verici Sargı	Alıcı Sargı
Sarım Sayısı (N_1,N_2)	21	8
Sargı Kesitleri (mm^2)	2.5	10
Hesaplanan Öz Endüktans Değeri(μH)	597	64
Sargı Boyutları (mm)	600x600	400x400
Ortak Endüktans Değeri (μH)	41	
Bağlaşım Katsayısı (k)	0.21	

Bu hesaplamalar neticesinde belirlenen alıcı ve verici sargıların 3D modelleri, aynı boyut ve sarım sayısında, ANSYS Maxwell Sonlu Elemanlar Analiz programında oluşturulmuş ve manyetik analizleri yapılmıştır. Analiz sonuçları Bölüm 3'te ANSYS Simplorer yazılımı ile birleştirilerek koşturulmuştur.

4. Benzetim sonuçları

Analitik hesaplama ile istenen güç ve tasarım kriterlerini sağlayan sargı özellikleri belirlenmiştir. Belirlenen kesit ve sarımda oluşturulan 3D modelin ANSYS Maxwell programında yapılan statik analizinde, endüktans değerleri elde edilmiştir. Şekil 5'te sargılara ait manyetik analiz sonucu

elde edilen manyetik akı vektör dağılımı verilmiştir. Ayrıca tüm KGA sistem başarımını gözlemlemek için MAXWELL programı ile birleşik olarak SIMPLORER programı da koşturulmuştur. Elektromanyetik analiz sonuçlarını kullanan SİMPLORER programında, Şekil 1'deki gibi S-S kompanzasyonlu bir KGA tasarlanmıştır. Birleşik benzetim ve analitik hesaplamalar ile elde edilen sonuçlar Tablo 2'de verilmiştir.



Şekil 5: Manyetik akı vektör dağılımı

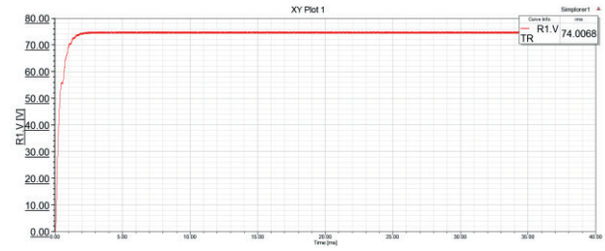
Şekil 6'da yük gerilimi, Şekil 7-9'da ise sırasıyla kapasitör gerilimi, alıcı sargının akımı ve verici sargının gerilimi gösterilmektedir.

Tasarlanan 2.2 kW gücündeki KGA sisteminin DA besleme gerilimi 220 V olarak belirlenmiştir. Verici sargı, rezonans frekansında kare dalga üreten köprü tipi bir evirici ile sürülmüştür. Alıcı sargı çıkışına da yine yüksek frekansta anahtarlanabilen tam dalga doğrultucu bağlanmıştır. Doğrultucu çıkışına 74V akü grubunu sembolize eden 2.5Ω değerinde bir yük bağlanmıştır.

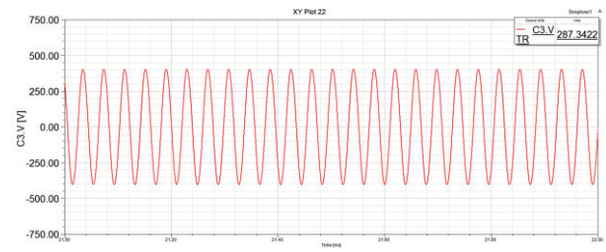
Tasarımı yapılan 2.2 kW gücündeki sistemin verimi %84 olarak hesaplanmıştır. Benzetim sonuçları ve teorik hesaplamalar bu sonucu doğrulamaktadır.

Tablo 2: Sistemin parametre değerleri

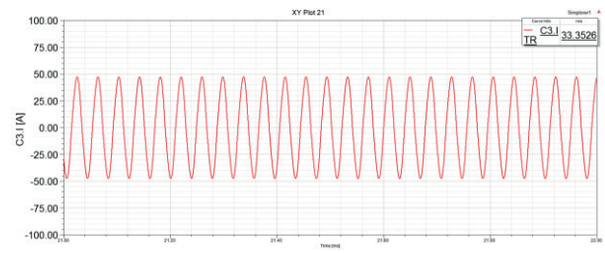
Elemanlar	SEA Sonuçları	Matlab Sonuçları
L_1 (µH)	585	597
L_2 (µH)	60	64
M (µH)	40	41
f_0 (kHz)	24	26
P_L (kW)	2.2	2.4
V_L (V)	74	79
V_{C1} (V)	1000	1080
V_{C2} (V)	287	326
C_1 (µF)	0.075	0.06
C_2 (µH)	0.72	0.55
I_{C1} (A)	12	11.7
I_{C2} (A)	33	31.7



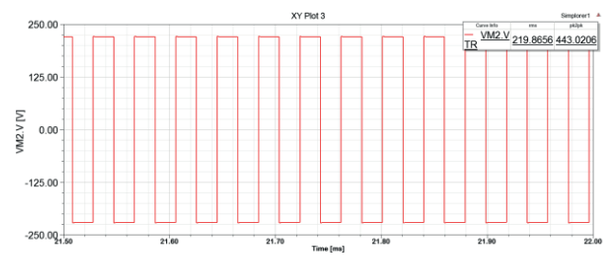
Şekil 6: Yük gerilimi



Şekil 7: Alıcı taraftaki kapasitör gerilimi



Şekil 8: Alıcı sargı akımı



Şekil 9: Verici sargı besleme gerilimi

5. Sonuç

Kablosuz enerji transfer sistemleri elektrikli araçların batarya dolumu için ciddi bir seçenek olarak görülmektedir. Bu çalışmada, bu amaçla 2.2 kW gücünde S-S kompanzasyon topolojisine sahip basit bir sistem tasarlanmış ve sistemin başarımı Maxwell Ansys – Simplorer yazılımları kullanılarak benzetim yoluyla değerlendirilmiştir. Elde edilen verim %84 civarında olup, tasarımın iyileştirilmesi ile verimin yükseltilebileceği değerlendirilmektedir.

6. Kaynaklar

[1] M. Budhia, G. A. Covic and J. T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems," in *IEEE*

Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3096-3108, Nov. 2011.

[2] Rui Chen; Cong Zheng; Zahid, Z.U.; Faraci, E.; Wengsong Yu; Jih-Sheng Lai; Senesky, M.; Anderson, D.; Lisi, G., "*Analysis and parameters optimization of a contactless IPT system for EV charger,*" in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE , vol., no., pp.1654-1661, 16-20 March 2014.

[3] A. Tejeda, C. Carretero, J. T. Boys and G. A. Covic, "*Ferrite-Less Circular Pad With Controlled Flux Cancelation for EV Wireless Charging,*" in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 11, pp. 8349-8359, Nov. 2017.

[4] Junjun Deng; Weihan Li; Nguyen, T.D.; Siqi Li; Mi, C.C. "*Compact and Efficient Bipolar Coupler for Wireless Power Chargers: Design and Analysis*", Power Electronics, IEEE Transactions on, On page(s): 6130 - 6140 Volume: 30, Issue: 11, Nov. 2015.

[5] Z. Dang and J. A. A. Qahouq, "*Modeling and investigation of magnetic resonance coupled wireless power transfer system with lateral misalignment,*" 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 1317-1322.

[6] C. Zheng, H. Ma, J. S. Lai and L. Zhang, "*Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System*," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6108-6119, Nov. 2015.

[7] Budhia, M.; Boys, J.T.; Covic, G.A.; Chang-Yu Huang, "*Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems,*" Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.60, no.1, pp.318,328, Jan. 2013.

[8] G. R. Nagendra, G. A. Covic and J. T. Boys, "*Determining the Physical Size of Inductive Couplers for IPT EV Systems,*" in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 3, pp. 571-583, Sept. 2014.

[9] F. Y. Lin, A. Zaheer, M. Budhia and G. A. Covic, "*Reducing leakage flux in IPT systems by modifying pad ferrite structures,*" 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 1770-1777.

[10] Chopra S., Bauer P., "*Analysis and design considerations for a contactless power transfer system,*" in proc. IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference, Oct. 2011, pp.1-6.

[11] K. Aditya and S. S. Williamson, "*Comparative study of Series-Series and Series-Parallel compensation topologies for electric vehicle charging,*" 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, 2014, pp. 426-430.

[12] Sallan J., Villa J. L., Llombart A., ve Sanz J. F., "*Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge*," in IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 2140-2149, June 2009.

[13] Wang C.S., Covic G. A., ve Stielau O. H., "*General stability criterions for zero phase angle controlled loosely coupled inductive power transfer systems,*" in Proc. IEEE Annual Conf. of the Industrial Electronics Society, Denver, CO, vol. 2, Nov. 2001, pp. 1049-1054.

[14] Wang C. S., Covic G. A., ve Stielau O. H., ''*Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems*,'' IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.

[15] Kafeel Ahmed Kalwar, "*Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging – A review*", Renewable and Sustainable Energy Reviews 47 (2015) 462–475.

[16] S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd and T. H. Lee, "*Simple accurate expressions for planar spiral inductances,*" in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 10, pp. 1419-1424, Oct 1999.

4650 kVA Kurulu Güce Sahip Bir Enerji Dağıtım Sisteminin ETAP Programı ile Analizi

Analysis of 4650 kVA Installed Energy Distribution System with ETAP Program

Ercan Nurcan Yılmaz[1], Serkan Gönen[2]

[1] Elektrik Elektronik Mühendisliği, Teknoloji Fakültesi
Gazi Üniversitesi
enyilmaz@gazi.edu.tr

[2] Fen Bilimleri Enstitüsü
Gazi Üniversitesi
serkangonen@gmail.com

Özet

31 Mart 2015 tarihinde tüm Türkiye'nin elektrik enerjisinin kesilmesi güç sistemlerinde yeterli analizin yapılamadığını göstermiştir. Çalışan bir şebekeden toplanan verilerin değerlendirilmesi ile yük profilleme, enerji tüketim tahmini, planlama, yeni yatırım kararlarının alınması, voltaj ve enerji kalitesi yönetimi, sistem verimliliği ve hat kaybı ile ilgili faaliyetleri hesaplamak ve görmek mümkündür. Ancak bunların bir kısmının sistem çalışma öncesi yapılması gerekmektedir. Bu yüzden güç sistemlerinde analiz ve tahmin önemlidir. Bu çalışmada, 4650 kVA kurulu güç ve 2790 talep güç değerine sahip ve besleme gerilimi 34,5 kV olan gerçek bir şalt sahanın birebir benzetimi yapılmıştır. Benzetim programında kurulan güç sisteminin güç akış analizi, kısa devre analizi, harmonik analizi ve geçici durum kararlılık analizi yapılmıştır.
Anahtar kelimeler: Güç Sistemleri, Analiz, ETAP

Abstract

On March 31, 2015, it has been shown that in Turkey power energy systems can not be adequately analyzed in power systems. It is possible to calculate and view activities related to load profiling, energy consumption forecasting, planning, and taking new investment decisions, managing voltage and energy quality, system efficiency and line loss by evaluating collected data from a working grid. However, some of them have to be done before the system operation. Therefore analysis and estimation in power systems is important. In this study, a real-time switchgear simulation with 4650 kVA installed power, 2790 demand power value and supply voltage of 34.5 kV was made. Power flow analysis, short circuit analysis, harmonic analysis and transient state stability analysis of the power system installed were performed in the simulation program.
Keywords: Power Systems, Analysis, ETAP

1. Giriş

Elektrik enerjisi üretimi modern tüm toplumların önemli çalışmalarından ve yatırımlarından birini oluşturur. Enerji üretimi değişik tip santraller aracılığı ile yapılır. Kurulumu ve idamesi çok maliyetli olan bu santrallerde yapılacak hatalar telafisi çok zor sonuçlar doğurabilir. Ülkemizde, kullanılan teçhizatlarda farklı standartlar olduğu için elektrik enerjisinin üretim, iletim, dağıtım, tüketim ve kontrolünde sıkıntılar yaşanmaktadır. Bu sıkıntıları gidermenin en etkili yolu, elektrik tesislerinde ileri teknoloji yazılımlı otomasyon sistemlerinin kurulması ve geliştirilmesini sağlamaktır [1].

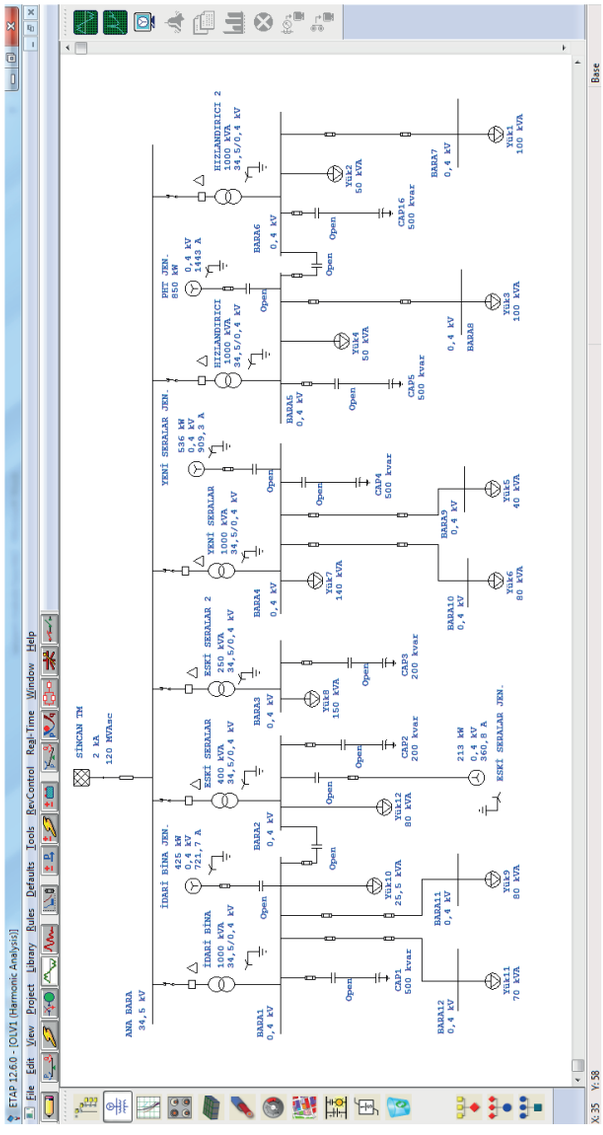
Dağıtım sistemleri analiz edilmek suretiyle daha arıza meydana gelmeden çözümler üretilebilir. Birçok çalışmada ortak sorunlar ve bunun sonucunda dağıtım merkezlerinde oluşan koruma sisteminin yanlış uygulanması üzerinde durulmuştur [2-5].

Bu çalışmada 4650 kVA kurulu güce sahip gerçek bir tesisin enerji sisteminin benzetimi yapılmıştır. Buradan elde edilen simülasyon sonuçları irdelenmiştir. Benzetim için simülasyon programlarından biri olan ETAP programı tercih edilmiştir. ETAP programında sistemin güç akış analizi, transient analizi, harmonik analizi ve kısa devre analizi yapılmıştır. Yapılan analizlerle sistem üzerinde oluşabilecek problemler bulunmaya ve sistemin sınırları öğrenilmeye çalışılmıştır.

2. Sistem Yapısı

Tasarımı yapılan sistem 34,5 kV'luk bir gerilimle 13 km uzaklıktaki bir başka trafo merkezinden 2 kA'lik bir akımla beslenmektedir. Ayrıca sistemde 4 adet jeneratör bulunmaktadır. Bu jeneratörlerin toplam gücü 2,026 MW'tır.

Dağıtım hattı 0,4 kV, iletim hattı ise 34,5 kV'tur. Sistemde 6 adet indirici trafo ile dağıtım yapılmaktadır. Dağıtım sistemi 12 ayrı bara sistemi sayesinde enerji dağıtımı yapmaktadır. Tasarımı yapılan sistem Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Kurulan Sistemin Son Hali

2.1. Yüklerin Kurulması

Sistem 12 adet yükü beslemektedir. Bu yüklerden 10 tanesi toplu yük, 2 tanesi ise statik yüktür. Ayrıca menü ekranından yüklerin aktif ve reaktif güçleri eldeki verilere göre ayarlanmıştır. Sistemi oluşturan yükler Tablo 1'de görülmektedir.

3. Simülasyon Sonuçları

Benzetim programında kurduğumuz sistem üzerinde Yük Akış Analizi, Kısa Devre Analizi, Harmonik Analizi, Geçici Kararlılık Analizi yapılmıştır.

Tablo 1. Sistemde kullanılan yükler

Yük adı	Yük Tipi	Güç (kVA)	Özellik
Yük 1	Toplu Yük	100	%80 Motor %20 Statik
Yük 2	Toplu Yük	50	%49 Motor %51 Statik
Yük 3	Toplu Yük	100	%60 Motor %40 Statik
Yük 4:	Toplu Yük	50	%40 Motor %60 Statik
Yük 5	Toplu Yük	36	%15 Motor %85 Statik
Yük 6	Statik Yük	72	
Yük 7	Statik Yük	140	
Yük 8	Toplu Yük	132	%18 Motor %82 Statik
Yük 9	Toplu Yük	80	%20 Motor %80 Statik
Yük 10	Toplu Yük	25,5	%80 Motor %20 Statik
Yük 11	Toplu Yük	70	%38 Motor %62 Statik
Yük 12	Toplu Yük	80	%80 Motor %20 Statik

3.1. Transformatör güç analizi

Sistemimizde 34,5 kV bara ile 0,4 kV bara arasında güç akışını sağlamak amacıyla 6 adet transformatör bulunmaktadır. Bu çalışmada analiz yapılırken sadece transformatör kayıpları analiz edilmiştir. Elde edilen kayıp güç miktarları Tablo 2'de sunulmuştur. Kısa devre aktif güç kayıpları; bobinlerin ısısının artmasına neden olur. Bakır kayıpları olarak da nitelendirilir. Kısa devre reaktif güç kayıpları; kaçak manyetik akının oluşmasına neden olur. Boşta çalışma aktif güç kayıpları; transformatörlerin nüvelerinde oluşan histerisiz ve girdap akımlarının meydana getirilmesine harcanır [1]. Boşta çalışma reaktif güç kayıpları; bu güç temel olan manyetik akının oluşturulmasını sağlar [6]. Ayrıca Tablo 3'te transformatörlerin primer ve sekonder akımları verilmiştir.

Tablo 2. Transformatörlerdeki kayıp güç miktarları

Transformatör	Kayıp Aktif Güç (kW)	Kayıp Reaktif Güç (kVAR)
İDARİ BİNA	0.4	2.2
ESKİ SERALAR1	0.4	1.1
ESKİ SERALAR2	1.5	4.6
YENİ SERALAR	0.7	4.2
HIZLANDIRICI	0.3	1.6
HIZLANDIRICI2	0.3	1.6

Güç sistemlerinde enerji üretildikten sonra tüketim merkezlerine doğru iletiminin sağlanması gerekir. Eğer enerjinin iletileceği tüketici merkezleri enerjinin üretildiği merkezden uzak ise gerilimin yükseltilmesi çok önemlidir [7].

Tablo 3: Transformatörlerin primer ve sekonder akımları

Transformatör	Primer Akımı (kA)	Sekonder Akımı (kA)
İDARİ BİNA	0.007	18.38
ESKİ SERALAR1	0.007	8.11
ESKİ SERALAR2	0.003	5.21
YENİ SERALAR	0.009	18.39
HIZLANDIRICI	0.003	18.38
HIZLANDIRICI2	0.011	18.37

3.2. Bara analizi

Sistemimizde 1 adet ana bara bulunmaktadır. 34,5 kV barada 34.338 kV gerilim bulunmaktadır. Bu da yüzde olarak bara geriliminin %99.2'sine denk gelmektedir.

Ayrıca dağıtım için kullanılan 6 adet 0,4 kV'luk bara vardır. Bu baraların gerilimleri ve bara açıları Tablo 4'te verilmiştir.

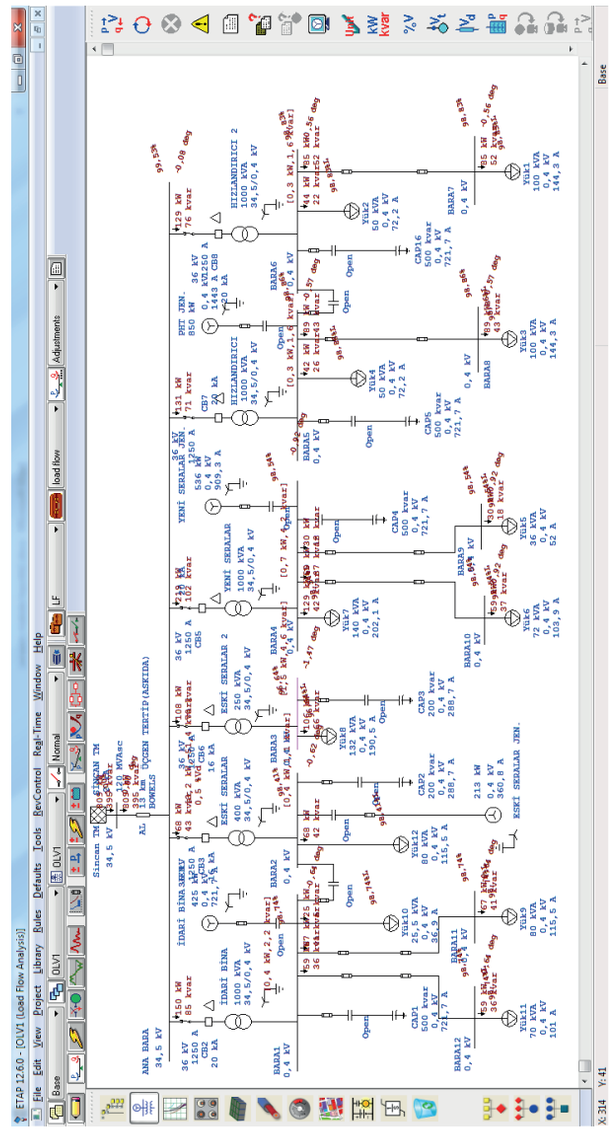
Tablo 4: Bara Gerilim ve açıları

Bara	Gerilim(kV)	Gerilim(%)	Bara Açısı
Bara1	0.395	98.75	-0.64
Bara2	0.394	98.5	-0.62
Bara3	0.387	96.75	-1.47
Bara4	0.394	98.5	-0.92
Bara5	0.395	98.75	-0.57
Bara6	0.395	98.75	-0.56

Baralardaki gerilim düşümüne karşı transformatörlerde gerilim ayarı yapılabilir. Baralarda düşen gerilimin karşılanması için % 5'lik bir gerilim ayarlanması yapılabilir. Gerilimin ayarlanması transformatörün dönüştürme oranının değiştirilmesi ile mümkün olur. Eğer bara gerilimi aşırı düşerse primer sarım sayısında %5 oranında azaltıma gidilir. Tam tersi olarak bara gerilimi aşırı derecede yükselmesi durumunda primer sarım sayısı %5 oranında artırıma gidilir [7].

3.3. Enerji hatlarının analizi

Enerji iletim hatları güç sistemlerindeki en kritik unsurlardan bir tanesidir. Elektrik enerjisinin sistemimizin ana unsurları olan tüketicilere iletilmesi için enerji nakil hatlarında iletkenler kullanılır. Bu iletkenler de özel iletim hattı direkleri aracılığıyla havada tutulur. Üç fazlı sistemlerde elektrik enerjisini belli mesafede bulunan alıcılara iletmekte kullanılan iletkenler belli bir gerilim düşümüne ve güç kaybına neden olurlar. Bu durum aslında güç sistemlerinde istenmeyen bir durumdur. Şebekenin çeşidine göre gerilim düşümünün ve güç kaybının belli bir yüzde değerinin üstünde olmaması gerekir. İletim hattında kullanılan iletkenlerin izin verilen gerilim düşümünden daha yüksek değere sebep olmaması önemlidir.



Şekil.2: Güç akış analizi ekranı

Gerilim düşümü değerleri;

Alçak gerilim dağıtım şebekelerinde ve hatlarında %5'den daha fazla gerilim düşümüne izin verilmez.

Orta gerilim şebekelerde ve hatlarda gerilim düşümü maksimum %10 olabilir.

Yüksek gerilim şebeke ve hatlarında gerilim düşümü ise maksimum %2.5-%5 arasında olabilir.

İletken kesit değerlerinin maksimum değerler üstünde bir gerilim düşümüne neden olmamaları için uygun bulunan güç kaybı değerler ise;

Yakıt olarak fuel-oil, doğalgaz veya kömür kullanan termik santrallerde üretilen elektrik enerjisinin iletilmesinde %6-7 alınabilir.

Hidroelektrik santrallerde üretilen elektrik enerjisinin iletilmesinde ise %10-12'den daha fazla olmamalıdır [8].

Enerji nakil hatlarında ve enerji dağıtım şebeke hatlarında üç fazlı alternatif akımlar kullanılır. Üç fazlı sistemde hatlar üzerinde düşen gerilim düşümünün vektörel toplamı veya yüzde değeri hat gerilimi dikkate alınarak hesaplanır [9].

Şekil 2'deki analiz sonucunda elde edilen yüklere ait gerilim düşümü ve güç kayıpları tablolaştırılarak Tablo 5'te gösterilmiştir. Buradan gerilim düşümünün Yük 8'de olması gerekenden çok fazla olduğu ve gerek kablo kesiti değişimi gerekse yeni bir besleme hattına ihtiyacı olduğu görülmüştür.

Hat üzerindeki gerilim düşümü ve güç kaybı miktarını azaltmak için iletken kesiti arttırılmalıdır. Fakat bunun yanında iletken kesitinin aşırı büyük seçilmesi durumunda ekonomik zarar oluşur. Ayrıca kesitin gereğinden fazla seçilmesi durumunda iletken ağırlığı aşırı artacağından iletim yapılırken iletkenleri taşımak zorlaşır.

Tablo 5. Yüklere ait gerilim düşümü ve güç kaybı

Yük adı	Güç (kVA)	Aktif Güç (kW)	Reaktif Güç (kVAR)	Vd(%)
Yük 1	100	85	52	1.13
Yük 2	50	44	22	1.13
Yük 3	100	89	43	1.14
Yük 4:	50	42	26	1.14
Yük 5	36	30	18	1.16
Yük 6	72	59	37	1.16
Yük 7	140	129	42	1.16
Yük 8	132	106	66	3.36
Yük 9	80	67	41	1.26
Yük 10	25,5	25	5	1.26
Yük 11	70	59	36	1.26
Yük 12	80	68	42	1.59

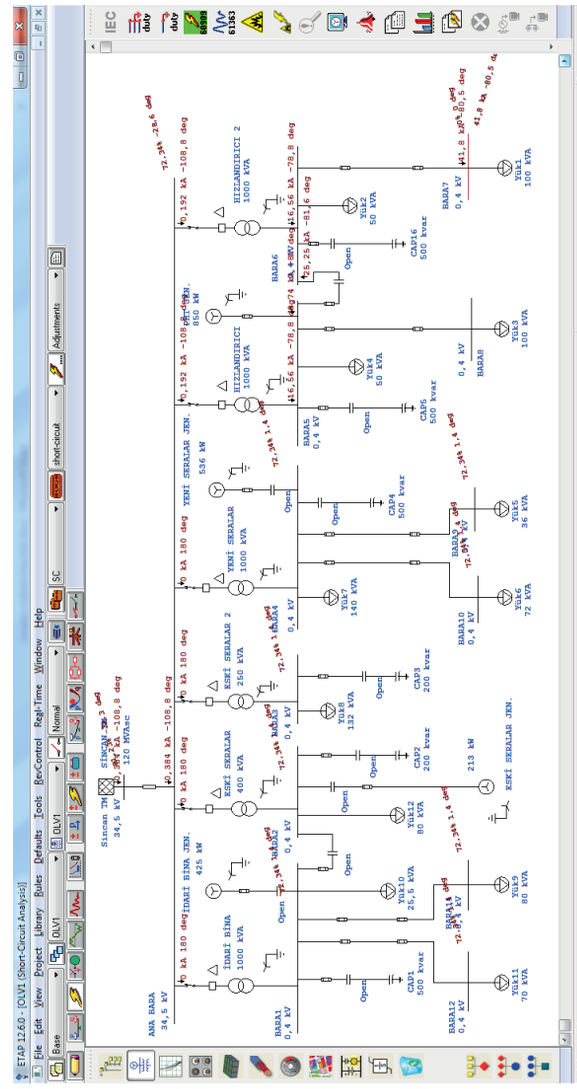
3.4. Bara 7 kısa devre analizi

Sistemde Yük 1'e bağlı Bara 7 üzerinde meydana gelen bir kısa devre durumu incelenmiştir. Hattın yetersiz kaldığı durumlarda jeneratör devreye girmektedir. Jeneratörlerden kısa devre anında baraya akan kısa devre akımları transformatörlerden geçerek azalarak baraya yansır.

Tablo 6: Bara 7'ye bağlı fiderlerden yansıyan kısa devre akımları (kA)

PHT Jen	Ana Bara	Bara5	Bara 6	Bara 7
0.977	8.74	25.25	16.56	41.8

Tablo 6'danda görüleceği gibi Bara 7 de meydana gelen kısa devre bara akımını 41.8 kA'lik bir değere ulaştırmıştır. Bunu karşılamak için bara 5 ile bara 6 arasındaki kesici kapatılmış ve PHT jeneratörü devreye alınmıştır. Bunun sonucunda da özellikle Bara 5'te gereksiz bir yüklenme görülmüştür.



Şekil 3: Yük 1 üzerinde meydana gelecek üç faz kısa devre analizi

3.5. Harmonik analizi

Günümüzde koşulsuz bağımlı durumda olduğumuz elektrik enerjisi kaynağı üreticiler, iletiçiler ve dağıtıcılar tarafından

kesintisiz ve kaliteli olarak tüketicilere ulaştırılmak zorundadır. Elektrik enerjisinde güç kalitesi tüketicilere sabit frekansta sabit genlikte ve sinüsoidal enerji sağlamaktır.

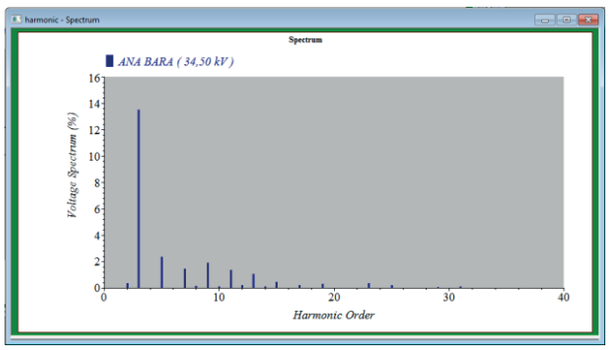
Tüm bu zorunluluklara rağmen tüketicilere bu kalitede elektrik enerji sağlamak bazı zorluklar içermektedir. Sinüzoidal olmayan dalga biçimleri, periyodik olmakla birlikte sinüzoidal dalga ile frekans ve genliği farklı diğer sinüzoidal dalgaların toplamından oluşmaktadır [10]. Temel dalga dışındaki sinüzoidal dalgalara "harmonik bileşen" adı verilir bu da güç sisteminin sinüsoidal özelliğinden sapmasına neden olur.

Uluslararası IEC 519-1992 'ye göre standartlar içinde kabul edilen harmonik bozulma oranı, Gerilim için % 3, Akım için % 5 olarak belirlenmiştir.

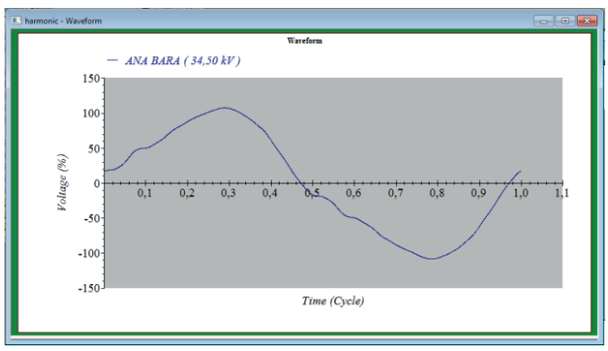
EPDK " Elektrik İletim Sistemi Arz Güvenilirliği ve Kalitesi Yönetmeliği " ne göre THD oranı 154 KV için 2.5 -10 arasında, 380 KV için ise 1.3-5 arasında olabilir [11].

3.6. Ana Bara Harmonik Analizi

Simülasyonumuzda Ana Bara harmonik analizi yapılmıştır. Harmonik spektrumu Şekil 4 ve Şekil 5'de görülmektedir. Burada THD oranının çok yüksek olduğu ve tedbir alınması gerektiği aşikâr olarak görülmüştür.



Şekil 4: Bara-1 gerilim harmonik spektrumu



Şekil 5: Şekil 5: Bara-1 gerilim dalga formu

Ana baranın toplam harmonik bozulma oranı %3.29 olarak gözlemlenmiştir.

Nitekim toplam bozulma oranının dalga formu üzerindeki etkisi görülmektedir. Toplam harmonik bozulma oranı büyük olduğundan Ana Bara'nın sinüsodial dalga formundan Şekil 5'ten görülebilmektedir.

3.7. Geçici hal kararlılık analizi

Bir güç sistemi incelendiğinde sistemde birbirleriyle bağlantılı elemanlardan oluştuğu görülür. Vasıfları itibariyle güç sistemleri öğeleri ki grupta incelemek mümkündür.

Güç elemanları: Senkron jeneratörler, transformatörler, enerji nakil hatları ve yükler Kontrol elemanları: Hız düzenleyiciler, gerilim ve açı düzenleyicileri, röleler, açma kapama elemanları vb.

Bu ayrımdan da görülebileceği gibi çalışan bir güç sistemi, elektromekanik bir sistemdir. Bu sebeplerden dolayı güç sistemi yalnız elektriksel elemanlardan değil mekaniksel elemanlardan oluşur. Güç sistemlerinde bu hususlarda göz önünde bulundurulmak zorundadır.

Senkron jeneratörler güç sistemlerinin en kritik bileşenidir. Bir güç sisteminde jeneratörler birbirine senkron bir şekilde çalışır. Fakat sistemde meydana gelebilecek ani yük alma durumları, enerji hatlarında meydana gelecek kısa devreler jeneratörlerin senkron çalışmasına engel olabilir. Bu nedenlerle sistem akımında ortaya çıkacak salınımlar meydana gelebilir ve röleler vasıtasıyla bazı bölgeler sistem dışına alınabilir.

Bir başka açıdan güç sisteminin yüklere sağlayacağı güç, sabit gerilim ve sabit frekans altında olmalıdır. Bu nedenlerden ötürü güç sistemlerinde kalite çok önemli bir unsurdur.

Sistemdeki elektriksel yüklerin her biri tek tel eke alındığında bunlarda oluşacak değişimler sistemin mevcut gücüne bakarak daha küçüktür. Sistemde yüklerde meydana gelecek değişimlere karşı sisteme güç veren jeneratörlerin mekanik güçlerinin bu değişimi tolare etmesi gerekmektedir ki aksi takdirde sistemin gerilim ve frekanslarında salınımlar meydana gelebilir, bu durumda güç kalitesini düşürür. Elektrik sistemlerinde meydana gelecek çok ani yük değişimleri, hatlarda meydana gelecek kısa devreler veya hatlarda oluşacak yüksek kapasitif akımlar gibi etkiler güç sisteminde çok daha büyük sorunlara yol açabilir [12].

3.8. Transient kararlılığı

Sistem kararlılığı iki ayrı sınıfta incelenebilir. Bunlar; sürekli hal kararlılığı ve transient kararlılığıdır. Güç sisteminde meydana gelecek ani yük değişimleri, enerji hatlarında meydana gelecek kısa devre durumları gibi etkilere güç sisteminin vereceği cevap " Transient Kararlılığı" yani geçici hal kararlılığı olarak nitelendirilir. Transient kararlılık ile sistemde meydana gelen bozucu etki sonrası birkaç saniyede güç sisteminin dinamik analizi yapılır.

Güç sistemi bozucu etkilere uğradığında sistemin matematiksel modeli, lineer olmayan diferansiyel denklemlerden oluşacağı için doğrusal kontrol kuramından bilinen kararlılık analizi metotları ile sistemin davranışı incelenemez.

Büyük ilerlemeler sonucu transient kararlılığı probleminin incelemesine çok kullanışlı olan sayısal simülasyon modelleri çıkmıştır. Sayısal simülasyon metotları güç sisteminin fiziksel davranışını büyük ölçüde uyum gösteren matematiksel

modeller kullanma olanağı sağladığından, güç sistemindeki bozucu etken sırasında ve sonrasında sistemin tepkisinin tam olarak analizine imkan sağlamıştır.

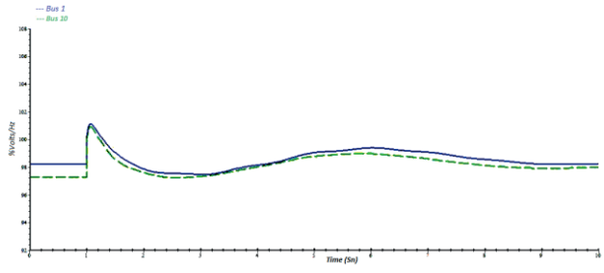
Tüm bunlar göz önüne alındığında transient kararlılık analizi yapılmasını kolaylaştıracak programlar önem kazanmaktadır. Simülasyonları yaptığımız güç sistem simülasyonu programı da bu ölçüde bize yardımcı olmaktadır. Program sistemin matematiksel modelini kendi çıkarıp, çeşitli sayısal analiz yöntemlerini kullanarak transient kararlılık analizini yaparak sonuçları bize göstererek bize mühendislik alanında çok büyük kolaylık sağlamaktadır.

Simülasyonlarımızda sistemden jeneratör devreden çıktığında ve sistemden yük devreden çıktığında baralarda ve sisteme bağlı jeneratörlerde meydana gelen davranış değişikleri gözlemlenmiştir.

3.9. Yükün devreden çıkması durumunda baraların gerilim analizi

Bu simülasyonda sistemde bulunan bir yükün sistemde devre dışı kaldığı durumda ilişkili baraların gerilim seviyelerinde meydana gelen değişimler incelenmiştir.

Simülasyonda sistemde seçilen Yük1 1 saniye sonrasında devreden çıkarılmış, direkt bağlantılı olduğu Bara 7 ve Bara 6'a enerji geçişine olanak sağlayan transformatör aracılığıyla bağlı olduğu ana bara gerilim seviyeleri değişimleri gözlemlenmiştir.



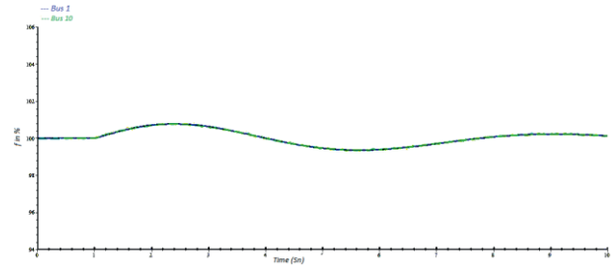
Şekil 6: Yük1 devreden çıktığında baraların gerilim seviyeleri

Şekil 6' da görüldüğü üzere sistemde Yük1 1 saniye sonra devre dışı kaldığında ilişkili olduğu baraların gerilim karakteristikleri görülmektedir.

Görüldüğü üzere Yük1 devre dışı kaldığında baraların gerilim seviye davranışlarının benzerlik gösterdiği anlaşılmaktadır. Yük1'nin devreden çıktığı 1. saniye sırasında baraların gerilim seviyelerinde ani yükselme meydana gelmiştir. 1. saniye sonrasında ise sistemde bara gerilimlerinin kendini tekrar toparlayabilmek adına salınımlar meydana geldiği görülmektedir.

3.10.Yükün devreden çıkması durumunda baraların frekans analizi

Simülasyonda sistemde seçilen Yük1 1 saniye sonrasında devreden çıkarılmış direkt bağlantılı olduğu Bara 6 ve Bara 7' a enerji geçişine olanak sağlayan transformatör aracılığıyla bağlı olduğu Ana bara frekans seviyeleri değişimleri gözlemlenmiştir.



Şekil 7: Yük1 devreden çıktığında baraların frekans seviyeleri

Şekil 7'de görüldüğü üzere Yük1 devre dışı kaldığında baraların frekans seviye davranışlarının benzerlik gösterdiği anlaşılmaktadır. Yük1'in devreden çıktığı 1. saniye sırasında baraların frekans seviyelerinde yükselme meydana gelmiştir. 1 saniye sonrasında ise sistemde bara gerilimlerinin kendini tekrar toparlayabilmek adına salınımlar meydana geldiği görülmektedir.

4. Sonuç ve Öneriler

Elektrik enerjisi günümüzün vazgeçilmez enerji kaynakları arasında önemli bir yere sahiptir. İnsanoğlunun gelişim göstermesiyle birlikte elektrik ihtiyacı her geçen gün artmaktadır. Hatta öyle ki günümüzde, ülkelerin refah seviyeleri ve gelişmişlik düzeyleri, kişi başına düşen elektrik enerjisi tüketimi ile ölçülmektedir. Üretilen elektrik enerjisinin tüketicilere kaliteli, sürekli, güvenli ve ucuz olarak sunulması, o bölgenin gelişmesinde, işletmelerin verimli ve emniyetli çalışması açısından önemli bir faktördür. Bu sebeple güç sistemleri oluşturulurken iyi bir planlamanın yanında, iyi bir mühendislik çalışması da yapılarak uygun şebeke elemanları seçilmeli, koruma elemanları belirlenmelidir. Güç sistemleri normal çalışma koşulları yanında, bir arıza esnasında meydana gelebilecek önemli değişikliklere dayanabilmeli ve sistemler kendini koruyabilmelidir. Bu nedenle güç sistemlerinde olası arızalar dikkate alınarak hesaplar yapılmalı, bu arızalara uygun malzemeler seçilmelidir. Bu açıdan güç sistemlerinin bilgisayar üzerinde analizlerinin yapılması büyük önem taşımaktadır. Analiz programları da güç sistem analizi üzerine mühendislere yardımcı olacak çok detaylı ve profesyonel bir programdır.

5. Kaynaklar

[1]. Pamuk N., "Sakarya ili elektrik iletim şebekesinin matlab/simulink programı kullanılarak modellenmesi ve analiz edilmesi" Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi 27(1): 19-39 (2011)

[2]. Barker, Philip P., and Robert W. de Mello., (2000) "Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems." In IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 3, pp. 1645-1656.

[3]. Khan, U. N., (2008) "Impact of Distributed Generation on Distributed Network",Wroclav University of Technology , Proceedings of the 7th Int. Conference Cottbus, 5-11.05, 2008, pp. 82-85

[4]. Doyle, Michael T., (2002) "Reviewing the impacts of distributed generation on distribution system

protection." In 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol. I, pp. \03-105.
[5]. Martinez, J.A., and Amedo, J.M., (2009) "hnpact of distributed generation on distribution protection and power quality", IEEE Power Energy Soc. General Meet.
[6]. Şerifoğlu N. , "Elektrik Enerji Sistemleri,1", *Papatya Yayıncılık*, İstanbul, 41-45,(2003)
[7]. Peşint A. , " Elektrik Santralleri Enerji İletimi Ve Dağıtımı " , *MEB*, 135-138, (1978)
[8]. İnternet: T.C. Milli Eğitim Bakanlığı, " Enerji İletim ve Dağtımında İletken Hesabı", http://hbogm.meb.gov.tr/MTAO/1EnerjiUretimiIletimiVeDagitimi/u nite13.pdf ,(2011)
[9]. Çakıl T., Carlak H.F., Özen Ş., "Yüksek Gerilim Güç Hatlarının Matlab Simulink İle Modellenmesi: Kısa Devre Ve Hata Analizi ", IV. Elektrik Tesisat Ulusal Kongre ve Sergisi , İZMİR, TÜRKIYE, 21-24 Ekim 2015, ss.52-62
[10]. Bilge M. , "Güç Sistemlerinde Harmoniklerin Pasif Filtrelerle Eliminasyonu", Yüksek Lisans, *T.C. Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kahramanmaraş, 1-2, (2008)
[11]. İnternet: Enerji Piyasası Düzenleme Kurulu, "Enerji İletim Sistemi Arz Güvenilirliği ve Kalitesi Yönetmeliği", http://www.epdk.org.tr/index.php/elektrik-piyasasi/mevzuat?id=46 , (2013)
[12]. Çakır H. , " Elektrik Güç Sistemleri Analizi" , *Nesil Yayınları*, 213-243, 291-195, (1986)

Kondansatörler için Basitleştirilmiş Eşdeğer Seri Direnç Ölçüm Yöntemi
Developing a Simple Method for Capacitors ESR Measurements

Farzin Asadi[1], Nurettin Abut[2], Üzeyir Akça[3]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli Üniversitesi
farzin.asadi@kocaeli.edu.tr

[2]Elektrik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli Üniversitesi
abut@kocaeli.edu.tr

[3]Kocaeli Meslek Yüksek Okulu
uzeyir@kocaeli.edu.tr

Özet

Kondansatörler, güç elektroniği devrelerinin önemli bir elemanıdır. Güç elektroniği dönüştürücülerinin doğru bir şekilde dinamik denklemlerinin çıkartılması için kondansatör ve bobinlerin eşdeğer seri direnci göz önüne alınmalıdır.
Bu çalışmada kondansatörün seri direncinin ölçülmesi için basit ve ucuz bir yöntem geliştirilmiştir.
Anahtar kelimeler: dönüştürücünün dinamiği, Eşdeğer Seri Direnç (ESD), kondansatör modellemesi.

Abstract

Capacitors are an important building block of power electronics converters. Accurate modeling of power electronic converters, i.e. obtaining control to output transfer function, needs to include non idealities in components like series resistance in capacitors and inductors. This paper study a simple method to measure Equivalent Series Resistance((ESR) of capacitor.
Keywords:Converter dynamics, Equivalent Series Resistance (ESR),capacitor modelling.

1. Giriş

Bilindiği gibi, kondansatörler güç elektroniği dönüştürücüler için çok önemli elemanlardır. Kondansatörler, kullanılan dielektrik türüne göre sınıflandırılırlar. Elektrolitik kondansatörler, güç elektroniği devrelerinde, yüksek hacim-kapasite ve maliyet-performans oranından dolayı, çok sık kullanılan kondansatör türüdür [1].
Gerçek kondansatör davranışı elde etmek amacıyla, kondansatör modeline fazladan elemanlar eklenir. Pratik bir kondansatörün enerji kayıpları modellenmesi için, modelde seri bir direnç olduğu farzedilir. Bu direnç, literatürde Eşdeğer Seri Direnç (ESD) diye adlandırılır. ESD, dönüştürücülerin dinamik davranışı, çıkış dalgalanması ve tahmini kondansatör ömrü açısından önemlidir [2]. Bilindiği gibi dirençler enerjiyi ısı kaybına dönüştürürler. ESD'nin güç kayıplarından dolayı kondansatör sıcaklığı artar. Dolayısıyla, kondansatör kapasitesi ve ömrü azalır.

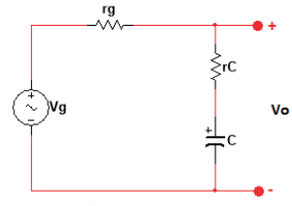
ESD ölçümü için, [3] te basit ve doğrudan bir ölçüm yöntemi tanımlanmıştır. Bu yöntemde, kondansatörün gerilim dalgalanmasının akım dalgalanmasına oranı ile ESD doğrudan ölçülür. Fakat bu gösterim oldukça maliyetli ve zordur. [4] te ESD'yi ölçmek için sadece gerilim ölçümü önerilmiştir. Bu yöntemde bazı özel koşullar altında, indüktör akım dalgalanması sabit farzedilir. Böylece çıkış gerilim dalgalanması, ESD'yi belirler. Bununla birlikte, önerilen yöntem sınırlı olup hassasiyeti yüksek değildir. Elektrolitik kondansatörlerin gerçek ESD değerinin belirlenmesinde deneysel bir yöntemin kullanımı [5] te önerilmiştir. Ancak bu yöntemin gerçekleştirilmesi pahalıdır. Bu çalışmada, kondansatör ESD değerinin belirlenmesinde basit bir ölçüm tekniği sunulmaktadır.

2. Önerilen Yöntem

Test Edilen Kondansatör (TEK) için Şekil 1'de gösterilen model farzedilir.

Şekil 1: Test edilen kondansatör modeli.

Bu modelde kondansatörün bağlantı iletkenlerinin indüktansı ihmal edilmiştir. TEK'ün, şekil 2 deki gibi, F_g frekansında bir sinusoidal kaynağa bağlandığı ve iç direncinin r_g olduğu farzedilmiştir.



Şekil 2: Sinüzoidal kaynağa bağlı kondansatör.

Devrenin transfer fonksiyonu ($\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$):

$$H(s) = \frac{r_c}{r_c + r_g} \times \frac{s + \frac{1}{r_c \times C}}{s + \frac{1}{(r_c + r_g) \times C}} \qquad (1)$$

olur. Denklem 1, bu devrenin yüksek geçiren olduğunu göstermektedir. $s \to \infty$ iken transfer fonksiyon:

$$H(s) \cong \frac{r_c}{r_c + r_g} \cong \frac{r_c}{r_g} \qquad (2)$$

değerine yakınsar. Denklem 2, kondansatör ESD ölçümüne temel oluşturur. Giriş frekansı yeteri kadar yüksek olduğunda, giriş-çıkış ilişkisi 2 no'lu cebirsel denklemiyle basitleştirilir. Yüksek frekanslar için, devre $\alpha = \frac{r_c}{r_c + r_g}$ zayıflatma faktörüne sahip bir zayıflatıcı gibi davranır. $r_g \gg r_c$ olduğu için $r_c + r_g \approx r_g$ ve $\alpha \approx \frac{r_c}{r_g}$. Devrenin zayıflatma faktörü ve jenerator iç direnci, kondansatör ESD değeri için:

$$r_c = \alpha \times r_g \qquad (3)$$

şeklindeki denklemi oluşturur.

Sinüzoidal uyartım yerine, kare dalga kullanılabiliri. $+V_m$ ve $-V_m$ aralığında T periyotlu bir kare dalganın Fourier serisine açılımı:

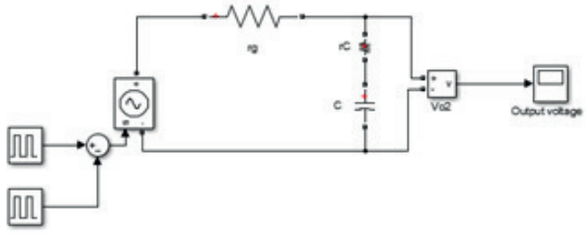
$$\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4 \times V_m}{n \times \pi} \sin(n \times \omega_0 \times t) \qquad (4)$$

ile tanımlanır. Burada, $\omega_0 = \frac{2 \times \pi}{T}$, kare dalganın açısal frekansıdır.

Kare dalga, tek sayılı harmoniklerden oluşur. Temel harmonik yeteri kadar yüksek değerde olduğunda, kondansatör kısa devre gibi davranır. Çıkış gerilimi ise, yaklaşık olarak kararlı haldeki giriş geriliminin zayıflatılmış değerinde olur. Kararlı haldeki devre zayıflaması, doğrudan kondansatör ESD değeri ile orantılıdır. r_c direnci (ESD), devre zayıflatma faktörünün ölçümü ve denklem 3' ün kullanımı ile elde edilebilir.

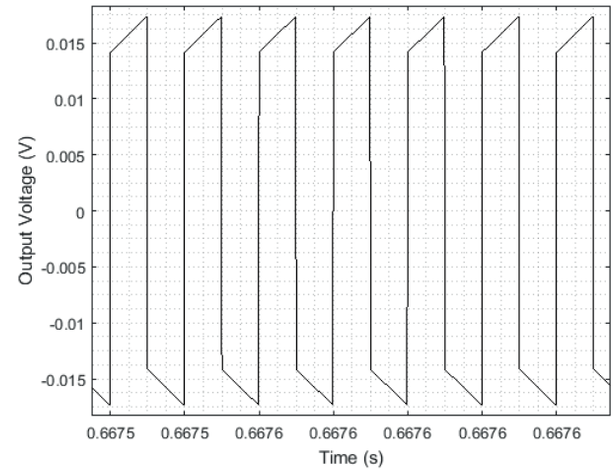
2.1. Simülasyon Sonuçları

Simulink™ diyagramı şekil 3'te gösterilmektedir.



Şekil 3: Devrenin Simulink™ teki simülasyon diyagramı.

Devre, +1 ve -1 volt aralığındaki genlik değerine sahip bir kare dalga ile beslenmektedir. Sinyal üreteci çıkış direnci 50 Ω, kondansatör kapasitesi 30 µF alındığında ESD değeri 0.8 Ω dur. Kararlı hal çıkış dalga şekli, şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4: Devrenin kararlı hal çıkışı.

Devrenin zayıflatma faktörü;

$$\alpha = \frac{peak - peak\ output\ voltage}{peak - peak\ input\ voltage} = \frac{.0315}{2} = 0.0158 \qquad (5)$$

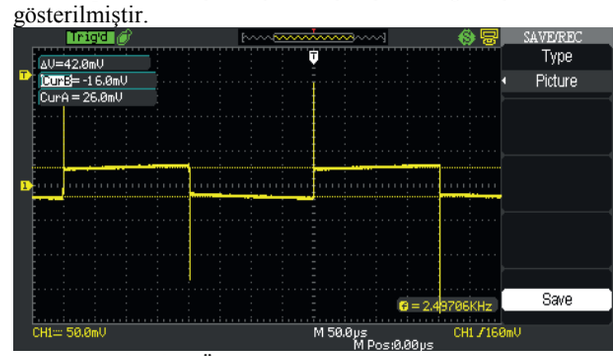
olarak hesaplanır. TEK ün ESD değeri;

$$r_c = \alpha \times r_g = 0.0158 \times 50 = 0.7875\Omega \qquad (6)$$

olarak hesaplanır. Görüldüğü gibi hesaplanmış değer, ESD'nin değerine (0.8 Ω) çok yakındır.

2.2. Laboratuar Deneysel Çalışma Sonuçları

Sinyal üreteci nominal çıkış direnci olarak 50 Ω değerinde besleme kaynağı kullanılmıştır. Kaynağın gerçek çıkış direnci, basit bir gerilim bölücü devre ile 47.1 Ω olarak ölçülmüştür. Kararlı hal çıkış tepe-tepe gerilimi, dijital bir osiloskop ile ölçülmüştür. Çıkış örneği, şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5: Örnek çıkış gerilim dalga şekli.

Yukarda bahsedilen işlem uygulanarak, test edilen kondansatör için aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Tablo 1: Hesaplanan ESD değerleri.

Giriş tepe-tepe gerilimi (V)	Çıkış tepe-tepe gerilimi (mV)	Kapasitans (µF)	Hesaplanan ESD değeri (Ω)
1.68	58	4	1.68
1.68	80	6.8	2.35
1.68	66	47	1.88
1.72	44.8	220	1.26
1.72	48	470	1.35
1.68	42	660	1.18

1.72	45	2200	1.26

3. Sonuçlar

Güç elektroniği dönüştürücü devrelerinde, kondansatörün ESD değeri önemlidir. Genelde kondansatörün ESD değeri, dönüştürücü transfer fonksiyonu için bir sıfır üretir. Bu çalışmada, kondansatörün ESD değeri ölçümü için basit bir yöntem önerilmektedir. Önceki çalışmalarda sunulan yöntemlerden hem basit ve hem de ucuz maliyetlerle deneysel sonuçlar üretebilir. Önerilen bu yöntemin kullanılması ile, kontrolör tasarımına uygun daha kesin model elde edilebilecektir.

4. Kaynaklar

[1] Amaral A.M.R., Cardoso A.J.M., "An experimental technique for estimating the ESR and reactance intrinsic values of aluminium electrolytic capacitor". Proc. Instrumentation and Measurement Technology Conf., IMTC 2006, April 2006, pp. 1820–1825.

[2] Sankaran V.A., REES F.L., Avant C.S.: "Electrolytic capacitor life testing and prediction", Proc. 32nd Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, October 1997, vol. 2, pp. 1058–1065.

[3] Venet P., Perisse F., El-Husseini M.H., Rojat G.: "Realization of a smart electrolytic capacitor circuit", IEEE Ind. Appl. Mag., 2002, 8, (1), pp. 16–20

[4] Chen Y.M., Chou M.W., Wu H.C.: "Electrolytic capacitor failure prediction of LC filter for switching-mode power converters". Proc. 40th Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, October 2005, vol. 2, pp. 1464–1469.

[5] Amaral A.M.R., Cardoso A.J.M.: "An ESR meter for high frequencies". Proc. Int. Conf. on Power Electronics and Drives Systems, PEDS, 2005, pp. 1628–1633

[6] D. W. Hart, *Power electronics*, Mc Graw Hill ,2010.

[7] N. Mohan,T. M. Undeland , W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design,* John Wiley and Sons, 2002.

[8] R. W. Ericson, D. Maksimovic, *Fundamental of power electronic ,* Springer, 2001.

[9] Amaral A.M.R., Cardoso A.J.M., "*An ESR meter for high frequencies*". Proc. Int. Conf. on Power Electronics and Drives Systems, PEDS, 2005, pp. 1628–1633.

[10] Chen R., Wyk J.D.V., Wang S., Odendaal W.G., "Improving the characteristics of integrated EMI filters by embedded conductive layers", IEEE Trans. Power Electron., 2005, pp. 611–619.

[11] Amaral A.M.R., Cardoso A.J.M., "An experimental technique for estimating the ESR and reactance intrinsic values of aluminium electrolytic capacitors", Proc. Instrumentation and Measurement Technology Conf., IMTC 2006, April 2006, pp. 1820–1825.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

2. OTURUM
Akıllı Şebekeler-1

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Belgin Türkay**

- **Talep Cevabı ve Mikro Şebekelerdeki Rolü** – *Arş. Gör. Ayşe Kübra Erenoğlu, Doç. Dr. Ozan Erdinç*
- **Enerji Dağıtım Sistemlerinde Güneş Enerji Santrali Entegrasyonu ve Röle Koordinasyonu** – *Mehmet Tan Turan, Yavuz Ateş, Erdin Gökalp*
- **Endüstriyel Kontrol Sistemi Çalışanlarında Bilgi Güvenliği Farkındalığı** – *Ercan Nurcan Yılmaz, Serkan Gönen*
- **Elektrikli Araçların Dağıtım Şebekesi Üzerindeki Harmonik Etkileri** – *Ramazan Kayacan, Said Mirza Tercan, Erdin Gökalp*

Talep Cevabı ve Mikro Şebekelerdeki Rolü

The Role of Demand Response in Microgrids

Arş. Gör. Ayşe Kübra Erenoğlu, Doç. Dr. Ozan Erdinç

Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği

Bölümü Yıldız Teknik Üniversitesi

erenayse@yildiz.edu.tr, oerdinc@yildiz.edu.tr

Özet

Mikro şebekeler; dağıtık enerji sistemlerinin de desteği ile üretimi, batarya tabanlı enerji depolama birimleriyle dengelemeyi sağlayabilen ve aynı zamanda bünyesinde tüketicileri olan bir yapıdır. Bu sistemlerde, rüzgâr ve güneş enerjisi gibi yenilenebilir sistemlerin birincil enerji kaynağı olarak kullanılması bazı problemlere yol açmaktadır. Özellikle enerji çıkışında meydana gelen belirsizlikler, şebekede dengesizliğe neden olmakta ve doğal olarak enerji kalitesini olumsuz etkilemektedir. Bu yüzden, son kullanıcının tüketimini kontrol altında tutan ve talep cevabını da dikkate alan bir konsept son zamanlarda önem kazanmaktadır. Üretici-tüketiciye sahip mikro şebeke yapısı kontrol edilebilir yüklerin planlamasını sağlamakta ve sistemin etkin bir şekilde işletilmesine katkıda bulunmaktadır. Bu çalışmada, bahsi geçen talep tarafı esnekliğini de dikkate alan mikro şebekeler için farklı açılardan geniş bir değerlendirme ortaya konulmaktadır.

Anahtar Kelimeler—Mikro şebekeler, talep cevabı, yenilenebilir enerji sistemleri, akıllı şebekeler

Abstract

Micro grids are structures which generate electricity together with the aid of distributed generation systems, provide the balancing using battery based energy storage units and at the same time include consumers in their context. In these systems, the use of renewable systems such as wind and solar energy as primary energy source leads to some problems. Especially, the uncertainty regarding the energy output of such systems may cause imbalances within the grid and accordingly adversely affects the energy quality. A concept that controls the consumption of end-users and takes into account demand response (DR) has recently gained importance. This structure can schedule the prosumer's controllable load and provide/contribute proper operation of the system. In this study a comprehensive study from the different perspectives is presented for microgrids which taking into account aforomentioned demand side elasticity,

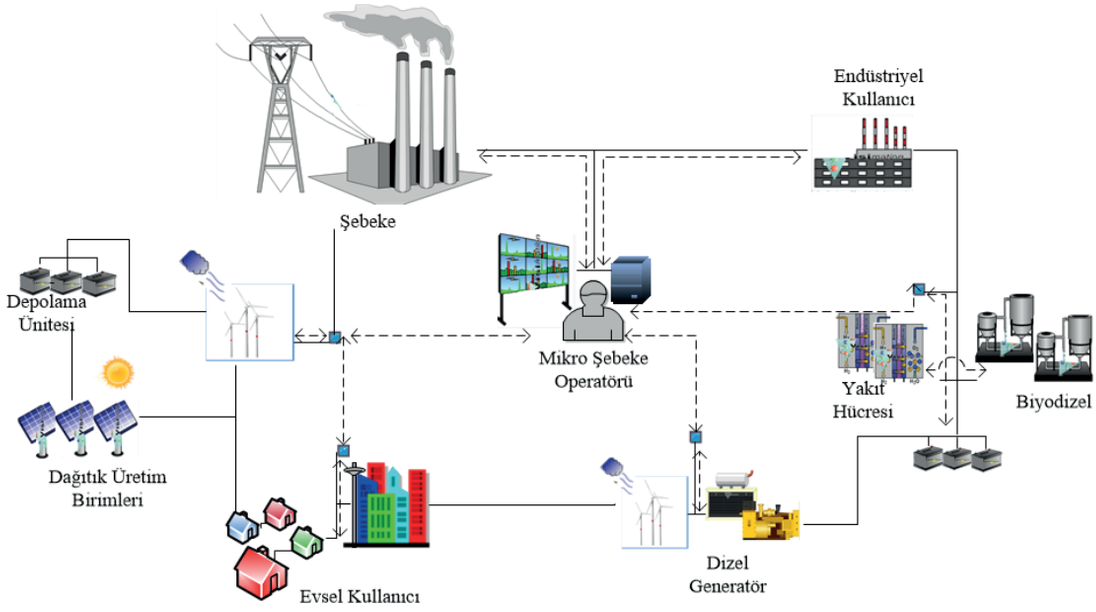
Keywords—Microgrids, demand response, renewable energy systems, smart grid

1.Giriş

Modern dünyada enerji ihtiyacının gün geçtikçe artması insanoğlunu yeni kaynaklar aramaya yönlendirmiştir. Çevresel açıdan temiz/yeşil enerji kaynakları olarak tanımlanan dağıtık sistemlerden rüzgâr, güneş, biyokütle enerjisi vb. kaynaklar hem şebeke hem de kullanıcılara sağladığı faydalar ile güç sisteminin vazgeçilmezi haline gelmiştir. Ülkelerin enerji politikaları gereği karbon ayak izinin düşürülmesi ve sera gazı yayımının azaltılması için bu tür alternatif kaynaklar devlet tarafından da teşvik edilmekte ve desteklenmektedir.

Mikro şebekeler, yukarıda belirtildiği üzere yenilenebilir enerji sistemlerinden veya konvansiyonel üretim birimlerinden (mikro türbin, kombine güç-ısı birimleri, yakıt hücresi, vb.) enerji üretimi yapabilmekte, kendine ait tüketim ve depolama birimleriyle güç dengesini öncelikle kendi içinde ve sonrasında diğer mikro şebekelerle sağlayabilen bir yapıyı oluşturmaktadır. Mikro şebeke, ada modu ve şebekeyle bağlantılı olmak üzere iki farklı durumda çalışabilmektedir. Mikro şebeke işletimi bir optimizasyon problemi olarak dikkate alındığında şebeke bağlantılı modda, şebeke bağlantı noktası elektriksel sınır koşuları ile mikro şebeke üretim kapasitesi hesaba katılarak toplam işletme maliyetinin minimum yapılması genellikle amaç fonksiyonunu oluşturmaktadır. Dağıtık üretim sistemlerinin şebekeden bağımsız olarak, sadece mikro şebekedeki tüketimi karşılamak için dikkate alındığı durum ise üretim birimlerinin ada modunda çalışması olarak adlandırılmakta ve bu koşullarda işletme maliyeti ikinci planda kalarak kesintisiz enerjinin sağlanması birincil hedefi oluşturmaktadır [1]. Geleneksel mikro şebeke işletiminde, gerek şebeke bağlantılı gerekse de ada modu çalışma durumlarında sadece üretim tarafının tüketime göre en uygun şekilde planlaması gerçekleştirilmiştir. Günümüzde ise akıllı şebekeler kapsamında talep cevabı (demand response-DR) uygulamalarının artması ile birlikte talep tarafı esnekliğinin dikkate alınması daha önemli hale gelmiştir. Bu çalışmada, talep tarafının sistem işletimine katkısı hesaba katılarak günümüz ve gelecekteki mikro şebeke uygulama konseptleri üzerine detaylı bir irdeleme gerçekleştirilmekte ve konuyla ilgili diğer gerçekleştirilmiş çalışmalara yer verilmektedir.

Çalışmanın bundan sonraki kısımları ise şu şekilde planlanmıştır. Bölüm 2'de geleneksel mikro şebeke yapısı ve ilgili çalışmalar anlatılacaktır. Bölüm 3'te talep tarafı esnekliğini dikkate alan modern mikro şebeke yapısı ve gerçekleştirilen çalışmalar ve son olarak Bölüm 4'te sonuç, öneri ve planlanan çalışmalara yer verilecektir.



Şekil 1: Geleneksel mikro şebeke yapısı

2.Geleneksel Mikro Şebeke Yapısı

Dünya nüfusunun, ülkelerin gelişmişlik düzeyinin ve insanların eğitim seviyesinin yükselmesi, elektrik enerjisine olan talebi arttırırken çevresel kaygılar ve küresel ısınma temiz enerjiye olan yönelimin artmasını sağlamıştır. Modern dünyada artık çevresel açıdan olumsuz etkileri olan devasa termik santrallerin yerine daha küçük boyutta ve doğanın sunduğu imkanlardan yararlanan lokal üretim birimlerini içeren mikro şebeke konsepti önem kazanmaya başlamıştır.

Şekil 1'de görüldüğü üzere geleneksel mikro şebekeler, doğası gereği değişken çıkışlı enerji üretim sistemleri ile üretim miktarı kontrol edilebilen konvansiyonel generatörlerden oluşmaktadır. Bu yapıda enerjinin tüketicilere uygun fiyatla tedarik edilmesine yardımcı bir sistem operatörü ve tüketim birimleri bulunmaktadır. Yük üzerinde herhangi bir değişiklik veya kontrol mekanizmasının geliştirilmesi mümkün değildir. Tüketim miktarı dikkate alınarak belli tahminlerle üretimin belirlenmesi ve herhangi bir enerji kesintisine mahal vermemek önceliklidir. Talep tarafında esnekliğin olmaması operatörlerin ekstra rezerv tutmasına neden olmaktadır ve bunun doğal sonucu enerji fiyatlarının yükselmesi temel sorunu oluşturmaktadır.

Mikro şebekelerin geleneksel yapısı üzerine yapılan çalışmaları 4 ana başlık altında irdelemek mümkündür:

2.1 Fiziksel şebeke bağlantısını iyileştiren güç elektroniği ve kontrol/koordinasyon yöntemleri kapsamında çözümler sunan çalışmalar

Mikro şebekeyle ilgili ilk çalışma, 2001 yılında mikro şebeke yapısını, şebeke bağlantılı çalışma durumunu ve önündeki engelleri içeren bir konferans sunumuyla başlamıştır [2].

Sonrasında temiz enerjiden olabildiğince faydalanabilmek için güç elektroniği elemanları kullanılarak mikro şebekenin, güç sistemi içindeki payının arttırılması üzerine çalışmalar devam etmiştir. George Weiss vd. çalışmasında, lineer olmayan yük veya şebeke kaynaklı harmonik bozulmaları azaltan H^{∞} tekrarlı DC-AC dönüştürücü tasarımı ile gerilim kontrolü sağlamıştır [3]. Ref. [4]'de ise güç elektroniği elemanları kullanılarak mikro şebekede, geçici (transient) akımlara karşı hızlı cevap veren aktif ve reaktif güç kontrol stratejisi geliştirilmiştir.

Mikro şebekelerin temel yapı taşı olan yenilenebilir sistemlerin güç üretimi, hava şartlarına ve bulunduğu ortama göre değiştiği için sürekli bir enerji çıkışı alınamamaktadır. Durum böyle olunca şebeke bağlantısında bazı işletim ve kontrol/koordinasyon problemleriyle karşılaşılmaktadır. Bu sorununun çözümü için değişik stratejiler geliştirilmiş ve literatüre katkıda bulunmuştur. Bu çalışmalardan Ref. [5]'te şebeke bağlantılı çalışmada dağıtık sistem çıkış empedansı ile hat empedansının eşit olmamasının güç paylaşımının doğru yapılmasını zorlaştırdığı belirtilmiştir. Bunun önüne geçmek için inverter çıkışına sanal (fiziksel bağlantılı olmayan komponent) bir endüktans eklenmesi ve gerilim düşümünün dengelenmesi sağlanmıştır. Kontrol/koordinasyon çalışmalarının devamında Ref. [6]'da paralel bağlı kesintisiz güç kaynakları içeren mikro şebekenin hem ada hem de şebeke bağlantılı çalışabilmesi ve küçük sinyal (small-signal) metoduyla birbirine geçişlerde kararlı ve geçici cevap verme performansı incelenmiştir. Ref. [7]'de ise büyük sinyalli (large-signal) kontrol topolojisi geliştirilerek mikro şebekenin ada modu, şebeke bağlantılı veya geçiş aşamasındaki işletme durumlarında kararlılığı sağlanmıştır.

2.2 Enerji kalitesi, gerilim/frekans kararlığı gibi konuları temel alan çalışmalar

Yaz aylarında klima kullanımın artması sonucu yük profilinde pik saatlerin oluşması veya yıldırım düşmesi gibi doğa olayları, şebekede gerilim kararsızlığına neden olmaktadır. Özellikle büyük ölçekli elektrik şebekelerindeki frekans değişimleri, sistemi olumsuz olarak etkilediği gibi son kullanıcının aletlerinde de bozulmalara yol açmaktadır. Meydana gelen arızalar sonucu fabrikaların motorları/ekipmanları zarar görmekte ve bu durum ağır ekonomik kayıplara neden olmaktadır. Bu yüzden

gerilim/frekans kararlılığı, hem geleneksel hem de modern mikro şebekeler için geniş bir yelpazede irdelenmiş ve çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Ref. [8]'de denetleyiciler vasıtasıyla frekans ve gerilim kararlılığı sağlanırken son kullanıcının ihtiyacına göre üretilmesi gereken enerji miktarını hızlıca belirleyen d-q eksenli güç akış (d-q axes power flow-DQPF) denetleyicisi geliştirilmiş ve üretim/tüketimdeki değişim, mikro şebekenin ayrı ve bağlı olduğu durumlara göre performans testi yapılmıştır. Güç sisteminde enerji kalitesini arttırabilmek için çeşitli filtreler geliştirilmiştir. Ancak bu filtreler, istenen ve istenmeyen frekans arasında fark büyük ise iyi performans gösterebilmektedir. Ref. [9]'da mikro şebekelerin şebeke bağlantılı çalışma durumunda yaygın olarak kullanılan gerilim kaynaklı inverter için seçici filtre geliştirilmiştir. Bu filtre frekanslar arasındaki fark az olduğunda bile bunu algılayabilmekte, harmonik ve dengesizliklere karşı uygun cevap vermektedir.

Mikro şebeke işletiminde, talep edilen gücü karşılayabilmek ve güç kalitesini iyi bir seviyede tutmak amaçlar arasında yer almaktadır. Ancak, dağıtık sistemlerdeki aktif ve reaktif güç değişimleri ve lineer olmayan yükler gerilim dalgalanmalarına neden olarak şebekenin kararlılığını bozmaktadır. Ref. [10]'da AC mikro şebeke; beslediği yükler ve üretim birimleriyle birlikte Matlab/Simulink ortamında modellenmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonla sistem işletilirken meydana gelebilecek harmonik problemler/bozulmalar belirlenmiş ve getirilen çözümlerin mikro şebeke entegrasyonunda (planlamasında) kullanılabileceği ve iyi sonuçlar alınabileceği gösterilmiştir. Ref. [11]'deki çalışmada, iki kola ayrılan teori (bifurcation) yardımıyla güç sistemindeki frekans/gerilim değişimi yani düşme/azalma katsayıları (droop coefficient) belirlenmiştir. Sonrasında ada modunda çalışan mikro şebeke için seçilen katsayının mikro şebeke kararlılığı ve tutulması gereken rezerv miktarı üzerine etkisi araştırılmıştır. Ref. [12]'de mikro şebekede üretim yapan dağıtık sistemlerden birinin devre dışı kalması veya yeni bir birimin eklenmesi halinde değişimleri engelleyici, sistem kararlılığını sağlayabilen kayar mod kontrol (sliding mode control) tabanlı bir denetletleyici geliştirilmiştir. Bu denetleyici dağıtık sistem generatörünün içine yerleştirilmekte ve oldukça pratik bir uygulama sunmaktadır.

2.3 Mikro şebekede enerji yönetimi ve en iyileştirme üzerine çalışmalar

Mikro şebekelerde değişken çıkışlı dağıtık sistemlerin yoğunlukta olması, farklı enerji yönetim mekanizmalarının oluşturulmasını zorunlu kılmaktadır. Oluşturulan yönetim senaryoları mikro şebekenin kendi gerilim ve frekans kararlılığını sağladığı bağımsız çalışma durumu için ayrı, şebeke bağlantılı durum için ayrı yapılmaktadır. Bu çalışmalardan Ref. [13]'de bağımsız çalışan azalma kontrollü (droop-controlled) mikro şebeke için geliştirilen enerji yönetim mekanizması, yakıt maliyetini asgari seviyede tutarak dağıtık sistem üretim birimlerinin çıkış gücünün belirlenmesi için optimal bir çözüm sağlamıştır. Aynı zamanda enerji kalitesini ve sistem performansını arttırmak için kararlılığın da sağlandığı gösterilmiştir. Ref. [14]'de mikro şebekenin hem ada modu hem de şebeke bağlantılı çalışma durumunda kullanılabilecek yeni çift katmanlı kontrol sistemi geliştirilmiştir. Bu katmanlardan ilki, tahmin verilerini baz alarak yenilenebilir sistemden olabildiğince faydalanabilmek için planlama yapmakta, ikincisi ise gerçek zamanlı verileri kullanarak güç akışı ve gerilim regülasyonunu sağlamaktadır. Mikro şebekenin çalıştığı duruma göre batarya sistem tasarımı da değişiklik göstermektedir. Şebeke bağlantılı durumda batarya sistemi, yenilenebilir kaynağın çıkışındaki belirsizlikleri bertaraf etmek ve dalgalanmalara engel olmak üzere tasarlanmalıdır. Ada modunda ise öncelikli amaç enerji dengesinin sağlanmasıdır. Ref. [15]'deki çalışmada işletme şartlarının değişmesi dikkate alınarak geliştirilen komposit depolama sisteminde hem yüksek güç yoğunluğuna sahip bataryalar hem de yüksek enerji yoğunluğuna sahip ultra kapasitörler kullanılmış ve enerji yönetim mekanizmasıyla gücün bu enerji depolama sistemleri arasında uygun şekilde dağıtılması öngörülmüştür. [16]'da enerji/güç yönetimi sağlanırken kısıtlar ve amaçlar belirlenmiş ve geleneksel hesaplama yöntemlerine nazaran daha hızlı çözüm veren parçacık sürüsü (partical swarm) ve karınca kolonisi (ant colony) optimizasyon yöntemleri kullanılıp en iyileştirilmiş çözümler sunulmuştur.

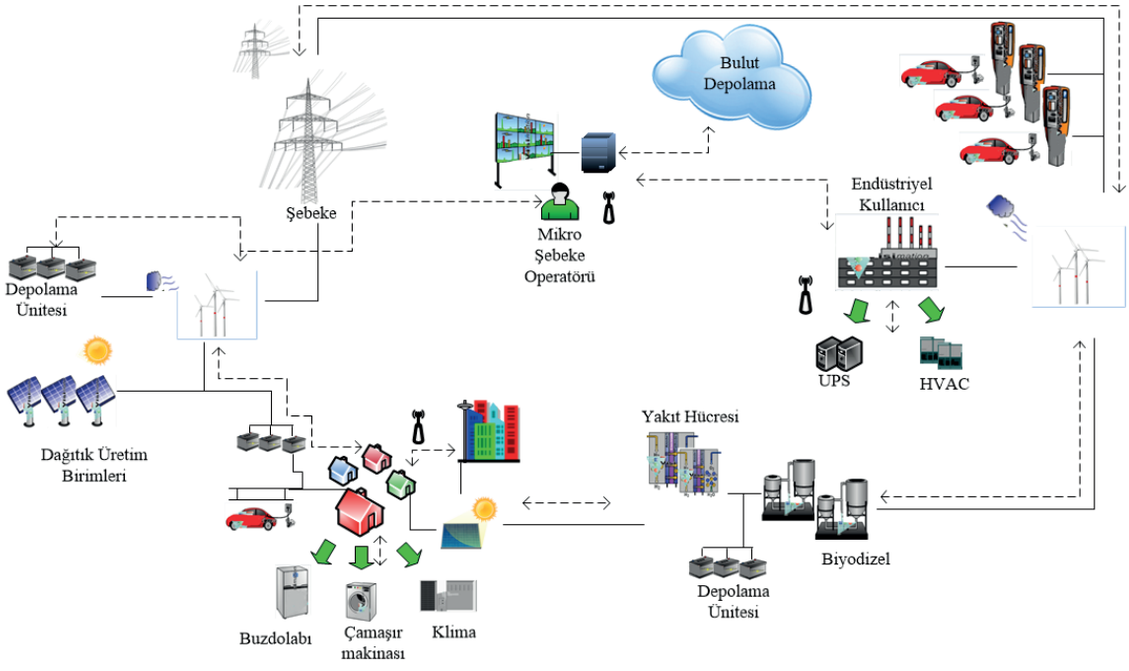
2.4 Mikro şebeke üzerine yapılan diğer çalışmalar

Son zamanlarda hayatımıza giren modern yüklerin (LED, güç elektroniği gibi elemanlar) ticarethanelerde, meskenlerde yaygın olarak kullanılması ve bu ileri teknoloji ürünler için enerji tedarikinin mikro şebeke bağlantılı DC dağıtım sistemiyle sağlanması başka bir konu başlığı altında irdelenmektedir. Bu konuyla ilgili Ref. [17]'de dönüştürücü kayıplarını minimize etmek için hibrit bir AC-DC mikro şebeke tasarlanmıştır. AC yükler AC, DC yükler DC şebekeye bağlanmış ve geliştirilen algoritma düzgün enerji akışı (AC-DC arası) ve sistem kararlılığı sağlayabilmiştir. Fotovoltaik ve yakıt hücresi gibi DC çıkış veren kaynaklardan üretilen fazla enerjinin diğer birimlere, kaliteli ve verimi yüksek bir DC dağıtım hattıyla taşınması öngörülmüştür [18]. Ref. [19]'da ise elektrik enerjisinin ulaşamadığı kırsal bölgeler için tasarlanan DC mikro şebeke yapısında, şebeke geriliminin dağıtık (distributed) kontrolüyle anlık güç paylaşımı yapılabilmekte ve mevcut (elde edilebilir) enerji miktarı belirlenebilmektedir. Her evde kurulduğu varsayılan fotovoltaik sistemlerden elde edilen enerjinin dağıtık depolanması sonucu meydana gelen kayıplar minimize edilmiştir.

3.Modern Mikro Şebeke Yapısı

Günümüz şebekeleri artık farklı kaynaklardan yararlanarak üretim gerçekleştirebilen sistemlerden, enerjisini kendi üretip aynı zamanda tüketen son kullanıcılardan, gelişmiş teknolojili depolama ünitelerinden oluşmakta ve bu sistemlerin değişik senaryolara göre yeniden düzenlenmesini sağlayan enerji yönetimi ve akıllı şebeke konsepti en önemli husus haline gelmektedir. Şekil 2'de de görüldüğü üzere talep tarafında kontrol edilebilir yükleri bulunan evsel ve endüstriyel kullanıcılar, gerektiğinde operatörden gelen sinyallere cevap vermekte ve tüketimini değiştirmektedir. Yine teknolojinin getirdiği en önemli yeniliklerden biri olan elektrikli aracın iki yönlü enerji alışverişinde bulunabilmesi sistemin daha esnek olabilmesini sağlamakta ve işletme şartlarını iyileştirmektedir. Mikro şebekelerin hem kendi aralarında hem de operatörle haberleşmesi daha sağlam bir yapı sunmaktadır. Son olarak bulut depolama teknolojisinin hayatımıza girmesi istenilen bilgiye hızlıca ulaşabilme ve zamandan tasarruf etme imkânı sağlamaktadır.

Güç sisteminin ekonomik, kararlı, güvenli durumda işletilmesi ve enerji kalitesinin arttırılması için talep cevabı üzerine



Şekil 2: Modern mikro şebeke yapısı

çalışmalar yoğunlaşmıştır. Burada dikkat çekici talep cevabı örneklerinden birisi, dağıtım transformatörünün aşırı yüklenmesini ve yük eğrisinde piklerinin oluşumunu engellemek için kullanıcıların programlanabilir yüklerini elektrik fiyatlarına ve kullanım miktarına göre yeniden düzenlemesidir. Talep cevabı ile pik saatlerdeki tüketim gün içine yayılarak kullanıcının fatura bedeli azaltılmakta ve enerji verimliliği sağlanmaktadır. Böylece hem şebeke hem de son kullanıcı bu uygulamanın faydasını görmektedir [20].

Bu konu üzerine yapılan çalışmalar iki başlıkta toplanabilir.

3.1 Enerji yönetimi ve kalitesinde talep cevabının etkisini dikkate alan çalışmalar

Yenilenebilir sistemlerden üretilen enerjinin değişken çıkışlı olması enerji/güç dengesinin doğal olarak gerilim/frekans kararlılığının sağlanmasını zorlaştırmakta ve şebekede dengesizliklere yol açmaktadır. Geliştirilen enerji depolama sistemlerinin yanında talep tarafının kontrolü, sistemin etkin ve düzgün işleyebilmesine yardımcı olmaktadır. Ref. [21]'de önerilen gerçek zamanlı şebeke frekans regülasyon (grid frequency regulation-GFR) yaklaşımıyla talepteki ani değişikliklere batarya sisteminin doğrudan kontrol edilerek cevap verilmesi ve böylece frekans değişiminin (sapmasının) azaltılması amaçlanmış ve laboratuvar ölçekli bir mikro şebekede uygulaması yapılmıştır. Ref. [22]'de ada modunda çalışan mikro şebekenin gerilim ve frekans kararlılığını sağlayabilmek için değişik baralardan aktif ve reaktif güç bilgisi sürekli olarak sağlanmış ve frekans değişimi yeni bir durum değişkeni olarak güç akış algoritmasına eklenmiştir. Bu sayede dağıtık sistemin ayarlanması gereken değer (required setpoint) ile kontrol edilebilir yüklerin azaltılması/kaydırılması sonucu tüketimdeki azalma miktarı hesaplanmıştır. Young-Jin Kim vd. değişken hızlı ısı pompasının (heat pump), talep cevabı çeşitlerinden doğrudan yük kontrolüne uygunluğu laboratuvar ölçekli mikro bir şebekede test edilmiş ve kullanıcıların konfor sınırlarından taviz vermeden şebeke frekans kararlılığının sağlanmasında ne derece etkili olduğu ölçülmüştür [23]. Ref. [24]'de talebin değişmesine bağlı olarak geçici (transient) veya hem geçici hem sabit durum (steady-state) regülasyonlarında nörofuzzy (neurofuzzy) denetleyicisi kullanılıp fotovoltaik sistemin çıkışı kontrol edilmiştir. Böylece depolama ünitesi kullanılmadan akıllı enerji yönetimiyle frekans kontrolünün sağlanabileceği gösterilmiştir.

Mikro şebekelerde ekonomik planlamanın düzgün yapılması ve optimum koşullarda işletilmesi hem operatör (veya toplayıcı) hem de kullanıcıya fayda sağlayan bir durumdur. Enerji yönetimi başlığı altında incelenen bu konu literatürde de önemli bir yer bulmaktadır. Yatırım ve işletmenin farklı periyotlarda gerçekleşmesini dikkate alarak gerçekleştirilen Ref. [25]'deki çalışmada, iki periyotlu bir stokastik optimizasyon modeli geliştirilmiştir. İlk aralıkta dağıtık sistem için en uygun yatırım koşulları belirlenmiş ve ikinci aralıkta talebin kontrolüyle işletme maliyeti minimize edilmiştir. Ref. [26]'da kontrol edilebilir yükleri, üretici/ tüketicisi aynı zamanda elektrikli araçları bulunan çoklu-mikro şebekelerde, maliyeti düşürme miktarına göre senaryo bazlı enerji yönetim seçenekleri oluşturulmuş ve olasılıklı indeks tanımlaması yapılmıştır. Burada indeksi en büyük olan seçenek maliyeti de en fazla düşüren seçenektir.

Piyasa işletmesinde toplayıcının finansal risklerinin bulunması ekstra rezerv tutmasına ve zarar etmesine neden olabilmektedir. Toplayıcının zararı, enerji sağladığı kullanıcıları da olumsuz etkilemektedir. Bu yüzden Ref. [27]'de belirsizlikler dikkate alınarak yük toplayıcısı için sortino oranı tanımlanmış ve bu orana göre optimum güç planlaması yapılmıştır. Rezerv piyasasında en düşük riskte azami karın elde etmesi amaçlanmıştır. Diğer bir çalışmada, [28], kojenerasyon ünitesi ve fotovoltaik sistem içeren üretici-tüketicisi bulunan şebeke bağlantılı mikro şebekenin operatörü için değişken fiyatlandırma ve optimum enerji yönetim mekanizması geliştirilmiştir. Operatörün oluşturduğu stratejiye göre aktardığı çeşitli sinyallere kullanıcı kendi sistemini

kurarak cevap vermekte ve otomatik olarak talep cevabına katılabilmektedir.

3.2 Mikro şebekelerde talep cevabı dikkate alınarak gerçekleştirilen diğer çalışmalar

Son zamanlarda evsel kullanıcılar son tüketim noktalarında yenilenebilir enerji kaynaklarından elektrik enerjisini üretip fazla olanı da elektrikli araç veya batarya sisteminde depolayarak talep cevabına katılmaktadır. Normalde bu katılım merkezi (centralized) olarak gerçekleşmekte ve güçlü bir haberleşme ağına ihtiyaç duymaktadır. Ref. [29]'da yeni bir karar verme algoritması geliştirilerek üretici-tüketicilerin bağımsız olarak talep cevabına katılmasına olanak sağlanmıştır. Merkezi olmayan modelde, en yakın mikro şebekeye talep sinyali gönderilmektedir. Belirtilen güç sistem bölgesi Zigbee haberleşme ağıyla bilgi alışverişinde bulunup iletim kayıplarını minimum seviyede tutmak için empedansı en küçük olan düğümden bu enerjiyi karşılamaktadır. Ref.[30]'da birimlerin (agents) haberleşme ağı vasıtasıyla gerçekleştirdiği bilgi alışverişinde, orijinal sinyale farklı sinyaller eklenerek (maske sinyali) kişiselliğin/gizliliğin korunması amaçlanmıştır. Maske sinyallerinin kullanılması optimizasyonun gerçekleşmesinde herhangi bir probleme neden olmamakla birlikte, bilgi sızıntılarını da engellemektedir. Mikro şebekede gerçekleştirilen simülasyon çalışması ile bilgi sızıntısına yer vermeden bütün mikro şebekelerde enerji arz-talep dengesinin sağlanabileceği gösterilmiştir. Ref. [31]'de güneş enerjisinden yararlanan üretici-tüketiciler için enerji paylaşım alanı oluşturulmuştur. Bu alanda, birimler ürettikleri fazla enerjiyi diğer kullanıcılarla paylaşmakta ve bunun yönetimini de enerji paylaştırma tedarikçisi (energy sharing provider-ESP) adlı yeni bir birim üstlenmektedir. Bu birim güç dengesini ve üretici tüketicinin kazancını adaletli bir şekilde belirlemekte, gerektiğinde şebekeye veya diğer birimlere enerji satmaktır. Çin'deki bir şebekede gerçekleştirilen bu proje, mikro şebekelerin doğrudan şebekeyle (utility) enerji alışverişinden ziyade ESP birimi aracılığıyla bunu gerçekleştirmesinin daha karlı olduğunu ve yerelde tüketilen enerjinin fotovoltaik sistemler tabanlı üretimden karşılanmasında artış meydana geldiğini kaydetmiştir. Ref. [33]'de fiyatlandırma tabanlı talep cevabı türünün gerçek hayatta ne derece uygulanabilir olduğunu test etmek amacıyla Ecogrid EU projesi kapsamında bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Danimarka'da 1900 evsel kullanıcı ve 100 endüstriyel kullanıcının beş dakikada bir akıllı sayaçlar vasıtasıyla dengeleme piyasası fiyatlarını alması sonucu tüketimdeki değişim miktarları izlenmiştir. En iyi performans gösteren kullanıcılara kupon/ödüller sağlanarak talep cevabına katılımları teşvik edilmiştir. Kullanıcıları bencil, rasyonel ve fedakar olarak sınıflandıran Ref. [34]'deki çalışmada, bencil kullanıcının operatörden gelen sinyallere cevap vermediği, tüketimini değiştirmediği ve hatta kayıpların artmasına neden olduğu gözlemlenmiştir. Fedakar kullanıcı ise kontrol edilebilir yük kategorisine giren çamaşır makinası, klima, buzdolabı, vb. yüklerin kullanımını ve elektrikli araç şarj-deşarj zamanını gelen sinyale uygun şekilde düzenleyerek sisteme katkı sağlamıştır.

Hayatımıza son zamanlarda giren ve bilgi depolamasında oldukça fazla kullanılan bulut teknolojisinin mikro şebekelerde talep cevabı uygulamalarında da yaygınlaştığı görülmektedir. Bununla ilgili Ref. [32]'de iki katmanlı bulut tabanlı talep cevabı (cloud-based demand response- CDR) modeli geliştirilmiş ve merkezi kontrolün önemi vurgulanmıştır. İki katmanlı sistemde, köşe (edge) bulutu son kullanıcılara yakın olan bölgede yer almakta ve her bölgenin tüketim bilgisi depolamaktadır. Çekirdek (core) bulutu ise hem son kullanıcı tüketim bilgilerini hem de mikro şebekelerden gelen üretim, tüketim, depolama tahminleri ve aktarılan enerji miktarını bünyesinde barındırmaktadır. Çekirdek bulutu, topladığı tüm bilgilerin analiz edip optimizasyonunu gerçekleştirerek maliyeti asgari hale getirmeyi yapmayı amaçlamaktadır.

4.Sonuç

Mikro şebekeler; çevresel kaygıların arttığı, sera gazı salınımın azaltılmak istendiği bu zamanda, daha fazla tercih edilen bir konsept haline gelmiştir. Şebekeye ciddi oranda destek sağlayan bu yapıların geleneksel ve modern modelleri ile zaman içerisindeki değişimleri üzerine geniş bir literatür taraması yapılmıştır. Özellikle son zamanlarda adını sıklıkla duyduğumuz akıllı şebeke konsepti ışığında talep cevabı ve enerji yönetimi konuları farklı çalışmalarla irdelenmiş ve açıklanmıştır.

Gelecek çalışmalarda bahsi geçen talep tarafı esnekliğini de dikkate alan bir mikro şebeke yapısı için optimizasyon tabanlı detaylı bir formülasyon gerçekleştirilmesi amaçlanmaktadır.

Kaynaklar

[1] Mohammad Bayat, Keyhan Sheshyekani, Mohsen Hamzeh, and Alireza Rezazadeh, "Coordination of Distributed Energy Resources and Demand Response for Voltage and Frequency Support of Mv Microgrids" *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 31, No. 2, pp.1506- 1516, March 2016

[2] B. Lasseter "Microgrids [Distributed Power Generation]" *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings* pp.146 – 149 DOI: 10.1109/PESW.2001.917020

[3] George Weiss, Qing-Chang Zhong, Tim C. Greenand Jun Liang "H Repetitive Control Of DC-AC Converters in Microgrids" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 219-239 January 2004

[4] F. Katiraei, M. R. Iravani, and P. W. Lehn "Micro-Grid Autonomous Operation During and Subsequent to Islanding Process" *IEEE Trans. on Power Delivery,* Vol. 20, No. 1, pp.248-257 January 2005

[5] Yun Wei Li, and Ching-Nan Kao "an Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in A Low-Voltage Multibus Microgrid" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 24, No. 12, pp. 2977-2988 December 2009 2977

[6] Josep M. Guerrero, Juan C. Vásquez, José Matas, Miguel Castilla, and Luis García De Vicuña "Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems" *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 3, pp.726-736 March 2009

[7] Seyed Mahdi Ashabani and Yasser Abdel-Rady I. Mohamed, "A Flexible Control Strategy for Grid-Connected and Islanded Microgrids with Enhanced Stability Using Nonlinear Microgrid Stabilizer" *IEEE Trans. on Smart Grid*, Vol. 3, No. 3, pp. 1291-1301 September 2012

[8] S. A. Saleh "The Analysis and Development of a Power Flow-Based Controller for Microgrid Systems" *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 53, No. 2, pp.843-854 March/April 2017

[9] Mahesh Illindala, and Giri Venkataramanan "Frequency/Sequence Selective Filters for Power Quality Improvement in a Microgrid" *IEEE Trans. on Smart Grid*, Vol. 3, No. 4, pp. 2039-2047 December 2012 2039

[10] H. J. Su, G. W. Chang, S. Ranade "Modeling and Simulation of an AC Microgrid for Harmonics Study"

[11] Guzmán Díaz, Cristina González-Morán, Javier Gómez-Aleixandre, and Alberto Diez "Scheduling of Droop Coefficients for Frequency and Voltage Regulation in Isolated Microgrids" *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 25, No. 1, pp. 489-486 February 2010

[12] M.H. Abdollahi and S.M.T. Bathaee "Sliding Mode Controller for Stability Enhancement of Microgrids"

[13] E. Barklund, Nagaraju Pogaku, Milan Prodanovic´,C. Hernandez-Aramburo, and Tim C. Green, "Energy Management in Autonomous Microgrid Using Stability-Constrained Droop Control Of Inverters" *IEEE Trans. on Power Electronics,* Vol. 23, No. 5, pp. 2346-2352 September 2008

[14] Quanyuan Jiang, Meidong Xue, And Guangchao Geng "Energy Management of Microgrid in Grid-Connected and Stand-Alone Modes" *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 28, No. 3, pp.2380-2389 August 2013

[15] Haihua Zhou, Tanmoy Bhattacharya, Duong Tran, Tuck "Composite Energy Storage System Involving Battery and Ultracapacitor with Dynamic Energy Management in Microgrid Applications" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp.923-930 March 2011

[16] C.M. Colson, M.H. Nehrir, and S. A. Pourmousavi "Towards Real-Time Microgrid Power Management Using Computational Intelligence Methods"

[17] Xiong Liu, Peng Wang, and Poh Chiang Loh "a Hybrid AC/DC Microgrid and Its Coordination Control" *IEEE Trans. on Smart Grid,* Vol. 2, No. 2, pp.278-286 June 2011

[18] Hiroaki Kakigano, Yushi Miura, And Toshifumi Ise "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 12, pp. 3066-3077 December 2010

[19] Parimalram Achintya Madduri, Jason Poon, Javier Rosa, Matthew Podolsky, Eric A. Brewer, and Seth R. Sanders "Scalable DC Microgrids for Rural Electrification in Emerging Regions" *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 4, pp. 1195-1205 December 2016

[20] Nandkishor Kinhekar, Narayana Prasad Padhy, Furong Li, And Hari Om Gupta "Utility Oriented Demand Side Management Using Smart Ac and Micro Dc Grid Cooperative" *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 31, No. 2, pp.1151-1160 March 2016

[21] Young-Jin Kim, Gerard Del-Rosario-Calaf, and Leslie K. Norford "Analysis And Experimental Implementation of Grid Frequency Regulation Using Behind-The-Meter Batteries Compensating for Fast Load Demand Variations" *IEEE Trans. on Power Systems,* Vol. 32, No. 1, pp.484-498 January 2017

[22] Mohammad Bayat, Keyhan Sheshyekani, Mohsen Hamzeh, and Alireza Rezazadeh "Coordination of Distributed Energy Resources And Demand Response for Voltage and Frequency Support of Mv Microgrids" *IEEE Trans. on Power Systems,* Vol. 31, No. 2, pp.1506-1516 March 2016

[23] Young-Jin Kim, Elena Fuentes, And Leslie K. Norford "Experimental Study of Grid Frequency Regulation Ancillary Service of a Variable Speed Heat Pump" *IEEE Trans. on Power Systems,* Vol. 31, No. 4, pp. 3090-3099 July 2016

[24] P. C. Sekhar, And S. Mishra, "Storage Free Smart Energy Management for Frequency Control in a Diesel-Pv-Fuel Cell-Based Hybrid Ac Microgrid" *IEEE Trans. on Neural Networks and Learning Systems*, Vol. 27, No. 8, pp.1657-1671 August 2016

[25] Hao Wang, and Jianwei Huang "Joint Investment and Operation of Microgrid" *IEEE Trans. on Smart Grid*, Vol. 8, No. 2, pp.833-845 March 2017

[26] Seyed Ali Arefifar, Martin Ordonez, and Yasser Abdel-Rady I. Mohamed "Energy Management in Multi-Microgrid Systems Development and Assessment" *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 32, No. 2, pp.910-922 March 2017

[27] Vivek Mohan, Jai Govind Singh, and Weerakorn Ongsakul "Sortino Ratio Based Portfolio Optimization Considering EVs and Renewable Energy in Microgrid Power Market" *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, Vol. 8, No. 1, pp.219-229 January 2017

[28] Li Ma, Nian Liu, Jianhua Zhang, Wayes Tushar, Chau Yuen "Energy Management for Joint Operation of CHP and PV Prosumers Inside a Grid-Connected Microgrid: a Game Theoretic Approach" *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, Vol. 12, No. 5, pp.1930-1942 October 2016

[29] Chih-Lun Chang, And Jimmy C.-H. Peng "a Decision-Making Auction Algorithm for Demand Response in Microgrids" *IEEE Trans. on Smart Grid* 10.1109/TSG.2016.2634583,

[30] Kazuma Wada, Kazunori Sakurama "Privacy Masking for Distributed Optimization and its Application to Demand Response in Power Grids" *IEEE Trans. on Industrial Electronics* pp. 5118-5128 10.1109/TIE.2017.2668981

[31] Nian Liu, Xinghuo Yu, Cheng Wang, Chaojie Li, Li Ma, Jinyong Lei "Energy Sharing Model with Price-Based Demand Response for Microgrids of Peer-to-Peer Prosumers" *IEEE Trans. on Power Systems* 10.1109/TPWRS.2017.2649558,

[32] Mohammad Hossein Yaghmaee, Alberto Leon-Garcia, Morteza Moghaddassian, "on The Performance of Distributed and Cloud-Based Demand Response in Smart Grid" *IEEE Trans. on Smart Grid* 10.1109/TSG.2017.2688486

[33] Guillaume Le Ray, Emil M. Larsen, Pierre Pinson "Evaluating Price-Based Demand Response in Practice with Application to the Ecogrid Eu Experiment" *IEEE Trans. on Smart Grid* p.p DOI 10.1109/TSG.2016.2610518,

[34] Ceyhun Eksin, Hakan Delic¸ and Alejandro Ribeiro "Demand Response Wıth Communıcatıng Ratıonal Consumers" *IEEE Trans. on Smart Grid* DOI 10.1109/TSG.2016.2613993

Enerji Dağıtım Sistemlerinde Güneş Enerji Santrali Entegrasyonu ve Röle Koordinasyonu

Integration of Solar Power Plant to Energy Distribution Network and Relay Coordination

Mehmet Tan Turan[1], Yavuz Ateş[1], Erdin Gökalp[1]

[1]Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
mehmettan.turan@emo.org.tr, yates@yildiz.edu.tr, gokalp@yildiz.edu.tr

Özet

Günümüzde, teknolojinin gelişmesi ile birlikte birçok alanda olduğu gibi enerji alanında da yeni gelişmeler ortaya çıkmaktadır. Enerji alanında yaşanan gelişmeler üretim, iletim, dağıtım sistemleri, koruma sistemleri, haberleşme gibi alanların her birisinde gerçekleşmektedir. Üretim alanında en çok gelişme ve değişim yenilenebilir enerji kaynaklarında gözlenmekte iken koruma, iletim, dağıtım sistemleri ve haberleşmede ise akıllı şebeke altyapısının oluşması ve gelişmesi sonucu ortaya çıkmıştır. Gerçekleştirilen çalışmada ETAP programı kullanılarak IEEE 13 baralı test sistemi üzerinde bir Güneş Enerji Santralinin şebeke entegrasyonunun sağlanması amaçlanmıştır. Bu amaçla, öncelikle sistemin bağlanabilirlik kriterleri göz önüne alınarak kısa devre analizi ve yük akış analizleri yapılmıştır. İstenilen kriterlerin uygunluğunun kontrol edilmesinin ardından röle koordinasyonu gerçekleştirilip sisteme ait arıza analizleri yapılarak şebekeye yeni bir Güneş Enerji Santrali (GES) entegrasyonu gerçekleştirilmiş ve sistemin oluşması muhtemel arıza anında kritik yükleri enerjilendirmesi sağlanmıştır.
Anahtar kelimeler: Akıllı Şebekeler, Yenilenebilir Enerji Kaynakları, Röle Koordinasyonu, ETAP

Abstract

Nowadays, new improvments are implemented in energy sector as other study fields with the assistance of improving technology. The improvments in energy sector take a part in generation, transmission, distribution and communication systems. The power generation system improvments and studies are mostly focussed on renewables where the main focus area is implementation of smart grid systems for distribution, transmission and protection systems. In this study, it is aimed to integrate a solar power plant to IEEE 13 bus network in the smart grid concept on ETAP environment. The study consists of observation of integration criteria via load flow and short circuit analysis. After ensuring the integration criteria are met, relay coordination studies are conducted along with fault scenario analysis and the solar power plant is connected to the existing network. It is also aimed to use solar power plant as an emergency power supply for critical loads.

Keywords: Smart Grid, Reneweable Energy Sources, Relay Coordination, ETAP

1. Giriş

Geleneksel enerji sistemlerinde kullanılmakta olan konvansiyonel üretim tesisleri yerlerini yenilenebilir enerji kaynakları ile üretim yapan santrallere bırakmaktadır. Son yıllarda artan çevresel duyarlılık rüzgâr enerji santralleri (RES) ve güneş enerji santralleri (GES) gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımını daha da arttırmaktadır [1].

Konvansiyonel üretim tesisleri ve eski teknoloji ile oluşturulmuş şebeke altyapıları günümüzün ihtiyaçlarına cevap vermemekte, yeni tesislerin şebekeye entegrasyonu ile birlikte daha kompleks bir yapı ortaya çıkmaktadır. Konvansiyonel santraller ile birlikte yeni nesil yenilenebilir enerji üretim tesislerinin entegrasyonu bu noktada karşımıza çözülmesi gereken ilk problem olarak çıkmaktadır. Bu problemi çözmek için öncelikle yetersiz hale gelen altyapıda gerekli iyileştirmeler yapılmalı, geliştirilmiş şebeke çözümleri sunulmalıdır.

Bu noktada karşılaşılan diğer bir sorun ise yenilenebilir enerji kaynaklarının sürekliliğinin net olarak bilinemiyor olmasıdır [2]. Rüzgar hızı ve güneş radyasyonu tahminleri bu üretim tesislerinin çıkış gücünün belirlenmesinde ana kriterlerdendir. Bu nedenle güçlü şebekelerde yenilenebilir enerji kaynaklarıyla üretim yapan tesisler ile konvansiyonel enerji üretim tesisleri paralel olarak kullanılmakta, RES ve GESler ikincil enerji kaynağı olarak değerlendirilmektedir. Bu metot ile çıkış gücü tahmini daha net olarak yapılmakta ve beslenilen yükler için enerjinin sürekliliği sağlanmaktadır. Bu bağlamda yeni nesil enerji üretim tesisleri konvansiyonel ve yenilenebilir enerji üretim tesislerinin birleşimi olarak değerlendirilmektedir [3].

Fotovoltaik panellerin (PV) şebekeye bağlantısındaki kriterlerin başında eklenecek üretim tesisinin şebekeye olan etkisi gelmektedir. Mevcut sistemin akım taşıma kapasitesi, kısa devre gücü, gerilim seviyesi, sistemin kararlılığı gibi faktörler göz önüne alınarak bir GES'in şebekeye bağlantısı gerçekleştirilmektedir. Şebeke entegrasyonu öncesinde gerçekleştirilmesi gereken diğer bir analiz ise röle

koordinasyon analizidir. Sistemdeki mevcut rölelere ait selektif çalışma kriterlerine uygun röleler seçilerek koordinasyon çalışması gerçekleştirilmelidir.

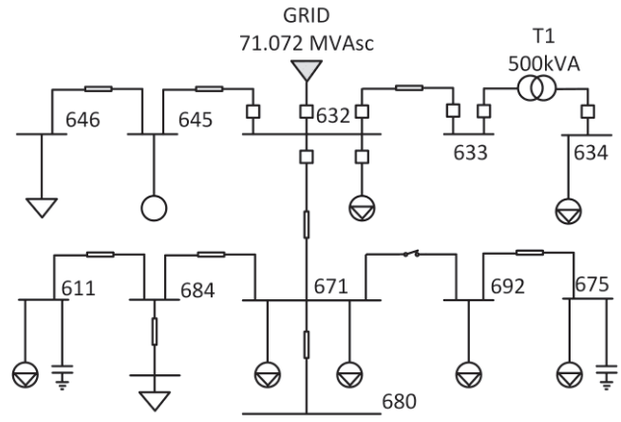
Mevcut şebekeye eklenilecek olan GES için diğer bir önemli kriter ise sistemden optimum verimin alınabiliyor olmasıdır. Bu amaçla, kurulum yapılacak olan bölgeye ait güneş radyasyon verileri ve güneşlenme süresi büyük önem taşımaktadır. Aynı zamanda, GES entegrasyonu sağlanması ile birlikte sisteme ait verim, optimum enerjilendirme kapasitesi, geniş çalışma aralıkları faktörlerinin sağlanmış olması gerekmektedir [4]. Şebekede entegrasyon için dikkate alınması gereken faktörlerden olan kısa devre gücü ve eklenecek GES'in sistemin kısa devre gücünde oluşturacağı etki incelenmelidir. Gerilim kaynakları sistemde hata anında oluşacak kısa devre akımı arttırıcı etki gösterirler ancak yeni eklenen santralle birlikte eklenecek olan röleler arıza temizleme süresini azaltıcı etki gösterebilirler [5]. Bu nedenle eklenecek olan tesisin şebekede oluşturacağı pozitif ve negatif etkiler incelenmelidir [6].

Gerçekleştirilen çalışmada IEEE 13 Baralı Test Sistemi şebeke modeli olarak kullanılmıştır [7]. Simülasyon çalışmaları için ETAP programı kullanılmıştır. Şebeke modelinde gerekli yük akış ve kısa devre analizleri gerçekleştirilip, sisteme ait parametreler elde edilmiş, sistemin davranışı gözlemlenmiştir. Elde edilen veriler ışığında uygun bağlantı noktası seçimi yapılarak, kritik yükler atanmıştır. Sisteme GES entegrasyonu yapılması amacıyla bir adet 600 kVA gücünde GES modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan GES modelinde Yıldız Teknik Üniversitesi Davutpaşa Kampüsüne ait güneş radyasyonu dataları kullanılmıştır (Latitude= 41.02, Longitude= 28.89). Şebeke modeli, GES modeli ve parametreler elde edildikten sonra sisteme GES entegrasyonu yapılmıştır. Normal operasyon şartlarında GES şebeke ile paralel çalışırken olası bir arıza durumunda sistemdeki kritik yükleri beslemek amacıyla şebekeden izole edilen yükler sadece GES ile beslenmiş, her iki durum için de gerekli analizler yapılarak sistemin güvenilirliği sağlanmıştır.

Yapılan çalışmada kısaca tanıtım yapılan giriş bölümünü takiben 2.bölümde sistem tanıtımı ve simülasyon çalışmaları açıklanmıştır. 3. Bölümde ise kurulan sisteme ait simülasyon sonuçları ve bu simülasyonlar sonucu elde edilen verilerin yorumlanması açıklanırken 4. bölümde çalışmaya ait genel sonuçlardan bahsedilmiştir.

2. Sistem Tanıtımı ve Metodoloji

Gerçekleştirilen çalışmada kullanılan IEEE 13 baralı test sistemine ait genel şema Şekil 1'de görüldüğü üzere konfigüre edilip ETAP programında yapılan simülasyon çalışmaları için kullanılmıştır. Sistemde kullanılan yük değerleri, iletim hatları, bağlantı konfigürasyonu değiştirilmemiştir.



Şekil 1: IEEE 13 Baralı Test Sitemi.

Şekil 1'de belirtilen baralardan 633 nolu baraya 600 kVA gücünde GES, dönüştürme oranı 0,48/4,16 kV olan bir trafo üzerinden bağlanmıştır. Sistemde başlangıçta hiçbir koruma elemanı yer almamaktadır. Bara girişlerinde ve gerekli noktalarda kesiciler, röleler ve akım trafoları eklenmiştir. Bu koruma ekipmanlarına ait parametreler, yük akış ve kısa devre analizleri sonucunda elde edilen sonuçlar göz önüne alınarak belirlenmiştir. 634 nolu baraya direkt olarak bağlı bulunan 494 kVA gücünde tüketiciler kritik yükler olarak belirlenmiştir.

Gerçekleştirilen analizlerde ile olarak sisteme ait yük akışı ve ardından kısa devre hesapları yapılmıştır. Röle koordinasyonu için ilk adım olan nominal akım değerleri yük akış analizi ile, röleye ait açma eğrisinin belirlenmesi için ihtiyaç duyulan minimum kısa devre akım değerline ise kısa devre analizi ile ulaşılmıştır. Ayrıca, seçilmiş olan röle ve kesicilerin maksimum dayanım akımını belirlemek amacıyla maksimum kısa devre akım değerleri hesaplanmıştır.

2.1. Simülasyon Parametreleri

ETAP programında gerçekleştirilmiş olan simülasyon çalışmalarında transformatörler, iletim hatları, yükler, kapasitörler, kesici ve röleler, PV modüller ve şebeke modeli kullanılmıştır. IEEE 13 baralı sistemin bağlı olduğu şebeke Tablo 1'de belirtilmiş olan parametreleri içermektedir.

Tablo 1: Şebeke modeline ait parametreler

Bağlantı Bara No	Gerilim (kV)	Kısa Devre Gücü (MVAsc)	X/R
632	4.16	71.072	2.864

13 baralı sistemde kullanılmış olan yüklere ait veriler Tablo 2'de belirtilmiştir.

Tablo 2: IEEE 13 baralı sistemde kullanılan yük modellerine ait parametreler

Yük ID	Bağlı Bulunduğu Bara	Toplam Güç (kVA)	Kritik Yük (E/H)
Lump 1	634	494	E
Load 1	646	265	H
Lump 3	671	1329	H
Lump 4	675	971	H
Lump 5	692	227	H
Lump 6	611	188	H
Load 2	652	154	H
Lump 7	671	116	H
Lump 9	632	116	H
Motor 1	645	170 kW	H
Cap 1	611	100 kVAR	H
Cap 2	675	600 kVAR	H

Simülasyon için kullanılan IEEE 13 baralı test sisteminde frekans 60 Hz ve İngiliz ölçü birimleri kullanılmıştır. Sistemde kullanılan OG kesici ve röleler, AG kesici ve röleler ile akım trafolarına ait bilgiler Tablo 3'de belirtilmiştir. Kesici ve rölelerin seçiminde kısa devre analizi sonuçları baz alınmıştır.

Tablo 3: Kesici ve röle modellerine ait parametreler

Kesici ID	Akım Değeri (A)	Marka	No	Trip Ünitesi	Röle ID	Marka Model
MV CB 1	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 1	SEL 311L
MV CB 2	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 2	SEL 311L
MV CB 3	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 3	SEL 311L
MV CB 4	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 4	SEL 311L
MV CB 5	800	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 5	SEL 311L
MV CB 6	630	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 6	SEL 311L
MV CB 7	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 7	SEL 311L
MV CB 8	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 8	SEL 311L
LV CB 1	1600	ABB	E2N	ABB SACE PR112	-	-
CB 1-24	63	ABB	XT2-L	TMA	-	-
PV BUS CB	1600	ABB	E2B	ABB SACE PR112	-	-

Alçak gerilim seviyesinde kullanılan kesici ve röleler ABB marka iken orta gerilim kesicileri Siemens, röleler SEL 311L modeli seçilmiştir. Orta gerilim rölelerine akım giriş bilgisi sağlamak için akım trafoları kullanılmıştır. Kullanılan akım trafoları, yük akış analizi sonuçlarına göre seçilmiştir. Akım trafolarına ait bilgiler Tablo 4'de belirtilmiştir.

Tablo 4: Akım trafolarına ait parametreler

Akım Trafosu ID	Kesici ID	Röle ID	Dönüştürme Oranı
CT 1	MV CB 1	Relay 1	400/1 A
CT 2	MV CB 2	Relay 2	400/1 A
CT 3	MV CB 3	Relay 3	400/1 A
CT 4	MV CB 4	Relay 4	400/1 A
CT 5	MV CB 5	Relay 5	400/1 A
CT 6	MV CB 6	Relay 6	400/1 A
CT 7	MV CB 7	Relay 7	400/1 A
CT 8	MV CB 8	Relay 8	400/1 A

Modelleme çalışmasında kullanılan AG ve OG rölelerin ayar değerleri IEC Normal İnvers eğri modeli kullanılarak belirlenmiştir. IEC Normal İnvers eğri modeli oluşturmak amacıyla kullanılan matematiksel gösterim Formül 1'de belirtilmiştir.

$$t = 0{,}14 / ((I / Ip) \wedge 0{,}02 - 1) * Tp \quad (1)$$

Şebeke modeline ait parametrelerin belirlenmesi ve konfigürasyonun oluşturulması aşamalarının ardından GES modeli için gerekli bileşenler eklenip modelleme aşamasında bir sonraki adıma geçilmiştir.

2.2. Güneş Enerji Santraline Ait Bileşenler

Simülasyon çalışması için oluşturulan GES modeli, PV Panel, PV Modül, İnverter bileşenlerini içermektedir. Modelleme için ilk aşamada PV panel seçilmesi ve parametrelerin belirlenmesi gerekmektedir. Bu aşamada PV panel modelleme amacıyla Kyocera KD205GX-LPU modeli seçilmiştir [14]. Panele ait parametreler Tablo 5'de gösterilmiştir.

Tablo 5: PV panele ait parametreler

Panel ID	Güç (W)	Isc (A)	Vdc Max (V)	Güç Toleransı (%)
KD205GX-LPU	205	8,33	600	5

Tablo 5'de özellikleri belirtilmiş olan panellerin istenilen gerilim seviyesi ve gücün elde edilmesi amacıyla modül haline getirilmesi gerekmektedir. Bu amaçla 9 adet panel seri, 17 adet panel paralel olmak üzere toplam 153 adet panel kullanılarak özellikleri Tablo 6'da belirtilmiş olan PV modül elde edilmiştir.

Tablo 6: PV modüle ait parametreler

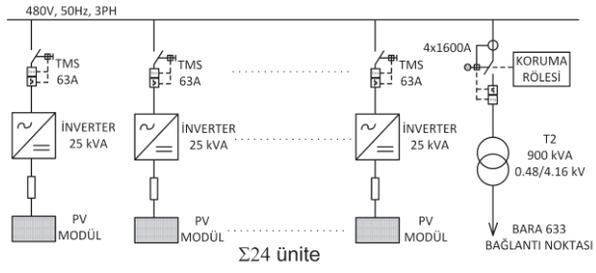
Panel Sayısı	Vdc (V)	Pdc (kW)	Idc (A)
9*17=153	244,71	32,823	134,13

PV Modül dizaynı gerçekleştirilmesinin ardından invertere ait parametrelerin belirlenmesi aşamasına geçilmiştir. Seçilen inverter modeline ait parametreler Tablo 7'de belirtilmiştir.

Tablo 7: İnvertere ait parametreler

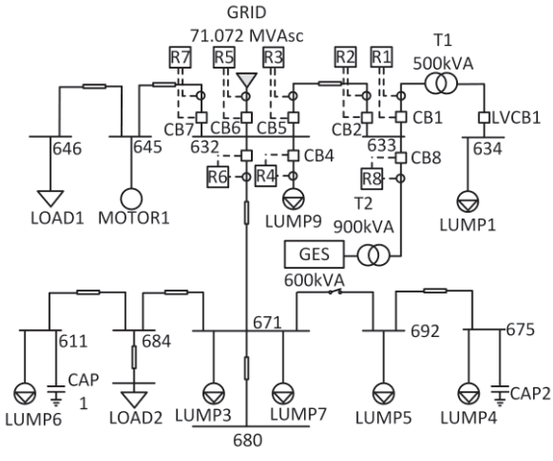
DC Güç (kW)	Gerilim (V)	Vmax /Vmin	FLA (A)	Verim (%)	Imax (%)
23,611	220	%120 / %80	107,3	90	150
AC Güç (kVA)	Gerilim (V)	Pfmax / Pfmin	FLA (A)	PF (%)	K faktörü (%)
25	480	100 / 80	30,07	85	150

Elde edilen PV modül – inverter kombinasyonu toplam 600 kVA güç elde etmek amacıyla 24 adet ünitenin birleşiminde kullanılmıştır. Bahsedilen 24 adet ünite 480 V gerilim seviyesinde baraya bağlanmış olup bağlantı noktasında koruma amacıyla Tablo 3'de belirtilmiş olan 63 A termal manyetik kesici kullanılmış, trafo bağlantı noktasında ise 1600 A kesici kullanılarak koordinasyon sağlanmıştır. Oluşturulan GES modeline ait tek hat şeması Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: GES tek hat şeması.

Şekil 2'de tek hat şeması belirtilmiş olan GES, 13 baralı sisteme 633 nolu baradan bağlanılmıştır. Bağlantı sonucunda elde edilen genel sistem diyagramı ise Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3: 13 Baralı sistem ve GES entegrasyonuna ait tek hat şeması.

3. Test ve Sonuçlar

Gerçekleştirilen simülasyon çalışmasında, GES entegrasyonu sağlanabilmesi ve röle koordinasyonu sağlanabilmesi için öncelikle yük akış analizi yapılıp, elde edilen sonuçlar ışığında rölelerin ayar akımları, akım trafosu dönüştürme oranları ve kesici kapasiteleri belirlenmiştir. Kesici, röle ve akım trafolarının seçilmesinin ardından, sistemde oluşabilecek minimum kısa devre akım değerleri hesaplanarak, rölelerin minimum kısa devre akımı oluştuğu anda kesicilere açma sinyali gönderecek şekilde ayarlanması amaçlanmıştır. Baralara ait maksimum kısa devre akım değerleri ile maksimum yük miktarları Tablo 8 de belirtilmiştir. Bu değerler elde edilirken, sistemin tam yükte çalışıyor olduğu ve GES ile şebekenin paralel çalıştığı kabul edilmiştir. Aynı zamanda solar radyasyonun optimal değerde olduğu zaman dilimi esas alınmıştır. Kısa devre hesapları IEC 60909 standardı referans alınarak ve parametreler standarda göre seçilerek gerçekleştirilmiştir.

Tablo 8: Maksimum kısa devre akım ve maksimum yük değerleri

Bara No	Isc max (kA)	Smax (kVA)
632	12,27	3,52
633	8,98	0,727
634	25,01	0,494
680	5,68	0
671	7,62	2,69
692	7,62	1,03
675	6,83	1,04
PV BUS	17,13	0,589

Maksimum kısa devre değerleri belirlenip, baraların maksimum kısa devre dayanımları belirlendikten sonra minimum kısa devre akım değerleri hesaplanmıştır. Burada IEC 60909'a göre belirlenen gerilim faktörü, reaktans toleransları, sıcaklık değerleri sisteme uygulanmıştır. Röle akım ayarları için baz alınan minimum kısa devre akım değerleri Tablo 9 da belirtilmiştir.

Tablo 9: Minimum kısa devre akım değerleri

Bara No	Isc min (kA)
632	12,05
633	8,61
634	20,64
680	5,29
671	7,16
692	7,16
675	6,39
PV BUS	13,92

Sistemde inverter çıkışlarında yer alan 63 A kesiciler TMA üniteye sahip olduklarından dolayı IEC Normal İnvers eğri uygulanmamaktadır. Sistemde termik üniteyi ayarlamak ve diğer röleler için de için nominal yük akımı baz alınmıştır. Röle çalışma akımı belirlenmesi için kullanılan set değerleri Tablo 10 da belirtilmiştir.

Tablo 10: Röle çalışma akımı (Ip) değerleri

Açma Ünitesi	Nominal Akım (A)	Röle Çalışma Akımı (Ip) [A]
R1	68,3	80
R2	68,4	84
R3	68,4	84
R4	15,6	20
R5	517,1	620
R6	371	444
R7	104,1	124
R8	79,2	80

LVCB1	591,9	720
CB PV BUS	686,2	832
CB1....24	28,6	44,1

Koordinasyon çalışmasında ilk ayar değeri Röle 1 için belirlenmiştir. En sondaki OG kesiciden başlanılması gereken koordinasyon çalışması için ilk röleye ait zaman sabiti (Tp) değeri 0.05 ve koordinasyon zaman payı 200 milisaniye seçilmiştir. R1 rölesi bir üst kademedeki R2 rölesi ile koordine edilmelidir ancak R2 rölesinin altında bulunan R8 rölesi bu koordinasyon işleminden önce kontrol edilip ayar değerleri belirlenmelidir. Bu nedenle R8 rölesi için Tp değeri 0.05 ve Ip değeri Tablo 10 da belirtildiği üzere seçilmiştir.

R1 ve R8 röleleri ile koordine edilecek olan R2 rölesinin koruyacağı bara için minimum kısa devre değerine sahip bara referans alınmalıdır. Bunun nedeni bu bölgede çift yönlü güç akışı gerçekleşecek olmasıdır. R2 için aşağıdaki hesaplamalar sonucu elde edilen değerler röleye uygulanmıştır.

$$t = 0,14 / ((I / Ip) \wedge 0,02 - 1) * Tp.$$
$$t = 0,14 / ((21,15 / 0,21) \wedge 0,02 - 1) * 0,05$$
$$t = 0,0724$$

R1 ve R8 röleleri ile R2 rölesi arasında koordinasyon zaman payı kadar zaman gecikmesi sağlanmalıdır. Bu gecikmeyi sağlayacak Tp değeri aşağıdaki şekilde hesaplanmıştır.

$$t' = t + KZP$$
$$t' = 0,0724 + 0,2 = 0,2724$$
$$t' = 0,14 / ((I / Ip) \wedge 0,02 - 1) * 0,05$$
$$0,2724 = 0,14 / ((21,15 / 0,21) \wedge 0,02 - 1) * Tp'$$
$$Tp' = 0,118$$

Elde edilen zaman sabiti rölenin kademe ayarları sadece 2 ondalık hane ile veri girişine izin verdiğinden dolayı 0,12 olarak R2 rölesine uygulanmıştır. R2 ile R3 röleleri arasında kısa devre ve yük değeri farkı bulunmamaktadır. Bu nedenle sadece zaman gecikmesi artırılıp ayarların gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

$$t' = t + KZP$$
$$t' = 0,12 + 0,2 = 0,312$$
$$t' = 0,14 / ((I / Ip) \wedge 0,02 - 1) * 0,05$$
$$0,312 = 0,14 / ((21,15 / 0,21) \wedge 0,02 - 1) * Tp'$$
$$Tp' = 0,215$$

R3 rölesine ait ayar değerlerinin belirlenmesinin ardından bir üst kademe ile koordinasyon gerçekleştirilmelidir. Burada bulunan R5 rölesine ait ayar değerleri belirlenmeden önce aynı sistemde bulunan R7, R6, R4 rölelerine ait değerler belirlenmelidir. Bahsi geçen 3 röleye ait ayar değerleri yük akımları referans alınarak ve Tp değeri 0,05 seçilerek belirlenmiştir.

R3, R4, R6, R7 rölelerine ait değerler belirlendikten sonra R5 rölesine ait ayar değerlerinin belirlenmesi aşamasına geçilmiştir. Bu aşamada dikkat edilecek husus, sistemin 1 giriş, 4 çıkış fiderinden oluşuyor olmasıdır. Her çıkış için hesaplama yapılmalı ve minimum kısa devre akımı hangi çıkışta ise o kısa devre akımında rölenin açma sinyali üretecek şekilde ayarlanması gerekmektedir. Her bir çıkış fideri için gerçekleştirilen hesaplamalar aşağıda belirtilmiştir.

$R6$

$$t = 0,14 / ((I / Ip) \wedge 0,02 - 1) * Tp$$
$$t = 0,14 / ((17,9 / 1,11) \wedge 0,02 - 1) * 0,05$$
$$t = 0,122$$
$$t' = t + KZP$$
$$t' = 0,122 + 0,2$$
$$t' = 0,322$$
$$0,322 = 0,14 / ((30 / 1,55) \wedge 0,02 - 1) * Tp'$$
$$Tp' = 0,141$$

$R4$

$$t = 0,14 / ((I / Ip) \wedge 0,02 - 1) * Tp$$
$$t = 0,14 / ((30 / 0,05) \wedge 0,02 - 1) * 0,05$$
$$t = 0,0512$$
$$t' = t + KZP$$
$$t' = 0,0512 + 0,2$$
$$t' = 0,2512$$
$$0,2512 = 0,14 / ((30 / 1,55) \wedge 0,02 - 1) * Tp'$$
$$Tp' = 0,109$$

$R3$

$$t = 0,14 / ((I / Ip) \wedge 0,02 - 1) * Tp$$
$$t = 0,14 / ((21,53 / 0,21) \wedge 0,02 - 1) * 0,21$$
$$t = 0,303$$
$$t' = t + KZP$$
$$t' = 0,303 + 0,2$$
$$t' = 0,503$$
$$0,503 = 0,14 / ((30 / 1,55) \wedge 0,02 - 1) * Tp'$$
$$Tp' = 0,219$$

Elde edilen sonuçlara göre R5 rölesi için zaman sabiti değeri olarak 0,22 seçilmesinin uygun olduğu görülmüştür. Tüm ünitelere ait ayar değerleri Tablo 11 de belirtilmiştir.

Tablo 11: Röle çalışma akımı (Ip) ve zaman sabiti (Tp) değerleri

Açma Ünitesi	Nominal Akım [A]	Röle Çalışma Akımı (Ip) [A]	Zaman Sabiti (Tp) [A]
R1	68,3	80	0,08
R2	68,4	84	0,12
R3	68,4	84	0,21
R4	15,6	20	0,05
R5	517,1	620	0,22
R6	371	444	0,05
R7	104,1	124	0,05
R8	79,2	80	0,05
LVCB1	591,9	720	-
CB PV BUS	686,2	832	-
CB1....24	28,6	44,1	-

Sistemde bulunan tüm rölelere ayar değerleri girilmesinin ardından simülasyon çalıştırılmış ve sistemin her hatada selektif koruma gerçekleştirme amacını sağladığı gözlemlenmiştir. 632 ve 634 nolu baralarda oluşturulan 3 faz kısa devre arızası için simülasyon sonucu elde edilen açma süreleri Tablo 12 de belirtilmiştir.

Tablo 12: 632 – 634 nolu baralarda 3 faz arıza sonucu rölelere ait açma süreleri

Zaman (ms)	ID	Arıza Akımı If (kA)	Üretilen Sinyal
Hata Noktası: 632			
219,2545	Relay4	0,09626438	Phase - OC1 - 51
229,2545	MV CB 4		Tripped by Relay4 Phase - OC1 - 51
255,8845	Relay6	1,711721	Phase - OC1 - 51
265,8845	MV CB 6		Tripped by Relay6 Phase - OC1 - 51
371,476	Relay1	0,3532753	Phase - OC1 - 51
381,476	MV CB 1		Tripped by Relay1 Phase - OC1 - 51
511,7042	Relay2	0,4224277	Phase - OC1 - 51
521,7042	MV CB 2		Tripped by Relay2 Phase - OC1 - 51
541,3194	Relay5	9,863836	Phase - OC1 - 51
551,3193	MV CB 5		Tripped by Relay5 Phase - OC1 - 51
835,3065	Relay8	0,121424	Phase - OC1 - 51
845,3065	MV CB 8		Tripped by Relay8 Phase - OC1 - 51
895,4824	Relay3	0,4224277	Phase - OC1 - 51
905,4824	MV CB 3		Tripped by Relay3 Phase - OC1 - 51
Hata Noktası: 634			
56,33671	LV CB 1	17,2667	Phase
168,6422	Relay1	1,992311	Phase - OC1 - 51
178,6422	MV CB 1		Tripped by Relay1 Phase - OC1 - 51
257,5831	Relay2	1,97824	Phase - OC1 - 51
267,5831	MV CB 2		Tripped by Relay2 Phase - OC1 - 51
450,7704	Relay3	1,97824	Phase - OC1 - 51
460,7704	MV CB 3		Tripped by Relay3 Phase - OC1 - 51

Rölelere ait açma süreleri test edildikten sonra sistemin her arıza durumunda güvenilirlik kriterlerine uygun olarak arıza bölgesini izole edip, arıza eğer 633 nolu barada değilse (GES bağlantı noktası) kritik yükler olarak belirlenen 634 nolu baradaki yükleri beslemeye devam ettiği gözlenmiştir.

4. Sonuçlar

Gerçekleştirilmiş olan çalışmada IEEE 13 Baralı Test Sistemine GES entegrasyonu gerçekleştirilip, sistemde kullanılması planlanan röle ve kesiciler eklenmiştir. Sistemde IEC 60909 standardına göre kısa devre analizleri ve yük akış analizleri gerçekleştirilmesinin ardından çift yönlü koruma amacıyla röle koordinasyonu aşamasına geçilip selektif koruma sağlanmıştır. Bu noktada amaç, herhangi bir arıza esnasında sistemin şebeke yada GES tarafından beslenilmesine olanak tanımak ve kritik yükler olarak kabul edilen alçak gerilim seviyesindeki yüklerin beslenilmesine devam edilmesini sağlamak olmuştur.

GES entegrasyonu sağlanıp koruma değerleri sisteme girildikten sonra çeşitli noktalarda kısa devre arızaları meydana getirilip sistemin selektif koruma sağlayıp sağlamadığı test edilmiştir. Test sonuçlarında koruma ünitelerinin yük akışı hangi yönde olursa olsun istenilen şekilde koruma sağladığı gözlemlenmiştir. Bu sayede şebekede yada sisteme ait baralarda bir arıza meydana geldiğinde kritik yüklerin GES tarafından beslenmesi sağlanarak tüketicinin enerjisiz kalma durumunun önüne geçilmiştir. Normal çalışma koşullarında ise GES ve şebekenin paralel çalışması gerçekleştirilerek, yeşil enerji ile daha az karbon salınımı ve maliyet düşüşü sağlanmıştır. Gelecek çalışmada sisteme daha fazla sayıda yenilenebilir enerji kaynağı entegre edilip akıllı şebeke altyapısı ile haberleşme ve koruma fonksiyonları da göz önünde bulundurularak tamamen mikrogridler tarafından beslenebilen bir akıllı şehir modeli oluşturulması hedeflenmektedir.

5. Kaynaklar

[1] J. Arrinda, J. A. Barrena, M. A. Rodriguez, A. Guerrero, “Analysis of massive integration of renewable power plants under new regulatory frameworks”, 3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Milwakuee, USA, 19-22 Oct 2014

[2] K. H. Chua, “Energy Storage System for Mitigating Voltage Unbalance on Low-Voltage Networks With Photovoltaic Systems”, Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.27, pp. 1783-1790, 2012.

[3] H. M. Bilal, A. Z. Khan, “ Economic planning of network for integration of renewable: A review”, Power Generation System and Renewable Energy Technologies (PGSRET), pp. 1-3, 10-11 June 2015.

[4] J. P. Deane, G. Drayton, B. P. O Gallachoir, “The impact of sub-hourly modelling in power systems with significant levels of renweable generation”, Applied Energy, 2014.

[5] S. N. Afifi, M. K. Darwish, “Impact of Hybrid Renewable Energy Systems on Short Circuit Levels in Distribution Networks”, Power Engineering Conference (UPEC), 49th International Universities, pp. 1-5, 2014

[6] A. S. El Safty, B. M. Abd El Geliel, C. M. Ammar, “Distributed Generation Stability During Fault Conditions”, International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Granada, Spain, March 23-25 2010.

[7] IEEE Radial Distribution Test Feeders, http://ewh.ieee.org/soc/pes/dsacom/testfeeders.html, Ocak 2012.

Endüstriyel Kontrol Sistemi Çalışanlarında Bilgi Güvenliği Farkındalığı
Information Security Awareness in Industrial Control System Employees

Ercan Nurcan Yılmaz[1], Serkan Gönen[2]

[1] Elektrik Elektronik Mühendisliği, Teknoloji Fakültesi
Gazi Üniversitesi
enyilmaz@gazi.edu.tr

[2] Fen Bilimleri Enstitüsü
Gazi Üniversitesi
serkangonen@gmail.com

Özet

Endüstriyel kontrol sistemleri, ülkelerin kritik altyapıları için hayati öneme sahiptir. İnsan hayatı ve varlıkları korumak için kritik altyapılara yönelik tehditlerin ve saldırıların en kısa sürede tespit edilmesi ve engellenmesi gerekmektedir. Endüstriyel kontrol sistemlerinin güvenliği ile ilgili çalışmaların çoğu, kriptoloji, simülasyon tabanlı yaklaşımlar gibi teknik çözümlere odaklanmaktadır. Bununla birlikte, en güncel, en son teknoloji ürünü sistemlere ve cihazlara sahip olunsa bile, sistemlerin insan bileşeni dikkate alınmadığı takdirde, tam olarak güvenli olması sağlanamaz. Bilgi güvenliği üzerine yapılan araştırmalarda, insan hataları ve zafiyeti nedeniyle gerçekleşen güvenlik kırılmalarını azaltmada bilgi güvenliği farkındalığını artırmanın anahtar rol oynadığı belirtilmektedir. Bu nedenle, bu makalede bilgi güvenliği üçlüsünün en önemli ama en az önem verilen boyutu olan insan faktörüne odaklanmaktadır.

Anahtar kelimeler: Endüstriyel kontrol sistemleri, İnsan Hakları, Bilgi Güvenliği, Farkındalık

Abstract

Industrial control systems are so vital for countries' critical infrastructures. For protecting human life and assets, threats and attacks against critical infrastructures must be detected and defeated as soon as possible. Most of the studies about security of industrial control systems focus on technical solutions such as cryptology, simulation based approaches. However, even if you have the most up-to-date, state-of-the-art systems and devices, it can not ensure that the systems are secure completely without considering human aspect. Research on information security is said to play a key role in increasing the awareness of information security in reducing security breaches caused by human errors and weaknesses. Therefore, this paper focuses on the human factor, the most important but least caring dimension of information security triad.

Keywords: Industrial Control System, Human Aspect, Information Security Awareness.

1. Giriş

Kurumların en değerli varlıkları olan bilginin; gizlilik, bütünlük ve erişilebilirlik nitelikleri bakımından sürekli korunması, bilgi güvenliğinin sağlanması gerekmektedir. Bu bileşenlere kimlik doğrulama, taklit edilememe gibi diğer özellikler eklenebilmektedir. Bilgi güvenliği; en temel olarak bilginin korunması olarak tanımlanmıştır [1]. Diğer bir tanımda ise, bilgi güvenliği, bilginin istenmeyen ya da yetkisiz kişi veya varlıklar tarafından erişilmemesinin, kullanılmamasının, ifşa edilmemesinin, bozulmamasının, değiştirilmemesinin, görülmemesinin, kayıt edilmemesinin ve yok edilmemesinin garanti edilmesi olarak tanımlanmaktadır [2]. Bilgi güvenliği farkındalığı ise, bilişim sistemi kullanıcılarını bilgi güvenliği gereklilikleri ve bireysel sorumlulukları hakkında bilgilendirerek ve bilinçlendirerek yeterli ilgi ve dikkati vermelerinin sağlanması olarak tanımlanmaktadır [3]. 1993 yılında düzenlenen Avrupa Güvenlik Forumu'nda bilgi güvenliği farkındalığı; her bir çalışan ya da kullanıcının bilgi güvenliğinin önemini, kurum için uygun olan bilgi güvenliği derecesini ve bireysel olarak kullanıcıların bilgi güvenliği sorumluluklarını anlama derecesi ve kapsamı olarak tanımı yapılmıştır [4].

Bilgi güvenliği üzerine yapılan araştırmalarda, insan hataları ve zafiyeti nedeniyle gerçekleşen güvenlik kırılmalarını azaltmada bilgi güvenliği farkındalığını artırmanın anahtar rol oynadığı belirtilmektedir. Çoğu endüstriyel kontrol sistemi (akıllı şebekelerde dâhil olmak üzere) kurumu kullanıcıları ile yöneticileri, değerinin ve korunmasının öneminin farkında olmadığı oldukça hassas bilgileri kontrol etmektedirler. İnsanlar tehlikelerin farkında oldukları ve normal iş eğitiminin bir bölümü olarak bilgi güvenliği eğitimi aldıkları sürece, güvenlik kırılmalarının önlenmesine etkin olarak katkı sağlayabilirler [5]. Bu nedenle her kurumun saldırılara karşı koymak için tüm çalışanların sorumluluğu paylaşacağı bir bilgi güvenliği kültürü oluşturması gereklidir.

Kullanıcılar bilgilerinin güvende olması ile birlikte aynı zamanda esneklik istemektedirler. Diğer bir ifadeyle kullanıcılar ne verilerinin çalınmasını ne de katı güvenlik

önlemleri nedeniyle işlemlerinin aksamasını istemezler. Güvenlik ve kullanılabilirlik arasındaki dengeyi sağlamak kurumların bilgi güvenliği alanında yüzleşmek zorunda olduğu temel sorunlardan birisidir. Kullanıcıların bu ikilem arasında sürekli yön değiştirdiği bir ortamda saldırganlar ile güvenlik uzmanları arasındaki mücadele sürekli olarak devam etmektedir. Ancak bu mücadelede sonucu değiştirebilecek en büyük etken insandır. Bu nedenle kullanıcıların bilgi güvenliği farkındalığı, kurumların öncelikli hedeflerinden olmalıdır [6-8].

Özellikle otomasyonun yaygın olarak kullanıldığı endüstriyel kontrol sistemleri ve akıllı şebekelerde iş sürecinin büyük çoğunluğu makineler tarafından yapıldığı için insan yönü genellikle göz ardı edilmektedir. Ancak insan boyutu; kurumların, hizmetlerin, sistemlerin ve bilginin korunmasında ve güvenliğinin sağlanmasında olumlu veya olumsuz çok büyük bir etkiye sahiptir. Çoğu kurumda ihtiyaç duyulan antivirüs yazılımlarını ve güvenlik duvarlarını kuran, sürekli güncelleştirmelerini yapan ve kurumsal bilgilerin yedeklemesini yapan Bilgi Teknolojileri (Information Technology-IT) personeli bulunmaktadır. Bilgi Teknolojileri personeli tarafından alınan söz konusu teknik önlemleri detayıyla tüm çalışanların bilmesi gerekli değildir. Ancak alınan önlemlerin gerekliliği ve uygun şekilde kullanılmadıklarında ya da kullanılabilirliği ve iş hızını etkilediği düşüncesiyle devre dışı bırakılmaları durumunda kurumun hangi risklerle karşı karşıya kalabileceği konusunda tüm çalışanlar/kullanıcılar bilinçlendirilmeli ve bu maksatla gerekli eğitimler verilmelidir [9].

Güvenlik alanındaki en son teknolojik gelişmelere rağmen, farkındalık eksikliğinden ve dikkatsizlikten dolayı güvenlik ihlallerinin oluşmasının nedeni ağ kullanıcılarıdır. Deloitte tarafından 2009 yılında gerçekleştirilen araştırma sonucunda da son derece açık farkla (% 86) insan hatası en büyük güvenlik zayıflığı olarak tespit edilmiş, teknoloji hatası ise % 63 ile ikinci sırada yer almıştır. Çalışanların kazara ya da kasıtlı olarak parolaları başkalarına söylemesi, güçlü bir parola seçmemesi, şüpheli bir elektronik postayı açması, zararlı içerik bulunduran bir web sayfasına girmesi gibi oldukça basit olarak görülen hatalar en güçlü teknolojilerle alınan güvenlik önlemlerini geçersiz hale getirmektedir. Bunun sonucunda ise ekonomik zararın yanında, aynı zamanda vatandaşların yaşantılarında önemli hizmetlerin aksamasına sebep olabilmektedir [10]. 2003 yılında ABD'de yaşanan bir saldırı sonucunda 100'den fazla elektrik santrali hizmet veremez hale gelmiştir. Avustralya Queensland yer alan atık yönetim tesislerine yönelik gerçekleştirilen saldırı sonucunda da, büyük miktarda atık kamusal alanlara dökülmüştür. Batı Avustralya'da meydana gelen endüstriyel kaza sonrasında ise ülkenin gaz hizmetlerinde yaşanan kesinti 2008 yılında tüm ülkenin ekonomisini büyük zarara uğratmıştır [11].

Kurumların bilgi varlıklarının korunmasında en zayıf halkanın çalışanlar olduğu genel kabul gören bir kuramdır. Ancak bilgi güvenliği alanında yapılan araştırmalar incelendiğinde; çalışmaların büyük çoğunluğunun teknik boyutta olduğu ikinci sırada politikalar ve süreçlerin geldiği, insan boyutuna ise yeterli ilgi ve dikkatin verilmediği görülmektedir.

Çalışmanın devam eden bölümlerinde sırasıyla; ikinci bölümde bilgi güvenliğinin insan boyutu bileşenine yönelik gerçekleştirilen benzer çalışmalar ele alınmıştır. Üçüncü bölümde araştırma kapsamında uygulanan anket uygulamasına, analiz sonuçları ve çıkarımlara yer verilmiş, sonuç bölümüyle çalışma tamamlanmıştır.

2. Benzer Çalışmalar

Bilgi güvenliği farkındalığı kapsamında yapılan çalışmalarda genellikle bilgi güvenliği farkındalığının sadece bir bileşenine (şifre, uygulamalar, politikalar) odaklanılmaktadır. Ancak çok az bir kısmı çalışanların bilgi güvenliği farkındalığının tüm boyutlarını ele almaktadır. Bu kapsamda, Parsons ve diğerleri çalışmalarında insan temelli bilgi güvenliği açıklıklarını ölçmek amacıyla geliştirdikleri Bilgi Güvenliğinin İnsan Boyutu Anketini (Human Aspects of Information Security Questionnaire- HAIS-Q) 500 Avustralya çalışanına uygulamışlardır. Ankette çalışanların, kurumlarının bilgi güvenliği politika ve prosedürleri hakkında yeterli bilgiye sahip olmaları ile bilgi güvenliği konusundaki tutum ve davranışları arasındaki ilişki incelenmiştir. Çalışmada, internet, elektronik posta, sosyal medya kullanımı, parola yönetimi, olay raporlama, bilgi işleme ve mobil kullanıcı olmak üzere yedi alana odaklanılmıştır. [12].

Günümüzde yaşanan siber saldırılar değerlendirildiğinde, saldırganların başarılarındaki ortak noktalardan birisi, kurban olarak nitelendirilen saldırı mağdurlarının yeterli bilinç seviyesine, farkındalığa sahip olmamasıdır. Bu saldırılardan, özellikle sosyal mühendislik saldırılarında farkındalığın önemi çok büyüktür. Bilgisayar ve ağ güvenliği açısından sosyal mühendislik, insan davranışındaki unsurları güvenlik açıkları olarak değerlendirip, bu açıklardan faydalanma yöntemiyle güvenlik süreçlerini aşarak sistem yöneticisi ya da kullanıcıların yetkilerine erişim tekniklerini kapsayan bir terimdir. Tanınmış bir sosyal mühendis olan Kevin Mitnick'e göre güvenlik uzmanları sürekli olarak daha iyi güvenlik teknolojileri geliştirip teknik olarak güvenlik açıklarını istismar etmeyi zorlaştırınca, saldırganlar insan unsurunu istismar etme yoluna daha çok gideceklerdir [13]. Sosyal mühendisliği kullanarak saldırganlar, insani özelliklerdeki ve davranışlarındaki açıklıklardan yararlanarak kurum ve kuruluşlara ait hassas bilgileri elde etmeyi hedeflemektedirler. Sosyal mühendisliğe karşı bilinen tek savunma yöntemi ise etkili bilgi güvenliği farkındalığıdır [14]. Arachchilage ve Love'da yaptıkları çalışmada kullanıcı farkındalığının sosyal mühendislik saldırılarına etkisini incelemişlerdir. Çalışmada, gizli bilgilerin (kullanıcı adı, parola, çevrimiçi bankacılık bilgileri, vb.) elde edilmesi amacıyla gerçekleştirilen oltalama (phishing) saldırısında bilgisayar kullanıcılarının farkındalığının önemine yönelik olarak ortalama bilgisayar eğitimine sahip 161 kullanıcı üzerinde gerçekleştirdikleri anket araştırması sonucunda, kullanıcıların farkındalığı ve bilgi sahibi olmasının saldırının engellenmesine önemli katkısının olduğu görülmüştür [15]. Bilgi güvenliğindeki önemli tehditlerden birisi olan ve tüm teknolojik önlemleri etkisiz hale getiren sosyal mühendislik saldırıları Kruger, Drevin ve Steyn tarafından da incelenmiştir. Çalışanların şüpheli görünen bir elektronik posta almaları durumundaki tutumlarını incelemek amacıyla yaptıkları anket çalışmasında kullanıcıların %37'si postayı açmayacaklarını belirtirken, %13'ü ekte gönderilen dosyayı açabileceklerini belirtmiştir. İlave olarak kullanıcıların %42'si yasal görünen elektronik postanın içerdiği web bağlantısını takip edebileceğini belirtirken, kullanıcıların %30'u bilgisayar performansını

artıracağını düşündüğü uygulama dosyasını çalıştırabileceğini belirtmiştir [16].

Güvenlik olayı, bilgi güvenliği politikalarının, standart güvenlik uygulamalarının ihlali olarak tanımlanmaktadır [17]. Bu nedenle, hizmetlerin engellenmesi, yetkisiz hassas bilgilerin paylaşılması, bilişim sistemlerine veya ağına yapılan saldırılar, istem dışı önemli dokümanların silinmesinin tamamı güvenlik olayı olarak değerlendirilmektedir. Olaylara Müdahale Takımları (Incident Response Teams-IRC) güvenlik sürecindeki hata veya ihlallere müdahale eden birimlerdir. Olaylara Müdahale Takımları tarafından elde edilen verilerin tüm paydaşlarla paylaşılarak, güvenlik risklerinin kullanıcılar tarafından bilinmesinin ve farkındalığın artırılmasının etkili bilgi güvenliğinin sağlanmasında oldukça önemli bir katkı sağlayacağı sonucuna varılmıştır [18].

Bilgi ve iletişim teknolojilerindeki büyük değişimler ve gelişmeler, kişisel bilgilerin depolanması, işlenmesi ve özellikle de paylaşımını beklenmedik seviyelere getirmiştir [19]. Arkadaş ve aile çevresiyle irtibat kurarak, çeşitli paylaşımlar yaparak, boş zamanı değerlendirme temeliyle oluşturulan sosyal ağlar zamanla mesleki ve ticari amaçla kullanılan bir yapıya dönüşmüştür. Sosyal teknolojilerin yaygınlaşması, insanlar arasındaki haberleşme, işbirliği, bilgi paylaşımı, çevrim içi ticaret alanında önemli katkılar sağlamıştır [20]. Gizlilik bildirimlerinin önemi Facebook gibi az sayıda site tarafından anlaşılarak, kullanıcılarına kendi gizlilik politikalarını özelleştirme seçeneği sunmaktadır. Ancak bunun yanında Livingstone ve Brake tarafından gerçekleştirilen çalışma sonucu, Facebook kullanıcılarının gizlilik politikasının önemini yeterince algılamadıkları için bu seçeneğin yeterince faydalı olmadığını göstermektedir [21]. Vladlena, Saridakis, Tennakoon ve Ezingeard'ın yaptığı çalışmada da, sosyal medya kullanıcılarının bilgi güvenliği farkındalığına yönelik inceleme yapmışlardır. Araştırma sonuçları, satın alma istekleri ile güvenlik uyarıları ve sosyal ağın güvenlik özellikleri arasında güçlü pozitif bir bağlantı olduğunu göstermiştir. Kullanıcıların TRUSTe, BBBOnline ve Verisign gibi güvenlik etiketleri ile gizlilik/güvenlik bildirileri bulunan web sayfalarının satın alma isteğini olumlu yönde etkilediği sonucuna varmışlardır [22].

Saridakis ve diğerleri bireysel bilgi güvenliği üzerine yaptıkları çalışmalarında sosyal ağ kullanımı ile siber saldırıların kurbanı olma arasındaki ilişki, sosyal medyanın kullanım yoğunluğu, sosyal medya tarafından bilginin kontrolüne yönelik alınan önlemler, siber saldırı riskinin düşük olarak algılanması, yüksek risk alma eğilimi ve bilgi teknolojileriyle ilgili bilgi seviyesi yönünden incelemişlerdir. Çalışma sonucu, sosyal medyayı yoğun olarak kullananların, kişisel bilgilerini paylaşanların ve bilgi paylaşımının riskli olmadığını düşünenlerin, siber saldırıların mağduru olma olasılığının yüksek olduğunu göstermiştir [23].

Bilgi güvenliğinde insan bileşeni, kurum ve kuruluşların siber saldırılara karşı sistemlerin korunmasında da oldukça önemlidir. Söz konusu saldırılara karşı geliştirilen tespit ve engelleme sistemleri mevcut olsa da, yapılan çalışmalar söz konusu sistemlerin başarısının büyük oranda kullanıcılara bağlı olduğunu göstermektedir. Bu kapsamda, Ben-Asher ve Gonzalez çalışmalarında bilgi güvenliğinin sağlanmasında yaygın olarak kullanılan saldırı tespit sistemlerinin etkili kullanımı için çalışanların bilgi seviyesi ve farkındalığını incelemişlerdir. [24].

Şirketlerin birleşmesinden sonra yeni kurumda oluşan bilgi güvenliği kültürü bozulmalarına yönelik araştırma yapan Dillon ve diğerleri, çalışmalarında bu kapsamda iki Avrupa şirketi olan AirTelco ve Relicom isimli telekom firmalarının birleşmesini incelemişlerdir. Çalışmada gerçekleştirilen analiz sonucunda kurumların birleşme gibi dönüşüm süreçleri kapsamında dikkat edilmesi gereken bilgi güvenliği ilkeleri tanımlanmıştır [6].

Bilgi güvenliği üzerine yapılan çalışmaların diğer bir kısmında ise kullanıcıların bireysel farklılıklarının bilgi güvenliği farkındalığı üzerine etkisine odaklanılmaktadır. Bu doğrultuda, Farooq ve diğerleri, farklı ulus, kültür ve disiplin alanlarında okuyan üniversite öğrencilerinin üzerinde yaptıkları çalışmada, yaş, cinsiyet, eğitim seviyesi, milliyet ve yaşam alanı etkenlerinin bilgi güvenliği farkındalığı ile ilişkisini incelemişlerdir. Yapılan anket çalışması sonucunda, cinsiyet ve eğitim seviyesi ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında önemli istatistiksel korelasyon bulunurken, yaş, milliyet ve yaşam alanı arasında bir ilişki bulunmadığı saptanmıştır [25].

3. Bilgi Güvenliği Farkındalığı Anketi

Bu bölümde, çalışma kapsamında geliştirilen ve hedef kitle olarak eğitim seviyesi lisans ve lisansüstü olan endüstriyel kontrol sistemi kurumu çalışanlarına uygulanan anket tanıtılmış müteakiben anket sonuçlarının analiz ve çıkarımlarına yer verilmiştir.

3.1. Bilgi Güvenliği Farkındalığı

Bilgi güvenliği anketi bireysel faktörleri içeren cinsiyet, eğitim durumu ve çalışma tecrübesi sorularını müteakip üç bölümden oluşmaktadır. İlk bölüm, bilgi güvenliğinde önemli olarak düşünülen kavramların tanım bilgisinden oluşmaktadır. Şekil 1'de ilk bölümün son maddesinde yer alan "Bilgi güvenliği nedir?" sorusu ve cevapları örnek olarak gösterilmektedir. Bilgi güvenliği hakkında yeterli bilgi seviyesine sahip bireylerin, sadece bilgisayar, doküman ya da güvenlik duvarı, antivirüs, antispam gibi teknik çözümlerin yerine, bilgi güvenliğini bütüncül bir yaklaşım olarak tanımlayan seçenek olan "Teknik önlemler, personel farkındalığı (bilinç, eğitim) ve politikayı kapsamaktadır." seçeneğini işaretlemeleri beklenmiştir.

Bilgi güvenliği nedir?
a.Bilgisayar güvenliğidir.
b.Evrak güvenliğidir.
c.Güvenlik duvarı, antivirüs, antispam programı gibi önlemlerdir.
d.Teknik önlemler, personel farkındalığı (bilinç, eğitim) ve politikayı kapsamaktadır.
e.Bilgi güvenliğinin neyi ifade ettiğini tam olarak bilmivorum.

Şekil 1: Tanım Bilgisi Soru Örneği

İkinci bölümde verilen bir durum karşısında kullanıcıların tutumlarının ölçülmesinin hedeflendiği çoktan seçmeli sorular bulunmaktadır. Şekil 2'de görülen "E-mail adresim de dâhil olmak üzere bilgisayarda kullandığım (kurumsal, şahsi, vb.) parolalarımı" cümle tamamlama sorusuyla kullanıcıların parola yönetim davranışları saptanmaya çalışılmıştır. Mansfield'e göre davranış soruları, bir durum karşısında bireylerin tutum ve davranışlarını hızlı ve kesin bir yolla ortaya çıkarmak için kullanılan en etkili yöntem olarak tanımlanmıştır [26]. Bu bölümde kullanıcılara birden fazla seçeneği seçme özelliği sağlanarak güncel hayattaki tutum ve davranışlarını yansıtmaları amaçlanmıştır.

E-mail adresim de dahil olmak üzere bilgisayarda kullandığım (kurumsal, şahsi, vb.) parolalarımı;
a.Hiçbir zaman değiştirmem.
b.Sistem beni zorladığında (mecbur kaldığımda) değiştiririm.
c.Onbeş günde bir değiştiririm.
d.Ayda bir değiştiririm.
e.Altı ayda bir değiştiririm

Şekil 2: Çoktan Seçmeli Soru Örneği

Üçüncü bölümde ise kullanıcıların kendilerine belirtilen bilgi güvenliği ile ilgili (25) maddeye 5'li likert ölçeğine göre hazırlanmış 1-5 arası (Kesinlikle Katılmıyorum, Katılıyorum, Kararsızım, Katılıyorum, Kesinlikle Katılmıyorum) değerlerden birisini işaretlemeleri istenmiştir. Bu sayede gerçekleştirilecek analiz çalışmasında katılımcıların verdiği cevaplar sayısal olarak değerlendirilmesi hedeflenmiştir.

Anketin yeni geliştirilmesi nedeni ile 35 kişilik veri üzerinden temel bileşenler analizi yapılmıştır. Analiz sonucunda üçüncü bölümde yer alan 25 maddeden 2 madde güvenilirlik değeri düşük olduğu için çıkartılmış ve Cronbach Alfa değeri (güvenilirlik değeri) 0,691 olarak tespit edilmiştir. Cronbach Alfa değeri kabul edilebilir değerde olup anket 207 kişiye uygulanmıştır.

Anket Google Docs kullanılarak çevrimiçi olarak yüklenmiş ve bağlantı katılımcılara gönderilerek anketi tamamlamaları sağlanmıştır. Anketi toplam 207 katılımcı tamamlamış ancak 7 katılımcının eğitim seviyesi lisansaltı (Lise ve Meslek Yüksek Okulu) olması nedeniyle dikkate alınmamıştır. Kalan 200 katılımcının cevabı üzerinden değerlendirme yapılmıştır. Verilerin toplanılması sürecini müteakip veri analizi için IBM SPSS Statistics 20 paket programı kullanılmıştır.

Çalışmada gerçekleştirilen araştırma kapsamında aşağıdaki hipotezler incelenmiştir.
H1: Eğitim seviyesi ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında pozitif bir ilişki vardır.

H2: Kurumdaki iş tecrübesi (çalışma süresi) ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında pozitif bir ilişki vardır.

H3:Cinsiyet ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında pozitif bir ilişki vardır.

4. Analiz ve Çıkarımlar

Tablo 1'de tüm örneklem karakteristikleri görülmektedir. Buna göre katılımcıların %28,5'i kadın ve %71,5'i erkektir. Katılımcıların %4'ü doktora, %28'i yüksek lisans ve %68'i lisans mezunudurlar. Katılımcılarım %7'si 1 yıldan az, %40'ı 1-5 yıl arası, %22,5'i 6-10 yıl arası, %18'i 11-15 yıl arası ve %12,5'i 16 yıl ve üzeri mesleklerinde çalışma sürelerine sahiptirler.

Tablo 1: Örneklem Karakteristikleri

Faktörler	Frekans	Yüzde
Cinsiyet		
Erkek	143	71,5
Kadın	57	28,5
Toplam	200	100,0
Eğitim Durumu		
Doktora	8	4,0
Lisans	136	68,0
Yüksek Lisans	56	28,0
Toplam	200	100,0
Çalışma Süresi		
1 yıldan az.	14	7,0
1-5 yıl arası	80	40,0
11-15 yıl arası	36	18,0
16 yıl ve üzeri.	25	12,5
6-10 yıl arası	45	22,5
Toplam	200	100,0

Anketin birinci bölümünde sorulan tanım soruları katılımcıların temel bilgi güvenliği kavramlarının anlaşılma düzeyini belirlemeye yönelik hazırlanmıştır. Birinci bölümün analizi ile ilgili Şekil 3'de sunulan soruya göre katılımcıların %66'sı bilgi güvenliğini personel/insan farkındalığını belirten "Teknik önlemler, personel farkındalığı (bilinç, eğitim) ve politikayı kapsamaktadır." cevabını verirken, %19'u bilgi güvenliğini teknik önlemler oluştuğunu belirten "Güvenlik duvarı, antivirüs, antispam programı gibi önlemlerdir." cevabını vermişlerdir. Katılımcıların %4,3'ü ise bilgi güvenliğinin ne anlama geldiğini tam olarak bilmediklerini ifade etmişlerdir.

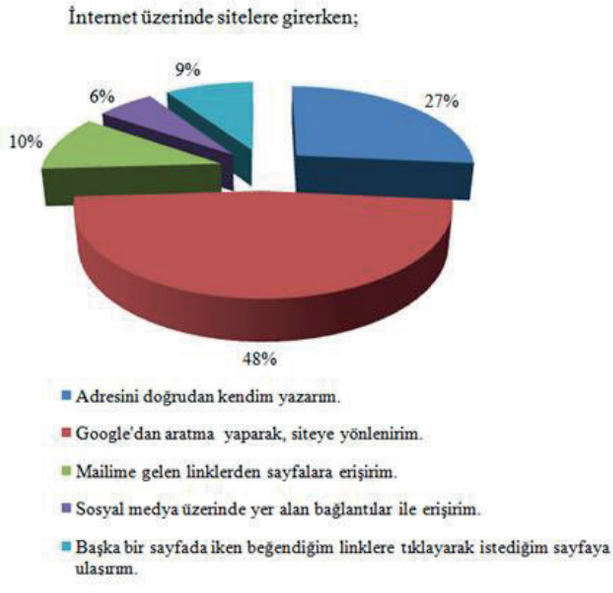
Şekil 3: Bilgi Güvenliği Nedir?

Birinci bölüm genel olarak değerlendirildiğinde katılımcıların büyük bir kısmının kavramlara ilişkin beklenen cevapları verdikleri gözlemlenmiştir.

Anketin ikinci bölümünde yer alan sorular bilgi güvenliği farkındalığının katılımcıların davranışına olan etkilerini belirlemeye yönelik hazırlanmıştır. Bu kapsamda Şekil 4'de sunulan soruda katılımcılara kullandıkları hesapların parolalarını değiştirme süresi sorulmuştur. Katılımcıların %67'si "Sistem beni zorladığında (mecbur kaldığımda) değiştiririm." cevabını, %17'si "Altı ayda bir değiştiririm." cevabını, %6,5'i "Ayda bir değiştiririm." cevabını, %4,5'i "On beş günde bir değiştiririm." cevabını, %5'i "Hiçbir zaman değiştirmem." cevabını vermişlerdir.

Şekil 4: Katılımcıların Parola Değiştirme Süreleri

İkinci bölümde katılımcıların davranışına olan etkilerini belirlemeye yönelik sorulan sorulardan bir diğeri Şekil 5'te sunulmuştur. Sorulan soru kapsamında katılımcıların %48'i sitelere Google arama motorundan arama yaparak, %27'si ise gireceği sitenin adresini doğrudan yazarak girmektedir.



Şekil 5: Katılımcıların Sitelere Giriş Yöntemleri

İkinci bölümde yer alan davranış tipi sorulara verilen cevaplar değerlendirildiğinde katılımcıların eğitim seviyelerine rağmen(lisans ve lisansüstü) önemli güvenlik ihlallerine yol açabilecek davranışları(parola değiştirme, internet adresini doğrudan yazmama, vs.) sergiledikleri gözlemlenmiştir.

Anketin üçüncü bölümünden elde edilen ölçek verileri analiz edilerek her bir katılımcı için bilgi güvenliği farkındalığı ortalaması hesaplanmıştır. Bilgi güvenliği farkındalığı ortalaması katılımcıların bilgi güvenliği farkındalığını temsil etmektedir.

Bilgi güvenliği farkındalığının cinsiyete göre anlamlı olarak farklılaşıp farklılaşmadığı test etmek maksadı ile bağımsız örneklem t testi yapılmıştır. Tablo II'de test sonucu incelendiğinde bilgi güvenliği farkındalığının cinsiyete göre anlamlı olarak farklılaştığı ($t=2,79$, $p<0,05$) erkeklerin bilgi güvenliği farkındalığının (3,56) kadınlardan (3,39) daha yüksek olduğu tespit edilmiştir.

Tablo 2: Bilgi Güvenliği Farkındalığının Cinsiyete Göre Farklılığı T Testi

	Cinsiyet	N	Ortalama
Bilgi Güvenliği Farkındalığı	Erkek	143	3,5616
	Kadın	57	3,3928

		t-test for Equality of Means				
		t	df	Sig. (2-tailed)	95% Farkın güven aralığı Alt	Üst
ort	Kabul edilen eşit varyanslar	2,794	198	,006	,04962	,28786
	Kabul edilmeyen eşit varyanslar	2,646	92,534	,010	,04207	,29541

Tablo 3: Bilgi Güvenliği Farkındalığının Eğitim Durumuna Göre Farklılığı Anova Testi

	Kareler Toplamı	df	Kareler Ortalaması	F	Sig.
Gruplararası	,110	2	,055	,357	,701
Gruplariçi	30,492	197	,155		
Toplam	30,603	199			

(I) Eğitim Durumu	(J) Eğitim Durumu	Ortalama Fark (I-J)	Std. Hata	Sig.	95% Güven Aralığı Alt Sınır	Üst Sınır
Lisans	Yüksek Lisans	,02046	,06247	,943	-,1271	,1680
	Doktora	-,10454	,14313	,746	-,4425	,2335
Yüksek Lisans	Lisans	-,02046	,06247	,943	-,1680	,1271
	Doktora	-,12500	,14870	,678	-,4762	,2262
Doktora	Lisans	,10454	,14313	,746	-,2335	,4425
	Yüksek Lisans	,12500	,14870	,678	-,2262	,4762

Bilgi güvenliği farkındalığının eğitim durumuna göre anlamlı olarak farklılaşıp farklılaşmadığı test etmek maksadı ile tek yönlü ANOVA testi yapılmıştır. Tablo 3'de test sonucu incelendiğinde bilgi güvenliği farkındalığının eğitim durumuna göre anlamlı olarak farklılaşmadığı tespit edilmiştir. Bu sonucun en büyük nedeni ise çalışmada yer alan katılımcıların %68'i lisans, %28'i yüksek lisans ve %4'ü

doktora mezunu olup, lisansaltı mezunu katılımcılar dikkate alınmamıştır. Bu hipotez 1'inci ve 2'nci bölümde yer alan maddelerde ayrıca ölçülmüştür.

Tablo 4: Bilgi Güvenliği Farkındalığının Mesleki Tecrübeye Göre Farklılığı Anova Testi

	Kareler Toplamı	df	Kareler Ortalaması	F	Sig.
Gruplararası	,738	4	,185	1,205	,310
Gruplariçi	29,865	195	,153		
Toplam	30,603	199			

(I) Çalışma Süresi	(J) Çalışma Süresi	Ortalama Fark (I-J)	Std. Hata	Sig.	95% Güven Aralığı Alt Sınır	Üst Sınır
1 yıldan az.	1-5	,04115	,11337	,996	-,2710	,3533
	6-10	-,00801	,11976	1,000	-,3378	,3218
	11-15	-,03313	,12326	,999	-,3725	,3063
	16 yıl ve üzeri.	-,15255	,13063	,770	-,5122	,2072
1-5	1 yıldan az.	-,04115	,11337	,996	-,3533	,2710
	6-10	-,04915	,07292	,962	-,2499	,1516
	11-15	-,07428	,07854	,879	-,2905	,1420
	16 yıl ve üzeri.	-,19370	,08967	,199	-,4406	,0532
6-10	1 yıldan az.	,00801	,11976	1,000	-,3218	,3378
	1-5	,04915	,07292	,962	-,1516	,2499
	11-15	-,02512	,08751	,999	-,2661	,2158
	16 yıl ve üzeri.	-,14454	,09762	,576	-,4133	,1242
11-15	1 yıldan az.	,03313	,12326	,999	-,3063	,3725
	1-5	,07428	,07854	,879	-,1420	,2905
	6-10	,02512	,08751	,999	-,2158	,2661
	16 yıl ve üzeri.	-,11942	,10188	,767	-,4000	,1611
16 yıl ve üzeri.	1 yıldan az.	,15255	,13063	,770	-,2072	,5122
	1-5	,19370	,08967	,199	-,0532	,4406
	6-10	,14454	,09762	,576	-,1242	,4133
	11-15	,11942	,10188	,767	-,1611	,4000

Bilgi güvenliği farkındalığının mesleki tecrübeye göre anlamlı olarak farklılaşıp farklılaşmadığı test etmek maksadı ile tek yönlü ANOVA testi yapılmıştır. Tablo 4'te test sonucu incelendiğinde bilgi güvenliği farkındalığının mesleki tecrübeye göre anlamlı olarak farklılaştığı tespit edilememiştir.

Tablo 5: Kurumun Verdiği Eğitim İle Bilgi Güvenliği Farkındalığı Arasındaki Korelasyon

		Bilgi Güvenliği Farkındalığı	Kurumum yeterli bilgi güvenliği eğitimi vermektedir.
Bilgi Güvenliği Farkındalığı	Pearson korelasyonu	1	,141*
Kurumum yeterli bilgi güvenliği eğitimi vermektedir.	Pearson korelasyonu	,141*	1

*. Correlation is significant at the 0.05 level (2-tailed).

Üçüncü bölümde yer alan katılımcıların kurumlarının verdiği eğitimler ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında ilişki olup olamadığını belirlemek amacı ile korelasyon testi uygulanmıştır. Tablo 5'de sunulan korelasyon testi incelendiğinde katılımcıların bilgi güvenliği farkındalığı ile kurumlarının verdiği bilgi güvenliği farkındalığı eğitimi arasında anlamlı bir farklılık olduğu tespit edilmiştir.

Tablo 6: Katılımcıların Mobil Güvenlik Durum Farkındalığı Analizi

		Cep telefonumda lisanslı güvenlik yazılımı kullanıyorum.	Cep telefonu üzerinden mobil bankacılık ve online alışverişi güvenli olarak yapabiliyorum.
Cep telefonumda lisanslı güvenlik yazılımı kullanıyorum.	Pearson korelasyonu	1	-,147*
Cep telefonu üzerinden mobil bankacılık ve online alışverişi güvenli olarak yapabiliyorum.	Pearson korelasyonu	-,147*	1

*. Correlation is significant at the 0.05 level (2-tailed).

Üçüncü bölümde yer alan "Cep telefonumda lisanslı güvenlik yazılımı kullanıyorum." maddesiyle "Cep telefonu üzerinden mobil bankacılık ve çevrimiçi alışverişi güvenli olarak yapabiliyorum." maddesi arasında pozitif bir ilişki olması beklenmiştir. Çünkü cep telefonu üzerinde yapılan çevrimiçi alışverişin güvenliği cihazdaki teknik önlemler (antivirüs yazılımı) ile ilişkilidir. Ancak Tablo 6'da yer alan korelasyon testi incelendiğinde bu maddelerin negatif yönlü ilişkili olduğu görülmektedir. Anketten elde edilen sonuçlara göre katılımcıların çoğunluğu çevrimiçi alışveriş, mobil bankacılık gibi işlemlerini genellikle cep telefonu üzerinden gerçekleştirdiği cevabını verirken, aynı zamanda katılımcıların güncel güvenlik yazılımlarını kullanmadıkları görülmüştür.

5. Kısıtlar

İnternet ortamı kullanılarak verilerin toplanması: Özellikle kelime tipi soruları tarama yaptırarak cevap verebilir. Zaman sınırlamasının olmadığı dikkate alındığında cevaplamaları yaparken başka konularla da ilgilendiği için dikkat dağınıklığı olabilir ve cevaplar gerçeği yansıtmayabilir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, bilgi güvenliği üçlüsünün en önemli ama en az önem verilen boyutu olan insan faktörüne odaklanılmıştır. Çalışmada, lisans ve üstü eğitim seviyesine sahip bireylerin Bilgi Güvenliği Farkındalığını değerlendirilmiştir. Bu kapsamda kullanıcıların bilgi güvenliği farkındalığına yönelik olarak gerçekleştirilen ve 3 bölüm ve (37) maddeden oluşan bilgi güvenliği farkındalığı anketi 207 kişiye uygulanmış ve 200 geçerli cevap değerlendirmeye alınmıştır.

Çalışmada eğitim seviyesi, iş tecrübesi ve cinsiyet faktörlerinin bilgi güvenliği farkındalığına etkisi incelenmiştir. Analiz

sonuçlarında cinsiyet ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında pozitif yönde bir ilişki tespit edilmiştir. Pozitif yönde ilişki çıkmasının nedeninin katılımcı sayısına ve ankete katılan bireylere dayalı olarak değişebileceği değerlendirilmektedir.

Eğitim seviyesi ile bilgi güvenliği farkındalığı arasında anlamlı bir ilişki tespit edilememiştir. Ayrıca kullanıcıların yüksek eğitim seviyesine sahip olmaları durumunda kavramsal olarak yeterli bilgi seviyesine sahip olmasına rağmen bu bilgileri bilişim sistemlerini kullanırken davranışlarına yansıtmadıkları görülmüştür.

İş tecrübesi ile bilgi güvenliği arasında anlamlı bir ilişi bulunamamıştır. Bunun en önemli nedeni olarak gerekli eğitim ve bilinçlendirme çalışmalarının yetersiz ve sürekli olmamasından kaynaklandığı görülmektedir. Kurumların bilgi güvenliği politikasına sahip olmaları ve bu alanda kullanıcılarına eğitim vermeleri durumunda kurumsal bilgi güvenliği kültürünün oluşturulmasında ve kullanıcıların bilgi güvenliği konusunda beklenen tutum ve davranışları göstermesinde oldukça etkili olabilecektir. Ancak söz konusu eğitimler konferanslar gibi etkili olmayan yöntemlerle verildiği takdirde beklenen sonuç alınamayabilecektir.

Sonuç olarak, çağımızın bilgi çağı ve en değerli varlığın bilgi olduğu düşünüldüğünde bilgiye sahip olma ve bilgiyi korunmanın önemi ortaya çıkmaktadır. Günümüzde kurum ve kuruluşlar bilgi güvenliğini, sahip oldukları donanımlarla (güvenlik duvarları, IDS/IPS sistemleri, antivirüs yazılımları, vb.) eşdeğer görmektedirler. Ancak her ne kadar en güncel, en son teknoloji ürünü sistem ve cihazlara sahip olunursa olunsun, bu fiziksel değişimden öteye geçemez. Tam anlamıyla güvenlik ise, fiziksel dönüşümle birlikte kültürel değişiminde sağlanmasıyla mümkün olabilir. Bunun içinde en hassas ve en zayıf boyut olan insan faktörüne gerekli önem verilerek, ihtiyaç duyulan farkındalığın kazandırılması ve yaşayan bir süreç olan etkili eğitim ve bilinçlendirme çalışmaları yapılmalıdır. Bu sayede alınan teknik önlemler ve güvenlik politikalarının etkinlik kazanarak hedeflenen bilgi güvenliği seviyesine ulaşılabilecektir.

7. Kaynaklar

[1] Vural, Y. ve SAĞIROĞLU, Ş., 2008, "Kurumsal Bilgi Güvenliği ve Standartları Üzerine Bir İnceleme", Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 23 (2).

[2] Laudon, K. C.,&Laudon, J. P. (2004). "Management information systems: managing the digital firm.", *New Jersey*, *8*.

[3] Al-Hamdani, W. A. (2006, September). "Assessment of need and method of delivery for information security awareness program", In *Proceedings of the 3rd annual conference on Information security curriculum development* (pp. 102-108). ACM.

[4] Kruger, H. A., & Kearney, W. D. (2006). "A prototype for assessing information security awareness.", *computers&security*, *25*(4), 289-296.

[5] Thomson, K., & vanNiekerk, J. (2012). "Combating information security apathy by encouraging prosocial organizational behavior", *Information Management &Computer Security*, *20*(1), 39-46.

[6] Gurpreet, D. Syed, D. and Pedron C., "Interpreting information security culture: An organization altransformation case study", *Computers& Security* 56 (2016): 63-69.

[7] Bulgurcu, B., Cavusoglu, H., & Benbasat, I. (2010). "Information security policy compliance: an empirical study of rationality-based beliefs and information security awareness", *MIS quarterly*, *34*(3), 523-548.

[8] Sheng, W., Howells, G., Fairhurst, M., Deravi, F., &Chen, S. (2012). "Reliable and secure encryption key generation from fingerprints.", *Information Management &Computer Security*, *20*(3), 207-221.

[9] Kearney, P. (2010), "Security: The human factor", *IT Governance Publishing*.

[10] Clements S., Kirkham, H., (2010), "Cyber-security considerations for the smart grid", in IEEE Power and Energy Society General Meeting 2010, pp. 1-5.

[11] Johnson, R. E., (2010), "Survey of SCADA security challenges and potential attack vectors", In Internet Technology and Secured Transactions (ICITST), IEEE 2010 International Conference, pp. 1-5.

[12] Parsons, K., ve diğerleri, (2014), "Determining Employee Awareness Using The Human Aspects of Information Security Questionnaire (HAIS-Q).", Computers& Security 42, (165-176).

[13] Mitnick, K. D., (2009), "Aldatma Sanatı", ODTU Yayıncılık, Ankara.

[14] Gardner, B., Valerie, T., (2014), "Building an Information Security Awareness Program: Defending Against Social Engineering and Technical Threats.", Elsevier, (1-8).

[15] Arachchilage, N.,Love, S., (2014), "Security Awareness of Computer Users: A Phishing Threat Avoidance Perspective", Computers in Human Behavior, 38, (304-312).

[16] Kruger, H., Drevin, L., &Steyn, T., (2007), "Email Security Awareness—a Practical Assessment of Employee Behaviour", In *Fifth World Conference on Information Security Education* (pp. 33-40). Springer US.

[17] Hansman, S.,&Hunt, R. (2005). "A taxonomy of network and computer attacks", *Computers& Security*, *24*(1), 31-43.

[18] Ahmad, A., Maynard, S. B., &Shanks, G. (2015). "A case analysis of information systems and security incident responses", *International Journal of Information Management*, *35*(6), 717-723.

[19] Conger, S., Pratt, J. H., &Loch, K. D. (2013), "Personal information privacy and emerging technologies", *Information Systems Journal*, *23*(5), 401-417.

[20] Aral, S.,Dellarocas, C., &Godes, D. (2013), "Introduction to the specialissue-social media and business transformation: A framework for research", *Information Systems Research*, *24*(1), 3-13.

[21] Livingstone, S., & Brake, D. R. (2010), "On the rapid rise of social networking sites: New findings and policy implications.", *Children&society*, *24*(1), 75-83.

[22] Vladlena, B.,Saridakis, G., Tennakoon, H., &Ezingeard, J. N. (2015), "The role of security notices and online consumer behaviour: An empirical study of social networking users", *International Journal of Human-Computer Studies*, *80*, 36-44.

[23] Saridakis, G.,Benson, V., Ezingeard, J. N., &Tennakoon, H. (2016), "Individual information security, user behavior and cyber victimisation: An empirical study of social

networking users", *Technological Forecasting and Social Change*, *102*, 320-330.

[24] Ben-Asher, N.,Cleotilde, G., 2015. Effects of Cyber Security Knowledge on Attack Detection. Computers in Human Behavior 48, (51-61).

[25] Farooq, A.,Isoaho, J., Virtanen, S., &Isoaho, J. (2015, August), "Information Security Awareness in Educational Institution: An Analysis of Students' Individual Factors", In *Trustcom/BigDataSE/ISPA,* (Vol. 1, pp. 352-359). IEEE.

[26] Mansfield, R. S. (1996), "Building competency models: Approaches for HR professionals", *Human Resource Management (1986-1998)*, *35*(1), 7

Elektrikli Araçların Dağıtım Şebekesi Üzerindeki Harmonik Etkileri

Harmonic Effects of Electric Vehicles on Distribution Network

Ramazan Kayacan, Said Mirza Tercan, Erdin Gökalp

r.kayacann@gmail.com, stercan@yildiz.edu.tr, gokalp@yildiz.edu.tr

Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yıldız Teknik Üniversitesi

Özet

Dünyada enerji üretiminde kullanılan fosil yakıtların azalmaya başlaması, yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelimi hızlandırmıştır. Bunun başka bir sebebi de fosil yakıtların çevreye verdiği zararın fazla olmasıdır. İçten yanmalı motorlu taşıtlar karbon salınımı nedeniyle çevre kirliliğinin başlıca sebeplerindendir. Bu yüzden gelecek yıllarda elektrikli taşıtlara gösterilen ilgi daha da artacaktır. Ancak elektrikli taşıtların sayısının artması, taşıtların yapısı gereği elektrik şebekelerinde bir takım sorunlara yol açacaktır. Bu sorunlardan birisi de şebekede harmonik bozulmanın artmasıdır. Bu çalışmada elektrikli araçların şarj istasyonlarında şarjı sırasında şebeke üzerindeki harmonik etkileri MATLAB/Simulink kullanılarak incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: Elektrikli araçlar, harmonikler, elektrikli araç şarj istasyonları

Abstract

Because of decreasing the fossil fuels used in energy production in the world has accelerated the importance of the renewable energy sources. Another reason of that is fossil fuels cause too much pollution to the environment. Combustion engine vehicles are the main cause of the environmental pollution due to carbon emission. Therefore, this causes will increase interest in electric vehicles in future. However, increase of the number of electric vehicles will cause some problems in the electric networks. One of the these problems is the increase of the harmonic distortion in the network.

In this study, the harmonic effects of the electric vehicles to network and charging stations were examined using MATLAB/Simulink software.

Keywords: Electric vehicles, harmonic distortion, charging stations

1. Giriş

Günümüzde kullanılan fosil yakıtların fiyatının artışı ve çevreye verdiği zarardan dolayı elektrikli araçların sayısı artış göstermektedir. Ancak bu artış elektrik dağıtım sisteminde harmonik gibi problemlere neden olmaktadır. Bunun sebebi de elektrikli araçların yapısında bulunan dönüştürücülerdir. Elektrikli araç bataryaları şarj için DC akıma ihtiyaç duyarlar. Yani doğrultma sırasında şebekeye harmonik bileşenler enjekte edilmiş olur. Şarj olan elektrikli araç sayısının artması şebekeye bağlı diğer yüklerin de harmoniklerden etkilenmesine sebep olabilir [1]. Bundan dolayı, elektrikli araçların şarjı esnasında oluşabilecek harmonik bileşenler, güç sisteminde önemli sıkıntılara yol açabilir. Bu konu gelecekte daha fazla önem kazanacaktır.

Bu yazıda elektrikli araçlar ve şarj istasyonları incelenmiş olup, bir elektrikli aracın bir fazlı ve üç fazlı şarjı sırasında şebekedeki harmonikli akımlar, MATLAB/Simulink yazılımı yardımıyla hızlı Fourier dönüşümü yapılarak analiz edilmiştir.

2. Harmonikler

Elektrik güç sistemlerinde akım ve gerilimin dalga şeklinin sinüsoidal olması istenir. Bunun için de sistemin sinüsoidal kaynak ile beslemesi ve lineer yükle yüklenmesi gerekmektedir. Ancak son yıllarda sayısı artan lineer olmayan yükler sebebiyle bu mümkün olmayabilmektedir. Lineer olmayan yükler, sistemdeki akım ve gerilim büyüklüklerinin sinüsoidal olmamasına yani harmonik bozulmalara yol açmaktadır. Bu durumda güç sisteminde; generatör ve şebeke geriliminin dalga şeklinin bozulması, ek kayıpların artması, güç üretim, iletim ve dağıtım sisteminde verimin düşmesi, gerilim düşümü artışı, toprak kısa devre akımının yüksek olması kompanzasyon tesislerindeki kondansatörlerin aşırı yüklenmesi ve zarar görmesi gibi problemler oluşabilmektedir. Harmoniklerin analizi Fourier dönüşümü ile mümkün olmaktadır. Fourier dönüşümü ile harmonik bileşenler temel frekansın tam katlarında farklı genliklerde sinüs dalgaları şeklinde ayrılabilmektedir.[2]

2.1. Harmonik Büyüklükler

2.1.1. Toplam harmonik bozulma

Toplam harmonik bozulma harmonik bileşenlerin efektif değerlerinin temel bileşenin efektif değerine oranıdır.[3]

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {V_n}^2}}{V_1} \tag{2.1}$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {I_n}^2}}{I_1} \tag{2.2}$$

2.1.2. Toplam talep bozulma

Toplam talep bozulması, bir yüke ait değer olup toplam akım bozulması olarak tanımlanır. Formül 3'te I yük tarafında besleme sistemini ortak noktasından çekilen maksimum akım olarak tanımlanır.[3]

$$TTD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {I_n}^2}}{I_L} \tag{2.3}$$

Harmonik bozulma sınırları yönetmeliklerde belirtilmiştir. Toplam harmonik bozulma ve toplam talep bozulma değerleri yönetmeliklere uygun olmalıdır.[4]

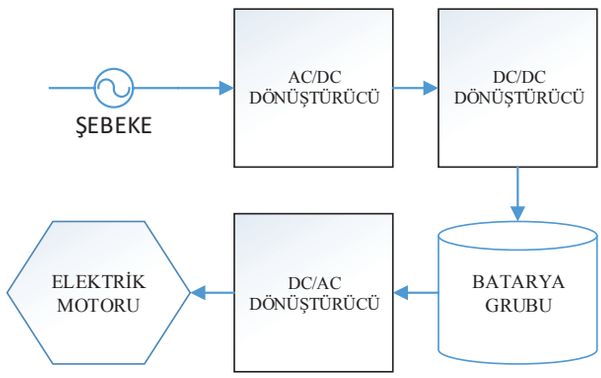
2.2. Harmoniklerin Etkisini Azaltma Yöntemleri

Harmoniklerin olumsuzlukları öncelikle tasarımdan önce, daha sonra da devreye bağlanan elemanlarla giderilmeye çalışılır. Nonlineer elemanların bulunduğu devreye bağlanan ve istenen harmonik bileşenlerin giderilmesini sağlayan bu devrelere harmonik filtresi adı verilir. Filtreler, aktif ve pasif filtreler olarak iki gruba ayrılır. Pasif filtrelerin amacı ayarlandığı frekans ya da frekanslarda rezonans meydana getirerek, harmonik bileşen akımlarını toprağa ileterek harmonik bileşenlerin giderilmesini sağlamaktır. Aktif filtreler ise sistemde dolaşan harmonikleri sağlayan aktif elemanlardır.[5]
Pasif filtreler, endüktans, kapasite ve direnç gibi pasif elemanlardan meydana gelir. Kaynak ile alıcı arasına konularak temel frekans dışındaki harmonik bileşenleri yok eder.[5]
Aktif filtrenin çalışması ise, sisteme yükün ürettiği harmoniklerle aynı genlikte fakat ters fazda bir akım enjekte edilmesi prensibine dayanır. Güç elektroniği elemanları kullanılarak gerçekleştirilir.[5]

3. Elektrikli Araçların Yapısı ve Şarj İstasyonları

3.1. Elektrikli Araçların Yapısı

Bir elektrikli aracın temel yapısında AC/DC ve DC/DC dönüştürücüler, motor beslemesi için bir yüksek gerilim bataryası ve düşük güçlü yükler için bir alçak gerilim bataryası, DC/AC dönüştürücü ve elektrik motoru bulunur. Elektrikli araç genel yapısı şekil 1' de gösterilmiştir. Şebekeden çekilen AC gerilim doğrultucu ile DC forma getirilir ve DC/DC dönüştürücü ile düzeltilerek bataryayı şarj eder. Aracın hareketi sırasında ise batarya elektrik motorunu besler. Motorun AC olması halinde DC/AC dönüştürücü ile batarya gerilimi AC forma dönüştürülür ve motoru besler. Frenlemede ise elektrik motoru generatör olarak çalışır.[6,7]



Şekil 1. Elektrikli araç genel yapısı

3.2. Elektrikli Araç Şarj İstasyonları

Elektrikli araç şarj istasyonları şebekedeki AC gerilimi araca aktarır. Dünya genelinde bu konuda farklı standartlar ortaya konulmuştur. Japonya CHAdeMO standardını benimsemiş ve araçları doğru akım ile şarj eden üniteler geliştirmektedir. Bu şekilde araçlara 62,5 kW'a kadar enerji aktarımı yapabilmektedir. Avrupa'da benimsenen IEC 62196 standardı ise AC şarj ile 3 faz 43,5 kW'a kadar enerji aktarımı yapabilmektedir. Amerika ise SAE J1772 standardı ile 19,2 kW'a kadar şarj yapabilmektedir [4]. Şarj istasyonları standartlarda 3 seviye ile tanımlanmaktadır. Şarj istasyonları tablo 1'de gösterilmiştir. Seviye 1 şarj istasyonları yavaş şarjı ifade eder. Bu şarj istasyonlarının evlerde ve iş yerlerinde bulunması hedeflenmektedir. Seviye 2 şarj istasyonlarının alışveriş merkezleri, park, bahçe, gibi belirli bir süre vakit geçirilen alanlarda bulunması hedeflenmektedir. Seviye 3 şarj istasyonları ise hızlı şarj olarak tanımlanır ve mola yerleri ya da ticari dolum merkezlerinde kurulması hedeflenmektedir [6,8].

Tablo 1. Farklı şarj tipleri [6]

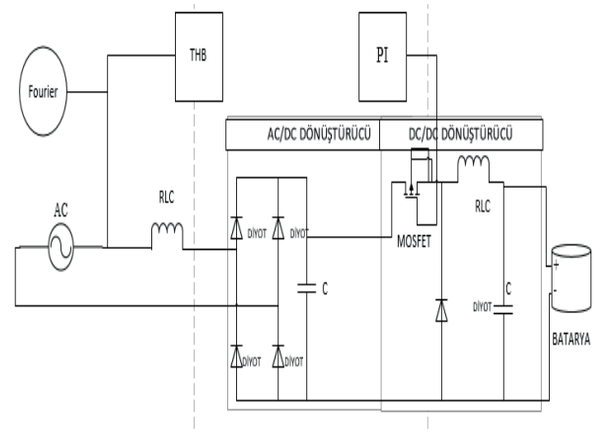
Şarj Tipleri	Seviye 1	Seviye 2	Seviye 3	
	1 faz AC	1 faz AC	3 faz AC	DC
Gerilim (V)	120-240	208-240	240-480	600
Akım (A)	15-20	20-85	>85	>85
Şarj süresi (saat)	4-12	1-4	<1	<1

4. Elektrikli Araç Şarj İstasyonları Harmonik Analizi

Elektrikli araçlar şarj olurken dönüştürücülerden dolayı harmonik bileşenler ortaya çıkar. Bu bölümde elektrikli araçların bir fazlı ve üç fazlı şarj istasyonlarından şarjı sırasında şebeke akımının MATLAB/Simulink'te hızlı Fourier dönüşümü ile analizi yapılmış ve simülasyon sonuçları açıklanmıştır. Bir ve üç fazlı elektrikli araç simülasyonunda pasif filtre kullanılarak harmonik bileşenlerin etkisi azaltılmıştır.

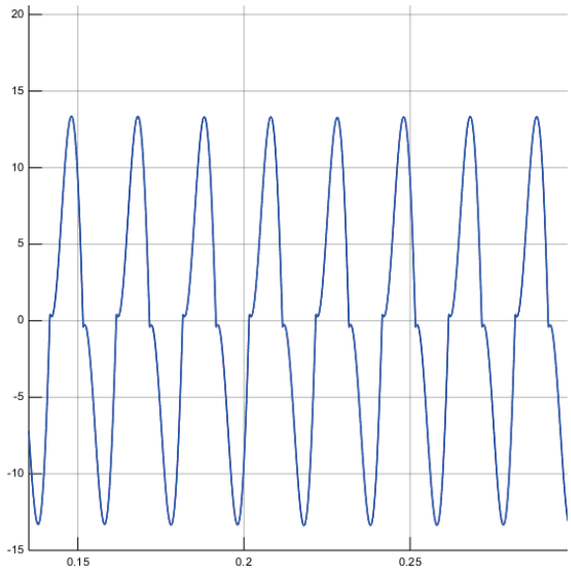
4.1. Elektrikli Aracın Bir Fazlı Şarj Simülasyon Sonuçları

Elektrikli aracın bir fazlı simülasyonunda gerilimi 100 V ve maksimum çekilen akımı 12 A olan elektrikli araç bataryası kullanılmıştır. PI kontrol uygulanarak bataryanın 12 A sabit akım çekmesi sağlanmıştır. Şarj istasyonu 230 V nominal gerilime sahiptir. Simülasyonda bir fazlı tam dalga kontrolsüz AC/DC doğrultucu ve düşürücü DC/DC dönüştürücü ile AC gerilim doğrultularak batarya şarj edilmiştir. Devre şeması şekil 2'de gösterilmiştir.



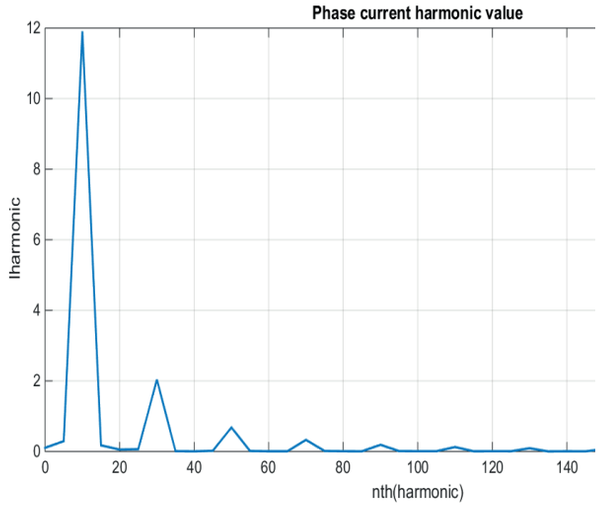
Şekil 2. Tek faz temel devre şeması

Bu durumda şebekeden çekilen akım grafiği Şekil 3' de gösterilmiştir.



Şekil 3. Bir fazlı şarj istasyonu şebeke akımı

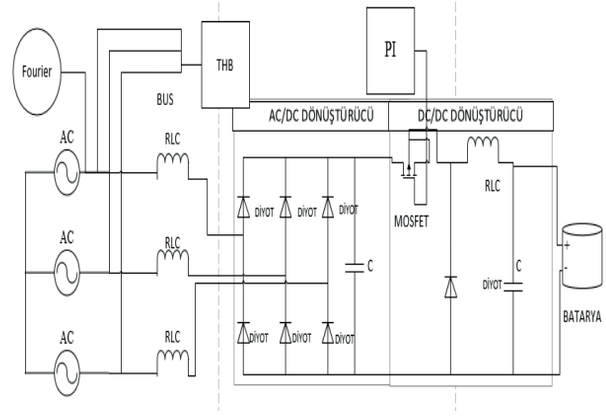
Şekilde görüldüğü üzere şebeke akımında harmonik bileşenler ortaya çıkmıştır. Harmonik bileşenlerin değeri Şekil 4'te gösterilmiştir. Toplam harmonik bozulma ise % 18,5 çıkmıştır.



Şekil 4. Tek fazlı şarj istasyonu harmonik bileşenlerin değeri

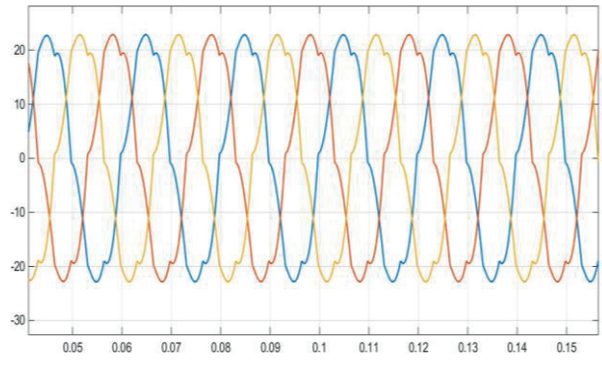
4.2. Elektrikli Aracın Üç Fazlı Şarj Simülasyon Sonuçları

Elektrikli aracın üç fazlı simülasyonunda gerilimi 400 V ve çekilen akımı 32 A olan elektrikli araç bataryası kullanılmıştır. PI kontrol uygulanarak bataryanın 32 A sabit akım çekmesi sağlanmıştır. Şarj istasyonu üç fazlı 230 V nominal gerilime sahiptir. Simülasyonda üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucu ve düşürücü DC/DC dönüştürücü ile şebekeden çekilen gerilim doğrultularak batarya şarj işlemi gerçekleşmiştir. Devre şeması şekil 5'te gösterilmiştir.



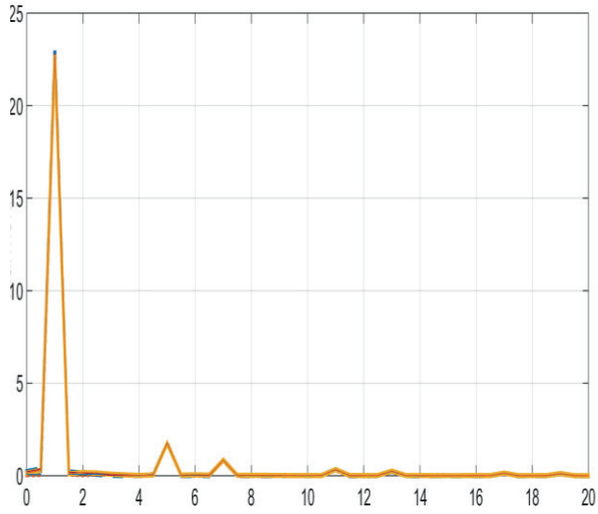
Şekil 5. Üç fazlı temel devre şeması

Şebeke akımı ise Şekil 6' da gösterilmiştir.



Şekil 6. Üç fazlı şarj istasyonu şebeke akımı

Üç fazlı şebeke akımının harmonik değerleri şekil 7 üzerinde gösterilmiştir. Üç fazlı doğrultucudan dolayı üç ve üçün katı harmonikleri yoktur. Toplam harmonik bozulma ise %9 çıkmıştır.



Şekil 7. Üç fazlı şarj istasyonu harmonik bileşenlerin değerleri

5. Sonuçlar

Bu çalışmada elektrik tesislerinde harmonikler ve elektrikli araçların temel yapısı incelenmiştir. Ek olarak elektrikli araç şarj istasyonları ve dünyada elektrikli araç şarj istasyonlarının

standartları hakkında bilgiler verilmiştir. Bir elektrikli aracın bir fazlı ve üç fazlı şarjı sırasında ortaya çıkan harmonik bileşenler MATLAB/Simulink üzerinde hızlı Fourier dönüşümü ile analiz edilmiştir. Bu simülasyon sonuçları şekiller üzerinde gösterilip harmonik bileşenlerin şebeke üzerinde etkileri gösterilmiştir.

Sonuç olarak elektrikli araçların gün geçtikçe sayısının artması şebeke üzerindeki harmonik bileşenlerin de artışına sebep olacaktır. Toplam harmonik bozulmanın sınırları yönetmeliklerde belirtilmiştir.[4] Yapılan simülasyonlarda görüldüğü gibi toplam harmonik bozulmanın seviyesinin bu kadar yüksek çıkması yönetmeliklere aykırı olacaktır. Bu durumun gerçekleşmemesi ve diğer tüketicilerin bu durumdan etkilenmemesi için gerekli önlemlerin alınması gerekmektedir.

Yapılan çalışmada üç fazlı ve tek fazlı şarj istasyonlarının şebekeye verdiği zarar gösterilmiştir. Toplam harmonik bozulmaların bu denli yüksek çıkması şebekedeki manyetik elemanlar üzerinde olumsuz etki yaratacaktır. Dağıtım sisteminin zarar görmemesi için harmonik filtre kullanılarak, farklı frekanslardaki akım ve gerilimlerin etkisi azaltılabilir. Yapılan simülasyonlarda pasif filtre kullanılarak harmonik bileşenlerin etkisi azaltılmıştır. Buna rağmen harmoniklerin dağıtım şebekesi üzerindeki etkisi yüksek çıkmıştır. Harmonik zararın ortaya çıkmaması için harmonik kaynaklarının tasarımına dikkat etmek ya da varolan harmonik kaynağına filtre uygulaması yapmak gerekmektedir. Bu yüzden gelecek dağıtım sistemi ve harmonik kaynaklarının tasarımlarında bu konuya gereken ilgi gösterilmelidir.

6. Kaynaklar

[1] Xu, Y., Xu, Y., Chen, Z., Peng, F., & Beshir, M., "Harmonic analysis of electric vehicle loadings on distribution system", . IEEE International Conference on Control Science and Systems Engineering, 29-30 December 2014, Yantai, China.

[2] Kocatepe, C., Uzunoğlu, M., Yumurtacı, R., Arıkan, O., Karakaş, A. (2003). Elektrik tesislerinde harmonikler. İstanbul: Birsen Yayınevi.

[3] Bass, R., & Zimmerman, N. (2013). Impacts of Electric Vehicle Charging on Electric Power Distribution Systems.

[4] Elektrik Şebeke Yönetmeliği. (2014). *Resmi Gazete,* 29013, 28/ 5/2014

[5] Adak, S. (2003), "Elektrik sistemlerinde harmonik distorsiyonunun azaltılması", Doktora tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[6] Erhan, K., Ayaz, M., Özdemir, E. . "Elektrikli Araç Şarj İstasyonlarının Güç Kalitesi Üzerine Etkileri". *Akıllı Şebekeler ve Türkiye Elektrik Şebekesinin Geleceği Sempozyumu.* 26-27 Nisan 2013, Ankara.

[7] Bodur, H. (2014). Güç elektroniği. Cağaloğlu, İstanbul: Birsen Yayınevi.

[8] Birleştirici, A., Şalcı, M. S., Dikkulak, A., Güler, F., Turhan, E. . "Elektrikli Araç Şarj İstasyonları". *2. Elektrik Tesisat Ulusal Kongresi.* 24-27 Kasım 2011, İzmir.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

3. OTURUM
Akıllı Şebekeler-2

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Yakup Demir**

- **Enerji Depolama Sistemlerinin Farklı Kullanım Zamanlarının Elektrik Sistemine Olan Etkisi –** *Mustafa Erdem Sezgin, Mehmet Uğur Güdelek, Efe Arın, Cem Recai Çırak, Murat Göl*
- **Konutların Günlük Elektrik Güç Tüketimi Tahmini İçin Uygun Model Seçimi –** *Aykut Çayır, Işıl Yenidoğan, Hasan Dağ*
- **Elektrikli Araçların Karbon Salınımı –** *Mert Sönmez, Abdurrahman Cankurtaran, Said Mirza Tercan, Erdin Gökalp*

Enerji Depolama Sistemlerinin Farklı Kullanım Zamanlarının Elektrik Sistemine Olan Etkisi

The Effect of Different Usage Times of Energy Storage Systems to Electricity Network

Mustafa Erdem Sezgin[1], Mehmet Uğur Güdelek[2], Efe Arın[3], Cem Recai Çırak[4], Murat Göl[5]

[1,4,5]ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
erdems@metu.edu.tr, cem.cirak@metu.edu.tr, mgol@metu.edu.tr

[2]TOBB ETÜ Bilgisayar Mühendisliği
mgudelek@etu.edu.tr

[3]Gazi Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
efearin@gazi.edu.tr

Özet

Günümüzde elektrik depolama sistemi teknolojilerinin gelişmesi ile bu birimler evlerin içinde kullanılabilir boyutlara gelmişlerdir. Bu bildiride enerji depolama sistemlerinin elektrik sistemine olan etkisi hem sistem operatörleri bazında hem de tüketici bazında incelenecektir. Aynı zamanda elektrik depolama sistemlerinin farklı şartlar altındaki en uygun biçimde kontrolü değerlendirilecektir. Bunların en önemlileri üç zamanlı ve çok zamanlı tariflerin modellenmesidir. Bunun yanında elektrik depolama sistemlerinin yük aktarımına ve tepe tıraşlamaya olan etkileri kullanım oranın bazında incelenecek olup ekonomik etkileri de değerlendirilecektir.

Anahtar kelimeler: Enerji depolama sistemleri, elektrik sistemi, tarife zaman dilimleri, 3-zamanlı tarife, çok zamanlı tarife

Abstract

Today, with the development of electrical storage system technologies, these units have come to dimensions that can be used in houses. In this report, effect of energy storage systems on electrical system will be examined both on the basis of the system operators and on the basis of consumer. At the same time, control of electrical storage systems will be evaluated in the most appropriate way under different circumstances. The most important of these are the modeling of triple-time and multi-time tariffs. Besides that the effects of electric storage systems on load transfer and peak shaving will be examined in some cases and economic effects will also be assessed.

Keywords: Energy storage systems, electrical system, tariff time slots, 3-time tariff, multi-time tariff

1. Giriş

Son yıllarda dünyadaki elektrik tüketimi tüm zamanların en yüksek seviyesinde seyretmektedir. Fakat gün içindeki elektrik tüketimi maalesef sürekli aynı seviyede olmamakta gün içinde farklılıklar göstermektedir. Mesken kullanımlarda mevsime bağlı olmakla beraber genellikle en çok elektrik tüketimi akşam saatlerinde olup en düşük elektrik tüketimi ise gece saatlerinde gözlenmektedir. Bu durumun önüne geçebilmek için dağıtım sistemi operatörleri ilk önce talep yönetimi üzerine çalıştılar. Bu yöntemlerden en bilineni ve en etkili olanı çok zamanlı tarifelerin yaygınlaştırılmasıdır. Bu sayede tüketicilerin tüketim alışkanlıklarını düşük enerji kullanım zamanlarına kaydırmak istemektedirler. Fakat bu tüketicilerin yaşam konforunu belirli oranda düşürmektedir.

Batarya ve diğer enerji depolama teknolojilerinin gelişmesi ile enerji depolama sistemleri gelecekteki elektrik sistemlerinin değişmez parçalarından biri olma yolundadır [1]. Son zamanlarda Avrupa Birliği çerçevesinde alınan kararlar ile binaların CO_2 salınımlarını azaltma yoluna gidilmiş olup [2], bu çerçevede enerji depolama sistemleri kullanılarak net sıfır enerji binaların planlamaları yapılmaktadır [3]. Bu sebepten ötürü enerji depolama sistemlerinin sisteme olan etkisinin incelenmesi gerekmektedir.

Bunun yanı sıra, üretim tarafında güneş ve rüzgâr gibi anlık değişimlerden etkilenen yenilenebilir enerji kaynaklarının alt yapıda yaygınlaşması ile elektrik sisteminin esnekliği azalmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bu olumsuz etkisinin önüne geçmek ve yük tahmininin kolaylaştırılabilmesi için enerji depolama sistemlerinin kullanımı önerilmektedir [4].

Bu bildiride enerji depolama sistemlerinin mesken tipi kullanıcılarda yaygınlaşmasının etkileri tartışılacaktır. Ayrıca enerji depolama sistemlerinin farklı optimum çalıştırma stratejileri mümkündür. Örneğin çok zamanlı tarifelerin

kullanıldığı ülkelerde, belirli bir fiyat endeksinin üstündeki zaman aralıklarında depolanan enerjinin kullanılırken, belirli bir fiyat endeksinin altında da enerji depolama birimlerinde depolanabilir [5]. Bundan farklı olarak sistem açısından önemli olan çalıştırma stratejileri ve tüketiciler açısından üç-zamanlı tariflerde çalıştırma stratejileri önerilecektir.

Bildirinin 2 numaralı konu başlığında yük kaydırma ve tepe tıraşlamanın ne olduğu, ne gibi sorunların çözümünde kullanıldığı ve bu zaman kadar nasıl yapıldığı açıklanacaktır. 3 numaralı konu başlığında enerji depolama sistemlerinin bu sorunlara nasıl cevap verebileceği tartışılacaktır. 4 numaralı konu başlığında ise enerji depolama sistemlerinin nasıl elektrik sistemini en ideal biçime getirebileceği ve buna ait kontrol stratejileri önerilecektir. 5 ve 6 numaralı başlıklarda ise enerji depolama sistemlerinin tüketici açısından en uygun kullanımları sıra ile önce üç zamanlı tarife senaryosunda sonra ise çok zamanlı tarife senaryosunda incelenecektir. Son olarak da 7. konu başlığında genel yorumlar ve bildirinin genel sonucu verilecektir.

2. Yük Kaydırma ve Tepe Tıraşlama

Gün içerisindeki güç ihtiyacı sürekli değişmektedir. Sistem operatörleri açısından sistemin yük durumunun sürekli değişmesi istenmeyen bir durumdur. Sürekli ve hızlı bir şekilde değişen güç ihtiyacı demek, sürekli sıcak rezerv bekletmek anlamına gelebilmektedir. Bu tarz durumlarda yan hizmetlerin rolü ön plana çıkmaktadır. Özellikle bekleme yedekleri, tüketimin hızlı yükseldiği dönemlerde çok önemli bir paya sahip olmaktadır.

Değişimlerin tahmin edilememesi de bir diğer zorluk olarak sistem operatörlerinin karşısına çıkmaktadır. Ani yük artış ve azalışlarının karşılanması için sistemdeki jeneratörlerin ataleti kullanılmakta olup, bu sistemin frekansını değiştirmektedir. Yine yan hizmetler bu durumda devreye girmekte ve primer-sekonder frekans kontrolü yapılmaktadır.

Elektrik sisteminin, sistem operatörleri açısından en önemli özelliği ise gün içi güç talep eğrisindeki tepelerdir. Elektrik sistemi için gerekli üretim miktarı bu tepe değerleri karşılayacak şekilde planlanmaktadır. Aynı zamanda gün içindeki tepe yük değeri ve düşük yük değeri sistem operatörleri için zorlu koşullar oluşturmaktadır. Örneğin, Türkiye genelinde tepe değerde yük çekildiği zaman hatlarda kayıplar artmakta ve gerilim düşümleri gözlenmektedir. Hatta ve hatta trafoların aşırı yüklenmesi bazı bölgelerde elektrik kesintilerine yol açmaktadır. Bir diğer uç örnek olan düşük yük talebinde ise iletim sistemindeki hatların kapasitif etkisi baskın geldiği için batı tarafındaki indirici merkezlerde gerilim yükselmesi gözlenmektedir.

Gelişen teknoloji sebebi ile artan elektrik ihtiyacımızı karşılamak için daha fazla elektrik üretim tesisine ihtiyaç duyulmaktadır. Fakat çevreye verilen zararı en düşük seviyeye indirebilmek için bazı farklı yöntemler izlenebilir. Talep tarafı yük yönetimi bu yöntemler içerisinde en güncel olanıdır. Türkiye'de, İtalya'da kullanılan [6] kullanım zamanı bazlı elektrik ücretlendirme tarifesi benzeri bir seçenek bulunmaktadır. İtalya'da hafta içi, hafta sonu ve tatil günleri için farklı kullanım zaman tarifeleri mevcut iken [6], Türkiye'deki uygulama çerçevesinde her gün için aynı olmak üzere üç farklı zaman dilimi oluşturulmuş olup her zaman dilimi farklı fiyat oranına sahiptir. Bu şekilde tüketicilerin tepe değer zaman dilimindeki tüketimlerini düşük fiyatlı zaman dilimlerine kaydırmaları beklenmektedir. Bu şekilde gün içi güç talep eğrisindeki tepelerin tıraşlanması ve daha düzgün bir eğrinin elde edilmesi hedeflenmektedir.

Fakat bu uygulamanın başarıya ulaşabilmesi için tüketicilerin bu uygulamaya aktif katılım göstermesi ve tüketim alışkanlıklarını değiştirmeleri gerekmektedir. Bu yöntemde tüketicilerin hayat tarzlarında değişim yapmaları beklenmektedir. Bu yöntemin, kullanım açısından esnekliği düşük olduğu için sürdürülebilirliğinin fazla olduğu söylenemez.

Gelişen pil teknolojileri ile enerji depolama birimleri gitgide küçülmektedir. Bunun sayesinde de yaygınlıkları gitgide artmaktadır. Son yıllarda elektrikli araçların artması buna örnek olarak gösterilebilir. Benzer şekilde enerji depolama sistemleri sistemin çalışma düzeninin iyileştirilmesi için de kullanılabilmektedir.

3. Enerji Depolama Sistemlerinin Kullanımının Elektrik Sistemine Etkileri

Türkiye elektrik dağıtım ve iletim sisteminin, gün içi güç talep eğrisinin etkilerini en aza indirgemek için gelişen teknolojilerden yararlanması mümkündür. Enerji depolama sistemlerinin kullanılması bunlardan en popüler olanıdır. Dünyada birçok ülke de gerek elektrikli araçların artması gerekse enerji depolama sistemlerinin kullanılması ile sistem operatörleri bunların etkilerini incelemeye başlamıştır.

Enerji depolama sistemleri bugüne kadar var olan elektrik sistemi için yepyeni bir eleman olmakla birlikte birçok yeniliği de beraberinde getirmektedir.

Enerji depolama sistemlerinin yakın gelecekte tüketiciler tarafından kullanımının artacağı düşünülmektedir. Bugüne kadar kullanılan yük kaydırma ve tepe tıraşlama yöntemlerinden daha farklı bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. Enerji depolama sistemlerinin tüketici kanadında kullanımı ile tüketicilerin kullanım alışkanlıklarını değiştirerek yük kaydırma yapılmasına gerek kalmayacaktır. Aksine, tüketicilerin yük alışkanlıklarını sürdürürken geri planda enerji depolama sistemleri çalışacak olup, otomatik olarak yük kaydırması yapılacaktır. Örnek olarak, elektrikli araçlarda yer alan enerji depolama birimlerinin araçtan şebekeye teknolojisi (vehicle to grid) ile talep tarafı yük yönetimine etkisi [7]'de incelenmiştir.

Tüketicilerin tepe değer zaman aralığında kullandıkları yük miktarı kadar enerji düşük enerjili zaman dilimlerinde enerji depolama sistemine depolanması ve tepe değer zaman aralığında bu depolanan enerjinin kullanılması durumu söz konusudur. Böylece, tepe değer zaman aralığında tüketiciler dağıtım ve iletim sistemlerine çok fazla yüklenmeyecek olup, aşırı gerilim düşümlerinin önüne geçilecektir. Benzer şekilde düşük talep saatlerinde enerji depolama sisteminin dolması için enerji çekilecek olup bu dönemdeki talep arttırılacaktır. Bunun sonucunda da indirici merkezlerde Ferranti Effect sebebi ile gözlemlenen gerilim yükselmelerinin önüne geçilmiş olunacaktır.

Enerji depolama sistemlerinin tüketici kanadında yaygınlaşması ile düşen tepe değer yükünün bir diğer yansıması da gerekli olan üretim santrali sayısının azalmasıdır. Bu şekilde yeni üretim tesisi gerekliliğinin önüne geçilecek olup doğaya verilen tahribat en düşük seviyelere indirilecektir.

Enerji depolama sistemlerinin sistem operatörleri açısından en önemli yararı ise elektrik sisteminin tahmin edilebilirliğini yükseltebilmesidir. Bağlı bulundukları yükün ani artışları sırasında primer kontrol elemanı olarak yükün ihtiyacını karşılayabilirler ve elektrik sistemindeki frekans dalgalanmalarını sönümlenmesinde etkin rol oynayabilirler.

4. Enerji Depolama Sistemlerinin Sistem İyileştirilmesi Açısından Kontrolü

Elektrik sistemlerinin enerji depolama sistemleri ile güçlendirilebilmeleri için bazı kontrol mekanizmalarının kullanılması gerekmektedir. Merkezi kontrole sahip enerji depolama sistemleri ile tepe değer zaman aralığı boyunca daha düz bir elektrik enerjisi tüketim grafiği elde edilebilir. Benzer şekilde düşük tüketim zaman aralığında da daha düz bir enerji tüketim grafiği elde etmek için merkezi kontrole ihtiyaç vardır.

Gün içi güç talep eğrisinin düzleştirilmesi için enerji depolama sistemlerinin kontrolünde karşılaşılan sıkıntılar;

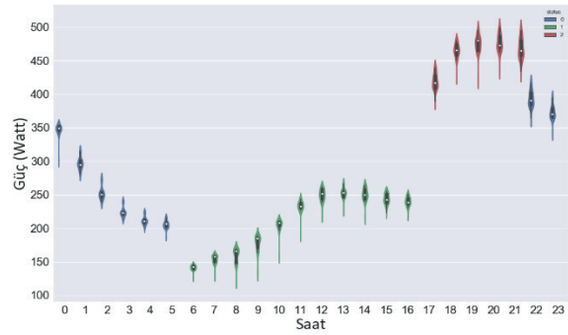
- Enerji depolama sistemlerinin kapasitesi
- Üç ve çok zamanlı tarifelerin fiyat farkı

Sistematik bir analiz yapılabilmesi için aşağıdaki varsayımlar yapılacaktır;

- Enerji depolama sistemlerinin kapasitesi sabit ve 2 kWh olarak alınacaktır.
- Enerji depolama sistemlerinin çevirici değerleri 500 W olarak alınacaktır.
- Gündüz tarifesi saat aralığı 06:00 - 17:00
  Puant tarifesi saat aralığı 17:00 - 22:00
  Gece tarifesi saat aralığı 22:00 - 06:00 arası olarak alınacaktır.
- Gündüz tarifesi fiyatı 0.212 TL/kWh
  Puant tarifesi fiyatı 0.3775 TL/kWh
  Gece tarifesi fiyatı 0.0926 TL/kWh olarak alınacaktır.
- Tek zamanlı tarife fiyatı 0.2134 TL/kWh olarak alınacaktır.
- Ankara ilinin 2016 yılı mesken elektrik tüketim verileri kullanılacaktır [8].

Sistem operatörleri açısından daha tahmin edilebilir bir sistem yaratmak amacı göz önüne alındığında tarife saat aralıkları ve tarife fiyatları göz ardı edilmelidir. Tamamen sistemde sabit bir güç akışı yaratacak şekilde geliştirilmelidir. Bu çerçevede fiyat dilimi önemsenmeden enerji depolama birimleri doldurulup kullanılacaktır.

Sistemin ilk durumuna bakıldığında aşağıdaki grafik gözlemlenmiştir:

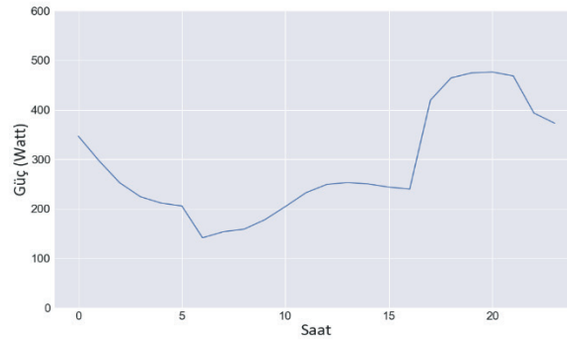


Şekil 1: Yıllık gün içi güç talebi dağılımı

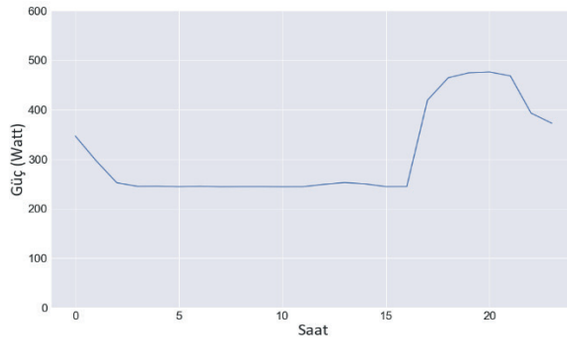
Şekil 1'de mavi renkli bölgeler gece tarifesini, yeşil renkli bölgeler gündüz tarifesini, kırmızı renkli bölgeler ise puant tarifesini temsil etmektedir. Bunun yanında renkli bölgelerin kalın olduğu değerler o değerin sene içerisinde daha fazla gözlemlendiğini, ince olan yerler ise o değerin daha az gözlemlendiğini anlatmaktadır. Renkli bölgelerin içerisindeki beyaz noktalar ise ilgili saatin bir yıllık ortalamasını göstermektedir.

Şekil 1'den de anlaşılacağı üzere puant saatlerinde elektrik kullanımı çok yaygın olmakla beraber, gündüz saatlerindeki kullanım daha azdır.

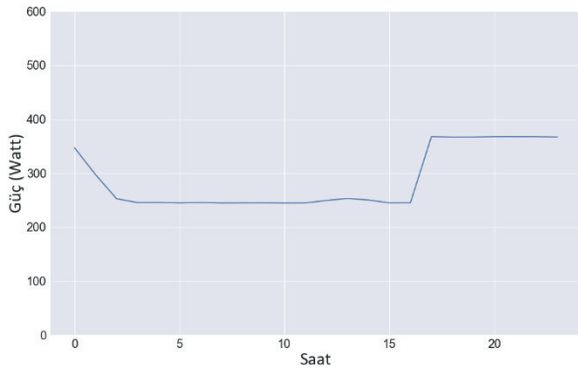
Enerji depolama sistemlerinin (0.5 kWh kapasiteli) sistem operatörlerinin elektrik sistemini iyileştirilmesi amacı ile kullanımı senaryosu göz önüne alındığında aşağıdaki durum oluşmaktadır;



Şekil 2: Yıllık ortalama gün içi güç talebi



Şekil 3: Bataryaların düşük enerji tüketiminin olduğu zamanlarda doldurulması



Şekil 4: Depolanan enerjinin yüksek enerji tüketilen zamanlarda kullanımı

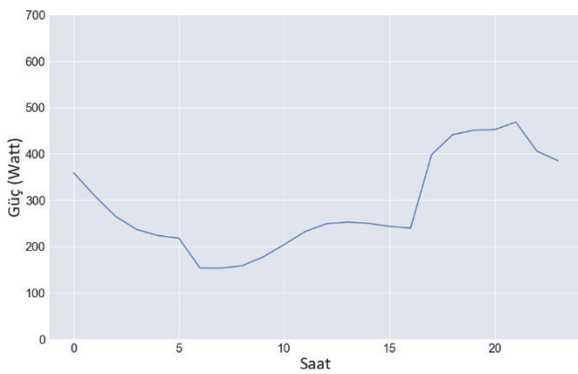
Şekil 4'ten de anlaşılacağı gibi 0.5 kWh'lik enerji depolama birimleri dahi gün içi güç talep eğrisini büyük ölçüde düzelterek, sistem operatörlerinin ihtiyacını karşılamaktadır.

Kullanılan verilere dayanarak, meskenlerde tam olarak düz bir güç talep eğrisi elde etmek için gerekli olan optimum enerji depolama birimi kapasitesi 1.118 kWh olarak hesaplanmıştır. Fakat bu sonuca varılırken, bütün mesken tipi müşterilerin enerji depolama sistemine sahip olduğu ve enerji depolama sistemi kayıplarının olmadığı varsayılmıştır. Bunun dışında, mevsimsel ortalama yük, olası güneş enerjisi katkısı ve enerji depolama biriminin fiyatının kullanıldığı daha detaylı optimizasyon çalışmaları da yapılabilmektedir [9].

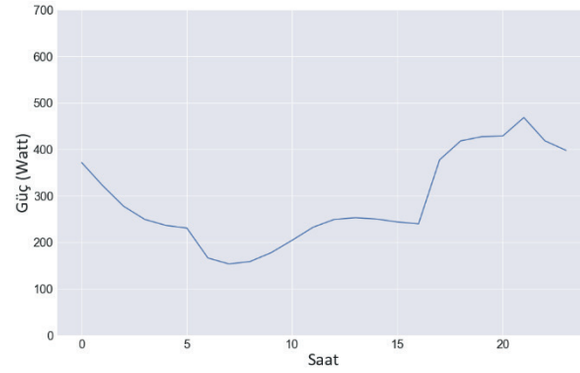
5. Enerji Depolama Sistemlerinin Üç Zamanlı Tarifelerde Kontrolü

Enerji depolama sistemlerinin tüketici tarafına olan ekonomik etkisi, bu sistemlerin yaygınlaşması konusundaki en önemli hususlardan bir tanesidir. Aynı zamanda bu sistemlerin yaygınlaşması durumunda gerçekte oluşacak senaryonun bu durum olması muhtemeldir.

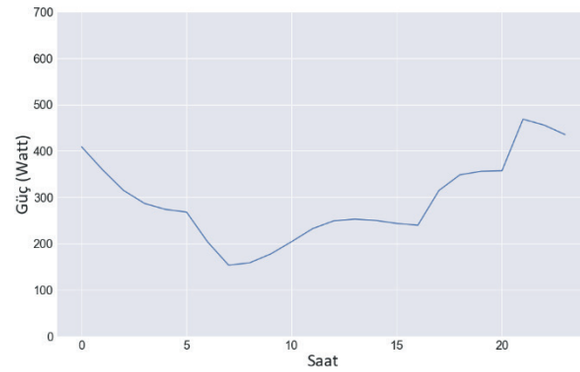
Tüketici açısından bakıldığında en ekonomik çözüm enerji depolama ünitelerinin ucuz saatlerde doldurulması ve pahalı saatlerde harcanmasıdır. Ucuz saatlerdeki dolum sırasında gerekli enerjinin her saat aralığında eşit oranda depolandığı varsayılmaktadır. Bu durum göz önüne alındığı zaman aşağıda gösterilen sonuçlar elde edilmektedir.



Şekil 5: Meskenlerin %5'inde enerji depolama sistemi kullanımı durumu



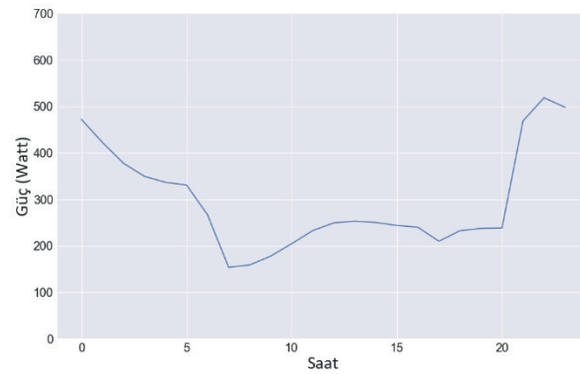
Şekil 6: Meskenlerin %10'unda enerji depolama sistemi kullanımı durumu



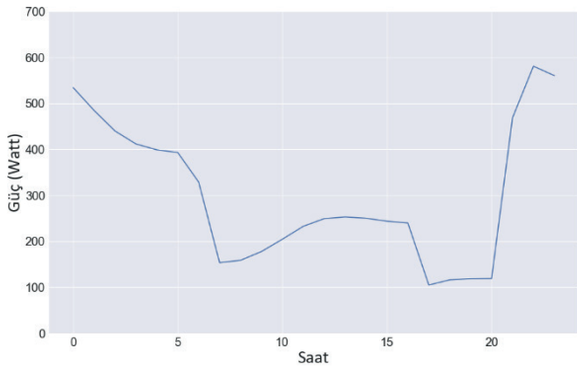
Şekil 7: Meskenlerin %25'inde enerji depolama sistemi kullanımı durumu

Şekil 7'den de anlaşılacağı üzere tüketim profili düzelmiş olup, operatörler açısından uygulaması daha kolay bir güç talebi sağlanmıştır.

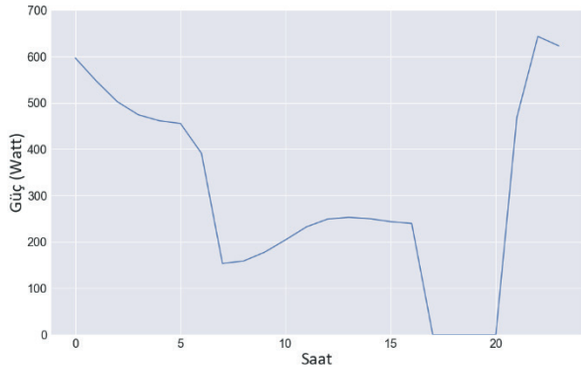
Fakat enerji depolama sistemlerinin mesken tüketicileri tarafında kullanımının daha da artması ile aşağıdaki sonuçlar gözlenmeye başlanmıştır:



Şekil 8: Meskenlerin %50'sinde enerji depolama sistemi kullanımı durumu



Şekil 9: Meskenlerin %75'inde enerji depolama sistemi kullanımı durumu



Şekil 10: Meskenlerin tamamında enerji depolama sistemi kullanımı durumu

Şekil 10'dan da anlaşılacağı üzere tüm tüketicilerin enerji depolama sistemine sahip olması durumunda ekonomik kaygılarından ötürü ucuz saatlerde güç çekecek ve tepe değer saatlerinde bu enerjiyi kullanacaklardır. Bunun sonucunda tepe değer saatinden ucuz saat dilimine geçiş yapıldığında çok büyük bir eğim ile enerji ihtiyacı artacaktır. Bu durumun gerçek olması halinde sistem operatörleri zorluklar yaşayacak ve sorunun üstesinden gelinebilmesinde yan hizmetlerin önemi artacaktır.

Değişimin daha iyi anlaşılabilmesi için Tablo 1'deki ortalama, standart sapma, minimum ve maksimum değerleri verilmiştir;

Tablo 1: Enerji depolama sistemlerinin kullanım oranlarına bağlı olarak gerçekleşen istatiksel değişimler

	%5	%10	%25	%50	%75	%100
Ortalama	288.9	289.8	292.3	296.7	301	305.3
S. Sapma	103.6	98.2	90.8	109.5	152.8	205.7
Min	153.5	153.5	153.5	153.5	104.9	0
Max	468.6	468.6	468.6	518.4	580.9	643.4

Meskenlerde elektrik depolama sisteminin finansal açıdan katkısı da dikkate alınırsa, tek bir meskende elde edilen maliyet azalışı aşağıdaki gibidir;

$$2 \times 30 \times (0.3775 - 0.0926) = 17.094\, TL/ay$$

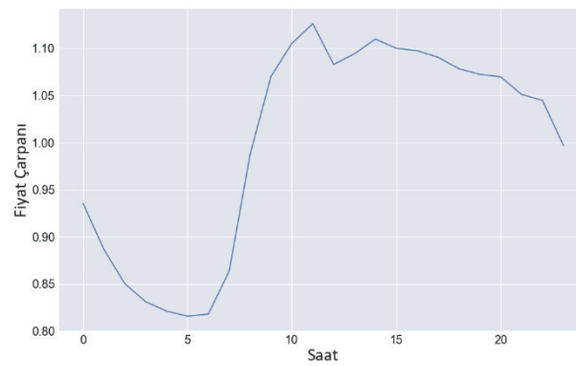
6. Enerji Depolama Sistemlerinin Çok Zamanlı Tarifelerde Kontrolü

Olası bir diğer senaryo ise enerji depolama sistemlerinin yaygınlaşması ile çok zamanlı tarifelere geçilmesidir. Bu tür bir durumda her saat için ayrı bir fiyatlandırma politikasının izlendiği varsayılmakta olup, gün öncesi ya da gün içi piyasanın varlığına göre karar alımı yapılması gerekmektedir.

Bu tarz bir durumda elektrik sisteminin kullanım koşullarını sistem operatörleri açısından iyileştirmek için enerji depolama sistemlerini yine tarife zaman aralıklarından bağımsız bir şekilde çalıştırmak gerekecektir. Bu da yukarıda anlatılan düz bir gün içi güç talep eğrisi elde etme mantığı ile tamamen aynı sonuçları vermektedir.

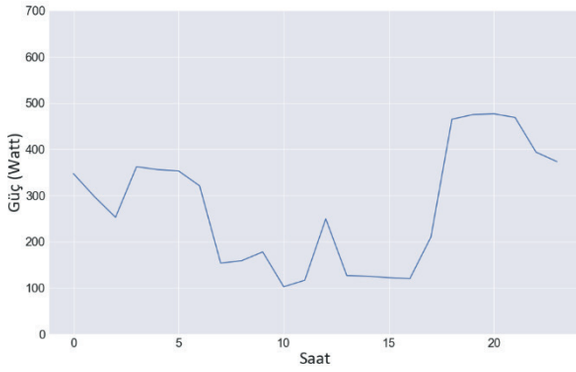
Belirtilen durum altında tüketici tarafına bakıldığında ise devreye iki çeşit market yapısı girmektedir. Bunlar gün öncesi ve gün içi piyasadır. Gün öncesi piyasa senaryosunda fiyat bilgileri saatlik bazda bilinirken, gün içi piyasada gelecek saatlerin fiyat bilgisi bulunmamaktadır.

Öncelikle gün öncesi piyasası senaryosunu ele alırsak, gün içinde saatlik fiyat bilgisine ihtiyacımız olmaktadır. Kullanılan verilere uygun saatlik ortalama bir fiyat politikası yaratmak için, Türkiye'nin 2016 yılındaki saatlik bazda ortalama elektrik tüketimi kullanılmış olup saatlik bazda bir çarpan eğrisi elde edilmiştir;



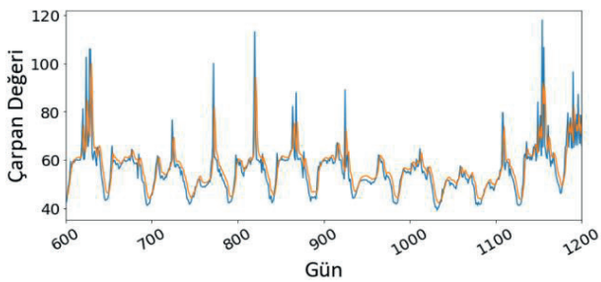
Şekil 11: Normalize edilmiş günlük elektrik birim fiyatı çarpan eğrisi

Elde edilen saatlik fiyat verisi kullanılarak ve mesken tipi tüketicilerin %50'sinin enerji depolama sistemi kullandığı varsayılarak yapılan analizin sonuçları Şekil 12'de verilmektedir.



Şekil 12: Çok zamanlı tarife sisteminde enerji depolama sistemlerinin etkisi

Gün içi piyasa olması durumu yukarıdaki duruma benzerlik göstermektedir. Fakat farklı olarak saatlik elektrik fiyatı bilinemeyeceği için, fiyat tahmini yapılması gerekecektir. Bu durumda 24 saatlik fiyat tahmininin geçmiş fiyat verileri ve diğer yan veriler kullanılarak enerji depolama birimi tarafından yapılması gerekmektedir. Türkiye'de halihazırda gün içi piyasa olmadığı için fiyat verisi bulunamamış olup, bu durumun simüle edilebilmesi için Avustralya verileri kullanılmıştır [10].



Şekil 13: Avustralya gün içi piyasası elektrik fiyat tahmini

Şekil 13'te elde edilen grafik LSTM (uzun kısa süreli bellek) yöntemi ile yapılmıştır. Elde edilen sonuçta mavi renkli grafik gerçekleşen elektrik fiyatını gösterirken, turuncu renkli grafik fiyat tahminini göstermektedir. Tahmin ile gerçekleşen değer arasındaki farkın 0.1$'ı geçmesi durumunda hata olduğunu varsayarsak, fiyat tahmininin %82 doğruluk payı ile çalıştığı söylenebilir. Eğer bu hata payını 0.2$'a çıkarırsak doğruluk oranı %91'e çıkmaktadır. Bu doğruluk payının daha da üst seviyelere çıkarılması daha detaylı bir yapay sinir ağı kullanımı ile mümkündür.

7. Sonuç ve Yorumlar

Gelişen teknoloji çerçevesinde enerji depolama sistemlerinin yaygınlaşması genel anlamda sistem operatörlerinin elektrik sistemine olan kontrolünü kolaylaştıracağı düşünülmektedir. Fakat Şekil 10'dan da anlaşılacağı üzere enerji depolama sistemlerinin çok yaygınlaşması durumunda bazı yan etkilerinin olması çok muhtemel bir senaryodur.

Enerji depolama sistemlerinin bu tarz olumsuz etkilerinden kaçınmak için enerji depolama sistemlerinin gerekli durumlarda merkezi kontrolünün sistem operatörleri tarafından yapılabilmesi gerekmektedir. Bu şekilde ani yük artışları ve ani yük azalışlarının önüne geçilebilecektir.

Benzer şekilde enerji depolama sistemlerinin dolumu sırasında sebep oldukları ani yük artışını engellemek için, sistemin yük durumuna bakarak sistemden enerji çekmeleri önemlidir. Bu sonuca ulaşmak için yapılabilecek en iyi yöntem, meskenlere özel saatlik bazda elektrik tarifesinin uygulanmasıdır. Elde edilecek sonuçlar 4. kısımda verilen sonuçlar ile benzerlikler gösterecek olup, daha düşük bir depolama sistemi kapasitesinin de yeterli olmasını sağlayacaktır.

Bir diğer önemli nokta da yapılan analiz ve simülasyonlar sırasında her bir kullanıcının yük profilinin birbiri ile aynı olduğu varsayılmıştır. Fakat gerçekte bütün kullanıcıların kendine özel bir profili olduğu için, enerji depolama sistemlerinin kontrolünde yardımcı olması adına mesken bazında yük tahmininin yapılması hem sistem hem de tüketici açısından daha yararlı olacaktır [11]. Örnek olarak, tepe değer zaman dilimi sırasında elektrik tüketimi olmayan bir tüketici, gece depoladığı enerjiyi yük tahmini yapılarak tepe değer zaman dilimine saklamak yerine gündüz de kullanabilecektir.

Enerji depolama birimlerinin tüketicilere bir diğer yararı ise, olası elektrik kesintilerinin etkilerini minimuma indirgemesidir. Önemli yüklerin enerji ihtiyacı bu tür elektrik kesintileri sırasında enerji depolama birimleri tarafından sağlanabilir. Hatta sistemin tepe değerindeki elektrik talebini azalttığı için elektrik kesintilerinin de önüne geçilecektir.

Bu bildiride gelecek yıllarda enerji depolama sistemlerinin meskenlerde kullanımının yaygınlaşması ile elektrik sistemine hem pozitif hem de negatif etki yaratabileceği görülmüştür. Bu olumsuz etkilerin önlenebilmesi merkezi kontrol ve yük tahmininin yapılması büyük yarar sağlayacağı düşünülmektedir. Her ne kadar enerji depolama sistemlerinin bazı senaryolarda olumsuz etkileri olsa da genel olarak sistemin daha düzgün işlemesine yardımcı olmaları muhtemeldir. Bu cihazların merkezi kontrolleri ve yük tahmini yapabilme kapasiteleri hakkında çalışmalar yapılması bir sonraki adım olacaktır.

8. Kaynaklar

[1] C.K. Ekman ve S.H. Jensen, "Prospects for large scale electricity storage in Denmark," EnergyConvers. And Manag., vol. 51(6), pp. 1140-1147, Haziran 2010.

[2] 2009/125/EC ve 2010/30/AB sayılı Direktifleri tadil eden ve 2004/8/EC ve 2006/32/EC sayılı Direktifleri yürürlükten kaldıran 25 Ekim 2012 tarihli ve 2012/27/EC sayılı Avrupa Parlamentosu ve Konsey Direktifi AÇA ile ilişkilidir.

[3] M. Ferraro, F. Sergi, V. Antonucci, F. Guarino, G. Tumminia ve M. Cellura, "Load match and grid interaction optimization of a net zero energy building through electricity storage: An Italian case-study," 16. IEEE Çevre ve Elektrik Mühendisliği Uluslararası Konferansı (EEEIC), Floransa, 2016, pp. 1-5.

[4] B. Zakeri, S. Syri and F. Wagner, "Economics of energy storage in the German electricity and reserve markets," 2017 14. Uluslararası Avrupa Enerji Piyasası Konferansı (EEM), Dresden, 2017, pp. 1-6.

[5] L. Dusonchet, M. G. Ippolito, E. Telaretti, G. Zizzo ve G. Graditi, "An optimal operating strategy for combined

RES-based generators and electric storage systems for load shifting applications," 4. Uluslararası Enerji Mühendisliği Konferansı, Enerji ve Elektrikli Sürücü, İstanbul, 2013, pp. 552-557.

[6] F. Bignucolo, A. Savio, R. Turri, N. Pesavento and M. Coppo, "Influence of electricity pricing models on the daily optimization of residential end-users integrating storage systems," 2017 Uluslararası Modern Güç Sistemleri Konferansı (MPS), Cluj-Napoca, 2017, pp. 1-6.

[7] E. Galván-López, M. Schoenauer and C. Patsakis, "Design of an autonomous intelligent demand-side management system by using electric vehicles as mobile energy storage units by means of Evolutionary Algorithms," 2015 7. Uluslararası İşlemsel Zeka Ortak Konferansı (IJCCI), Lisbon, 2015, pp. 106-115.

[8] https://rapor.epias.com.tr/rapor/xhtml/uzlDagitimProfilListesi.xhtml

[9] C. K. Nayak and M. R. Nayak, "Optimal battery energy storage sizing for grid connected PV system using IHSA," 2016 Uluslararası Sinyal İşleme, Haberleşme, Güç ve Gömülü Sistemler Konferansı (SCOPES), Paralakhemundi, 2016, pp. 121-127.

[10] https://www.aemo.com.au/Electricity/National-Electricity-Market-NEM/Data-dashboard#aggregated-data

[11] M. Rowe, T. Yunusov, S. Haben, C. Singleton, W. Holderbaum and B. Potter, "A Peak Reduction Scheduling Algorithm for Storage Devices on the Low Voltage Network," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 5, no. 4, pp. 2115-2124, July 2014.

Konutların Günlük Elektrik Güç Tüketimi Tahmini İçin Uygun Model Seçimi

Selecting a Model for Forecasting the Daily Household Electrical Power Consumption

Aykut Çayır, Işıl Yenidoğan, Hasan Dağ

T.C. Kadir Has Üniversitesi
Yönetim Bilişim Sistemleri
{aykut.cayir, isil.yenidogan, hasan.dag}@khas.edu.tr

Özet

Zamana bağlı değişim gösteren olayların modellenmesi zorlu bir veri analizi problemidir. Bu olaylardan biri olan elektrik güç tüketiminde ise veriden mevsimsel etki ve tatil günleri gibi örüntülerin öğrenilerek bir tüketim tahmin modelinin geliştirilebilmesi için klasik makine öğrenmesi ve derin öğrenme yöntemlerinden yararlanılmaktadır. Bu çalışmada, İngiltere'nin Londra şehrindeki belirli bir bölgede 30 farklı eve ait yaklaşık 3 yıllık elektrik güç tüketimi veri kümesi kullanılarak uygun bir kısa vadeli tüketim tahmin modelinin makine öğrenmesi algoritmaları ile bulunması amaçlanmıştır.

***Anahtar kelimeler**: Zaman serisi, makine öğrenmesi, derin öğrenme, konut bazlı elektrik enerjisi tüketim tahmini.*

Abstract

Developing a forecast model for phenomenon changing in time is a hard data analysis problem. Both machine learning and deep learning techniques are used to develop models that can learn seasonality effect and holiday patterns on electrical power consumption data, which form a time-series data set. In this paper, we try to develop a forecast model based on learning algorithms for short-term household electrical power consumption using data belonging to 30 different houses in a region in London.

***Keywords**: Time series, machine learning, deep learning, household electrical energy consumption forecasting.*

1. Giriş

Günümüzde sensör ağları ve nesnelerin interneti konularındaki gelişmeler veri üretim hızını olağan üstü arttırdığı için bu verileri saklamaya yönelik teknolojiler de ciddi ölçüde gelişmiştir. Bununla beraber, üretilen bu verilerden anlamlı bilgileri çıkartmak için bilinen istatistiksel makine öğrenmesi ve makine öğrenmesinin bir alt grubu olan ve beyin yapısını temel alarak tasarlanan yapay sinir ağları (YSA) modeli olan derin öğrenme konularında da ciddi gelişmeler olmaktadır. Özellikle derin öğrenme tekniklerinin yapısal olmayan veri kümelerindeki başarısı dikkatleri bu alana çekmeyi başarmıştır [1].

İstatistiksel makine öğrenmesi uzun yıllar veri madenciliğinde öğrenmeye dayalı yöntem olarak kullanılmış ve buna bağlı çok çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Son dönemde bu yöntemler arasında, birçok problemde tekniğin bilinen durumunda en iyi sonuçlara ulaşan iki temel metodu göze çarpmaktadır: Bu metotlar, çekirdek hileli doğrusal yöntem [2] ve topluluk öğrenme modeli [3] olarak bilinirler.

Öte yandan, akıllı şebekelerde artık sıklıkla kullanılan akıllı sayaçlardan da dakikalık veriler almak mümkün hale gelmiştir. Anlık verilerin sayaçlarda depolanıp saat başlarında veya saatte birkaç kez merkezi bir veri depolama sistemine gönderilmesi yaygın bir uygulama haline gelmiştir. Bu verilerden hareketle sistemdeki kısa veya uzun vadeli gelecekteki elektrik enerjisi talebinin tahmini yapılabilir. Bu çalışmada, Londra'da belirli bir bölgede bulunan 30 farklı evden yaklaşık 3 yıl boyunca alınan elektrik güç tüketimi zaman serisi veri kümesi için uygun bir tahmin modelinin geliştirilmesi hedeflenmiştir. Model, istatistiksel öğrenme algoritmaları olan çekirdek hileli doğrusal model ve topluluk öğrenme yöntemleri ile birlikte zaman serileri için uygun olduğu literatürde [1, 6] belirtilmiş olan derin öğrenme yöntemi sonuçlarının karşılaştırarak oluşturulmasına dayalı olacaktır.

Bu çalışmanın 2. bölümünde zaman serileri üzerine yapılan ve son tekniklerin bilinen durumlarında en iyi sonuçları veren çalışmalar ele alınmaktadır. Veri kümesinin tanımlayıcı istatistikleri, özellikleri ve veri ön işlemede kullanılan yöntemler Bölüm 3'te anlatılmaktadır. Bölüm 4'te kullanılan yöntemlere ilişkin detaylar ve model seçim kriterleri sunulurken, Bölüm 5 ile çalışmanın sonuçları ve geleceğe yönelik yapılabilecek çalışmalar verilmektedir.

2. İlişkili Çalışma

Bu bölümde zamana bağlı değişim gösteren olayların analizleri ve elektrik enerjisi tüketim tahmin modellerine ilişkin literatür taramalarına yer verilmiştir.

Yu ve ark. [7] öncelikle enerji kullanımına ilişkin istatistiksel bir dağılım oluşturabilmek için bir istatistik analiz modeli sunmaktadır. Aynı çalışmada bir sonraki aşama olarak, enerji kullanımına ilişkin tahmin modelini oluşturmak amacı ile destek vektör makinelerinden (DVM) ve yapay sinir ağından (YSA) yararlanmışlardır. Enerji tüketiminin Gauss dağılımına yakınsadığı ve DVM tabanlı modellerin çok katmanlı YSA'larından daha isabetli tahminler yaptığı sonuçlarına ulaşmışlardır.

Kumar ve ark. [8] borsa verileri üzerinde en iyi tahminleri yapabilecek algoritmaların detaylı karşılaştırmalarını sunmuşlardır. Ayrıca bu makalede, DVM ile rassal orman (RO) algoritması literatürde bilinen diğer algoritmalar ile karşılaştırılmış ve borsa verisi üzerinde en iyi tahminlerin DVM tarafından yapıldığı gösterilmiştir.

Cheng ve ark. [9] RO algoritması kullanarak elektrik güç sistemlerindeki kısa süreli yük tahmininde bulunmuşlardır. Özniteliklerin sayısının yöntemin genelleştirme yetisini düşürmesinden dolayı klasik RO algoritmasının kullandığı farklı öznitelik alt kümeleri yerine tüm özniteliklerin hesaba katılıp ortalama yöntemi ile birleştirildiği bir RO yöntemi önermektedirler. Bu yöntemin mevcut müşterek öznitelik seçimine dayalı yöntemlerden daha iyi sonuçlar verdiğini göstermişlerdir.

Fugon ve ark. [10] çalışmalarında rüzgâr gücü tahmini yapmak için destek vektör makineleri, rassal orman ve yapay sinir ağları modellerini eğitmişlerdir. Rassal orman modelinin kısa vadeli rüzgâr gücü tahmini için en iyi sonuçları verdiğini göstermişlerdir.

Gers ve ark. [11] Mackay-Glass kaotik zaman serisi için Uzun Kısa Vadeli Bellek (UKVB) modeli kullanarak belli bir zaman penceresinde tahmin yapabilen bir model sunmuşlardır.

Malhotra ve ark. [12] ise UKVB ile zaman serilerinde anormallik tespiti yapmışlar ve sonuçların diğer bilinen anormallik tespiti yöntemlerinden daha başarılı olduğunu göstermişlerdir.

Filonov ve ark. [13] çok değişkenli hata tespit modelini UKVB mimarisi kullanarak geliştirmişlerdir. Aynı zamanda bu çalışmada siber saldırı simülasyonu ile UKVB tabanlı sistemlerinin başarısını göstermişlerdir.

Gamboa [14] derin öğrenme yöntemleri ile zaman serileri üzerinde çalışacaklara rehberlik etmesi amacıyla zaman serilerinde tahmin ve anormallik tespiti üzerinde kullanılabilecek derin öğrenme algoritmalarını incelemiştir.

Zhang ve ark. [15] çok değişkenli heterojen zaman serisi veri kümesinde olay sınıflandırma problemi için UKVB mimarisinden yararlanmıştır.

Türkiye'deki elektrik tüketimini geleceğe yönelik tahmin etmek için önerilen çalışmalardan biri olan Oğcu ve ark. [16] yapmış olduğu çok katmanlı YSA ve destek vektör bağlanım (regrasyon) modellerinin karşılaştırıldığı çalışmadır. Bu çalışmada, Türkiye'nin aylık elektrik tüketim verisi üzerinde destek vektör bağlanım tahmin modelinin YSA modeline göre oldukça iyi sonuç verdiği gösterilmiştir. Kavaklıoğlu [17] çok değişkenli destek vektör bağlanım modeli kullanarak Türkiye'deki elektrik tüketimini sosyo-ekonomik göstergelerin fonksiyonu olarak modellemeyi başarmış ve 1975 ile 2006 yılları arasındaki verileri kullanarak 2026 yılına kadar olan uzun vadeli tüketim miktarlarını tahmin etmeye çalışmıştır. Tso ve ark. [18] elektrik enerji tüketiminin tahmini için aşamalı bağlanım, karar ağacı ve çok katmanlı YSA olmak üzere üç ayrı modeli incelemişlerdir. Bu çalışmada basit bir karar ağacı modeli ile diğer iki modelden çok daha başarılı tahmin sonuçları elde edilebildiğini göstermişlerdir.

Beccali ve ark. [19] İtalya'da Palermo bölgesinde, 1 Haziran 2002 ile 10 Eylül 2003 arasında toplanan elektrik tüketim verisine ek olarak sıcaklık, nem, global solar radyasyon, atmosferik basınç ve rüzgâr hızı verileriyle birlikte çalışmışlardır. Yaptıkları çalışmada elektrik enerjisinin konuta dayalı elektrik tüketiminin yakın dönem için (bir saat sonrası) hava sıcaklığı ve klima kullanımı etkisini de göz önüne alarak tahmin etmeyi amaçlamışlardır. Bu amaca ulaşmak için öz devinimli Elman Yapay Sinir Ağları metodu kullanmışlar ve modelin eğitimi için elektrik enerjisi tüketiminden başka değişkenler de tanımlamışlardır.

Beccali ve arkadaşları çalışmalarında zaman serisi problemlerinde kullanılagelen yapay sinir ağları metodunun stabilitesi ve tatmin edici performansı nedeniyle uygunluğunu teyit etmiş ve kısa dönem elektrik enerjisi talep tahminleme için geçmiş zaman verileri yanı sıra konfor indeksi, iklimleme cihazları kullanımı gibi parametrelerin de göz önüne alınması gerekliliğine dikkat çekmişlerdir.

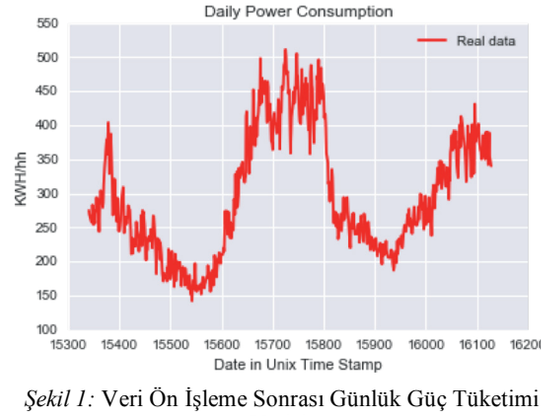
Bütün bu çalışmalardan görüldüğü üzere veri kümelerinin zamana bağlı oluşları gibi yapısal bir benzerlik ve elektrik enerjisi tüketim tahmini gibi ortak bir uygulama alanı (Bknz. Suganthi, L., ve Samuel, A. A. [20] ile Swan, L. G. ve. Ugursal, V. I. [21]) olsa bile model geliştirme için ortak bir yöntem veya bir kural üretmek mümkün olmamıştır. Bazı tekniklerin benzer veri setlerine uygulanmış olmalarına rağmen çok farklı başarımlar elde ettiği gözlemlenmiştir. Bu sebepten çalışmada kullanılan veri seti için bir model önerebilmek amacıyla farklı tekniklerin karşılaştırılması sonucunda uygun bir modelin seçilmesi yaklaşımı benimsenmiştir.

3. Veri Kümesi

Bu çalışmada kullanılan veriler İngiltere'nin Londra şehrinde akıllı sayaç enerji tüketimi (Smart Meter Energy Consumption) veri kümesine aittir [5]. Veriler Kasım 2011 ile Şubat 2014 zaman aralığında ve her yarım saatte bir olacak şekilde 30 farklı evin KWh türünden elektrik güç tüketimi kayıtları olarak toplanmıştır. Tüm veri kümesi toplamda 1 milyon adet gözlem içermektedir.

Veriler kullanılmadan önce ön işlemden geçirilmiştir. Aykırı değer kontrolü yapılmış ve veri setinde aykırı değer olmadığı için ön işlem aşaması iki kısımdan oluşmuştur: eksik verilerin giderilmesi ve veri dönüşümü. İlk aşamada tüm veri kümesinde toplam 29 eksik veri içeren kayıt olduğu tespit edilmiş ve eksik olan bu gözlemler veri kümesinden çıkartılmıştır. Ön işlemenin son aşaması olan veri dönüşümü iki şekilde uygulanmıştır. Birinci adımda zaman bilgisi Unix zaman kayıtlarına çevrilip tüm gözlemler bu bilgi ile indekslenmiştir. Veri dönüşümünün son adımında ise yarım saatte bir olarak toplanmış olan gözlemler tarih-endeks bilgisi kullanılarak KWh türünden günlük elektrik güç tüketim miktarlarına dönüştürülmüştür.

Şekil 1 veri ön işleme aşamasından sonraki gerçek günlük güç tüketimleri KW saat türünden göstermektedir.



Şekil 1: Veri Ön İşleme Sonrası Günlük Güç Tüketimi Verisi.

4. Yöntemler

Bu çalışmada istatistiksel makine öğrenmesinde durumları bilinen tekniklerden bir çekirdek hileli doğrusal model olan destek vektör bağlanım modeli, bir topluluk öğrenme

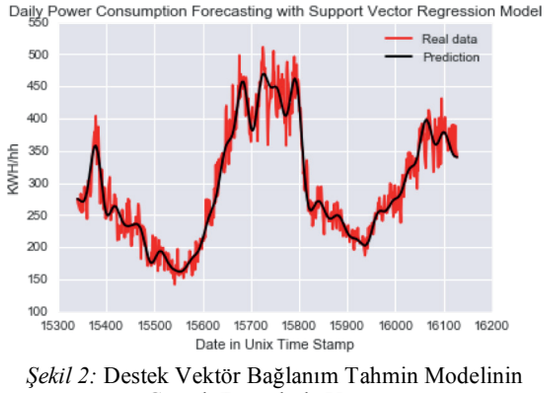
algoritması olan rassal orman bağlanım modeli ve makine öğrenmesinin bir alt grubu olan derin öğrenmede yapay sinir ağlarından esinlenilerek zaman serisi ve sekans verileri için tasarlanmış olan uzun-kısa vadeli bellek (UKVB) olarak isimlendirilen YSA modeli eğitilmiştir. Bu modellerin eğitilmesinde kullanılan araçlar şunlardır:

- Python 2.7 Programlama dili
- Sklearn 0.18 İstatistiksel makine öğrenmesi kütüphanesi
- Tensorflow 1.0.2 Derin öğrenme kütüphanesi
- Keras 2.0 Yüksek seviyeli derin öğrenme kütüphanesi

4.1. Destek Vektör Bağlanım Modeli

Destek vektör makineleri karar sınıfının maksimum marj ile sınıflardan ayrılmasına dayanan bir ikili sınıflandırma modeli olarak Cortes ve ark. [4] tarafından geliştirilmiştir. Doğrusal olarak ayrılabilen veri kümelerinde başarılı olmasına rağmen doğrusal olarak ayrılamayan verilerde oldukça başarısızdır. Bu problemi aşabilmek amacıyla çekirdek hileleri geliştirilmiştir. Çeşitli çekirdek hileleri bulunmaktadır. Doğrusal olmayan verilerde en sık kullanılan çekirdek hilesi ise radyal bazlı fonksiyondur.

Destek vektör makineleri sınıflandırma amacıyla kullanılabileceği gibi bağlanım problemleri için de kullanılmaktadır. Bu çalışmada DVM doğrusal olmayan bağlanım problemi olarak ele alınan günlük elektrik güç tüketimi (Bknz. Şekil 1) verisine tahmin modeli oluşturmak amacıyla radyal bazlı fonksiyon çekirdeği hilesi kullanılarak uygulanmıştır. Şekil 2'de koyu renk ile çizilen çizgi DVM bağlanım modelinin tahmini değerlerini, kırmız çizgiler ise gerçek değerleri göstermektedir. Modelin veri üzerindeki mevsimsel etkiyi ve eğilimleri yakaladığı rahatlıkla görülmektedir.



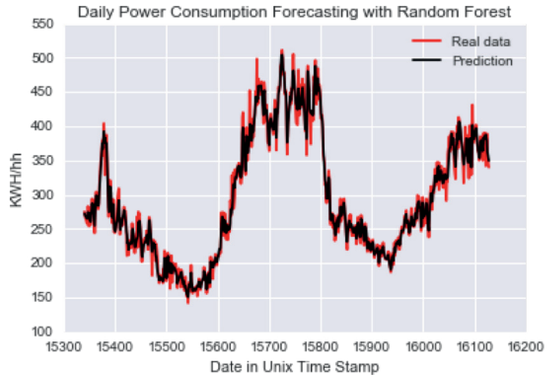
Şekil 2: Destek Vektör Bağlanım Tahmin Modelinin Gerçek Değerlerle Uyumu.

4.2. Rassal Orman Bağlanım Modeli

Rassal orman (RO) algoritması rassal alt öznitelik kümelerinden oluşturulmuş birden fazla sınıflandırma ve bağlanım ağacı içeren bir topluluk öğrenme algoritmasıdır [22, 23]. RO modeli bağlanımda ve sınıflandırma problemlerinde çok sık kullanılan bir modeldir.

Rassal orman algoritması eşit sayıda rastgele gözlemler içeren ağaç sayısı kadar alt eğitim kümeleri tarafından eğitilir. Sınıflandırma ve bağlanım problemlerinde gözlemler her bir ağacın yapraklarında bulunur. RO modeli sınıflandırma problemlerinde ormanı oluşturan karar ağaçlarının en fazla oylamış olduğu sınıfı test verisine atar. Bağlanım problemlerinde ise, her bir bağlanım ağacının nihai yaprağındaki gözlemlerin ortalaması ve en sonunda her bir bağlanım ağacından gelen sonuçların ortalaması ile test verisinin bağlanım değeri elde edilir.

Şekil 3'de 1000 bağlanım ağacı ile oluşturulmuş RO modelinin gerçek verilerle uyumu gösterilmektedir. Bu modelin mevsimsel etki ve eğilimleri çok iyi öğrendiği ve gerçek verilere yakın tahminlerde bulunduğu görülmektedir.



Şekil 3: Rassal Orman Bağlanım Tahmin Modelinin Gerçek Değerlerle Uyumu.

4.3. Uzun-Kısa Vadeli Bellek Sinir Ağı Modeli

Uzun-kısa vadeli bellek bir çeşit özdevinimli yapay sinir ağı modelidir [1, 24, 25]. Özdevinimli yapay sinir ağlarında her bir sinir hücresi modeli bir geri besleme döngüsüne sahiptir. UKVB mimarisi çok katmanlı yapay sinir ağı mimarisinden farklı olarak zaman ekseni üzerinden de eğitilmeyi mümkün kılmaktadır. Geri besleme çevrimi ağırlıkların yenilenmesinde bir önceki ve bir sonraki gözlemin belirli bir zamandaki değerlerini dikkate almayı sağlar.

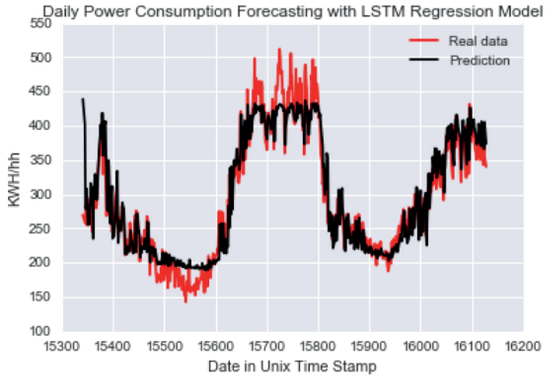
Klasik çok katmanlı YSA modelinden farklı olarak, UKVB modeli eğitilmesinde bir çeşit geri yayılım algoritması olan zaman ile geri yayılım (Backpropagation Time Through) kullanılır. UKVB eğitiminde yaşanan gradyanların sönmesi ve patlaması problemini ortadan kaldırmak için bu yöntem geliştirilmiştir [26].

Şekil 4'te 500 adet saklı sinir hücresi ile oluşturulmuş UKVB modelinin gerçek veriler ile uyumu görülmektedir. Bu model eğitilirken çapraz doğrulama yöntemi ile en uygun zaman adımı (time step) değeri 1 olarak seçilmiştir. Bu modelin mevsimsel etkiyi, diğer zaman örüntülerini ve eğilimlerini öğrendiği görülmektedir. Ancak yer yer tahminlerinin DVM ve RO bağlanım modellerinin ve gerçek değerlerin gerisinde olduğu açıkça görülmektedir.

4.4. Değerlendirme Ölçütleri

Bu çalışmada geliştirilen modeller üç farklı ölçüte göre değerlendirilmiştir. Sırasıyla bu ölçütler R-Kare, düzeltilmiş R-Kare ve ortalama mutlak hata ölçütleridir. R-Kare gerçek bir fonksiyon ile o fonksiyona ait kestirimin ne kadar uyduğunu ölçen bir metriktir.

$$R^2 = \frac{\sum_i \hat{y}_i^2}{\sum_i y^2} \qquad (1)$$



Şekil 4: Uzun-Kısa Vadeli Bellek YSA Tahmin Modelinin Gerçek Değerlerle Uyumu.

Denklem (1) R-Kare ölçütünün tanımını vermektedir. Bu denklemde $\hat{y}$ tahmin değerlerini ve y ise gerçek değerleri göstermektedir. Bu oran 1'e ne kadar yakınsa gerçekleştirilen eğri uydurma işlemi de o kadar başarılıdır.

$$Düzeltilmiş\ R^2 = 1 - \frac{(1-R^2)(N-1)}{N-p-1} \qquad (2)$$

Denklem (2)'de ise düzeltilmiş R-Kare ölçütünün tanımı verilmektedir. Bu denklemde R^2 denklem (1)'de hesaplanan R-Kare değerini, N gözlem sayısını ve p ise bağlanımda kullanılan öznitelik sayısını göstermektedir. Bu değer 1'e ne kadar yakınsa bağlanım o kadar başarılıdır.

$$Ortalama\ Mutlak\ Hata\ = \frac{1}{n}\sum_i |y_i - \hat{y_i}| \qquad (3)$$

Ortalama mutlak hata (OMH) kayıp ya da maliyet fonksiyonu olarak denklem (3)'teki gibi tanımlanır. Bağlanımda bu maliyet değerinin minimize edilerek olabildiğince en küçük değer olması beklenir.

Tablo 1: Modellerin Değerlendirme Ölçütleri.

Model	R^2	$Düzeltilmiş\ R^2$	OMH
DVM	0.943774	0.943684	15.324859
RO	0.984872	0.984848	7.449141
UKVB	0.906085	0.905933	21.847188

RO algoritmasının günlük elektrik güç tüketimi tahmininde diğer iki algoritmadan çok daha iyi olduğu her üç metrik ile Tablo 1'de görüldüğü üzere açıktır.

4.5. Model Seçimi

Modellerin en iyi sonuçları verdiği parametrelerinin uygun değerlerinin bulunması ve tüm model eğitimlerinin bu parametreler ile gerçekleştirilmesi model seçim aşamasıdır. Bu aşamada *k* parçalı çapraz doğrulama işlemi tercih edilmiştir.

Model parametreleri 4-Parçalı çapraz doğrulama kullanılarak seçilmiştir. Tüm veri kümesinin rassal %80'ni eğitime geriye kalan rassal %20'lik kısmı ise model test verisi olarak ayrılmıştır. En düşük mutlak hata kayıp skorunu veren model seçilmiş deneyler bu modeller ile gerçekleştirilmiştir.

5. Sonuç

Makine öğrenmesinde ve veri madenciliğinde tüm veri kümeleri için genel geçer iyi sonuçlar veren bir model olmayacağı *"No Free Lunch Theorem"* [27] olarak çok iyi bilinmesine rağmen literatürde UKVB modelinin zaman serisi tahmin modellemesinde oldukça başarılı oldukları öne sürülmektedir [1, 11, 13, 14, 15].

Bu çalışmada veri madenciliğinde durumu bilinen tekniklerden çekirdek hileli, topluluk ve derin öğrenme yöntemlerinden literatürde zaman serilerinde tahmin modelleri için en iyi sonuçları veren destek vektör bağlanım, rassal orman bağlanım ve uzun-kısa vadeli bellek YSA modelleri R-Kare, düzeltilmiş R-Kare ve ortalama mutlak hata ölçütlerine göre karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, elimizdeki bu günlük elektrik gücü tüketimi veri seti için en uygun modelin bir topluluk öğrenme algoritması olan RO yöntemi olduğunu göstermektedir. DVM ve UKVB yöntemleri ise umut verici sonuçlar göstermesine rağmen RO bağlanım modelinin oldukça altında kalmıştır. Böylece UKVB modelinin zaman serisi tahminlerinde, en azından elimizdeki bu veri seti için, genel geçer bir yaklaşım olmadığı açıkça gösterilmiştir.

6. Kaynaklar

[1] LeCun, Y., Bengio, Y., & Hinton, G. (2015). Deep learning. *Nature*, *521*(7553), 436-444.

[2] Suykens, J. A., & Vandewalle, J. (1999). Least squares support vector machine classifiers. *Neural processing letters*, *9*(3), 293-300.

[3] Dietterich, T. G. (2002). Ensemble learning. *The handbook of brain theory and neural networks*, *2*, 110-125.

[4] Cortes, C., & Vapnik, V. (1995). Support-vector networks. *Machine learning*, *20*(3), 273-297.

[5] CACI ACORN Group (2010) [Online]. Available: https://data.london.gov.uk/dataset/smartmeter-energy-use-data-in-london-households

[6] Greff, K., Srivastava, R. K., Koutník, J., Steunebrink, B. R., & Schmidhuber, J. (2016). LSTM: A search space odyssey. *IEEE transactions on neural networks and learning systems*.

[7] Yu, W., An, D., Griffith, D., Yang, Q., & Xu, G. (2015). Towards statistical modeling and machine learning based energy usage forecasting in smart grid. *ACM SIGAPP Applied Computing Review*, *15*(1), 6-16.

[8] Kumar, M., & Thenmozhi, M. (2006). Forecasting stock index movement: A comparison of support vector machines and random forest.

[9] Cheng, Y. Y., Chan, P. P., & Qiu, Z. W. (2012, July). Random forest based ensemble system for short term load forecasting. In *Machine Learning and Cybernetics (ICMLC), 2012 International Conference on* (Vol. 1, pp. 52-56). IEEE.

[10] Fugon, L., Juban, J., & Kariniotakis, G. (2008, March). Data mining for wind power forecasting. In *European Wind Energy Conference & Exhibition EWEC 2008* (pp. 6-pages). EWEC.

[11] Gers, F. A., Eck, D., & Schmidhuber, J. (2002). Applying LSTM to time series predictable through time-window approaches. In *Neural Nets WIRN Vietri-01* (pp. 193-200). Springer, London.

[12] Malhotra, P., Vig, L., Shroff, G., & Agarwal, P. (2015). Long short term memory networks for anomaly detection in time series. In *Proceedings* (p. 89). Presses universitaires de Louvain.

[13] Filonov, P., Lavrentyev, A., & Vorontsov, A. (2016). Multivariate Industrial Time Series with Cyber-Attack

Simulation: Fault Detection Using an LSTM-based Predictive Data Model. *arXiv preprint arXiv:1612.06676*.
[14] Gamboa, J. C. B. (2017). Deep Learning for Time-Series Analysis. *arXiv preprint arXiv:1701.01887*.
[15] Zhang, S., Bahrampour, S., Ramakrishnan, N., & Shah, M. (2016). Deep Symbolic Representation Learning for Heterogeneous Time-series Classification. *arXiv preprint arXiv:1612.01254*.
[16] Oğcu, G., Demirel, O. F., & Zaim, S. (2012). Forecasting electricity consumption with neural networks and support vector regression. *Procedia-Social and Behavioral Sciences*, *58*, 1576-1585.
[17] Kavaklioglu, K. (2011). Modeling and prediction of Turkey's electricity consumption using Support Vector Regression. *Applied Energy*, *88*(1), 368-375.
[18] Tso, G. K., & Yau, K. K. (2007). Predicting electricity energy consumption: A comparison of regression analysis, decision tree and neural networks. *Energy*, *32*(9), 1761-1768.
[19] Beccali, M., Cellura, M., Brano, V. L., & Marvuglia, A. (2008). Short-term prediction of household electricity consumption: Assessing weather sensitivity in a Mediterranean area. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *12*(8), 2040-2065.
[20] Suganthi, L., and Anand A. Samuel. "Energy models for demand forecasting—A review." *Renewable and sustainable energy reviews* 16.2 (2012): 1223-1240.
[21] Swan, Lukas G., and V. Ismet Ugursal. "Modeling of end-use energy consumption in the residential sector: A review of modeling techniques." *Renewable and sustainable energy reviews* 13.8 (2009): 1819-1835.
[22] Breiman, L. (2001). Random forests. *Machine learning*, *45*(1), 5-32.
[23] Loh, W. Y. (2011). Classification and regression trees. *Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery*, *1*(1), 14-23.
[24] Gers, F. A., Schmidhuber, J., & Cummins, F. (1999). Learning to forget: Continual prediction with LSTM.
[25] Graves, A., & Schmidhuber, J. (2005). Framewise phoneme classification with bidirectional LSTM and other neural network architectures. *Neural Networks*, *18*(5), 602-610.
[26] Hochreiter, S., Bengio, Y., Frasconi, P., & Schmidhuber, J. (2001). Gradient flow in recurrent nets: the difficulty of learning long-term dependencies.
[27] Domingos, P. (2012). A few useful things to know about machine learning. *Communications of the ACM*, *55*(10), 78-87.

Elektrikli Araçların Karbon Salınımı

Carbon Emission of Electric Vehicles

Mert Sönmez, Abdurrahman Cankurtaran, Said Mirza Tercan, Erdin Gökalp

mertsnmzz@gmail.com, cankurtttt38@gmail.com, stercan@yildiz.edu.tr, gokalp@yildiz.edu.tr

Yıldız Teknik Üniversitesi

Elektrik Mühendisliği Bölümü

Özet

Elektrikli araçların CO_2 salınımı açısından incelemesinin yapıldığı bu çalışmada elektrikli araçların CO_2 salınımının "sıfır" olmadığı gösterilmiştir. Elektrikli araçların ve bataryalarının üretim aşamasında ortaya çıkan CO_2 salınımına ilaveten kullanım süreleri boyunca şarj edilirken kullanılan elektrik enerjisinin üretiminde de belirli bir CO_2 salınımına neden olduğu gösterilmiştir. Türkiye ve ABD'de elektrik enerjisi üretiminde kullanılan fosil yakıtların ortaya çıkardığı CO_2 salınımı incelenmiştir. Ayrıca içten yanmalı motorlu araçlar ve elektrikli araçlar için CO_2 salınımı bakımından karşılaştırma yapılmıştır.

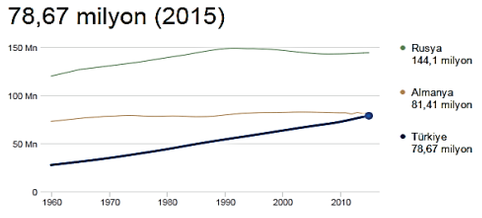
Abstract

This paper, which investigates CO2 emission of electric vehicles (EVs) shows that CO2 emission of EV is not completely "zero". Addition to CO2 emission due to producing of EV and their batteries, EV causes indirectly CO2 emission due to charge energy need. CO2 emission due to electric energy production using fossil fuel in turkey and us was investigated. EVs and internal combustion engine vehicles were compared by CO2 emission.

Anahtar kelimeler: elektrikli araç, CO_2 salınımı, enerji üretimi,

1.Giriş

Türkiye Cumhuriyeti, 783.562 km²'lik yüzölçümü ve yaklaşık 80 milyonluk nüfusu ile hızla gelişmekte olan ülkelerden biridir. Özellikle genç nüfus oranı ve nüfus artış hızı oranı bakımından Rusya ve Almanya gibi birçok ülkenin ilerisindedir.



Şekil 1: Rusya, Almanya ve Türkiye'nin karşılaştırmalı nüfus artış hızı

Nüfusun bu şekilde hızla artması, doğal olarak nüfus yoğunluğunu arttırmaktadır. Nüfus yoğunluğu arttıkça ortaya çıkan en büyük problemlerden birisi de çevre kirliliğidir. Çevre kirliliğine neden olan en büyük etkenlerden birisi de CO_2 salınımıdır. Toplumdaki her bireyin bu kirliliğe doğrudan veya dolaylı olarak etkisi bulunmaktadır. Bu etkiyi ölçülendirebilmek için "karbon ayak izi" metodunu kullanılmaktadır. Karbon ayak izi, birim karbondioksit cinsinden ölçülen, insan faaliyetlerinin çevreye verdiği zararın ölçüsüdür. Birincil ve ikincil karbon ayak izi olmak üzere de ikiye ayrılmaktadır. Birincil ayak izi, ulaşım ve evsel tüketimler gibi fosil yakıtların da dâhil edildiği tüketimler sonucunda ortaya çıkan CO_2 miktarının hesaplanması ile ilgiliyken ikincil ayak izi ise yeryüzünde kullandığımız ürünlerin tüm yaşam döngüsü sonucu ortaya çıkan CO_2 salınımının hesaplanması ile ilgilidir.

Bu çalışmanın temel konusu, temiz bir çevre için birincil karbon ayak izine neden olan ulaşım araçlarının karbon salınımlarının hesaplanması ve azaltılmasına yönelik birtakım çalışmaları içermektedir.

2.Nüfus Artış Hızının Trafiğe Çıkan Araç Sayısına Etkisi

Ülke nüfusunun artması ulaşıma olan ihtiyacı arttırmaktadır. Ulaşım ihtiyacını sağlamak için ise toplu taşıma araçları (otobüs, tren, minibüs vs.) ve şahıs veya şirketlere ait binek araçlar (otomobil, kamyonet, motosiklet vs.) kullanılmaktadır. Ülkemizde, İstanbul başta olmak üzere kara taşıtlarının sayısı her geçen gün hızlı bir artış göstermektedir.

Batı Avrupa ülkelerinde ulaştırma aktivitelerinin yoğun olmasına karşın buradaki koşulların doyuma ulaşmış olması nedeniyle, yıllık artış düşük olup 1970-1990 döneminde [yolcu-km] değerlerinde yıllık ortalama artış %3,2 olurken, 1997-2020 dönemi için öngörülen artış da %1,7'dir. Otomobil kullanımındaki artışın da [yolcu-km] olarak aynı dönemlerde %3,4 değerinden, %1,2 değerine gerileyeceği öngörülmektedir [1].

Türkiye'de ve orta Avrupa ülkelerinde ise durum farklıdır. Ulaştırma faaliyetlerinin giderek artış gösterdiği bu grupta, 1970-1997 döneminde [yolcu-km] cinsinden tanımlanan ulaştırma faaliyetlerinde ortalama %3,3 artış olmuştur. 1997-2020 dönemi için de %3,0 artış öngörülmektedir. Aynı dönemlerde otomobil kullanımında ise [yolcu-km] cinsinden yıllık %5,7 artıştan, %4,2 artış seviyesine gerileme olacağı öngörülmektedir. Buna göre 1986 yılında %36 olan otomobil kullanarak yapılan ulaşımın payı, 2002 yılında %60 seviyesine ulaştığı, 2020 yılında ise %80 seviyesine ulaşacağı öngörülmektedir [2].

Avrupa Otomobil Üreticileri Birliği (ACEA) tarafından araçların ürettikleri ortalama CO_2 miktarının, 1995 yılı değerlerine göre %25 azalma ile 2008 yılında 140 g/km değerine, 2012 yılında 120 g/km değerine, 2020 yılında 95 g/km ve 2025 yılında ise 68-78 g/km aralığına düşürülmesi hedeflenmektedir [3].

2017 Ocak ayı TÜİK (Türkiye İstatistik Kurumu) verilerine göre ülkemizde 15 milyondan fazla motorlu binek araç bulunmaktadır [4].

Tablo 1: İllere göre motorlu kara taşıtları sayısı, Ocak 2017

İl	Toplam	Otomobil	Minibüs	Otobüs	Kamyonet
Toplam	15.558.610	11.401.452	465.307	220.894	3.470.957
İstanbul	3.437.639	2.669.296	86.359	45.158	636.826
İzmir	942.594	699.108	14.673	16.006	212.807

2.Yaşam Döngüsü Değerlendirmesi

2.1 Elektrikli Araç Türleri

Elektrikli araçların tasarımında araca yerleştirilen enerjinin üretimi ve dağıtımı tahrik sistem elemanlarıyla yapılmaktadır. Tahrik sistem konfigürasyonları sistem içerisindeki elemanların birbirlerine bağlanma şekilleri ve enerji akışındaki tercihlere göre belirlenmektedir. EA teknolojisindeki modeller sırasıyla hibrid elektrikli araçlar, tam elektrikli araçlar ve yakıt pilli araçlardır [5].

2.1.1 Hibrit Elektrikli Araçlar (HEA)

İçten yanmalı otomobillere göre farkı çok az olan bu otomobil türünün asıl amacı benzin tasarrufu olup ülkemizdeki en yaygın olan elektrikli otomobil türüdür. Normal bir içten yanmalı motora ek olarak küçük bir batarya ve düşük güçlü bir elektrik motoru bulundurur. İçten yanmalı motor klasik otomobillerdeki 12 voltluk aküyü şarj eder gibi bataryayı şarj eder. Dolayısıyla bu tür otomobillerde bataryayı dışarıdan şarj etme gereksinimi yoktur. Sadece elektrik motorunu kullanarak kısa mesafeleri düşük hızlarda gidebilen versiyonları bulunan bu otomobillerde asıl yük içten yanmalı motordadır. Elektrik motoru gerekli olduğunda güç yardımı yapar. Seri ve paralel hibrit araçların dezavantajları aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 2: Hibrit sistemin dezavantajları [6]

Seri Hibrit Sistem	Paralel Hibrit Sistem
Sistemde üç tahrik ekipmanına ihtiyaç vardır: İYM, elektrik motoru ve jeneratör	İhtiyaç duyulan güç İYM ve elektrik motoru olmak üzere iki farklı kaynaktan elde edildiği için enerji yönetimi önemlidir.
Elektrik motoru azami gücü karşılayabilecek düzeyde tasarlanırken çoğunlukla azami gücün altında çalışmaktadır	İki farklı motordan (İYM ve elektrik motoru) gelen gücün tahrik tekerlerine düzgünce iletilebilmesi için karmaşık mekanik elemanlara ihtiyaç vardır.
Tahrik ekipmanları azami gücü karşılayabilecek şekilde boyutlandırılır	Sistem sessiz çalışamamaktadır.
Güç sisteminin maliyeti yüksek ve ağırdır.	

2.1.2 Şarj edilebilir Hibrit Elektrikli Araç (ŞHEA)

Bu otomobillerin hibrit otomobillerden en belirgin farkı şarj edilebilmeleridir. Hibrit otomobillere göre bataryası daha büyük ve elektrik motoru daha güçlüdür. Bazı modellerinde hibrit araçların aksine içten yanmalı motor elektrik motoruna destek olur. Uzun mesafelerde, yüksek hızlarda veya şarj edilmemeleri durumunda yine içten yanmalı motorun devreye girdiği bu otomobillerde sadece elektrik motoruyla hibrit otomobillerden 50-60 km daha fazla mesafe kat edilebilir.

2.1.3 Tam Elektrikli Araçlar (TEA)

Tam elektrikli olan bu otomobil türünde sadece bir batarya ve bir elektrik motoru bulunur. Tek güç kaynağı batarya olduğundan dolayı şarj edilmesi zorunludur. Batarya büyüklüğü tek şarj ile gidilebilecek menzili belirler. Performans olarak içten yanmalı motorlara göre çok daha verimlidir. Hareketli parça azlığından dolayı bakım maliyeti de en az olan tür budur. Ek olarak içten yanmalı motoru bulunmadığı için ülkemizde her motorlu taşıt için ödenen vergiden (MTV) muaftır.

2.1.4 Yakıt Hücreli Elektrikli Araçlar (YHEA)

Hidrojen yakıt hücreli otomobil türü enerjiyi diğer otomobiller gibi bataryada değil hidrojen tanklarında hidrojen şeklinde saklar. Daha sonra bu hidrojeni yakıt hücrelerinden geçirerek elektrik motorunun kullandığı elektrik enerjisine dönüştürür. Bataryanın şarj edilmesini beklemek yerine otomobile benzin doldurur gibi hidrojen doldurulur. Bu, zaman açısından avantajlı görünse de hidrojen istasyonu kurulması gerekmesi ve hidrojenin aşırı yanıcı ve uçucu bir gaz olması sebebiyle güvenlik açısından soru işaretleri oluşturur. Ayrıca performansı elektrikli otomobillerden oldukça düşüktür. Elektrik motorlarının milisaniyelik tepki süreleri olmasının yanında bu otomobillerde gaza basılmasıyla hidrojenin elektrik enerjisine çevrilip motora iletilmesi bataryadaki enerjiyi direkt kullanmaktan çok daha uzun sürer [7].

Tablo 3: Tam elektrikli/hibrit elektrikli ve yakıt pilli araç tipleri [6]

EA çeşitleri	Tümü EA	Hibrit EA	Yakıt pilli EA
Tahrik	Elektrik motorlu tahrik	Elektrik motorlu tahrik İYM'lu tahrik	Elektrik motorlu tahrik
Enerji sistemi	Batarya süperkapasitor	Batarya süperkapasitor İYM üretim birimi	Yakıt pilleri
Enerji kaynağı ve altyapı	Elektrik enerjisi şarjı	Benzin Elektrik enerjisi şarjı Alternatif yakıtlar	Benzin Elektrik enerjisi şarjı Alternatif yakıtlar
Karakteristikler	0 emisyon 100-200 km kısa menzil Pazarda mevcut	Çok düşük emisyon Normal menzil Pazarda sınırlı	Çok düşük emisyon H depolama
Ana sorunlar	Batarya teknolojisi Şarj özellikleri	Batarya teknolojisi Enerji yönetimi	Yakıt pili teknolojisi H teknolojisi

2.2 Batarya Üretimi

Son zamanlarda ABD'de HEA araçların yaygınlaşması ile birlikte batarya teknolojisinde önemli gelişmeler meydana gelmiştir. Mevcut EA'larda ve HEA'larda nikel-metal hidrür (NiMH) bataryalar kullanılmaktadır. Bu bataryalar birkaç yıllık kullanım sonucunda dahi iyi bir performans karakteristiği göstermektedir. Ancak bu bataryalar düşük enerji yoğunluğuna (35-55 Wh/kg) sahip olduklarından kullanıldıkları araçların kütlesi ve hacmi önemlidir. Bu bataryaların yerine alternatif olarak şarj edilebilir hibrit elektrikli araçlarda (ŞHEA) kullanılan Lityum-iyon piller geliştirilmiştir. Bu piller yüksek enerji yoğunluğuna (80-129 Wh/kg) sahiptir. Bu sayede kütlesi ve hacmi daha büyük araçlarda kullanılabilir. Ancak bu bataryalar kısa yaşam döngüsüne sahip olup, üretim maliyetleri oldukça yüksektir. Batarya üretimindeki gelişmeler ile bataryaların birim enerji

yoğunluğu arttırabilir. Bu sayede ortaya çıkan sera gazı etkisi azaltılabilir.

2.3 Üretimden Tüketime Farklı Yakıt Türleri İçin Sera Gazı Emisyon Salınımı

Ülkemizde ve dünyada enerji üretiminde kullanılan yakıtların ve yenilenebilir enerji kaynaklarının payları farklılık göstermektedir. Şekil 2'de görülen elektrik enerji üretimi kaynaklarının CO2 emisyonuna katkıları dikkate alınarak 1 kWh enerji üretiminde CO2 emisyonu hesaplanmıştır.

Tablo 4: *Türkiye kaynaklara göre enerji üretimi [TEİAŞ, 13.07.2017]*

	2017'de üretilen elektrik enerjisi [GWh]	Emisyon miktarı [ton CO2/GWh]
Doğalgaz	47,334	499
Linyit + Taş kömürü	20,222	1054
İthal kömür	22,111	888
Fuel-oil	761,419	733
Nükleer	0	66
Hidroelektrik	35316,340	26
Rüzgar	7796,154	10
Jeotermal	2454,179	38
Güneş	1,362	23
Diğer	2417,243	50
Toplam	138413,101	

Burada verilen değerlere göre yapılan hesaplama sonucunda Türkiye'deki elektrik enerjisi üretiminin ortalama emisyon değeri 13,24 gCO2/kWh olduğu ifade edilebilmektedir.

Tablo 4: Farklı yakıt türleri için sera gazı emisyon salınım

Yakıt Türlerine Göre Taşıtların Ortalama Sera Gazı Salınımı (gCO_2/km)					
	Araç üretimi	Sıvı Yakıt kaynaklı Sera Gazı	Elektrik Enerji Kaynaklı Sera Gazı	Batarya üretimi	Toplam
İçten Yanmalı Motorlar	35	235	0	0	270
HEA	35	155	0	0	190
ŞEHA (30 km'lik sürüş)	35	85	60	2	182
ŞEHA (60 km'lik sürüş)	35	50	95	4	184
ŞEHA (90 km'lik sürüş)	35	35	110	6	186

Tablo 4'de verilen grafikte farklı yakıt türleri için sera gazı emisyon salınımı değerleri verilmiştir. Konvansiyonel araç (KA), HEA ve ŞHEA üretimleri esnasında çevreye salınan karbon miktarı ortalama olarak aynı miktardadır. EA'ların çevre dostu olmasını sağlayan asıl etken, bu taşıtların son kullanıcıya ulaştıktan sonraki kullanım sürecine bağlıdır. Benzinli motorların tablo 4'de görüldüğü gibi kullanımı esnasında km başına ürettiği CO_2 miktarı diğer tüm taşıt türlerinden fazladır. İşte bu kirliliği azaltabilmek için HEA'lar ve ŞHEA'lar son zamanlarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Ayrıca elektrikli araçların kullanım miktarına (km veya mil bazında) ve sürüş karakteristiklerine bağlı olarak çevreye verilen karbon miktarı değişiklik gösterebilmektedir. ŞHEA'ların kullanım mesafeleri arttıkça (30-60-90 km) ürettikleri toplam CO_2 miktarları fazla artış göstermemiştir.

EA, HEA, ŞHEA'lar için karbon salınımı hesabı denklem (1)'deki değişkenlere bağlı olarak yapılmaktadır.

$$\frac{GHG}{km} = \alpha\left[\frac{kWh}{km}\left(\frac{GHG_{pp+upstream}}{kWh}\right)\right] + (1-\alpha)\left[\frac{L_{fuel}}{km}\left(\frac{GHG_{fuel+upstream}}{L_{fuel}}\right)\right] \quad (1)$$

Burada;

α : Elektrikli seyahat bölümü

$GHG_{pp+upstream}$: Elektrik enerjisi üretiminde ortaya çıkan sera gazı [g/km]

L_{fuel}: Yakıt miktarı (litre)

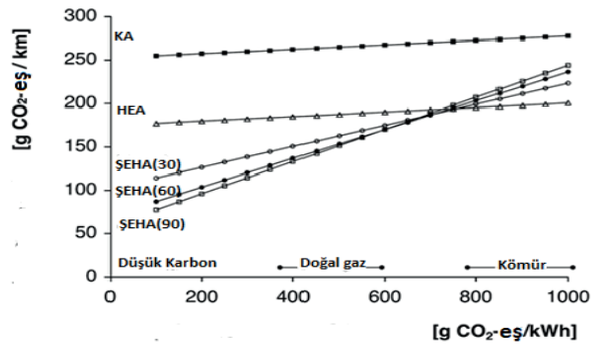
$GHG_{fuel+upstream}$: Yakıttan dolayı salınan sera gazı [g/km]

α'yı belirlemek için belirlenen bir pilot bölge için günlük yapılan toplam araç kilometresinin bilinmesi gerekmektedir. Günlük seyahatin elektrik ile yapılan kısmı arttıkça, α değeri 1 değerine yaklaşır. Günlük seyahat esnasında tamamen fosil yakıt kullanılırsa α değeri 0 olur. ŞHEA için α değeri 0-1 arasındadır.

ABD'de yapılan çeşitli araştırmalar sonucu ŞHEA'ların sera gazı emisyonunu KA'lara göre %38-41 oranında, HEA'ların ise %7-12 oranında azalttığı tespit edilmiştir.

Elektrikli araçların kullanım tarzı bu oranları oldukça etkilemektedir. Özellikle **Şekil 2'de** verilen grafikte elektrikli araçların lityum-iyon pil üretiminden kaynaklanan sera gazı üretimi pil ömrünün uzatılmasıyla düşürülebilir. Gelişen teknolojiyle bu durum sağlanabilse de araçların kullanım şekli de pil ömrünü etkileyeceğinden dolaylı karbon salınımının azalmasını sağlayacaktır.

3. Elektrikli ve Konvansiyonel Araçların Enerji İhtiyaçlarına Göre Sera Gazı Salınımı



Şekil 2: Enerji İhtiyaçlarına Göre Sera Gazı Salınımı

Şekil 2'deki elektrikli ve konvansiyonel araçlar için sera gazı üretim miktarları görülmektedir. KA'lar (benzin, dizel yakıtlı) ve HEA'lar için grafikteki eğimin fazla değişmeyip karbon salınımlarının yüksek olduğunu görmekteyiz. Yani bu araçlar her koşulda fazla miktarda sera gazı salınımı yapmaktadırlar. ŞHEA'larda ise durum daha farklıdır. Grafikte de görüldüğü üzere 30-60-90 km kullanım aralıklarında birbirine yakın ve enerji ihtiyacına göre artan eğriler görülmektedir. Grafiğin dikey ekseni kilometre başına üretilen karbondioksit miktarını gösterirken yatay eksen ise üretilen enerjiyi (kWh) ifade eder. Yaklaşık olarak 0-400 kWh enerji ihtiyaçları düşük karbon içeren yöntemlerle karşılanabilir. Rüzgâr türbinleri ve nükleer santrallerle üretilen enerjiler düşük karbon içeren enerji üretimi yöntemlerine örnek olarak gösterilebilir. 400-600 kWh

aralığındaki enerji ihtiyaçları doğalgaz ve 800-1000 kWh aralığındaki enerji ihtiyaçları ise genellikle kömürden sağlanmaktadır. Bu nedenle enerji ihtiyacı arttıkça sera gazı salınımı da artış gösterecektir. Örneğin km başına 150 g karbondioksit salınımı yapan bir ŞHEA ile 30 km'lik seyahat için yaklaşık olarak 400 kWh enerji gereklidir. Aynı enerji miktarı ile konvansiyonel bir araçla seyahat etmek istersek yaklaşık olarak km başına 260 g karbondioksit salınımı oluşmaktadır.

4. İçten Yanmalı Motorlu Araçların Elektrikli Araçlarla CO_2 Salınımı Açısından Kıyaslanması

Bu bölümde elektrikli araçların yaptıkları dolaylı CO2 salınımını konvansiyonel araçlara karşılaştırması yapılmıştır. Bu kıyaslamanın daha anlaşılabilir olması için hem içten yanmalı motora hem de elektrik motoruna sahip Renault Fluence modelini ele alalım.

Tablo 5. Dizel motorlu Renault Fluence teknik özelikleri

Motor Tipi	Dizel
Kasa Tipi	Sedan
Motor Hacmi	1500 cc
Segment	C
Yakıt tüketimi	4,4 lt / 100km
Güç	81 kW
Tork	240 N.m
Çekiş	Önden çekiş
Ağırlık	1333 kg
Son Sürat Yakıt Tüketimi	185 km/s
0-100 hızlanma değeri	11,9 sn
CO2 emisyon değeri	114 g/km

Tablo 6. Elektrik Motorlu Renault Fluence teknik özellikleri

Motor Tipi	Elektrikli
Kasa Tipi	Sedan
Segment	C
Batarya Voltajı	398 Volt
Güç	50 kW
Tork	260 N.m
Son Sürat Yakıt Tüketimi	135 km/s
0-100 hızlanma değeri	13.7 sn
Şarj süresi	6 saat
Menzil	185 km
Batarya Kapasitesi	22 kWh
CO2 emisyon değeri	51,13 g/km

İki modeli de kıyasladığımızda içten yanmalı dizel motora sahip model km başına 114 g/km CO_2 salınımı yapmaktadır. Elektrik motorlu model ise CO_2 salınımı yapmamaktadır. Ancak elektrikli araçların kullandığı enerjinin üretiminden kaynaklı çevreye CO_2 salınımı yapılmaktadır.

Ülkemizde elektrik enerjisi üretimi, toplam CO_2 salınımının %85,52'sini oluşturmaktadır. Endüstriyel işlemler ise CO_2 salınımının %14,46'sını oluşturmaktadır [9].

Türkiye'de 1 kWh elektrik üretilirken ortalama olarak 0,43 kg CO_2 salınımı yapılmaktadır. Buna dayanarak batarya kapasitesi 22 kWh saat olan bu araç tam şarj edildiğinde ortalama

$$\frac{\left(22\ kWh \times 0{,}43\ kg \times \frac{1000g}{kg}\right)}{185\ km} = 51{,}13\ g/km$$

CO_2 salınımı yapacaktır.

Aynı hesabı ABD'nin Kaliforniya eyaleti için yaparsak:

Kaliforniya'da 1 MWh elektrik enerjisi üretilirken salınan CO_2 miktarı 281,680 kg dır [10] .

Buradan 1 kWh elektrik enerjisi üretiminde ortaya çıkan CO_2 0,28 kg olur. Bataryayı şarj ettiğimizde bu araç

$$\frac{\left(22\ kWh \times 0{,}28\ kg \times \frac{1000g}{kg}\right)}{185\ km} = 33{,}29\ g/km$$

CO_2 salınımı yapacaktır.

Türkiye'de satılan diğer elektrikli ve hibrit araçların batarya kapasiteleri ve menzilleri aşağıda verilmiştir.

Tablo 7. Türkiye'de satılan sade elektrikli araçlar

EA			
Marka	**Model**	**Menzil (km)**	**Batarya Kapasitesi (kWh)**
Renault	Twizy	100	6,1
	Fluence	185	22
	ZOE	210	22
BD Oto	Fiorino	100	20
	Kangoo Combi	100	20
	Scudo	130	40
	eTrafic Kargo	160	53
	eDoblo Kargo	100	23
	eDucato	200	62
	Byd e6	300	60
DMA	eCorolla	280	36
	eCorolla Plus	400	53
	eCorolla Sport	400	53
BMW	i3	190	18,8
Tesla	Model S	425	85

Tablo 8. Türkiye'de satılan hibrit elektrikli araçlar

HEA			
Marka	**Model**	**Menzil (km)**	**Batarya Kapasitesi (kWh)**
BD Oto	Fisker	80	20
BMW	i8	37	7,1

5. Sonuç

Yapılan teknik çalışmalar sonucunda sanılanın aksine elektrik motorunun tahrikiyle yol kat eden taşıtların dolaylı olarak karbon salınımı yaptığı gözlenmiştir. Elektrikli araçların motor tahriki sırasında karbon salınımı oluşmamasına rağmen batarya üretimi sırasında ve taşıtların şarjı için kullanılan enerjinin üretimini esnasında dolaylı olarak karbon salınımı oluşmaktadır. Çevreye yayılan bu zararlı gazlar içten yanmalı motorların doğaya saldığı gazlar gibi çevreyi kirletmektedir. Ancak Amerika Birleşik Devletleri başta olmak üzere birçok ülkelerde yapılan araştırmalar sonucunda elektrikli araçların karbon salınımı miktarlarının, içten yanmalı motorlara sahip araçlara göre çok daha az olduğu tespit edilmiştir. Elektrikli araçlar dolaylı olarak karbon salınımı yaptıkları, bu salınımın konvansiyonel araçlara göre düşük olduğu ve elektrikli yolcu taşımacılığın dünya genelinde karbon salınımın azaltacağı açıktık.

Referanslar

1. M. Landwehr and C. Marie-Lilliu, “Transportation Projections in OECD Regions Detailed Report”, International Energy Acency, May 2002.
2. Cem SORUŞBAY, İstanbul Teknik Üniversitesi, Makina Fakültesi Otomotiv Anabilim Dalı, Karayolu Ulaşımından Kaynaklanan Karbondioksit Emisyonlarının Çevreye Etkisi ve Kontrolü.
3. “Monitoring of CO Emissions from New Cars”, Council of Report CEMT/CM (2003) 10, 27 March 2003.
4. www.tüik.gov.tr, Türkiye’deki motorlu araç sayıları, 10 Mayıs 2017 tarihinde erişildi.
5. Ünlü N., Karahan, Ş., Tür, O., Uçarol, H., Özsu, E., Yazar, A., Turhan, L., Akgün, F., Tırıs, M. (2003). Elektrikli Araçlar, TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi Enerji Sistemleri ve Çevre Araştırma Enstitüsü, Gebze.
6. Elektrikli Araç Teknolojisinin Gelişimi ve Gelecek Beklentileri, Alper Kerem, Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü, İstiklal Yerleşkesi, 15030, Burdur.
7. www.teslaturk.com, Elektrikli araç çeşitleri, 7 Mayıs 2017 tarihinde erişildi.
8. TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası İzmir Şubesi, 1.Baskı, İzmir-Ekim 2015.
9. U.S. Energy Information Administration, Form EIA-860, "Annual Electric Generator Report."
10. U.S. Energy Information Administration, Form EIA-861, "Annual Electric Power Industry Report."
11. U.S. Energy Information Administration, Form EIA-923, "Power Plant Operations Report" and predecessor forms.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ

KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

4. OTURUM

Yenilenebilir Enerji Elektrik Enerjisi Dönüşümü-1

Oturum Başkanı: **Hüseyin Önder**

- **Dünyada ve Türkiye'de Rüzgar Türbin Teknolojileri –** *Yusuf Alper Kaplan, Hasan Basri Bıldırçin*
- **Elektrik İletim Operatörleri için DigSilent PowerFactory™ ve Siemens Simatic WinCC™ SCADA Yazılımı Entegrasyonu ile Geliştirilen Eğitim Simülatörü -** *Burak Özçelik, Osman Bülent Tör, Mahmut Erkut Cebeci, Gürol Ünver, Kadir Özen*

Dünyada ve Türkiye'de Rüzgar Türbin Teknolojileri

Wind Turbine Technologies in the World and Turkey

Yusuf Alper Kaplan[1], Hasan Basri Bıldırçin[1]

[1]Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü
Osmaniye Korkut Ata Üniversitesi
alperkaplan@osmaniye.edu.tr, hbbildircin@yahoo.com

Özet

Bu çalışmada Türkiye ve Dünyada kullanılan rüzgar türbinlerinin teknik özellikleri ve her teknolojinin tercih edilme nedenleri, avantajları ve dezavantajları hakkında bilgi verilmiştir. Türkiye'de devreye alınan rüzgar türbinlerinin dünya genelinde ve özellikle rüzgar enerji sektörü gelişmiş ülkelerde kurulan türbinlerle karşılaştırması yapılmış ve günümüz rüzgar türbin teknolojileri incelenmiştir. Rüzgar türbinlerinin genel bir sınıflandırması yapılmış, onu oluşturan bileşenlere kısaca değinilmiş ve elektrik üretimi için en önemli ekipman olan jeneratörler incelenmiştir. Günümüz rüzgar türbinlerinde en çok kullanılan jeneratörler olan çift beslemeli asenkron jeneratör ile sabit mıknatıslı senkron jeneratörün teknik ve karakteristik özellikleri hakkında açıklayıcı bilgilere yer verilmiştir. Bu iki jeneratör birbiriyle karşılaştırılmış ve avantajlı özellikleri ortaya konmuştur.

Anahtar kelimeler: Rüzgar türbini, Kanat, Çift beslemeli asenkron jeneratör, Sabit mıknatıslı senkron jeneratör

Abstract

In this paper, information was given about technical specifications of wind turbines using in the Turkey and worldwide and reasons of preferring each technology, its advantages and disadvantages. Wind turbines engaged in the Turkey were compared with worldwide and especially in the countries have developed wind energy sector and today's wind turbine technologies were investigated. A general classification of wind turbines has been made, components were briefly mentioned that composed it and generators that most significant equipment for generating electricity were investigated. Explanatory information is provided for technical and characteristic features of doubly fed asynchronous generator and permanent magnet synchronous generator which are the mostly used generators in today's wind turbines. These two generators are compared to each other and advantageous aspects have been revealed.

Keywords: Wind turbine, Blade, Doubly fed induction generator, Permanent magnet synchronous generator

1. Giriş

1.1. Rüzgar Türbin Çeşitleri

Rüzgar türbinleri dönme ekseni, rüzgar etkisi ve kanat sayısı gibi çeşitli özelliklerine göre sınıflandırılmaktadır. Bu sınıflandırma genel olarak aşağıdaki gibidir.

1. Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri
a. Rüzgar Etkisine Göre;
   i. Rüzgarı Önden Alan Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri
   ii. Rüzgarı Arkadan Alan Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri

b. Kanat Sayısına Göre;
   i. Tek Kanatlı Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri
   ii. İki Kanatlı Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri
   iii. Üç Kanatlı Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri
   iv. Çok Kanatlı Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri

2. Dikey Eksenli Rüzgar Türbinleri
a. Darrieus Tipi Dikey Eksenli Rüzgâr Türbini
b. H-Darrieus Tipi Düşey Eksenli Rüzgâr Türbini
c. Savonius Tipi Düşey Eksenli Rüzgâr Türbini

3. Eğik Eksenli Rüzgar Türbinleri

Genel olarak kabul görmüş ve günümüzde ticari amaçla kullanılan türbinler yatay eksenli, üç kanatlı ve rüzgarı önden alan rüzgar türbinleridir. Diğer türbinler çeşitli dezavantajları nedeniyle günümüzde kullanım alanı bulamamıştır. Dikey eksenli rüzgar türbinleri genellikle deneyler için üretilmektedir.

Rüzgar türbinlerinde kanat sayısının artmasıyla aerodinamik verim artar ancak ekonomik geri dönüşü azalır. Örneğin kanat sayısının birden ikiye çıkması üretimi %6 oranında arttırır, ikiden üçe çıkması ise ilaveten %3 oranında arttırmaktadır. [1]

Üç kanatlı modern türbinler, dünyanın her tarafında kullanılmaktadır. Üç kanat kullanımının asıl sebebi, dönme momentinin daha düzgün olmasıdır. Bu türbinde, türbinin

yapısı üzerinde depolanan yüklerden dolayı salınım yapan atalet momenti olmadığından, hub içinde titreşimi önleyici pahalı parçalara gerek yoktur. Kanat uç hızı 70m/sn altında olduğundan gürültünün düşüklüğü, sarsıntısız döndükleri için göz estetiğini bozmamaları önemli bir avantaj olup, halk tarafından kabulünü sağlamıştır. [2]

1.2. Rüzgar Türbin Bileşenleri

Rüzgar türbinleri çok fazla sayıda ve çeşitlilikte ekipman ihtiva etmekle beraber genel olarak kule, nasel ve rotor kısımlarından oluşmaktadır. Kule; türbinin destek elemanı olarak ayakta durur, üzerinde ve içinde ekipmanları barındırır. Nasel; güç üretim ve aktarma elemanları olan jeneratör ve dişli kutusu ile beraber sensörler, fren sistemi, kontrol sistemleri gibi türbinin ana elemanlarından oluşan yapıdır. Rotor ise kanatlar ve hub denilen göbek kısmından oluşur, burada kanat açısı kontrol sistemi (pitch) de bulunmaktadır. Türbinin diğer bileşenleri ise trafo, kesici-ayırıcı ve kablolar gibi elektrik ekipmanları, veri toplama, iletişim sistemleri ile temel yapısı olarak sayılabilir.
Rüzgar türbinlerinin kanatlarında epoksi reçine, cam ve karbon kumaşları ile çeşitli kompozit ara malzemeler (PVC, Polietilen, Polipropilen vb) kullanılmaktadır. Bu malzemeler genel olarak mekanik sağlamlık, korozif ortamlara dayanım, yüksek ısı dayanımı ve elektriksel özellikleri nedeniyle tercih edilmektedir.

1.3. Rüzgar Türbin Kanatlarının İmalatı

Rüzgar türbin kanatları kompozit yapıdadır ve üretimleri büyük oranda el ile imalata dayanmaktadır. Kompozit yapıda olmalarından dolayı imalatları da büyük kompozit üretimlerin yapıldığı yöntemlerden biri ile yapılır.
Yakın geçmişte "El Yatırması Yöntemi", daha sonra bunun geliştirilmesiyle "Vakum Torbalama ile El Yatırması Yöntemi" ve günümüzde yaygın olarak "İnfüzyon Yöntemi" olarak adlandırılan yöntemlerle kanatların üretimi yapılmış ve yapılmaya devam edilmektedir. [3]

2. Rüzgar Türbinlerinde Elektrik Üretimi

2.1. Rüzgar Türbinlerinde Kullanılan Jeneratörler

Jeneratör rüzgar türbininde mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren ekipmandır. Geçmişte birçok jeneratör çeşidi rüzgar türbinlerinde kullanılmış ve test edilmiştir. Bu jeneratör tipleri; sincap kafesli asenkron jeneratörler, rotoru sargılı asenkron jeneratörler, çift beslemeli asenkron jeneratörler, sabit mıknatıslı senkron jeneratörler ve elektrik uyartımlı senkron jeneratörlerdir. [4]
Bütün jeneratörler doğrudan ve dişli kutusu ile tahrikli sistemin her birine uygun değildir. Doğrudan tahrikli sistemler senkron jeneratöre ihtiyaç duyarken dişli kutusu olan sistemler genellikle asenkron jeneratörlerle donatılır [5].
Doğru akım jeneratörleri, büyük güçlü rüzgâr enerjisi tesislerinde tercih edilmemektedir. Bunun nedeni, sık bakım gereksinimi ve alternatif akım jeneratörlerine göre daha pahalı olmasıdır. Doğru akım jeneratörleri, günümüzde sadece küçük güçlü rüzgâr enerji tesislerinde akülere enerji depolamak için kullanılır. Direkt şebekeye bağlı sistemlerde, alternatif akım jeneratörlerini oluşturan asenkron veya senkron jeneratörler kullanılmaktadır.[6]
Günümüz rüzgar türbinleri incelendiğinde son yıllarda daha büyük güçlü türbin üretimine yönelim olduğu görülmektedir. Üretimdeki türbinlerde genel olarak çift beslemeli asenkron jeneratörler ve sabit mıknatıslı senkron jeneratörler tercih edilmektedir. Sabit mıknatıslı veya elektrik uyartımlı senkron jeneratörler ise dişli kutusuyla birlikte veya doğrudan tahrikli olarak (direct drive) kullanılmaktadır.
Dünya genelinde üretimde olan bazı rüzgar türbinlerinin katalog verileri incelendiğinde Tablo-1'deki sonuçlar görülmüştür.

Tablo 1: Bazı Üreticilerin Türbinlerinde Kullanılan Jeneratör Tipleri

	ÜRETİCİ FİRMA	TÜRBİN GÜCÜ (kW)	JENERATÖR TİPİ	AKTARMA
1	SIEMENS	2300-3600	SİNCAP KAFESLİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU
2	SIEMENS	3000-6000	SABİT MIKNATISLI SENKRON	DOĞRUDAN
3	GAMESA	2000-2500	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU
4	GAMESA	4500-5000	SABİT MIKNATISLI SENKRON	DİŞLİ KUTUSU
5	VESTAS	2000-3000	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU
6	VESTAS	3300-3600	SABİT MIKNATISLI SENKRON	DİŞLİ KUTUSU
7	NORDEX	2500-3600	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU
8	ENERCON	3000-7500	ROTORU SARGILI SENKRON	DOĞRUDAN
9	GE	2000-3200	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU

Tablodan görüleceği üzere daha yeni ve büyük güçlü rüzgar türbinlerinde sabit mıknatıslı senkron jeneratörler ön plana çıkmaktadır. Bunun en önemli nedeni bu jeneratörlerin doğrudan tahrikli sisteme uygun olması ve böylece hareketli parçaların azalarak türbin işletme maliyetlerinin düşmesine imkan sağlamasıdır.

2.2. Türkiye'de Kurulan Rüzgar Türbinlerinin Teknik Özellikleri

Tablo-2'de Türkiye'de inşa halindeki RES'lerde kullanılan türbinlerin bazı teknik özellikleri listelenmiştir. Türkiye'de kurulumu devam eden RES bilgileri incelendiğinde, dünyadaki gelişmelere paralel bir şekilde, yeni projelerde daha büyük güçteki türbinlerin tercih edildiği tespit edilmiştir.

Tablo 2: Türkiye'de İnşa Halindeki Rüzgar Türbinlerinin Teknik Özellikleri

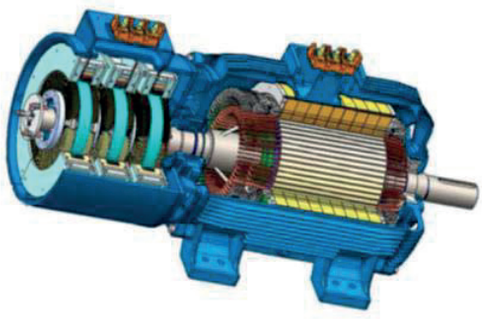
	ÜRETİCİ FİRMA	TÜRBİN MODELİ	TÜRBİN GÜCÜ (kW)	JENERATÖR TİPİ	AKTARMA	ROTOR ÇAPI (m)	RÜZGAR ALANI(m^2)
1	NORDEX	N90/N100 N117	2500 3600	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU	90/100 117	6.362/7.854 10.715
2	SIEMENS	SWT-3.2-113 SWT-3.6-130	3200 3600	SABİT MIKNATISLI SENKRON	DOĞRUDAN	113 130	10.000 13.300
3	VESTAS	V112-3.3 V126-3.3	3300	SABİT MIKNATISLI SENKRON	DİŞLİ KUTUSU	112	9.852
4	GE	GE-1.7-103 GE-2.75/2.85-103 GE-3.2-103	2000 2750/2850 3200	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU	103	7.854 8.332
5	SENVION	3,6M114 3,6M140	3400 3600	SİNCAP KAFESLİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU	114 140	10.207 15.394
6	GAMESA	G114 G126	2000/2500 2500	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON	DİŞLİ KUTUSU	114 126	10.207 12.469

Türkiye'deki en yeni rüzgar türbinlerinin de elektrik üretim üniteleri yaygın olarak çift beslemeli asenkron jeneratör ve sabit mıknatıslı senkron jeneratörden oluşmaktadır.

3. Rüzgar Türbinlerinde Kullanılan Jeneratörlerin Teknik İncelemesi

3.1. Çift Beslemeli Asenkron Jeneratörler (Doubly Fed Induction Generators - DFIG)

Çift beslemeli asenkron jeneratör, stator sargıları doğrudan şebekeye bağlanmış olan rotoru sargılı bir asenkron jeneratör ile rotor sargılarına monte edilmiş iki yönlü (back-to-back) konvertörden meydana gelmiştir. Jeneratörün rotoru ve rüzgar türbini bir dişli kutusu vasıtasıyla birbirine bağlanır çünkü optimal hız aralıkları farklıdır. [11]



Şekil 3: Çift Beslemeli Asenkron Jeneratörün Kesit Görüntüsü [13]

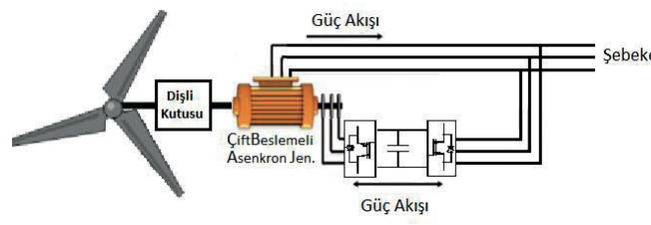
Çift beslemeli asenkron jeneratörlerin en önemli avantajları; rotorda üretilen enerjinin boşa harcanmak yerine güç konvertörü aracılığıyla şebekeye iletilmesi ve şebeke tarafındaki güç konvertörünün reaktif güç kompanzasyonu yaparak şebekeye pürüzsüz bir bağlantı sağlamasıdır. [7] Bu jeneratörlerin en büyük dezavantajı ise reaktif mıknatıslanma akımına ihtiyaç duymasıdır. Uyartım için ihtiyacı olan bu reaktif enerjiyi bağlı olduğu şebekeden sağlar.

Genel olarak tüm alternatif akım jeneratörlerinde kutup çifti sayısına bağlı olarak senkron devir sayısı;

$$n = 60\left(\frac{f}{p}\right) \qquad \textbf{(D.1)}$$

olarak verilir. Bu denklemdeki kutup çifti sayısı statoru oluşturan sargıların sayısını ifade etmektedir. Burada;
f=şebeke frekansını (50 Hz),
p=kutup çifti sayısını,
n=devir/dakika'yı belirtmektedir.

Sürücünün çalışma şartına bağlı olarak, rotordan içeri ya da dışarı güç beslenir: senkron-üstü hıza ulaşıldığında (super-synchronous mode) konverter vasıtasıyla rotordan şebekeye güç akışı olurken, senkron-altı hızda dönerken (sub-synchronous mode) ise şebekeden güç çekilir. Her iki durumda da stator şebekeye enerji verir. [11] Başka bir ifadeyle senkron hızın altında iken rotor tüketicidir, senkron hıza ulaşıldığında ise rotor üretici konuma geçer, stator ise her durumda üretici olarak şebekeye güç sağlar. Bu durum Şekil.4' de gösterilmiştir.



Şekil 4: Çift Beslemeli Asenkron Jeneratörde Güç Akışı

Çift beslemeli asenkron jeneratörün senkron-üstü ve senkron-altı hızlarda iken şafttan rotoruna aktarılan mekanik gücü sırasıyla D.2 ve D.3 denklemlerinde verildiği gibidir. [11]

$$Pm = \left(1 + \frac{f2}{f}\right) Pr \qquad (D.2)$$

$$Pm = \left(1 - \frac{f2}{f}\right) Pr \qquad (D.3)$$

Burada ;
Pr=rotordan statora aktarılan elektromanyetik gücü,
f2=rotorun herhangi bir andaki frekansını,
f= standart frekansı göstermektedir.
Rotor sargılarında harcanan elektriksel güç ise her zaman denklem D.4 te verildiği gibidir. [11]

$$Per = \left(\frac{f2}{f}\right) Pr \qquad (D.4)$$

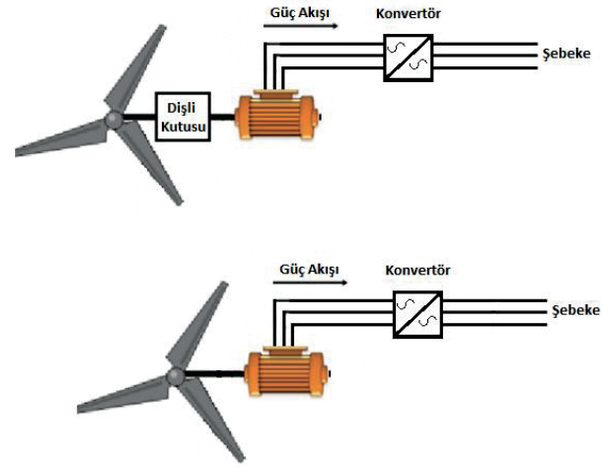
Ayrıca;

$$s = \frac{f2}{f} \qquad (D.5)$$

ifadesi kayma (slip) olarak adlandırılır.
Asenkron makinelerin karakteristikleri gereği oluşan kayma (slip) yük ile birlikte artar. Burada karşılaşılan en büyük problem, stator sargıları için gerekli olan manyetik akımın şebekeden sağlanmasından dolayı, tam yükte güç faktörünün çok düşük olmasıdır. Bu durumda ise kapasitör bankaları kullanılarak sistem kompanze edilir. [8]

3.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Jeneratörler (Permanent Magnet Synchronous Generators - PMSG)

Sabit mıknatıslı senkron jeneratörler herhangi bir enerji kaynağına gerek duymadan kendinden uyartımlı olması nedeniyle rüzgar türbini uygulamalarında önerilmektedir. En büyük artısı herhangi bir hızda güç üretebilmesidir. Bakım maliyeti düşüktür. Jeneratör hızı herhangi bir dişli kutusuna gerek kalmadan kontrol edilebilir.[10]
Sabit mıknatıslı senkron jeneratörün statoru sargılıdır ve rotoru bir sürekli mıknatıs kutup sistemi ile donatılmıştır. Sabit mıknatıslı senkron jeneratörün senkron yapısı, çalışması sırasında senkronizasyon ve voltaj regülasyonu problemlerine neden olabilir. Kolayca sabit bir voltaj üretemez. Döner manyetik alan sabit olduğundan ve rotor dönüş hızı ise rüzgar hızı ile değiştiğinden, çıkış voltajı ve frekansı değişkendir ve kararlı bir güç üretimi sağlayamaz. Buna ilaveten sabit mıknatısla uyartım, üretilen voltaj ve frekans ile iletilen voltaj ve frekansı ayrı ayrı ayarlamak amacıyla bir tam ölçek güç konvertörü kullanılmasına ihtiyaç duyar.[9]
Sabit mıknatıslı senkron jeneratörde güç konvertörü tarafından şebeke gerilimi ve frekansı referans alınarak, jeneratörün ürettiği ve değişken olan AC genlik ve frekans değerleri yine değişken olan bir DC gerilimine çevrilmekte, iki DC gerilim kıyaslanmakta ve tam eşitlik sağlandığında izole kapılı bipolar transistör (IGBT) devreleri tetiklenip iletime geçerek şebeke ve jeneratörü birbirine bağlamaktadır. Bu bağlantı (senkronizasyon), mekanik kesicilerle değil, statik olarak yapılmaktadır. Böylece senkronizasyon işlemi çok hızlı bir şekilde gerçekleşmekte ve şebekede ani darbeler önlenmektedir.[12]



Şekil 5: Sabit Mıknatıslı Senkron Jeneratörün Dişli Kutusuyla ve Doğrudan Şebekeye Bağlanması

Sabit mıknatıslı senkron jeneratörler "yüzeysel monte edilmiş mıknatıslar", "gömülü mıknatıslar", "damper sargılılar" vb. gibi çeşitli kategorilere ayrılabilirler. Bu sistemlerin her birinin kendilerine özgü avantajları vardır. Doğrudan tahrikli rüzgar türbinlerinde kullanılan sabit mıknatıslı senkron jeneratörler çok kutuplu olarak üretilirler ve sadece güç konvertörü vasıtasıyla şebeke frekansına uygun enerjiyi üretebilirler. Bu nedenle ayrıca dişli kutusuna ihtiyaç duyulmaz. Genelde kutup sayısı 84, 96 ve daha çoktur. Dişli kutusuna sahip olmayan rüzgar türbinlerinin daha basit yapıda olma, maliyetinin daha düşük olması ve ses düzeylerinin düşük olması gibi avantajları vardır.
Yeni tasarlanan sistemlerde, daha düşük hacimde olmaları, karlılık ve veriminin yüksek olması sebebiyle sabit mıknatıslı senkron jeneratörler tercih edilmektedir. Bu jeneratörler, uygun güç elektroniği devreleri ile birlikte, değişken hızlı rüzgar türbinlerinde kullanılmaktadır.[8]

3.3. Çift Beslemeli Asenkron Jeneratör ile Sabit Mıknatıslı Senkron Jeneratörün Karşılaştırılması

Sabit mıknatıslı makinede verim asenkron makineye göre daha yüksektir. Fakat sürekli mıknatısları üretmek için kullanılan malzemeler pahalıdır ve üretimleri zordur. Sabit mıknatıslı senkron jeneratörlerin bir diğer dezavantajı ise manyetik malzemelerin sıcaklığa karşı hassas olmasıdır. Bu nedenle sabit mıknatıslı senkron jeneratörün rotor sıcaklığı denetlenmelidir ve bir soğutma sistemine ihtiyaç duyulur. [9]
Çift beslemeli asenkron jeneratörlerin şebeke bağlantısı konvertör ile yapıldığında ayrıca reaktif güç kontrolüne gerek kalmaz, reaktif güç kontrolünü konvertörler sağlar. Çift beslemeli asenkron jeneratörün en büyük dezavantajı ise bilezik tertibatının bulunması ve hareketli olan bu parçaların düzenli bakıma olan ihtiyacıdır. Bununla beraber asenkron jeneratörlerin sadece dişli kutusu ile birlikte kullanılabilmesi rüzgar türbininde hareketli sistemlerin artmasına ve böylece

bakım maliyetlerinin ve arıza olasılığının artmasına neden olur.

Senkron jeneratörler, aynı büyüklükteki asenkron jeneratörlere göre daha pahalı ve mekanik olarak daha karmaşıktır. Sabit mıknatısların fiyatları çok yüksektir ve bu mıknatısların kalitesi jeneratör verimini doğrudan etkilemektedir. Bir diğer dezavantajı ise mıknatısların manyetik özelliklerinin sıcaklıkla değişmesidir. Yüksek sıcaklıklarda ve kısa devre durumlarında mıknatısların manyetik karakteristiklerinin değiştiği bilinmektedir. Bu nedenle rotor sıcaklıklarının bir soğutma sistemi vasıtasıyla kontrolü sağlanmalıdır. Bununla beraber sabit mıknatıslı senkron jeneratörlerin bakım maliyetleri düşük olup reaktif mıknatıslanma akımına ihtiyaç duymaz. Çok kutuplu bir senkron jeneratör dişli kutusu olmaksızın doğrudan sürüş uygulamaları için de uygundur. Bu durum daha basit yapılı ve uzun ömürlü rüzgar türbini üretimine olanak sağlamaktadır.

Çift beslemeli asenkron jeneratör ve sabit mıknatıslı senkron jeneratörün avantajları Tablo.3' te karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

ÇBAG İLE SMSG KARŞILAŞTIRMASI		
	ÇBAG	**SMSG**
Büyük Güçlü Uygulamalarda Kullanım	UYGUN	
Reaktif Güç Kontrolü	KOLAY	
Harici Uyartım İhtiyacı		YOK
Bilezik ve Hareketli Parça		YOK
Dişli Kutusu İhtiyacı		YOK
Bakım Masrafı		DAHA DÜŞÜK
Verim		DAHA YÜKSEK
Kararlı Çalışma		DAHA YÜKSEK
Güç /Ağırlık - Güç / Hacim Oranı		DAHA YÜKSEK
Yüksek Sıcaklığa Duyarlılık	DAHA AZ	
Üretim Maliyeti	DAHA AZ	

4. Sonuçlar

Rüzgar türbinlerine jeneratör üreten firmalar daha hafif, kompakt, ucuz maliyetli ve yüksek enerji dönüşümü sağlayan verimli jeneratör üretme yarışındalar. Bu süreçte sorunsuzluk, işletme kolaylığı, çalışma ömrü ve güvenilirlik gibi karakteristik özellikler de şüphesiz önemlidir.

Rüzgar türbinlerinin özellikle jeneratörleri ve güç elektroniği sistemleri her geçen gün daha yeni teknolojilerle donatılmakta ve verimlilikleri arttırılmaktadır. Böylece sınırlı olan verimli alanlardan daha fazla miktarda enerji üretimi mümkün hale gelmektedir. Bu durum enerji maliyetlerinde azalma ve rüzgar enerji kaynaklarını en üst verimlilik seviyesinde kullanma imkanı sağlamaktadır.

Günümüz rüzgar türbinlerinde genellikle sabit mıknatıslı senkron jeneratörlerin ve çift beslemeli asenkron jeneratörlerin tercih edildiği görülmektedir. Öne çıkan jeneratör tiplerinden sabit mıknatıslı senkron jeneratör ve çift beslemeli asenkron jeneratörden her birinin kendine özgü avantajları bulunmaktadır. Ancak sabit mıknatıslı senkron jeneratörlerin doğrudan tahrikli olarak geniş bir devir aralığında kullanılabilmesi nedeniyle, ilk üretim maliyetinin daha yüksek olmasına rağmen, çok büyük güçlü türbinlerde daha fazla tercih edildiği görülmektedir. Hatta sabit mıknatıslı senkron jeneratör ve doğrudan tahrikli sistemin teknolojik bir gelişme olduğu üretici bir firma olan Siemens tarafından ifade edilmiştir.

Bununla beraber yüksek sıcaklık süper-iletken (HTS) jeneratörler gibi daha yeni teknolojiler ve farklı tip jeneratör türleri üzerinde çalışmalar da yapılmaktadır.

5. Kaynaklar

[1] M.R. Islam, S. Mekhilef, R. Saidur, "Progress and Recent Trends of Wind Energy Technology", *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 21 (2013) 456–468.

[2] NURBAY Nida, ÇINAR Ali, "Rüzgar Türbinlerinin Çeşitleri ve Birbirleriyle Karşılaştırılması", *III. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu ve Sergisi*, Rüzgar Enerjisi, 1 (2005) 164-168.

[3] KARABAĞ Serhat, "Rüzgar Türbini Kanadı İmalatı", *2. İzmir Rüzgar Sempozyumu ve Sergisi*, (2011).

[4] H. Li, Z. Chen, H. Polinder, "Research report on numerical evaluation of various variable speed wind generator systems", (2007), Project Up Wind.

[5] Burton T. and Sharpe D. and Jenkins N. and Bossanyi E. "*Wind Energy Handbook*", Wiley, 2001.

[6] APAYDIN, M ve ÜSTÜN, A. K. ve KURBAN M. ve BAŞARAN FİLİK Ü., "Rüzgar Enerjisinde Kullanılan Asenkron Jeneratörler", *RÜGES 2009 2. Rüzgar Enerjisi Sempozyumu*, Samsun, 2009.

[7] Kadam D.P, Dr. Kushare B.E, "Overview of Different Wind Generator Systems and Their Comparisons", *International Journal of EngineeringScience & Advanced Technology (IJESAT)*, Volume-2, Issue-4, 1076 – 1081, Jul-Aug 2012.

[8] ŞİPAR, E. "Rüzgar Enerjisi Türbin Sistemleri için Gerçek Zamanlı Dinamik Analiz Simülatörü Gerçekleştirilmesi", *Yüksek Lisans Tezi*, İstanbul Teknik Üniversitesi, 2011.

[9] Neha Verma, Arun Pachori, "Theoretical Approach for Comparison of Various Types of Wind Generator Systems", *International Journal of Recent Research in Electrical and Electronics Engineering (IJRREEE)*, Vol.2, Issue 2, pp: (29-35), April - June 2015.

[10]]DURSUN, E. ve BİNARK, A.K. "Rüzgar Türbinlerinde Kullanılan Generatörler", *VII. Ulusal Temiz Enerji Sempozyumu*, 2008.

[11] BODUR, A. ve ÖZŞAR, Ç. (Editör: Thomas ACKERMANN), "Güç Sistemlerinde Rüzgar", Elektrik Mühendisleri Odası, Ankara, 2009.

[12] KÜLTÜR, D. ve BAŞAK, S., "Rüzgar Santrallarının Temel Çalışma İlkeleri ve Koruma Yönünden Şebekeye Bağlantı Kriterleri", *Ulusal Elektrik Tesisat Kongresi YG Çalıştayı*, İzmir, 2009.

[13] Ruviaro, M. and Runcos, F. and Sadowski, N. And Borges, I. M., "Analysis and test results of a brushless doubly fed induction machine with rotary transformer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, (2012), 59(6), 2670-2677.

[14] Siemens AG, "Siemens D3 Platform Direct Drive Turbines Onshore Brochure", Germany, 2015.

Elektrik İletim Operatörleri için DigSilent PowerFactory™ ve Siemens Simatic WinCC™ SCADA Yazılımı Entegrasyonu ile Geliştirilen Eğitim Simülatörü

Transmission Dispatcher Training Simulator based on Integration of DigSilent PowerFactory™ and Siemens Simatic WinCC™ SCADA Software Platform

Burak Özçelik[1], Osman Bülent Tör[1], Mahmut Erkut Cebeci[1], Gürol Ünver[1], Kadir Özen[1]

[1]EPRA Elektrik Enerji

burak.ozcelik@epra.com.tr, osman.tor@epra.com.tr, erkut.cebeci@epra.com.tr, gurol.unver@epra.com.tr, kadir.ozen@epra.com.tr

Özet

Elektrik şebekelerinin işletilmesinde sistemin gerçek zamanlı (real time) olarak izlenmesi ve gerektiğinde uzaktan müdahale edilebilmesi büyük önem taşımaktadır. SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) sistemleri, sistem operatörlerine, merkezi bir kontrol noktasından geniş bir coğrafi alana yayılmış elektrik şebekelerinin gerçek zamanlı olarak izlenmesi ve kontolüne imkan sağlarlar. Şebeke operatörlerinin gerektiğinde SCADA sistemleri üzerinden şebekeye etkin müdehaleleri için eğitim almaları gerekir. Bu eğitimlerin şebeke modeli üzerinde gerçek zamanlı çalışan eğitim simülatörleri ile gerçekleştirilmesi önemlidir. Bu çalışmada, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ tabanlı şebeke modelinin, Siemens Simatic WinCC™ tabanlı SCADA arayüz yazılımı ile bir OPC (Ole for Process Control) sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayalı geliştirilen bir operatör eğitim simülatörü anlatılmıştır.

Anahtar kelimeler: Operatör eğitim simülatörü, DigSilent PowerFactory, Siemens Simatic WinCC, OPC sunucu.

Abstract

Monitoring and controlling of power systems remotely is very important. SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) systems provides enables real time monitoring and controlling of power systems which are distributed to large geographical regions. Transmission operators have to take trainings in order to use the SCADA systems effectively. It is important to make these trainings on real-time simulators. This study presents an operator training simulator which is developed by integrating DigSilent PowerFactory™ based grid model and Siemens WinCC™ based SCADA interface software through an OPC (Ole for Process Control) server.

Keywords: Dispatcher training simulator, DigSilent PowerFactory, Siemens Simatic WinCC, OPC server.

1. Giriş

Elektrik iletim şebekeleri en önemli ve kritik altyapılardan biridir. SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) sistemleri, geniş alana yayılmış elektrik iletim şebekelerinin bir merkezden izlenmesi ve kumanda edilmesine imkan sağlayan ve günümüzde birçok ülkede kullanılan sistemlerdir [1]. Elektrik şebekelerinin işletilmesinde sisteminin gerçek zamanlı olarak izlenmesi büyük önem taşımaktadır. SCADA sistemleri, insan gücüne bağımlılığı azaltmak, merkezi bir kontrol noktasından elektrik şebekelerinin izlenmesini sağlamak ve işletme görevlerini emniyetli, güvenilir ve mali açıdan ekonomik olarak yerine getirme imkanı sunmaktadır.

Şebeke operatörlerinin gerektiğinde SCADA sistemleri üzerinden şebekeye etkin müdehaleleri için eğitim almaları gerekmektedir. Bu eğitimlerin şebeke modeli üzerinde gerçek zamanlı çalışan eğitim simülatörleri ile gerçekleştirilmesi önemlidir [2]. Eğitim simülatörlerinin arayüz yazılımları kumanda odasında bulunan SCADA ekranları ile aynı olması, operatörlerin bu eğitimler sayesinde SCADA sistemine ve şebekeye daha çok hakim olmalarına imkan sağlar.

31 Mart 2015 tarihinde Türkiye genelinde yaşanan elektrik kesintisi sonrası operatör eğitim simülatörüne olan ihtiyaç bir kat daha artmıştır. Nitekim, 31 Mart 2015'teki kesinti ile ilgili değerlendirme raporunun sonuç kısmında operatör eğitiminin önemi vurgulanmıştır [3]. Türkiye'de şimdiye kadar elektik iletim operatörleri için eğitim simülatörü geliştiren yerli bir firma bulunmamaktadır.

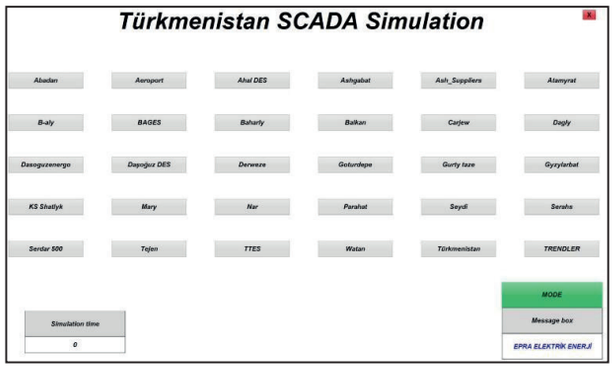
Bu çalışmada ilk defa yerli mühendisler tarafından geliştirilen bir operatör eğitim simülatörü açıklanmıştır. Simülatör, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ [4] ile Siemens WinCC™ [5] tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC (Ole for Process Control) sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayanmaktadır. Operatör eğitim simülasyonunda motor (engine) olarak, gerçek zamanlı çalışan DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımı kullanılmıştır. DigSilent PowerFactory bir OPC sunucu üzerinden SCADA yazılımları ile entegre edilebilmektedir [6].

Makalede ilk önce Siemens Simatic WinCC tabanlı geliştirilen operator SCADA arayüz yazılımı açıklanmıştır (2. Bölüm). Daha sonra, 3. Bölümde, DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımında Turkmenenergo için geliştirilen statik ve dinamik şebeke modelleme çalışmaları anlatılmıştır. SCADA arayüz yazılımındaki ve DigSilent PowerFactory şebeke modelindeki şebeke ekipman etiketlerinin (tag) oluşturulması ve SCADA arayüz yazılımı ve DigSilent PowerFactory şebeke modelinin bu etiketler ile bir OPC sunucu üzerinden entegrasyonu, sırasıyla 4. ve 5. Bölümlerde açıklanmıştır. Simülatörünün en önemli özelliklerinden biri, operatör manevralarının kayıt altına alınmasıdır. Böylece, eğitimler sırasında operatörler tarafından, farklı senaryolar altında

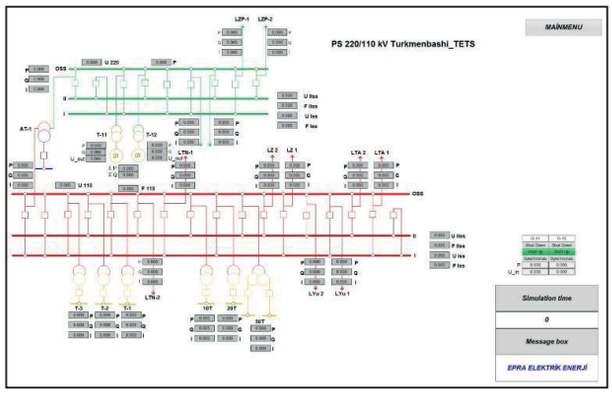
şebekeye yapılan manevralar kayıt altına alınmakta ve bu kayıtlar eğitime katılan operatörler ve eğitmen tarafından daha sonra değerlendirilebilmektedir. Geliştirilen simülatörün kayıt altına alma fonkiyonları 6. Bölümde anlatılmıştır. Son olarak, eğitmen tarafından eğitime katılan operatörlere verilecek olan otomatik notlandırma için öngörülen yaklaşım 7. Bölümde açıklanmıştır. Çalışmada elde edilen sonuçlar 8. Bölümde verilmiştir. Geliştirilen simülatör ilk defa Türkmenistan'daki Turkmenenergo milli yük tevzii merkezine kurulmuş olup, makalede Turkmenenergo'ya kurulan sistemden örnekler gösterilmiştir.

2. Eğitim Simülatörü SCADA Yazılımı

Turkmenenergo yük tevzii merkezindeki SCADA yazılımı Siemens Simatic WinCC tabanlıdır. Bu nedenle DigSilent PowerFactory ile entegre edilecek olan SCADA yazılımm platformu olarak Siemens Simatic WinCC (V7.4 run time client) kullanılmıştır. Turkmenenergo şebekesi için geliştirilen operatör eğitim simülatörü SCADA yazılımı ana ekran görüntüsü ve örnek bir güç trafo merkezinin SCADA yazılımında modellenmesine yönelik ekran görüntüleri sırasıyla Şekil 1 ve Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Eğitim simülatörü SCADA arayüz yazılımının başlangıç ekranı.



Şekil 2: Eğitim simülatörünün SCADA arayüz yazılımı üzerinde bir güç trafo merkezi modeli ekran görüntüsü.

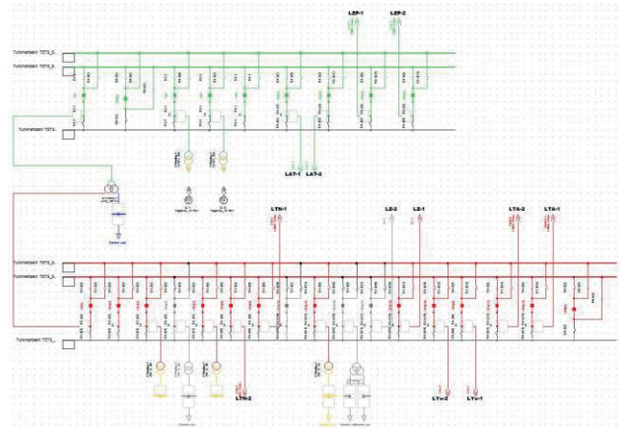
Elektrik şebekelerinde kullanılan SCADA sistemleri her kontrol merkezinde veri arşivleme ve verilerin grafiksel olarak SCADA ekranlarında izlenebilme imkanı sunmaktadır. Bu grafikler aracılığıyla gerilim ve frekans değerlerindeki kritik yükselmeler ve düşümler, aktif/reaktif güç değişimleri, kesici pozisyonları izlenebilir ve kritik durumlarda trafo merkezleri ekranları üzerinden müdahale edilebilir. Ayrıca merkezler içersinde mevcut olan üniteler, ünite kontrol paneli yardımıyla santral durumu (devrede/devre dışı) izleme, ünite devreye alma / devreden çıkarma, santral-şebeke senkronizasyonu yapılabilmektedir. Geliştirilen operatör eğitim simülatörünün SCADA arayüz yazılımı bu özelliklere sahip olup, şebeke izleme ve kumanda için SCADA modeli DigSilent PowerFactory şebeke modeli ile entegre edilmiştir. Bunun için, SCADA arayüz yazılımında modellenen her bir ekipmana (bara, hat, ünite, trafo, vb.) bir etiket tanımlanmış ve aynı etiketler DigSilent PowerFactory şebeke modelinde kullanılmıştır.

3. Statik ve Dinamik Şebeke Modelleme Çalışmaları

3.1. İletim Şebekesinin Modellenmesi

Türkmenistan iletim şebekesi, üç farkı gerilim seviyesini de içerecek şekilde (500 kV, 220 kV ve 110 kV) statik ve dinamik olarak modellenmiştir. İletim hatlarının statik modellerindeki reaktif ve kapasitif empedans değerleri hatların direk geometri bilgileri ile hesaplanmıştır.

Turkmenenergo şebeke modeli Balkan, Ashgabat-Akhal, Mary, Lebap ve Dashoguz olmak üzere beş bölgeden oluşmaktadır. Bu nedenle, her bir bölge için DigSilent PowerFactory'de ayrı ayrı tekhat şemaları oluşturulmuş ve tek bir model üzerinde birleştirilmiştir. Şekil 2'de SCADA arayüz yazılım modeli gösterilen merkezin DigSilent PowerFactory model karşılığı Şekil 3'te verilmiştir. Şekil 2 ve Şekil 3 kıyaslandığında, amaçlandığı gibi, SCADA arayüz yazılımındaki modelin görseli ile DigSilent PowerFactory şebeke modelindeki görsel hemen hemen aynı olduğu gözlenmektedir. Turkmenenergo şebeke modeli Tablo 1'de özetlenmiştir.



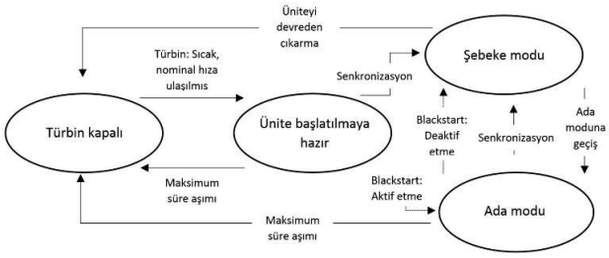
Şekil 3: Trafo merkezi iç yapısı (Şekil 2'deki Simatic WinCC SCADA modeline karşılık gelen DigSilent PF modeli)

Tablo 1: Turkmenenergo şebeke modeli özeti

Ekipman	Gerilim Seviyesi (kV)				
	500	400	220	110	Orta Gerilim
Terminal (Adet)	123	78	1173	7628	9840
İletim Hattı (km)	1004	789	4648	10491	-
Trafo (2 sargılı) (Adet)	3	2	34	222	56
Trafo (3 sargılı) (Adet)	5	-	63	288	-

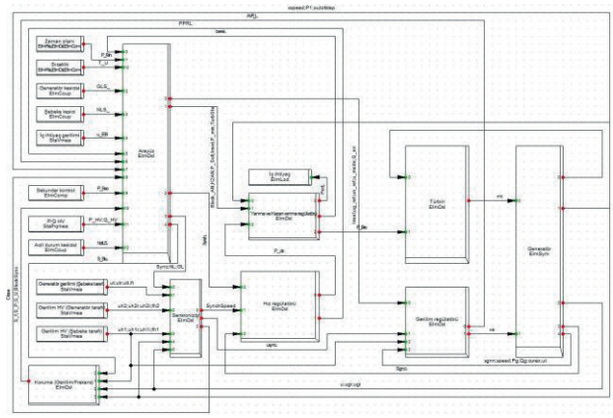
3.2. Termik Santrallerin Modellenmesi

Doğalgaz kaynakları bakımından zengin olan Türkmenistan, elektrik ihtiyacının büyük bir kısmını gaz türbinli elektrik santrallerinden karşılamaktadır. Bir gaz santralinin ünitesinin farklı çalışma modlarına ait akış şeması Şekil 6'da gösterilmiştir. Eğitim simülatörünün DigSilent PowerFactory şebeke modelinde her bir gaz santrali, Şekil 4'te gösterilen çalışma modlarının hepsinde ayrı ayrı çalışabilecek şekilde modellenmiştir.



Şekil 4: Gaz santralinin temel çalışma prensipleri

Çalışma modlarına göre farklı fonksiyonlarda aktif olan santral kontrolcüleri (hız regülatörü ve otomatik gerilim kontrolcüsü - AVR) ayrı ayrı modellenmiştir. Santallerin kontrolcü modeli genel şeması Şekil 5'te gösterilmiştir.

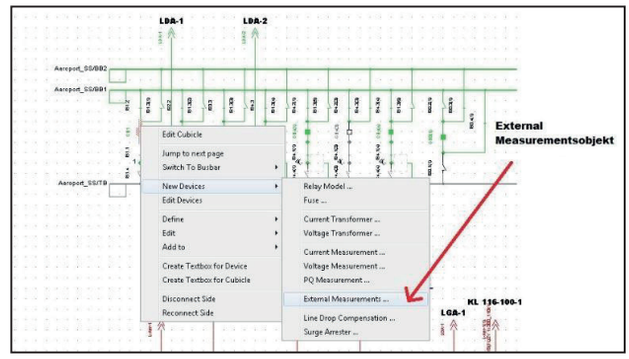


Şekil 5: Santral kontrolcü modeli genel şeması

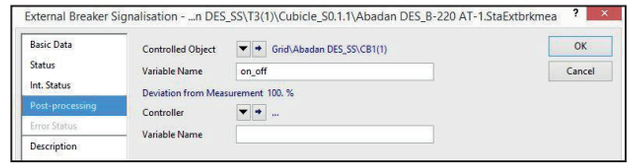
4. Şebeke Ekipman Etiketlerinin (Tag) Oluşturulması

Şebeke statik ve dinamik modelini içeren DigSilent PowerFactory modeli ile Simatic WinCC tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımı arasında entegrasyon için harici etiketlere (extern Tag) ihtiyaç duyulmaktadır. DigSilent PowerFactory şebeke modelindeki kesici açık/kapalı durumları, hatlar üzerindeki aktif ve reaktif güç akışları, bara gerilim ve frekansı gibi ölçüm objelerinin SCADA arayüz yazılımında izlenmesi ve gerektiğinde manevra yapılabilmesi için, durum (monitor) ve kumanda (kontrol) etiketleri oluşturulmuştur. Bu etiketler, gerek DigSilent PowerFactory gerekse de SCADA arayüz yazılımında herhangi bir objede kumanda yapılması durumunda, gerçek zamanlı olarak, her iki modele de otomatik biçimde yansımaktadır.

Monitör amaçlı etiketler DigSilent PowerFactory modelinde "external measurement" olarak (Şekil 6), kontrol etiketleri ise "controller object" olarak (Şekil 7) tanımlanmıştır.



Şekil 6: DigSilent PowerFactory model içerisinde monitör amaçlı etiketlerin oluşturulması

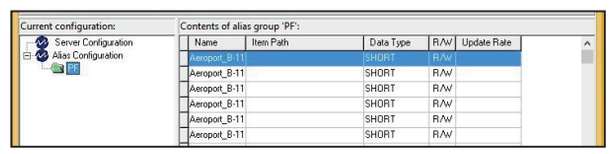


Şekil 7: Kesici kontrol etiketlerinin DigSilent PowerFactory modeli içerisinde oluşturulması

5. OPC Sunucu Üzerinden Entegrasyon

DigSilent PowerFactory ile Siemens Simatic WinCC tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının entegrasyonu OPC (Ole for Process Control) server (sunucu) üzerinden gerçekleştirilmiştir. OPC sunucuları gerçek zamanlı veri iletişimini sağlayabilmek ve özellikle SCADA sistemleriyle olan bağlantıyı mümkün kılmak için kullanılan arayüzlerdir. OPC sunucuları (server) ve OPC istemcisi (client) arasındaki veri aktarımı çift yönlü olarak sürücüler aracılığıyla yapılabilir ve her iki tarafda okuma ve yazma işlemi gerçekleştirilebilir.

Geliştirilen operatör eğitim simülatöründe OPC sunucu, DigSilent PowerFactory ve SCADA arayüz yazılımı arasında bir köprü vazifesi görerek [7], modeller arasında veri alışverişini sağlamaktadır (Şekil 8). DigSilent PowerFactory şebeke modelinde konfigüre edilerek oluşturulan etiketler, bir CSV (Comma - Separated Values) dosyası aracılığıyla OPC server içerisine aktarılmıştır.

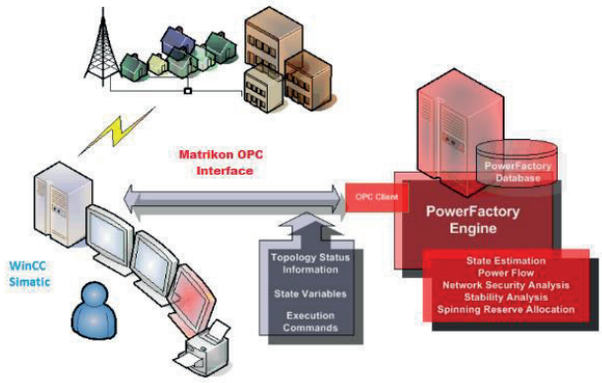


Şekil 8: OPC Server penceresi

OPC sunucu, etiketler ile tanımlanan değerleri kontrol edebilmek ve bu değerleri istenilen zaman diliminde manuel olarak değiştirebilmek için bir OPC "explorer" sürücüsüne sahiptir. OPC-explorer üzerindeki kanallar aracığıyla PowerFactory DigSilent ve Simatic WinCC modelleri arasında başarılı bir iletişim ağı kurulmuştur. Etiketlerin bağlantı durumu, aktif/deaktif durumları ve sahip oldukları gerçek zamanlı değerleri de OPC-explorer ekranı aracılığıyla sağlanmıştır.

PowerFactory içerisindeki harici bağlantıları destekleyen ve OPC sunucu arayüzü ile bağlantıyı sağlayan harici bağlantı penceresi mevcuttur. Bu pencere aracılığıyla aynı ağ (localhost) ya da farklı sunucular arasında ilişkilendirme mümkün hale gelmektedir. Harici bağlantı penceresi üzerindeki bağlantı sekmesi altında OPC OSE (OPC Online State Estimation) ve OPC TDS (Time Domain Simulation) seçenekleri yardımı ile kısa devre, yük akışı veya dinamik analizler için uygun bağlantı tipi seçmek mümkündür.

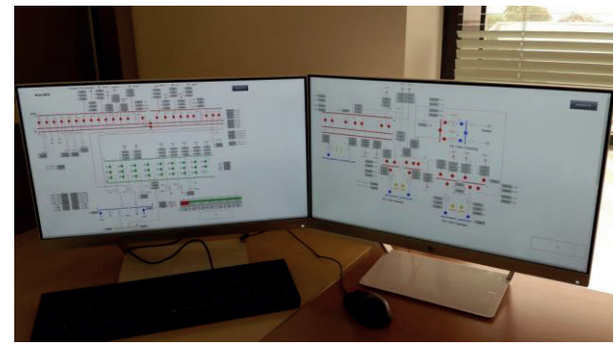
DigSilent PowerFactory – OPC Sunucu - Simatic WinCC SCADA yazılımı entegrasyonu için öngörülen mimari yapı Şekil 9'de gösterilmiştir. DigSilent PowerFactory ve Siemens Simatic WinCC tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC sunucu üzerinden gerçek zamanlı entegrasyonu sayesinde, statik ve dinamik şebeke simülasyonları, operatörlerin zaten iyi bildikleri bir SCADA yazılımı üzerinden yapılabilmektedir. Başka bir deyişle, operatörlerin DigSilent PowerFactory yazılımı üzerinden simülasyon yapmalarına gerek kalmamaktadır.



Şekil 9: DigSilent PowerFactory – OPC Sunucu – Simatic WinCC Simatic mimari yapısı [8]

Şekil 10: Türkmenistan milli yük tevzii merkezine kurulan operatör eğitim simülatöründen alınan bir resim (A)

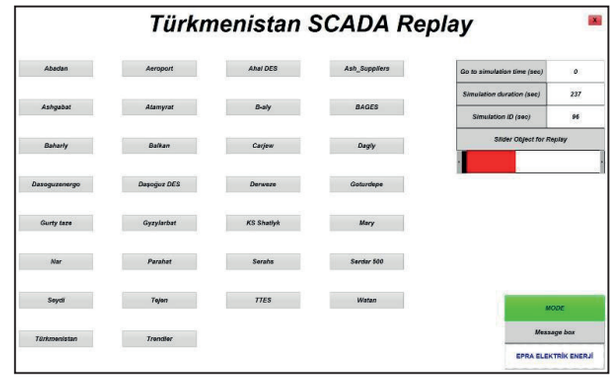
Turkmenenergo için geliştirilen ve Türkmenistan milli yük tevzii merkezine kurulan operatör eğitim simülatörünün ekran görüntüleri gösteren resimler Şekil 10 ve Şekil 11'de verilmiştir. Eğitmen tarafından oluşturulan senaryo üzerinde birden fazla operatör manevra simülasyonları yapabilmekte ve her birinin manevraları ve bu maneveralar sonrası şebeke parametrelerindeki değişiklikler ayrı ayrı kayıt altına alınmaktadır.



Şekil 11: Türkmenistan milli yük tevzii merkezine kurulan operatör eğitim simülatöründen alınan bir resim (B)

6. Kayıt Altına Alma Fonkiyonları

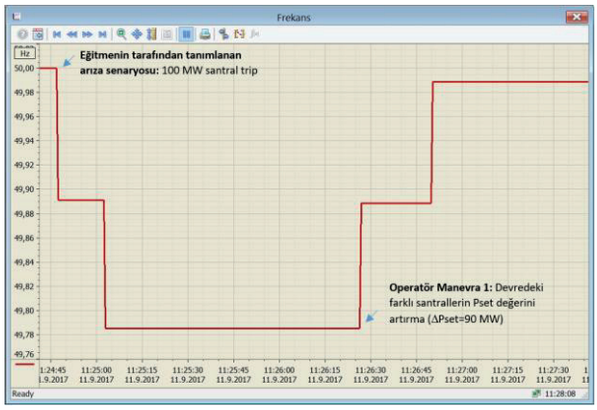
Elektrik iletim operatörü eğitim simülatörü, operatörün eğitim sırasında gerçekleştirdiği manevraların (iletim hattı devreden çıkarma / devreye alma, santral devreden çıkarma / devreye alma, santral yüklenme set point değiştirme, reaktör dereye alma / çıkarma v.b.) kayıt altına alınması oldukça önem arz etmektedir. Bu amaçla, DigSilent PowerFactory ve SCADA modelleri arasındaki veri alış verişi gerçek zamanlı olarak SQL Server Database içersine kaydedilip saklanmaktadır. Ayrıca SQL veritabanı içerisinde saklanan veriler, WinCC Replay içerisinde, geriye yönelik kayıtların yeniden simüle edilmesi suretiyle izlenebilmektedir (Şekil 12).



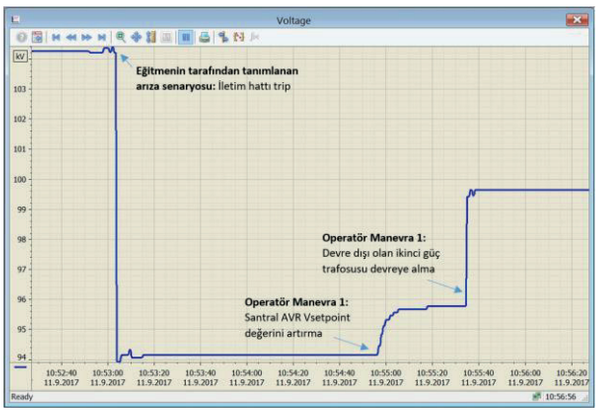
Şekil 12: WinCC Replay başlangıç ekranı

"WinCC Replay" SQL veritabanı içerisinde saklanan geçmişe yönelik verileri tekrar izlemenin yanı sıra geri sarma ve ilerletme imkanı da sunmaktadır. Zaman kontrol paneli üzerinde simülasyon süre takibi (Simulation ID) yapılabilmektedir. Ayrıca simülasyon süre kontrol çubuğu (Slider Object for Replay) ile istenilen zaman dilimine gidilebilmektedir. Şekil 12'de de gösterildiği gibi kayıt kontrol paneli WinCC Replay başlangıç ekranında yer almaktadır. Ayrıca, herbir trafo merkezi ekranlarında da bulunmaktadır.

Eğitmen tarafından tanımlanan şebeke arıza senaryoları sonrası eğitime katılan bir operatörün simülatör üzerinden gerçekleştirdiği manevralar ve bu manevralar sonrası şebeke parametrelerindeki dinamik değişimler aşağıdaki şekillerde örnek olarak gösterilmiştir.



Şekil 13: Santral devre dışı kalması senaryosu ve operatör tarafından simülatör üzerinde yapılan manevralar



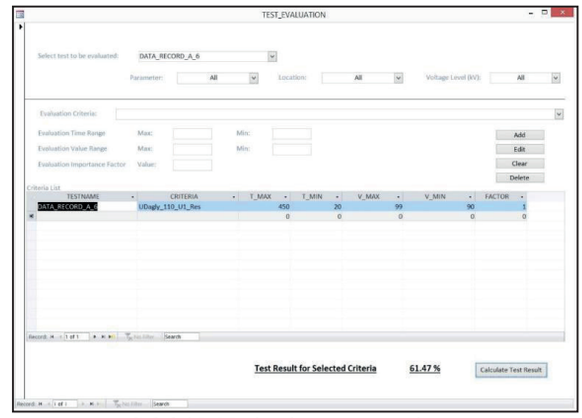
Şekil 14: İletim hattı devre dışı kalması senaryosu ve operatör tarafından simülatör üzerinde yapılan manevralar

7. Otomatik Notlandırma

Her ne kadar operatörlerin yaptıkları manevralar kayıt edilebilir ve tekrar oynatılabilir olsa da, eğitime katılan operatörlerin objektif notlandırılmasına da ihtiyaç vardır. Bu amaçla, operatör manevraları sonrası hedeflenen gerilim düşümü ve aşırı yüklenme gibi parametreler üzerinden bir otomatik notlandırma algoritması geliştirilmiştir. Notlandırma algoritması sayesinde, operatörler tarafından yapılan manevralar sonrası hedeflenen değerlere ne kadar ulaşılabildiği göz önünde bulundurularak, operatörlere otomatik not verilmektedir. Hedeflenen değerler eğitmen tarafından tanımlanabilmektedir. Notlandırma sonuç penceresi verilen hedefleri ve operatör maneveraları sonrası elde edilen değerleri birlikte göstermektedir (Şekil 15).

8. Sonuçlar

Bu çalışmada ilk defa yerli bir firma tarafından geliştirilen bir operatör eğitim simülatörünün teknik özellikleri açıklanmıştır. Eğitim simülatörü, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ ile Siemens Simatic WinCC™ tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayanmaktadır. Operatör eğitim simülasyonunda motor (engine), gerçek zamanlı çalışan DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımıdır. Geliştirilen simülatör ilk defa Türkmenistan'daki Turkmenenergo milli yük tevzii merkezine başarıyla kurulmuş ve devreye alınmıştır.



Şekil 15: Notlandırma sonuç ekranı

9. Sonuçlar

Bu çalışmada ilk defa yerli bir firma tarafından geliştirilen bir operatör eğitim simülatörünün teknik özellikleri açıklanmıştır. Eğitim simülatörü, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ ile Siemens Simatic WinCC™ tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayanmaktadır. Operatör eğitim simülasyonunda motor (engine), gerçek zamanlı çalışan DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımıdır. Geliştirilen simülatör ilk defa Türkmenistan'daki Turkmenenergo milli yük tevzii merkezine başarıyla kurulmuş ve devreye alınmıştır.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK TEYDEB 1507 - TÜBİTAK KOBİ Ar-Ge Başlangıç Destek Programı tarafından desteklenmiştir (Proje No: 7151362).

Referanslar

[1] D. J. Gaushell, H. T. Darlington, "Supervisory control and data acquisition," IEEE Proc., Vol. 75, No: 12, Dec. 1987.

[2] M. Prais, G. Zhang, Y. Chen, A. Bose, D. Curtice, "Operator Training Simulator: Algorithms and Test Results," IEEE Power Engineering Review, Vol. 9, No: 8, Aug. 1989.

[3] "Blackout in Turkey on 31st March 2015," Project Group Turkey, ENTSO/E, 21 Sep. 2015. (Available at https://www.entsoe.eu).

[4] DIgSILENT GmbH. PowerFactory Echtzeitsimulation Netz- und Kraftwerksmodelle. Gomaringen: DIgSILENT GmbH, 2016. (http://www.digsilent.de/).

[5] Siemens Simatic WinCC SCADA System (http://w3.siemens.com/mcms/human-machine-interface/en/visualization-software/scada/pages/default.aspx)

[6] PowerFactorySCADA Interface and Application. DIgSILENT GmbH. Gomaringen: DIgSILENT GmbH, 2015.N. Hosseinzadeh, "Economics of upgrading SWER distribution systems," *In Proc. Australian Universities Power Engineering Conf*, 2008.

[7] DIgSILENT GmbH. PowerFactory OPC Guide. Gomaringen: DIgSILENT GmbH, 2014. Bd. 004.

[8] Grundlegende Software- und Berechnungsfunktionen. Erweiterte Funktionen und Leistungsmerkmale. [Online] 2013. www.digsilent.de/tl_files/digsilent/files/powerfactory/PFv14_Software_2013_DE.pdf.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

5. OTURUM
Güç Elektroniği ve Güç Dönüşümü-2

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Timur Aydemir**

- **Güç Elektroniği Dönüştürücüleri için Adaptif Histerezis Akım Kontrol Yönteminin Geliştirilmesi** – *A. Faruk Bakan, A. Talha Dudak*
- **Zaman Gecikmeli Yükselten DA-DA Dönüştürücülerin Kararlılık Analizi** – *Alperen Sarı, Şahin Sönmez, Saffet Ayasun*
- **Şebekeye Bağlı İnverterlerde LCL Filtre Tasarımı** – *Özge Devlet, A. Faruk Bakan*
- **Batarya Modelleri ve Şarj Durumu (SoC) Tahmini** – *Efe İsa Tezde, Halil İbrahim Okumuş*

Güç Elektroniği Dönüştürücüleri için Adaptif Histerezis Akım Kontrol Yönteminin Geliştirilmesi

Improvement of Adaptive Hysteresis Current Control Method for Power Electronics Converters

A. Faruk Bakan, A. Talha Dudak

[1]Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
fbakan@yildiz.edu.tr, talhad@yildiz.edu.tr

Özet

Histerezis akım kontrol yöntemi, güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan analog temelli eski bir yöntemdir. Diğer akım kontrol yöntemlerine göre daha yüksek bir dinamik cevap ve kararlılık sağlamasına rağmen mikroişlemcilerin gelişmesi ile kullanımı azalmıştır. Bunun en temel nedeni anahtarlama frekansının değişken olmasıdır. Zira değişken anahtarlama frekansı bazı uygulamalarda çözümü zor sorunlara yol açmaktadır. Analog temelli histerezis akım kontrol yönteminde anahtarlama frekansının değişmesi tasarımcıları sabit frekanslı yöntemlere yöneltmiştir. Akım kontrol performansı ve kararlılık güç elektroniği uygulamalarında oldukça önemlidir. Sistemin kararlı çalışmasının sağlanması ve dinamik cevabının iyileştirilmesi için detaylı kontrol analizlerinin yapılmasını gerekmektedir. Histerezis akım kontrol yönteminde bu tür analizlere ihtiyaç bulunmamaktadır. Dinamik cevap diğer yöntemlere göre daha iyidir. Bu çalışmada histerezis akım kontrol yönteminde karşılaşılan sorunların çözümü için yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Geliştirilen sayısal akım kontrol yöntemi ile analog yöntemin problemleri ortadan kaldırılarak frekansın sabit tutulması sağlanmıştır.

Anahtar kelimeler: Histerezis akım kontrolü, güç elektroniği, sabit frekans

Abstract

The hysteresis current control method is an old analog-based method used in power electronic converters. Despite a higher dynamic response and stability compared to other current control methods, the use of this method has been reduced with the development of microprocessors. The most basic reason for this is that the switching frequency is variable. Because the variable switching frequency leads to difficult problems in some applications. In the analog-based hysteresis current control method, the changing of the switching frequency led designers to fixed frequency methods. Current control performance and stability are very important in power electronics applications. Detailed control analysis is required to ensure stable operation and to improve dynamic response. However, such analysis is not needed in the hysteresis current control method and the dynamic response is better than the other methods. In this study, a new method for solving the problems in hysteresis current control method has been developed. With the developed digital current control method, the problem of the analogue method is removed and the frequency is kept constant.

Keywords: Hysteresis current control, power electronics, fixed frequency

*Bu çalışma 115E951 nolu proje kapsamında TÜBİTAK ve 2012-04-02-KAP07 nolu proje kapsamında YTÜ BAP tarafından desteklenmiştir.

1. Giriş

Histerezis akım kontrol yöntemi doğrusal olmayan bir akım kontrol yöntemidir. Bu kontrol yöntemi, hızlı dinamik cevabı ve uygulama basitliği nedeniyle tercih edilmektedir. Klasik histerezis kontrolde sabit bir histerezis bant kullanılarak, ölçülen akım ile referans akımın karşılaştırılmasına bağlı olarak anahtarlama kararı verilmektedir. Değişken anahtarlama frekansı, değişken ses seviyesi ve sayısal olarak gerçekleştirme zorluğu histerezis akım kontrolünün dezavantajları olarak göze çarpmaktadır.

Histerezis akım kontrolünün analog olarak gerçekleştirilmesi oldukça kolaydır. Fakat sayısal gerçekleştirilmesi durumunda sürekli karşılaştırma ihtiyacından dolayı işlemcinin yükü artmakta ve gürültü problemleri nedeniyle uygulamada sorun oluşmaktadır. Histerezis akım kontrol yönteminin analog olarak gerçekleştirilmesi değişken anahtarlama frekansına sebep olduğundan uygulamalarda tercih edilmesini zorlaştırmaktadır.

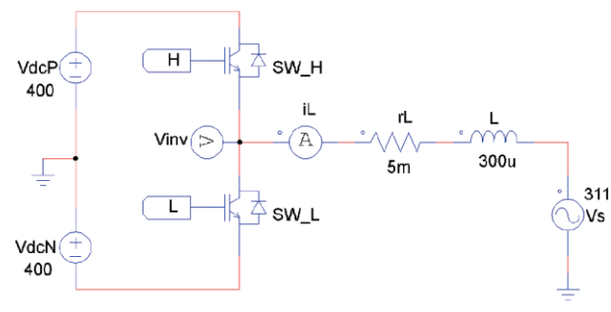
Literatürde histeresis kontrol konusunda çok sayıda çalışma bulunmaktadır. [1],[2]'de ayarlanabilir bantlı histerezis kontrol için ortalama anahtarlama gerilim değeri kullanılmıştır. Yükün ters-emk değerinin, bir anahtarlamadaki ortalama gerilim değerine yaklaşık olarak eşit olduğu kabul edilmiş ve bu gerilim değeri DSP'nin timer birimi kullanılarak elde edilmiştir. Frekans yaklaşık olarak sabit tutulmuştur. [3]'te sabit

frekanslı histerezis akım kontrol yöntemi için dead-beat prensibine dayalı bir yöntem önerilmiştir. Frekansın sabit tutulabilmesi için bant her anahtarlama sonrasında değiştirilmektedir. Böylece frekansın sabit tutulmasına çalışılmaktadır. Bununla birlikte deneysel sonuçlar frekansın sabit tutulamadığını göstermektedir. [4]'te sabit anahtarlama frekansı için bir önceki akım hatasının sıfır geçiş zamanını kullanarak alt ve üst bant genişliğini ayarlayan yeni kontrol yöntemi kullanılmıştır. Yöntemin uygulanması FPGA ile gerçekleştirilmiştir. Yöntem mutlak akım hatası eğiminin işareti ile hesaplanan üst ve alt bantları durum makinasına vermekte sonrasında lojik bir devre yardımıyla anahtarlama sinyalleri üretilmektedir. Anahtarlama frekansı geçiş anlarında sabit tutulamamıştır. [5]'te verilen yöntemde oldukça karmaşık bir donanım kullanılmıştır. Yöntem parametrelere bağımlıdır. Hesaplama analog bir devre yardımıyla yapılmaktadır. Çok sayıda komponent kullanılması maliyeti artırmakta, gerçekleştirme zorluğu oluşturmakta ve güvenirliği azaltmaktadır. [6]'da bir saat sinyali ile senkronize olan sabit frekanslı ve hatayı minimize eden, yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Yöntem üç fazlı sistemler için geliştirilmiş ve motor kontrolüne uygulanmıştır. [7]'de başlangıçta belirlenen bir band ile çalışma başlatılmaktadır. Anahtarlama periyodu tamamlandığında periyot ölçümü yapılmakta, yeni band, eski band değeri ile eski anahtarlama periyodu ve referans periyodu kullanılarak güncellenmektedir. Bant sürekli güncellenerek kararlı rejimde anahtarlama frekansının sabit tutulması hedeflenmektedir. Geçici rejimde ve hızlı değişen akım referanslarında yöntemin başarısı yeterli değildir. Bir anahtarlama sonrasında sistemin doğru değeri bulacağı öngörülmüştür. Fakat bu durum bazı şartlarda gerçekleşmemekte ve doğru bandın bulunması uzun sürebilmektedir. [8]'de sabit anahtarlama frekansını elde etmek için PLL kontrolüne, histerezis bandın basit ve kendi kendini ayarlayan analog tahmini eklenmiştir. Hem feedback hem de feedforward kontrol yöntemleri kullanılarak bu işlem gerçekleştirilmiştir. Parametre değişimlerine karşı kendi kendini ayarlama özelliği vardır. [9]-[11] çalışmalarında üç fazlı sistemler için geliştirilen histerezis akım kontrol yönteminde PLL kontrolü ile bant genişliği ayarlanmaktadır. [12]'de sadece iki faz akımının ölçülmesini gerektiren, üç fazlı VSI için geliştirilmiş bir histerezis akımı denetleyicisi sunulmaktadır. VSI anahtarlama frekansını azaltmak için akım hatasının türev işareti ve gerilim vektörlerinin bilinmesini gerektirir. [13]-[16] çalışmalarında önerilen yöntemler parametrelere bağımlıdır. [17]'de histerezis akım kontrolü için analitik bir yaklaşım sunulmuştur. Programlanmış rampa karşılaştırıcı ile anahtarlama frekansı sabit tutulmaya çalışılmıştır. Önerilen kontrolörün avantajı, taşıyıcı dalga biçiminin uygun genlik ve eğiminin önceden bilinmesidir. Geri beslemede oransal-integral (PI) denetleyici ve histerezis sınırlandırıcıya gerek yoktur. Bu işlemler için sistem parametreleri kullanılmıştır. Anahtarlama frekansı tam olarak sabit tutulamamıştır.

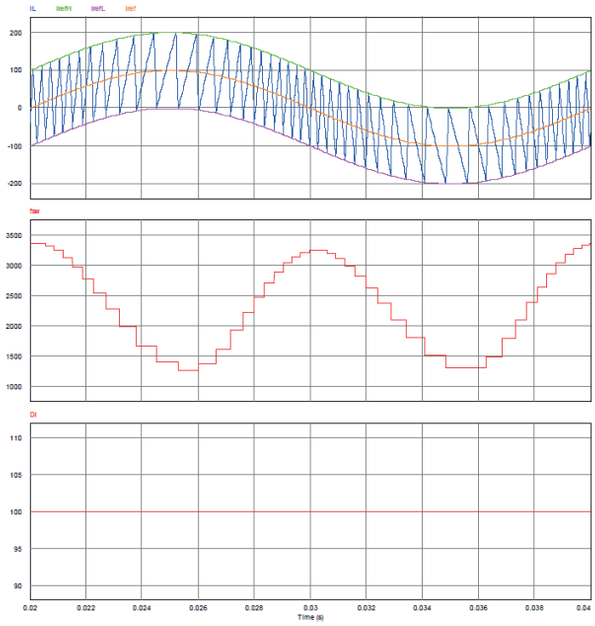
Bu çalışmada güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan akım kontrol yöntemlerine alternatif olarak özgün bir kontrol yöntemi ve dijital bir kontrol devresi geliştirilmiştir. Yöntemin temel fikri histerezis temeline dayanması ve sabit frekansta çalışabilmesidir. Bandın değiştirilmesi ile frekansın sabit tutulması sağlanmıştır. Anahtarlama frekansı ölçülerek histerezis bandı uyarlamalı olarak kontrol edilmiştir. Geliştirilen yöntem güç elektroniği uygulamalarında akım kontrol performansını artırmakta ve sabit frekanslı PWM yöntemlerine alternatif olabilmektedir.

2. Adaptif Histerezis Akım Kontrol Yöntemi

Çalışmada geliştirilen yöntem Şekil 1'de gösterilen şebekeye enerji aktaran inverter devresi üzerinde açıklanmıştır. Histerezis kontrol yönteminde üst ve alt anahtarların sürme sinyalleri kontrol edilerek i_L endüktans akımının istenilen referansı takip etmesi hedeflenmektedir. Şebekeye enerji aktaran inverterlerde akım formu şebeke ile aynı fazda olan sinüzoidal bir işarettir. Aktif filtre ve UPS uygulamalarında ise akım sinüzoidal formdan farklı olabilmektedir. Histerezis akım kontrol yönteminde sabit bir band için anahtarlama frekansı geniş bir aralıkta değişmektedir. Frekansın değişmesi şebeke gerilimi, dc bara gerilimi, endüktans değerlerine doğrudan bağlıdır. Histerezis akım kontrol yönteminde sabit akım bandının (DI) kullanılması durumunda oluşan değişken anahtarlama frekansı problemi Şekil 2'de gösterilmiştir. Simülasyon PSIM programı ile yapılmış, örnekleme zamanı $delt$=200ns ve $Iref$=100sin(2π50t) seçilmiştir.



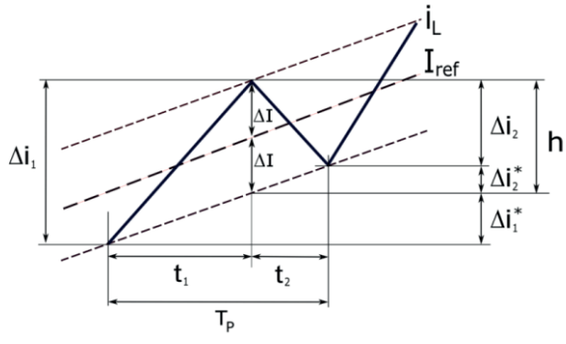
Şekil 1. İki seviyeli tek fazlı gerilim kaynaklı inverter.



Şekil 2. Histerezis akım kontrol yönteminde sabit bantta ortaya çıkan değişken anahtarlama frekansı problemi. DI=100A, Irefm=100A

DC bara gerilimi 800V, VdcP=VdcN=400V alınmıştır. 100A sabit bant uygulandığında anahtarlama frekansı 1100-3400 Hz arasında değişmektedir. Frekansın çok geniş bir aralıkta değişmesinin nedeni akımın yükselme ve düşme sürelerinin her anahtarlama periyodunda değişmesidir. Sabit histerezis band için anahtarlama frekansı değişken olmaktadır.

Klasik histerezis kontrolündeki değişken frekans probleminin çözümü için bandın kontrol edilmesi gerekmektedir. Anahtarlama frekansının sabit olabilmesi için bandın nasıl kontrol edilmesi gerektiği Şekil 3 üzerinde açıklanmıştır.



Şekil 3. Sabit frekanslı histerezis akım kontrolü için değişken tanımları.

Şekil 3'te gösterilen tanımlar kullanılarak anahtarlama frekansının sabit olmasını sağlayan bant değeri matematiksel olarak elde edilmiştir. Bant hesabında kullanılan değişkenler aşağıda listelenmiştir.

T_p : anahtarlama periyodu
t_1 : üst anahtarın iletim süresi
t_2 : üst anahtarın kesim süresi / alt anahtarın iletim süresi
Δi_1 : t_1 süresi içinde endüktans akımdaki artış
Δi_2 : t_2 süresi içinde endüktans akımdaki azalma
$\frac{di^*}{dt}$: akım referansının türevi
Δi_1^*: t_1 süresi içinde akım referansındaki artış
Δi_2^* : t_2 süresi içinde akım referansındaki artış
ΔI : Histerezis bandı
h : Akımdaki dalgalanma miktarı
m_1 : t_1 süresi içinde endüktans akımının eğimi
m_2 : t_2 süresi içinde endüktans akımının eğiminin mutlak değeri
m_{ref} : akım referansının eğimi

Sabit bir periyot/frekans için h değerinin bulunması için $T_p = t_1 + t_2$ eşitliğinde t_1 ve t_2 süreleri m_1, m_2 ve m_{ref} eğimleri ile devre parametreleri cinsinden yazılabilir. t_1 aralığında endüktans akımındaki artış miktarı

$$\Delta i_1 = h + \Delta i_1^* \quad (1)$$

$$\Delta i_1 = \frac{di_L}{dt} t_1 = m_1 t_1 \quad (2)$$

$$m_1 = \frac{V_L(t_1)}{L} = \frac{V_{dcP} - V_S}{L} \quad (3)$$

elde edilir. t_1 aralığında akım referansının değişim miktarı

$$\Delta i_1^* = \frac{di^*}{dt} t_1 = m_{ref} t_1 \quad (4)$$

bulunur. (1) ve (4) kullanılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$m_1 t_1 = h + m_{ref} t_1 \quad (5)$$

$$t_1 = \frac{h}{m_1 - m_{ref}} \quad (6)$$

t_2'nin elde edilmesi için de benzer yol izlenir.

$$h = \Delta i_2 + \Delta i_2^* \quad (7)$$

$$\Delta i_2 = \frac{di_L}{dt} t_2 = m_2 t_2 \quad (8)$$

$$m_2 = -\frac{V_L(t_2)}{L} = \frac{V_{dcN} + V_S}{L} \quad (9)$$

elde edilir. t_2 aralığında akım referansının değişim miktarı aşağıdaki gibidir.

$$\Delta i_2^* = \frac{di^*}{dt} t_2 = m_{ref} t_2 \quad (10)$$

(7), (8) ve (10) kullanılarak

$$h = m_2 t_2 + m_{ref} t_2 \quad (11)$$

$$t_2 = \frac{h}{m_2 + m_{ref}} \quad (12)$$

elde edilir. (6) ve (12) eşitlikleri kullanılarak toplam periyot hesaplanır.

$$T_p = t_1 + t_2 \quad (13)$$

$$T_p = \frac{h}{m_1 - m_{ref}} + \frac{h}{m_2 - m_{ref}} \quad (14)$$

Buradan sabit periyot için histerezis bandı

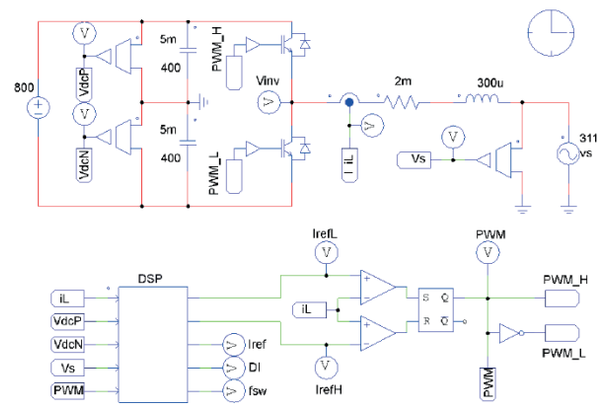
$$h = \frac{T_p \cdot (m_2 + m_{ref}) \cdot (m_1 - m_{ref})}{m_1 + m_2} \quad (15)$$

$$DI = h/2$$

olarak elde edilir. Yöntemin test edilmesi için Şekil 4'te gösterilen devre PSIM ortamında kurulmuştur. Kontrol devresinde iki adet karşılaştırıcı ve 1 adet RS flip flop kullanılmıştır. Faz kolunun pozitif elemanı iletimde iken endüktans akımı artmaktadır. Endüktans akımı IrefH değerini geçtiğinde RS flip flopun RESET bacağına bağlı olan karşılaştırıcının çıkışı lojik 1 olmaktadır. Bu durumda PWM=0 olur ve akım azalmaya başlar. Endüktans akımı IrefL değerinin altına düştüğünde RS flip flopun SET bacağına bağlı olan karşılaştırıcının çıkışı lojik 1 olur. Bu durumda PWM=1 olur ve akım artmaya başlar. İki adet karşılaştırıcı ve bir adet RS flip flop ile analog histerezis yönteminin gerçekleştirilmesi uzun yıllardır uygulanan eski bir yöntemdir. Bu analog temelli kontrol yapının tamamı DSP içerisinde gerçekleştirilmiştir. Günümüzde yeni DSP'ler içerisinde karşılaştırıcı, DAC ve RS flip flop bulunmaktadır. DI bandı her Ts süresinde DSP tarafından hesaplanarak, Iref ve DI kullanılarak IrefH ve IrefL bulunmuş, bu değerler DAC'lara yüklenerek karşılaştırıcı girişlerine uygulanmıştır. Bundan sonraki kısım donanımsal olarak çalışmaktadır. DSP'nin hesaplama yükü sadece DI bandını hesaplamaktan ibarettir. Hesaplama süresi (Ts) 10-100us arasında seçilebilir. Dolayısıyla yöntem DSP'de bir işlem yükü oluşturmamaktadır. Sabit frekans için (15) eşitliğinde verilen histerezis bandı ile simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar Şekil 4'te verilmiştir. İnverter çıkışındaki akımın sinüzoidal bir referansı takip etmesi hedeflenmektedir. Önerilen yöntemde anahtarlama frekansını sabit tutmak üzere DI histerezis bandı değiştirilmektedir.

Şekil 4'te şebeke gerilimi $V_s = 311\sin(2\pi 50t)$ ve $I_{ref} = 100\sin(2\pi 50t)$ alınmıştır. DC bara gerilimi V_{dc}=800V, dc bara kondansatörleri C=5mF, başlangıç değerleri VdcP=VdcN=400V, L=300uH seçilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre frekansın büyük ölçüde sabit kaldığı görülmektedir. Her T_s örnekleme periyodunda DI bandı hesaplanmakta, IrefH ve IrefL değerleri güncellenmekte yani DAC'lara yüklenmektedir. PSIM programında örnekleme zamanı 200ns alınmıştır.

Anahtarlama şekillerinin anlaşılabilmesi açısından simülasyonlar düşük frekansta yapılmıştır. 3kHz anahtarlama frekansı güç elektroniği uygulamaları için düşük kabul edilen bir frekanstır. Güç elektroniği uygulamalarında güç ve gerilim arttıkça anahtarlama frekansının düşürülmesi ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Düşük frekansta kontrol yapmak daha zorlaşmaktadır. Histerezis kontrol yönteminin özellikle düşük frekans ve yüksek güçlü uygulamalarda daha cazip olacağı öngörülmektedir.

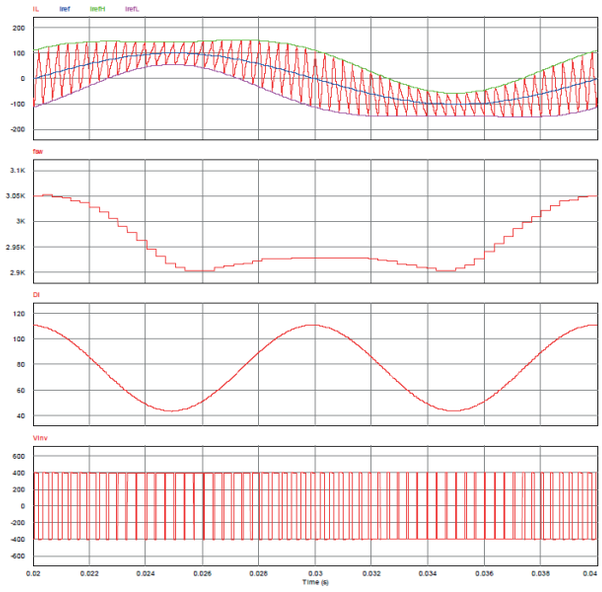


Şekil 4. Şebekeye enerji aktaran bir inverterde sabit frekanslı histerezis yöntemi

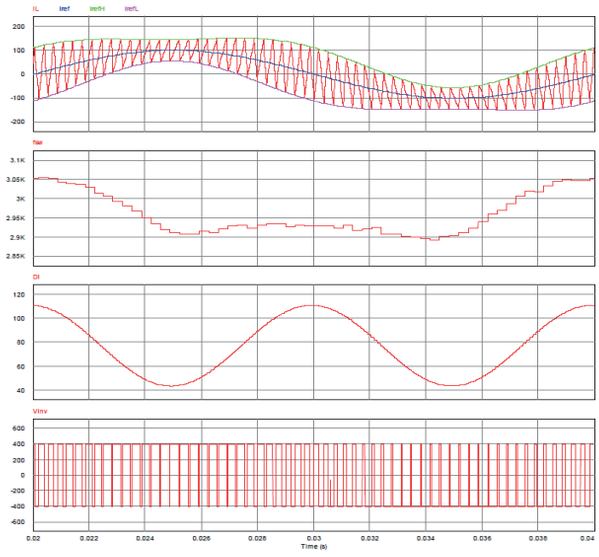
3. Simülasyon Sonuçları

PSIM ortamında gerçekleştirilen simülasyonda Şekil 4'teki devre kullanılmıştır. Sonuçlar örnekleme süresi, dc bara gerilimi ve endüktans parametrelerine göre elde edilmiştir. Bu parametrelerin değişimine göre simülasyon sonuçları yorumlanmıştır. Ayrıca akım harmoniklerinin etkisi de incelenmiştir.

Şekil 5'te görüldüğü gibi geliştirilen yöntem ile anahtarlama frekansı büyük ölçüde sabit tutulabilmektedir. Simülasyonda örnekleme süresi 200ns alınmıştır. Bir periyod boyunca histerezis bandı değiştirilerek frekans sabit tutulmuştur. Histerezis bandının güncellenmesi her 1us'de bir yapılmıştır. Bu oldukça hızlı bir güncellemedir. Bu durumda bandın hesaplanması ve güncellenmesi işlemcinin zamanının önemli bir bölümünü alacaktır. Burada tüm parametrelerin doğru bilindiği ve ölçüldüğü kabul edilmiştir. Parametrelerin doğru olmaması durumunda frekans istenilen değerde sabit tutulamayabilir.



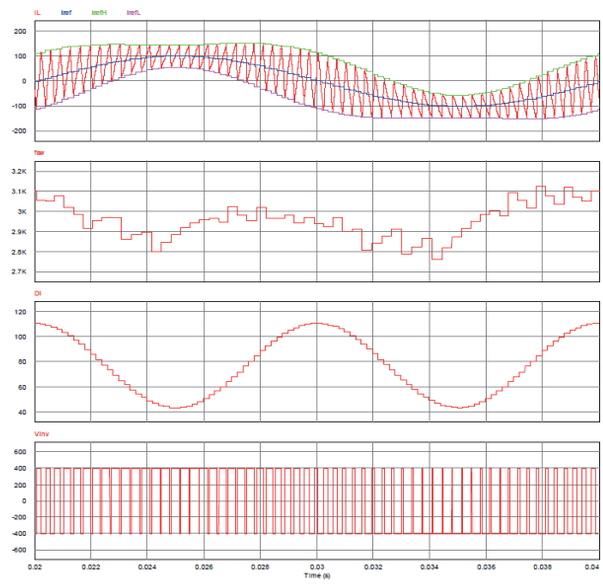
Şekil 5. Yeni yöntemde bandın değiştirilerek frekansın sabit tutulması (Ts=1us, delt=200ns, VdcP=VdcN=400V=sbt)



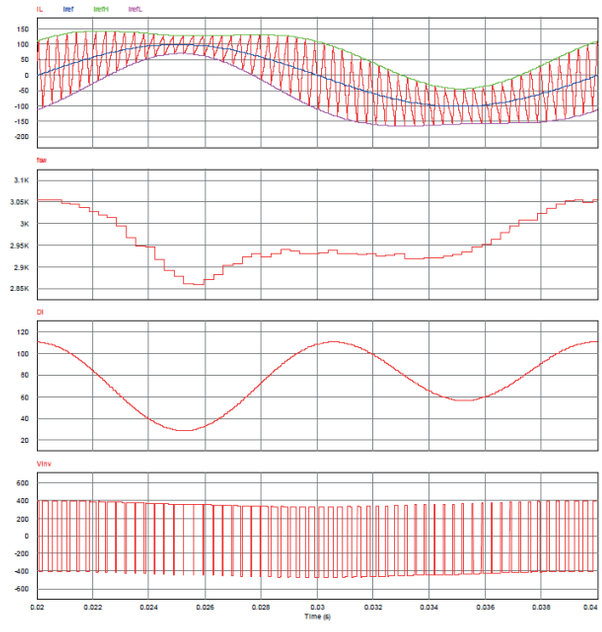
Şekil 6. Ts=20us, delt=200ns, VdcP=VdcN=400V=sbt için değişimler

T_s=1us durumu analog sisteme eşdeğer kabul edilebilir. İşlemci yükünü azaltmak için T_s=20us alınarak simülasyonlar tekrarlanmıştır. Şekil 6'daki sonuçların T_s=1us durumu ile benzer olduğu görülmektedir. T_s süresinin çok küçük seçilmesinin gerekli olmadığı sonucuna varılmıştır. fsw_ref=3kHz civarında çok küçük bir aralıkta dalgalanmaktadır. Uygulamada ölü zaman, parametre değerlerinde hatalar vb. nedeniyle farklılıklar oluşacağı öngörülebilir.

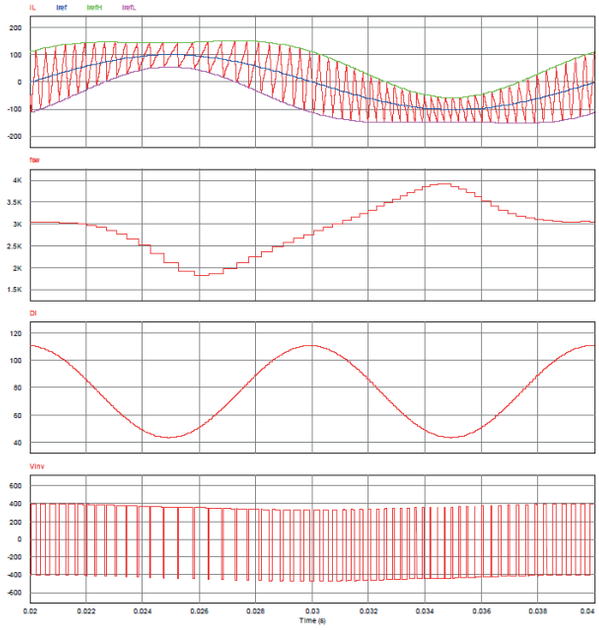
Şekil 7'de T_s süresi 200us olduğunda yine anahtarlama frekansında önemli bir değişim olmamaktadır. Dolayısıyla bu yöntem büyük T_s süreleri kullanılarak DSP ile rahatlıkla gerçekleştirilebilir. Referans akımın değişim hızına uygun bir T_s seçilerek hesaplama yükü ve doğruluk açısından en uygun değer elde edilebilir. Şekil 8'deki sonuçlarda VdcP ve VdcN gerilimlerinin sabit olmaması (dalgalanma olması) durumunda bant genişliği formülünün başarımı incelenmiştir. Histerezis bandı hesabında VdcP, VdcN ve akım referansının değişim hızı hesaba katılmıştır. Gerilim değişimleri hesaba katıldığında anahtarlama frekansında önemli bir hata olmadığı görülmektedir.



Şekil 7. Ts=200us, delt=200ns, VdcP=VdcN=400V=sbt için değişimler

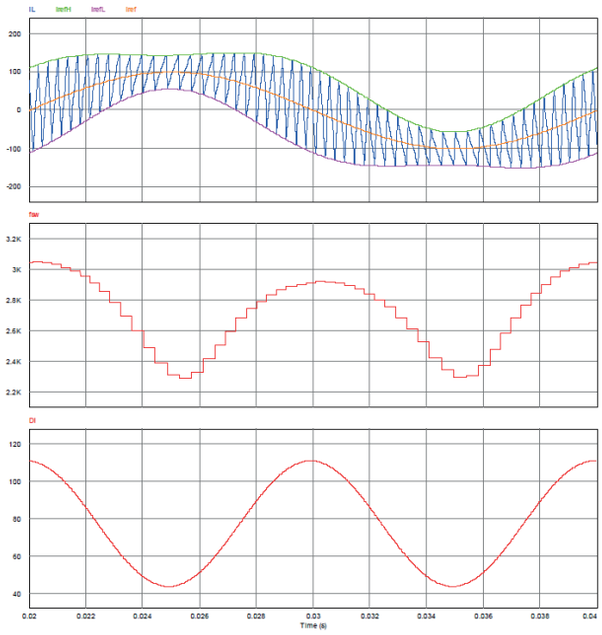


Şekil 8. Ts=20us, delt=200ns için değişimler (VdcP ve VdcN sabit değil)



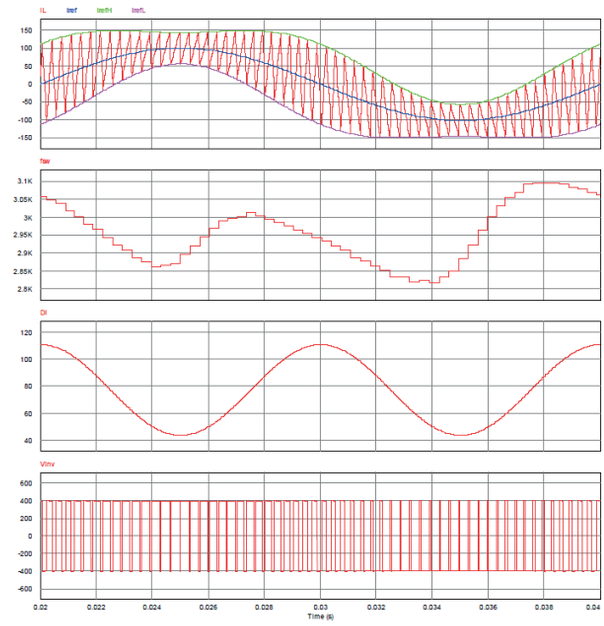
Şekil 9. T_s=20us, delt=200ns için değişimler (VdcP ve VdcN sabit değil) (literatürdeki hesaba göre VdcP=VdcN=Vdc/2 alınıyor)

Şekil 9'da VdcP ve VdcN gerilimlerinde oluşan dalgalanma hesaba katıldığında frekansta büyük değişmeler oluşmaktadır.



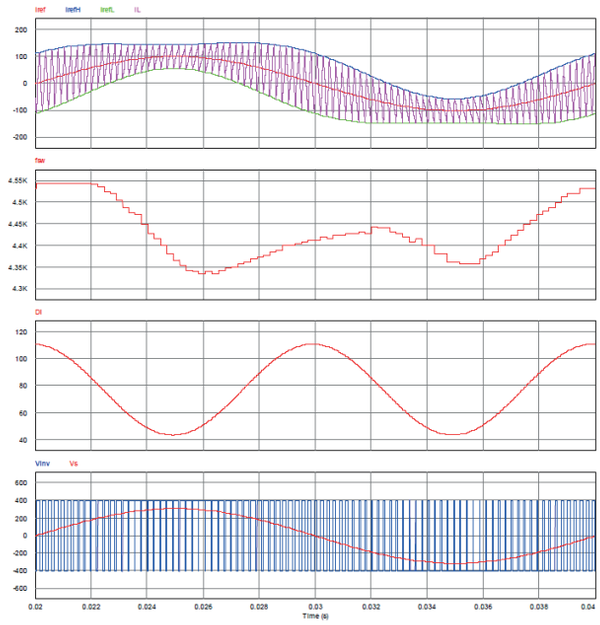
Şekil 10. rL = 250mohm alınarak yapılan simülasyon sonuçları

Endüktansın iç direncine bağlı olarak da anahtarlama frekansı değişmektedir. Şekil 10'da hesaplamada kullanılan rL değeri arttıkça çalışma frekansı, hedeflenen anahtarlama frekansının altında oluşmaktadır. Simülasyonda seçilen değer pratikte karşılaşılan değerin çok üstündedir. Uygulamada bu kadar yüksek bir direnç değeri olmayacağı varsayılabilir. Zamanla endüktansın aşırı ısınması nedeniyle direnç değeri artabilir ve frekansı etkileyebilir. Şekil 11'de akım referansının türevi kullanılmadığında frekans dalgalanmasının arttığı görülmüştür. Bu durum özellikle referans akımın değişim hızı yüksek olduğunda daha önemli hale gelmektedir. Özellikle 400Hz uygulamalarında ve nonlineer yüklerde m_{ref} parametresinin kullanılmaması frekansta büyük hata oluşturabilir.

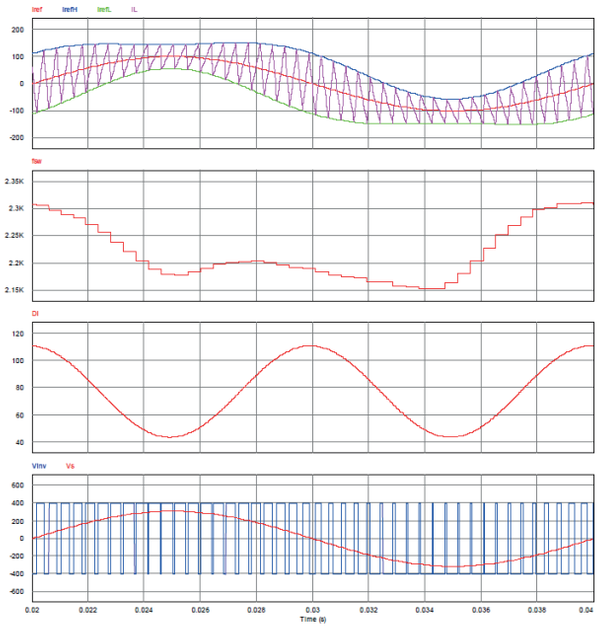


Şekil 11. Ts=20us, delt=200ns, VdcP=VdcN=400V=sbt, m_{ref}=0 için değişimler

Endüktans değerinin doğru bilinmemesi durumunda frekans istenilen değerde tutulamamaktadır. Şekil 12'deki simülasyon sonuçlarındaki DI hesabında L değeri 300u alınmıştır. Devrede ise 200u kullanılmıştır. Bu şartlarda anahtarlama frekansı hedeflenen değerin üstünde gerçekleşmiştir. Devrede endüktans değerinin 400u yapılması durumunda ise anahtarlama frekansının düştüğü görülmüştür. Şekil 13'teki simülasyon sonuçlarında DI hesabında L değeri 300u alınmıştır. Devrede 400u kullanılmıştır. Bu şartlarda frekans hesaplanan değerin altında gerçekleşmiştir.

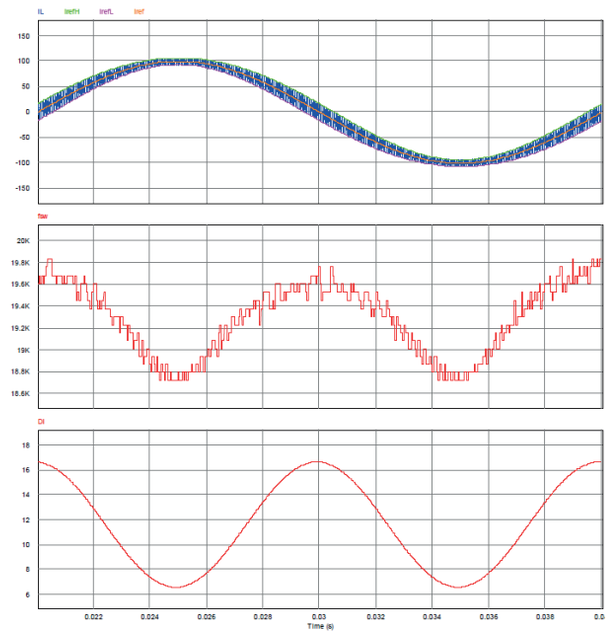


Şekil 12. Ts=10us, delt=200ns, VdcP=VdcN=400V=sbt, L=200u için değişimler

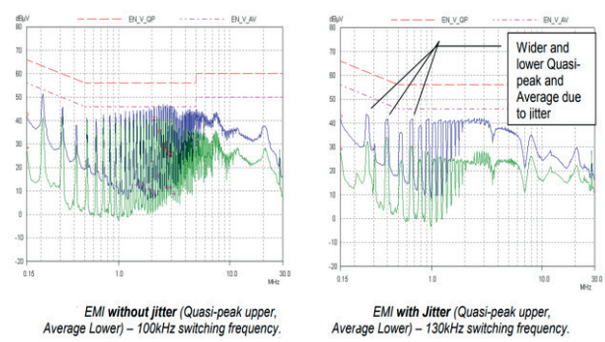


Şekil 13. Ts=10us, delt=200ns, VdcP=VdcN=400V=sbt, L=400u için değişimler

Şekil 14'te yöntemin yüksek frekanslarda da çalıştığını göstermek amacıyla fsw_ref = 20kHz için simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Değişimde anahtarlama frekansında bir miktar dalgalanma olduğu görülmektedir. Hesaplanan bant uygulandığında anahtarlama frekansı referans değerden biraz düşük çıkmaktadır. Frekansın ortalama değerinin yükseltilmesi kontrol ile mümkündür. Fakat bir şebeke periyodunda anahtarlama frekansındaki dalgalanmanın yok edilmesinin kolay olmadığı anlaşılmaktadır. Buna rağmen anahtarlama frekansında bu kadar dalgalanma olmasının bir mahzuru bulunmamaktadır. Hatta EMI açısından yararı olacağı bile söylenebilir. Şöyle ki, literatürde EMI etkisini azalmak için çeşitli yöntemler yer almaktadır. Bunlardan biri de frekans titreşim yöntemidir. Belirli bir frekans titreşim genliği ile EMI etkinin azaltıldığı gözlemlenmektedir [18]. Şekil 15'te daha önceden yapılmış bir çalışmadan alınan sonuçlarda da görüldüğü gibi frekans titreşim yönteminin EMI üzerinde olumlu bir etkiye sebep olduğu görülmektedir.



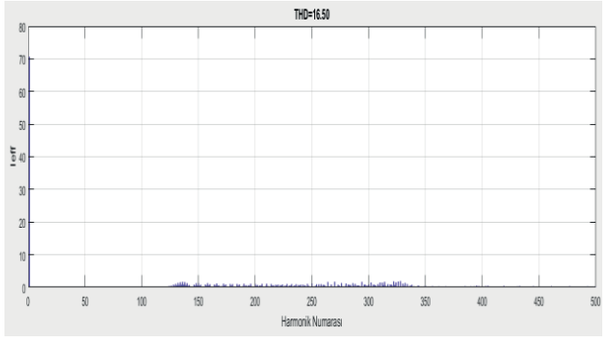
Şekil 14. fsw_ref=20kHz için değişimler



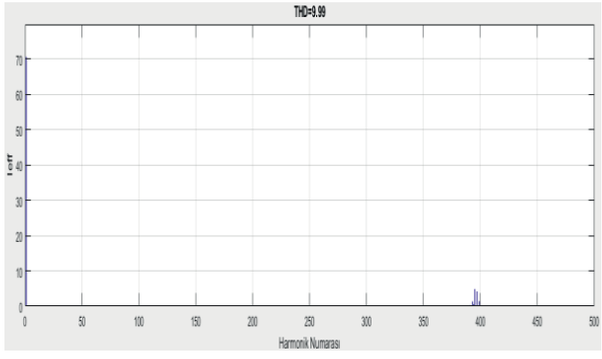
Şekil 15. Frekans titreşimi ile EMI etkisi [18]

Çalışmada ek olarak akımın fourier analizi yapılmış ve harmoniklerin etkisi incelenmiştir. Sabit bant ve değişken bant için harmonik bileşenler karşılaştırmalı olarak Şekil 16(a) ve (b)'de gösterilmiştir. Burada anahtarlama frekansı 20kHz ve akım referansının genliği 100A için değerlendirme yapılmıştır. Şekil 16(a)'da, sabit bantlı durum için akımın temel bileşeninin effektif değerinin 70.64A ve toplam harmonik distorsiyonu

(THD)'nun % 16.50 olduğu görülmektedir. Şekil 16(b)'de ise, sabit frekans için değişken bantlı durum gösterilmektedir. Yine temel bileşenin effektif değerinin 70,64A ve THD'nin ise % 9.99 olduğu görülmektedir. Sonuç olarak değişken bantlı histeresis akım kontrolünde akım harmoniklerinin etkisinin azaltıldığı görülmüştür.



Şekil 16(a). Sabit bant için akımın harmonik analizi



Şekil 16(b). Değişken bant için akımın harmonik analizi

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, iki seviyeli tek fazlı gerilim kaynaklı inverter için yeni bir histerezis akım kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem ile elde edilen veriler geleneksel yöntem ile karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur. Sabit anahtarlama frekansı için gerekli bant değeri matematiksel olarak elde edilmiştir. Referans akımın değişim hızına bağlı olarak kabul edilebilir seviyede bir örnekleme süresi belirlenmiş ve elde edilen sonuçların küçük örnekleme süresinde elde edilen sonuçlardan çok da farklı olmadığı görülmüştür. DC bara gerilimindeki dalgalanmanın etkisi incelenmiş ve dc bara gerilimindeki dalgalanmanın frekansta dalgalanmaya sebep olduğu görülmüştür. Ayrıca endüktans parametresinin frekansa etkisi incelenmiştir. Akım referansının eğiminin frekansa etkisi incelenmiş ve eğim değeri doğru kullanılmadığında frekans dalgalanmasında artış gözlemlenmiştir. Bu durum akım referansının değişiminin yüksek olduğu uygulamalarda daha önemli hale gelmektedir. Sistem harmonik içeriği açısından da değerlendirilmiş ve değişken bantlı durumda daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. Önerilen yöntem ile sabit frekanslı histerezis akım kontrolü gerçekleştirilmektedir. Geliştirilen yöntem güç elektroniği uygulamalarında akım kontrol performansını artırmakta ve sabit frekanslı PWM yöntemlerine alternatif olarak kullanılabilir.

5. Kaynakça

[1] D. G. Holmes, R. Davoodnezhad, B. P. McGrath, "An improved three-phase variable-band hysteresis current regulator", IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 1, pp. 441 – 450, Jan 2013 .

[2] R. Davoodnezhad, D. G. Holmes, B. P. McGrath, "A novel three-level hysteresis current regulation strategy for three-phase three-level inverters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 29, no. 11, pp. 6100-6109, Nov. 2014.

[3] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," IEEE Trans. on Ind. App., vol. 36, no. 4, pp. 1174-1180, July/August 2000.

[4] H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang, "A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 27, no. 7, pp. 3330-3339, July 2012.

[5] C. N. Ho, V. S. P. Cheung, H. S. Chung, "Constant-frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 24, no. 11, pp. 2484-2495, Nov. 2009.

[6] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tomasin, A. Zuccato, "Digital adaptive hysteresis current control with cloked commutations and wide operating range," IEEE Trans. on Ind. App., vol. 32, no. 2, pp. 316-325, March/April 1996.

[7] W. Stefanutti, P. Mattavelli, "Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction," IEEE Trans. on Ind. App., vol. 42, no. 3, pp. 763-769, May/June 2006

[8] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction," IEEE Trans. on Ind. App., vol. 33, no. 5, pp. 1194-1202, Sep./Oct. 1997.

[9] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 45, no. 5, pp. 722-729, Oct. 1998.

[10] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, "High-performance hysteresis modulation technique for active filters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 12, no. 5, pp. 876-884, Sep. 1997.

[11] L. Malesani, P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency," IEEE Trans. on Ind. App., vol. 26. no. I , pp. 88-92, Jan./Feb. 1990.

[12] E. Aldabas, L. Romeral, A. Arias, M.G. Jayne, "Software-based digital hysteresis-band current controller," IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 2, pp. 184-190, Mar. 2006.

[13] F. Liu, A. I. Maswood, "A novel variable hysteresis band current control of three-phase three-level unity PF rectifier with constant switching frequency," IEEE Trans on Power Electron., vol. 21, no. 6, pp. 1727-1734, Nov. 2006.

[14] A. K. Panda, R. Patel, "Adaptive hysteresis and fuzzy logic controlledbased shunt active power filter resistant to shoot-through phenomenon," IET Power Electron., Vol. 8, Iss. 10, pp. 1963–1977, 2015.

[15] A. Fereidouni, M. A. S. Masoum, K. M. Smedley, "Supervisory nearly constant frequency hysteresis current control for active power filter applications in stationary reference frame," IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, vol. 3, no. 1, pp. 1-12, March 2016.
[16] B. K. Bose, "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 31, no. 5, pp. 402-408, Oct. 1990.
[17] K. M. Rahman, M. R. Khan, M. A. Choudhury, "Implementation of programmed modulated carrier HCC based on analytical solution for uniform switching of voltage source inverters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 188-197, Jan. 2003.
[18] R. Mayell, E.H. Quek, "A New Integrated Switcher IC Family -- A Feature Rich Solution for Demanding Power Conversion Applications," Power Integrations - Technical Article.

Zaman Gecikmeli Yükselten DA-DA Dönüştürücülerin Kararlılık Analizi
Stability Analysis of Time Delayed DC-DC Boost Convertor

Alperen Sarı, Şahin Sönmez, Saffet Ayasun

Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi
alperensari@ohu.edu.tr, sahinsonmez@ohu.edu.tr, sayasun@ohu.edu.tr

Özet

Yükselten doğru Akım (DA)-doğru Akım (DA) dönüştürücülerin ağ üzerinden kapalı çevrim kontrol edilmesi durumunda, kullanılan haberleşme ağının yapısına ve haberleşme ağındaki veri iletimine bağlı olarak sistemin dinamik performansını olumsuz etkileyecek haberleşme zaman gecikmeleri gözlemlenmektedir. Bu yüzden, sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin hesaplanması, sistemin güvenilir ve kararlı bir biçimde kontrolünün yapabilmesi için oldukça önemlidir. Bu amaçla, ilk olarak lineer olmayan yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemi elde edilmiştir. Daha sonra, sistemin sanal eksen üzerindeki köklerini bulmaya yönelik olarak üstel terimin yok edilmesi yöntemi uygulanarak, sistemin maksimum zaman gecikmesi değeri analitik olarak hesaplanmıştır. Son olarak, lineer olmayan çevirici model için hesaplanan zaman gecikmesi değerinin doğruluğu benzetim çalışmaları yardımıyla gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Haberleşme zaman gecikmesi, Kararlılık, Maksimum zaman gecikmesi, Üstel terimin yok edilmesi yöntemi, Yükselten DA-DA dönüştürücü.

Abstract

Depending on the configuration of the communication network and data transfer, time delays that adversely affect the dynamic performance of network-controlled DC-DC boost converters have been observed. Therefore, it is essential to compute maximum time delays for which DC-DC boost converters are stable and controlled efficiently. For this reason, the characteristic equation of the nonlinear DC-DC boost converter is first determined. Then, using a method based on the elimination of exponential terms, maximum time delay at which the characteristic equation will have roots on the imaginary axis is computed. Finally, the accuracy of the delay margin value is verified by time-domain simulation of nonlinear DC-DC boost converter model.

Keywords: Communication time delay, DC-DC boost converter, Delay Margin, Method of elimination of exponential terms, Stability.

1. Giriş

Son yıllarda, güç elektroniği anahtarlamalı çeviriciler yüksek verimleri ve elektrik enerjisini işleme kapasiteleri nedeniyle ayarlı güç kaynakları olarak geniş kullanım alanları bulmuştur. Anahtarlamalı çeviriciler günümüzde; yenilenebilir enerji sistemlerinde, DC dağıtım sistemlerinde, bilgisayar sistemlerinde ve özellikle deniz ve hava araçları için geliştirilmiş mikro şebeke sistemlerde kullanılmaktadırlar. DC-DC anahtarlamalı çeviricilerin geniş kullanım alanlarının yanında yarıiletken elemanlar ve anahtarlamadan kaynaklanan lineer olmayan durumlardan dolayı sistemin kararlılığı ve güvenirliliği konusunda ciddi sorunlar vardır [1-4].

Yükselten DA-DA dönüştürücü akım modlu kontrolünde sistemin seçilen akım ve gerilim kazanç değerlerine göre kararlılığı kolaylıkla değişebilir ve sistemin doğrusal olamayan dinamiğinden dolayı birden fazla denge noktası oluşabilir. Bu denge noktalarında, sistem parametrelerinin değişimine göre çatallanma durumu gözlemlenebilir [1, 2]. Çatallanma ve kaos durumları, sistemin kapalı çevrim kontrol edilmesi ile yok edilebilir. Akım modlu kontrole ilave olarak Oransal-İntegral (PI) denetleyicinin de sisteme kapalı çevrim olarak eklenmesi ile sistemde birden fazla denge noktası bulunmasından kaynaklanan çatallanma ve kaos durumları elimine edilebilir. Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde amacı sistemin kararlılığını sürdürmesinin ve yüksek verimle çalışmanın sağlanmaktır. Kontrol merkezinde anlık olarak gözlemlenen gerilim ve akım değerlerinin istenilen değerlerde tutulmasını sağlayacak geri besleme sinyali yardımıyla çeviricinin anahtarlama zamanı kontrol edilerek çıkış gerilimi istenilen seviyede tutulur. Ancak, kapalı çevrim kontrolde, akım ve gerilim bilgisinin kontrol merkezine gönderilmesi ve tekrar kontrol merkezinden sisteme verilerin iletilmesi gerekmektedir. Kapalı çevrim kontrolde uygun sistem parametreleri seçilmiş olsa bile sistemde kullanılan haberleşme ağı ve veri alış verişi sırasında sistemin çalışma performansını etkileyen zaman gecikmeleri oluşmaktadır. Zaman gecikmesi değerinin ihmal edilemeyecek bir hal alması durumunda çevirici sisteminin kararlılığı için haberleşme ağında gözlemlenecek toplam zaman gecikmesinin bilinmesi önemlidir [3, 4].

Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesini analitik olarak hesaplamak için temelde iki ayrı yöntem vardır. Bunlardan birincisi, Lyapunov kararlılık teorisi ve doğrusal matris eşitsizliklerini kullanan zaman düzlemindeki yöntemlerdir [5,6]. İkinci grup yöntemler ise, zaman gecikmesi içeren sistemin sanal eksen üzerindeki özdeğer veya kutuplarını hesaplayan frekans düzlemindeki yöntemlerdir [7, 8].

Bu çalışmada, yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini hesaplamak için, frekans düzleminde kullanılan üstel terimin

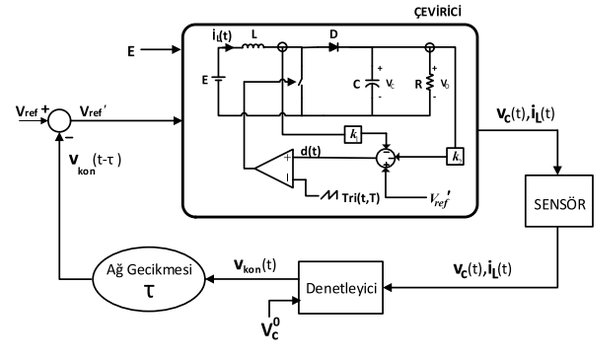
yok edilmesi yöntemi önerilmiştir. Üstel terimin yok edilmesi yöntemi, zaman gecikmeli doğrusal sistemlerin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini hesaplamak için geliştirişmiş olan bir yöntemdir. Bu amaçla, sistemin sanal eksen üzerinde bulunan köklerin konumundan faydalanılarak, karakteristik denklemde bulunan üstel terimler yok edilmekte ve karakteristik denklem, üstel terim içermeyen sıradan bir polinoma dönüştürülmektedir. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, orijinal polinomun sanal eksen üzerinde bulunan karmaşık eşlenik köklerine denk gelmektedir. Elde edilen bu kökler ve karakteristik denklem yardımı ile sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri kolaylıkla hesaplanabilmektedir [7]. Bu yöntem, zaman gecikmeli elektrik güç sistemlerinin küçük işaret kararlılık analizi ve iki bölgeli yük frekans kontrol sistemlerine etkin bir şekilde uygulanmıştır [9, 10].

Bu çalışmada, ilk olarak doğrusal olmayan yükselten DA-DA dönüştürücü modelinin denge noktaları hesaplanarak, denge noktası etrafında geçerli olan doğrusal modeli elde edilmiştir ve sistemin zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemi hesaplanmıştır. Önerilen üstel terimin yok edilmesi yöntemi kullanılarak, belirlenen sistem parametreleri için sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değeri analitik olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, PI denetleyici kazançlarının maksimum zaman gecikme değerine olan etkisi incelenmiştir. Son olarak, lineer olmayan yükselten DA-DA dönüştürücü modeli için teorik yöntemle elde edilen maksimum zaman gecikme değerinin doğruluğu zaman düzleminde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

2. Kapalı Çevrim Yükselten DA-DA Dönüştürücü Modeli

Zaman gecikmesi içeren PI geri beslemeli ve akım modlu yükselten DA-DA dönüştürücünün blok diyagramı Şekil 1'de verilmiştir. Şekil 1'de, $v_C(t)$, $i_L(t)$, d, $v_{kon}(t)$ sırası ile çevirici çıkış gerilimi, endüktans akımı, çevirici anahtar çalışma oranını ve denetleyici kontrol sinyalini ifade etmektedir. Ayrıca, *E, L, C, D, R* ve V_C^0 sırası ile çeviricinin giriş gerilimini, devrenin endüktansını, kapasitesini, ters yönde akım akmasını önlemek için kullanılan diyotu, devre direncini ve çeviricinin istenilen çıkış gerilim değerini göstermektedir. Sistemde, akım ve gerilim bilgisinin sensör yardımıyla ölçülmesi, denetleyici tarafından değerlendirilmesi ve bu verilerin sisteme iletilmesinden kaynaklanan toplam zaman gecikmesi τ ile gösterilmiştir.

Yükselten DA-DA dönüştürücünün analizinde dönüştürücü ideal kabul edilerek kapasite ve endüktanstaki kayıplar ile anahtarlama kayıpları ihmal edilmiş ve sistemin sürekli akım modunda çalıştığı varsayılmıştır [11]. Dönüştürücünün analizi Şekil 1'deki çevirici bloğundaki anahtarın açık ve kapalı olmasına göre iki durum için ayrı ayrı yapılmış olup bu iki durum literatürde mevcut olan ortalama durum uzay modeli kullanılarak tek bir denklemde birleştirilmiştir [12]. Şekil 1'de verilen lineer olmayan kapalı çevrim yükselten DA-DA dönüştürücü modeli Denklem (1)-(6) ile gösterilen diferansiyel denklem takımlarıyla ifade edilmektedir. Şekil 1 incelendiğinde, çevirici çıkış gerilimi ve akımı sensörler yardımıyla ölçülerek, ölçüm sonuçları oransal-integral (PI) denetleyiciye iletilmektedir.



Şekil 1: Zaman gecikmesi içeren kapalı çevrim Yükselten DA-DA dönüştürücü modeli.

Bu çevrimin devamında, yükselten DA-DA dönüştürücünün çıkış gerilimi V_C^0 değerinde sabit tutulması istendiğinden dolayı, Denklem (1) ile verilen kontrol sinyalinden ($v_{kon}(t)$) görüldüğü gibi PI denetleyici, çeviricinin çıkış gerilimi ile istenilen V_C^0 çıkış gerilimi arasındaki hata sinyalini kullanarak çıkış geriliminin istenilen değerde tutulmasını sağlamaktadır. Bu kapalı çevrimin sonunda, PI denetleyicinin çıkışındaki kontrol sinyali τ kadar geciktirildikten sonra V_{ref} sinyali ile karşılaştırılmış ve Denklem (2) ile gösterilen $V_{ref}^{'}$ sinyali elde edilmektedir. Denklem (3)'de ise, çevirici bloğuna iletilen $V_{ref}^{'}$ sinyali yardımıyla anahtar çalışma oranı $d(t)$ sinyalinin çalışma aralığı belirlenmektedir [1, 3].

$$v_{kon}(t) = K_P v_c(t) + K_I \int \left(v_c(t) - V_c^0 \right) \tag{1}$$

$$V_{ref}^{'} = V_{ref} - v_{kon}(t-\tau) \tag{2}$$

$$d(t) = V_{ref}^{'} - k_1 i_L(t) - k_2 v_c(t) \tag{3}$$

$$\frac{dv_{K_I}}{dt} = K_I \left[v_c(t) - V_c^0 \right] \tag{4}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}\left[v_c V_{ref}' - k_1 i_L v_c - k_2 v_c^2 - v_c + E \right] \tag{5}$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}\left[i_L - i_L V_{ref}' + k_1 i_L^2 + k_2 v_c i_L - \frac{v_c}{R} \right] \tag{6}$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{v}_c(t) \\ \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_{K_I}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(v_c(t), i_L(t), v_c(t-\tau), v_{K_I}(t-\tau)) \\ f_2(v_c(t), i_L(t), v_c(t-\tau), v_{K_I}(t-\tau)) \\ f_3(v_c(t)) \end{bmatrix}$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, x_3, x_{1\tau}, x_{2\tau}, x_{3\tau}) \\ f_2(x_1, x_2, x_3, x_{1\tau}, x_{2\tau}, x_{3\tau}) \\ f_3(x_1, x_2, x_3, x_{1\tau}, x_{2\tau}, x_{3\tau}) \end{bmatrix} \tag{7}$$

Zaman gecikmesi içeren yükselten DA-DA dönüştürücünün zaman gecikmesine göre kararlılık analizlerinin gerçekleştirilebilmesi için sisteme ait karakteristik denkleminin elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, zaman gecikmeli sistemin dinamikleri zaman gecikmeli doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerle Denklem (7)'de verildiği

gibi gösterilebilir. Denklem (7)'de $x(t)=\left[v_c(t)\ i_L(t)\ v_{K_I}(t)\right]^T$ sistemin, zaman gecikmesi içermeyen durum değişkenlerini ve $x_\tau(t)=\left[v_c(t-\tau)\ i_L(t-\tau)\ v_{K_I}(t-\tau)\right]^T$ zaman gecikmesine bağlı durum değişkenlerini göstermektedir. Kararlılık analizi için sistemin denklemleri denge noktası etrafında lineer hale getirilmelidir. Denklem (1)-(6) kullanılarak sisteme ait denge noktası hesaplanarak, Denklem (8) verilmiştir.

$$v_{c0}=V_c^0;\ \ i_{L0}=\frac{V_c^{0^2}}{RE}$$
$$v_{K_I0}=\frac{-\left(k_1V_c^{0^3}+\left(K_PRE+k_2RE\right)V_c^{0^2}\right)}{RV_c^0E}+\frac{\left(RE-V_{ref}RE\right)V_c^0-RE^2}{RV_c^0E} \qquad (8)$$

Şekil 1'de verilen sistemi tanımlayan Denklem (7), $(v_{c0},\ i_{L0},\ v_{K_I0})$ denge noktası etrafında lineer hale getirilebilir [13, 14] ve Denklem (9) ile gösterilen lineer sistem kolaylıkla elde edilebilir. Denklem (9)'da $\left[A_0\right]$ ve $\left[A_\tau\right]$ matrisleri $(v_{c0},\ i_{L0},\ v_{K_I0})$ denge noktaları etrafında doğrusal hale getirilen sistemin zaman gecikmesinden bağımsız ve zaman gecikmesine bağlı sistem matrisleridir.

$$\Delta\dot{x}(t)=\left[A_0\right]\Delta x(t)+\left[A_\tau\right]\Delta x_\tau(t-\tau) \qquad (9)$$

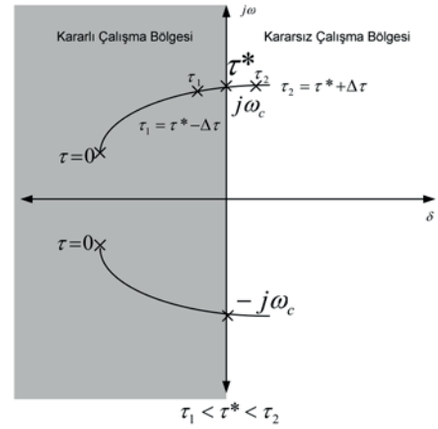
$$A_0=\begin{bmatrix}\left(k_2x_2-\frac{1}{R}\right)\frac{1}{C} & \left(1-V'_{ref}+2k_1x_2+k_2x_1\right)\frac{1}{C} & 0\\ \left(V'_{ref}-k_1x_2-2k_2x_1-1\right)\frac{1}{L} & -\frac{k_1x_1}{L} & 0\\ K_I & 0 & 0\end{bmatrix}$$

$$A_\tau=\begin{bmatrix}\frac{x_2K_P}{C} & 0 & \frac{x_2}{C}\\ \frac{-x_1K_P}{L} & 0 & \frac{-x_1}{L}\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}$$

$$V'_{ref}=V_{ref}-K_Px_1(t-\tau)-x_3(t-\tau)$$

Denklem (9)'da verilen zaman gecikmeli sistemin karakteristik denklemi Denklem (10) yardımıyla hesaplanabilir.

$$\Delta(s,\tau)=det\left(sI-A_0-A_\tau e^{-s\tau}\right)=P(s)+Q(s)e^{-s\tau}=0$$
$$\Delta(s,\tau)=p_3s^3+p_2s^2+p_1s+\left(q_2s^2+q_1s+q_0\right)e^{-s\tau}=0 \qquad (10)$$



Şekil 2: Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.

3. Maksimum Haberleşme Zaman Gecikmesinin Bulunması

Dinamik sistemlerin genel kararlılık teorisine göre, herhangi bir sistemin kararlı olması için gerek ve yeter koşul, Denklem (10) ile verilen sistem karakteristik denkleminin tüm köklerinin karmaşık düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Ancak, Denklem (10)'dan da görüldüğü gibi karakteristik denklemde üstel terim bulunmaktadır ve dolayısı ile üstel terimin mevcudiyeti karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına neden olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesi τ 'nun değişimine göre nasıl değişeceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemdir. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi τ 'nun değişimine göre nasıl kararsız olabileceği Şekil (2)'de kök-yer eğrisi yardımıyla grafiksel olarak gösterilmiştir. Denklem (10)'daki karakteristik denklemde bulunan zaman gecikmesi değeri $\tau=0$ anından başlanarak arttırılması durumunda karakteristik polinomun bir çift karmaşık kök sol yarı düzlemden sağ yarı düzleme doğru hareket etmeye başlayacaktır. $\tau=\tau^*$ değerine ulaşıldığında ise karakteristik denklemin karmaşık kök çifti sanal eksen üzerinde olacaktır. Burada, τ^* sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri olarak tanımlanmaktadır.

Üstel terimin yok edilmesi yönteminin amacı, karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde köklerinin $(s=\pm j\omega_c)$ olacağı maksimum zaman gecikmesi değerini analitik olarak hesaplamaktır. Kompleks kökler eşlenik olarak bulunacağından, $\tau=\tau^*$ değerinde, hem $s=j\omega_c$ ve hem de $s=-j\omega_c$ kökleri Denklem (10)'da verilen karakteristik denklemi sağlayacaktır. Bu kök değerleri Denklem (10)'da yerine yazılarak aşağıda verilen iki denklem kolaylıkla elde edilebilir.

$$\Delta(j\omega,\tau)=P(j\omega)+Q(j\omega)e^{-j\omega\tau}=0$$
$$\Delta(-j\omega,\tau)=P(-j\omega)+Q(-j\omega)e^{j\omega\tau}=0 \qquad (11)$$

Denklem (11) ile verilen iki denklem arasından üstel terim yok edilecek olursa, aşağıda verilen ω_c^2 'nin fonksiyonu olan yeni karakteristik denklem elde edilir [7, 9, 10].

$$W(\omega_c^2) = t_6\omega^6 + t_4\omega^4 + t_2\omega^2 + t_0 = 0 \qquad (12)$$

Elde edilen bu yeni karakteristik polinomun katsayıları aşağıda verilmiştir.

$$t_6 = {p_3}^2;\ t_4 = -2p_1p_3 + p_2^2 - q_2^2;$$
$$t_2 = p_1^2 - q_1^2 + 2q_2q_0;\ \ t_0 = -{q_0}^2;$$

Denklem (10)'da üstel terim içermekte olan karakteristik denklem, Denklem (12)'de verilen üstel terim içermeyen sıradan bir polinoma dönüştürülmüştür. Bu yeni polinomun pozitif reel kökleri, ($\omega_c > 0$) Denklem (10)'de verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki köklerine $(s = \pm j\omega_c)$ karşılık gelmektedir. Böylece, Denklem (12)'de verilen polinom yardımıyla üstel terim içeren karakteristik Denklem (10)'nun sanal eksen üzerinde bulunan kökleri daha kolay bir biçimde hesaplanabilir. Denklem (12)'de verilen polinomun köklerinin alacağı değerlere göre, aşağıdaki iki durum ortaya çıkabilir.

i) Bu polinomun hiçbir pozitif reel kökü olmayabilir. Bunun anlamı, Denklem (10)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde herhangi bir kökünün mevcut olmadığıdır. Bu durumda, sistem zaman gecikmesinin tüm sonlu değerleri için, zaman gecikmesinden bağımsız her zaman kararlı olmaktadır.

ii) Bu denklemin en az bir adet pozitif reel kökü olabilir. Bunun anlamı, Denklem (10)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerinde en az bir çift karmaşık eşlenik $(s = \pm j\omega_c)$ kökünün var olduğudur. Bu durumda, sistemin kararlılığı, zaman gecikmesine bağlı olarak değişmekte ve sistem, maksimum zaman gecikmesi $\tau = \tau^*$ değerinde sınırda kararlı olmaktadır.

Herhangi bir pozitif reel kök ω_c için, ilgili maksimum zaman gecikme değerini hesaplamaya imkan veren analitik bir formül, Denklem (10) kullanılarak aşağıdaki biçimde elde edilir [7, 10]:

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c}\mathrm{Tan}^{-1}\left(\frac{\mathrm{Im}\left\{\frac{\mathrm{P}(\mathrm{j}\omega_c)}{\mathrm{Q}(\mathrm{j}\omega_c)}\right\}}{\mathrm{Re}\left\{-\frac{\mathrm{P}(\mathrm{j}\omega_c)}{\mathrm{Q}(\mathrm{j}\omega_c)}\right\}}\right) + \frac{2n\pi}{\omega_c}; \qquad (13)$$
$$n = 0,1,2,...,\infty$$

Denklem (12)'de verilen polinomun köklerinden sadece bazıları pozitif reel olabilir. Bu pozitif köklerin adedi q olmak üzere, poizitif reel köklerden oluşan set aşağıdaki biçimde tanımlanabilir.

$$\{\omega_c\} = \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, ..., \omega_{cq}\} \qquad (14)$$

Denklem (10)'da verilen $P(s)$ ve $Q(s)$ polinomları, Denklem (13)'de yerine yazılacak olursa, maksimum haberleşme zaman gecikme değerini, sistem parametreleri cinsinden teorik olarak hesaplama imkanı veren Denklem (15) elde edilir.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c}Tan^{-1}\left(\frac{a_5{\omega_c}^5 + a_3{\omega_c}^3 + a_1\omega_c}{a_4{\omega_c}^4 + a_2{\omega_c}^2}\right) + \frac{2n\pi}{\omega_c} \qquad (15)$$
$$n = 0,1,2,.....,\infty$$

Denklem (15)'deki katsayılar aşağıda verilmiştir.

$$a_5 = p_3q_2;\ a_4 = p_3q_1 - p_2q_2;$$
$$a_3 = p_2q_1 - p_3q_0 - p_1q_2;$$
$$a_2 = p_2q_0 - p_1q_1;\ a_1 = p_1q_0$$

Denklem (14)'de verilen her bir pozitif reel köke karşılık gelen zaman gecikme değerleri Denklem (15) kullanılarak hesaplanabilir. Bu gecikme değerleri aşağıda verilen set ile tanımlanmıştır.

$$\{\tau_m^*\} = \{\tau_{m1}^*, \tau_{m2}^*, ..., \tau_{mq}^*\} \qquad (16)$$

Sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum gecikme değeri ise Denklem (16)'da verilen set elemanlarından en küçük değere sahip olan zaman gecikme değeri olacaktır.

$$\tau^* = min(\tau_m^*) \qquad (17)$$

4. Teorik ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, ilk olarak zaman gecikmeli yükselten DA-DA dönüştürücünün, üstel terimin yok edilmesi yöntemi uygulanarak seçilen sistem parametrelerine göre sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değeri hesaplanmıştır. Daha sonra, MATLAB/Simulink [15] ortamında yapılan benzetim çalışmaları yardımıyla, hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değerinin doğruluğu gösterilmiştir. Son olarak, PI denetleyici kazançlarının maksimum zaman gecikmesine etkisi incelenmiştir. Teorik ve benzetim çalışmalarında aşağıda verilen sistem parametreleri kullanılmıştır [16].

$$E = 4\ V, L = 5\ mH, C = 220\ \mu F, R = 10\ \Omega, k_1 = 0.1\ A^{-1},$$
$$k_2 = -0.1\ V^{-1}, K_P = 0.01\ V^{-1}, K_I = 0.1\ V^{-2}, V_{ref} = -0.18\ V$$

Bölüm 3'de verilen zaman gecikmesi hesabını daha açık şekilde göstermek amacıyla sistem parametre değerleri için hesaplamalar adım adım olarak aşağıda verilmiştir.

Adım 1: Verilen sistem parametreleri Denklem (4), (5) ve (6)'da yerine yazılarak lineer olmayan yükselten DA-DA dönüştürücüye ait diferansiyel denklem takımı elde edilmiştir. Daha sonra, Denklem (7) yardımıyla matris formunda ifade edilmiştir.

Adım 2: Yükselten DA-DA dönüştürücünün istenilen çıkış gerilim değeri $V_C^0 = 5.921\ V$ olarak belirlenmiştir. Bu amaçla, seçilen sistem parametrelerine göre Denklem (7)'de verilen lineer olmayan sistemin denge noktaları Denklem (8) yardımıyla hesaplanmış ve aşağıda verilmiştir.

$$v_{c0} = 5.921\ V,\ i_{L0} = 0.876\ A,\ v_{K_I0} = -0.0592\ V$$

Adım 3: (5.921 V, 0.876 A, -0.0592 V) olarak hesaplanan denge noktaları etrafında doğrusal hale getirilen sistemin zaman gecikmesi içeren karakteristik denklemi, Denklem (9) ve (10) kullanılarak aşağıda verildiği biçimde elde edilmiştir.

$$\Delta(s,\tau) = s^3 + 971.356s^2 + 158912.3s + \left(-39.839s^2 + 35965.2s + 363636.2\right)e^{-s\tau} = 0$$

Adım 4: Denklem (11) yardımıyla üstel terimin eliminasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Üstel terim yok edildikten sonra Denklem (12) yardımıyla elde edilen üstel terim içermeyen yeni polinom aşağıda verilmiştir. Yeni polinoumun sadece bir adet pozitif reel kökü olduğu belirlenmiştir.

$$W(\omega_c^2) = {\omega_c}^6 + 6.2x10^5 {\omega_c}^4 + 2.4x10^{10} {\omega_c}^2 - 13.2x10^{10} = 0$$

$$\omega_c = 2.3505 \; rad/s$$

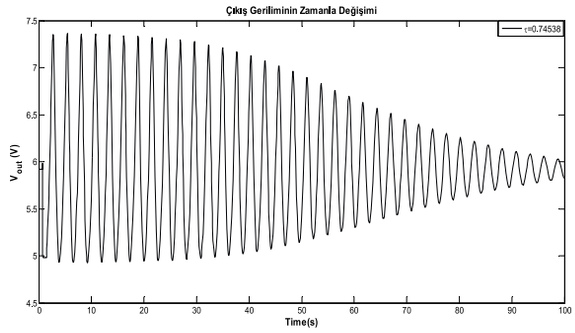
Adım 5: 4. Adımda hesaplanan $\omega_c = 2.3505 \; rad/s$ pozitif reel kökü, Denklem (15)'de yerine yazıldığında sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değeri $\tau^* = 0.7593 \; s$ olarak hesaplanmıştır.

$$\tau^* = \frac{1}{\omega_c} Tan^{-1}\left(\frac{-39.83{\omega_c}^5 + 4.1x10^7 {\omega_c}^3 + 5.78\times10^{10}\omega_c}{74663{\omega_c}^4 + -53621\times10^5 {\omega_c}^2}\right)$$

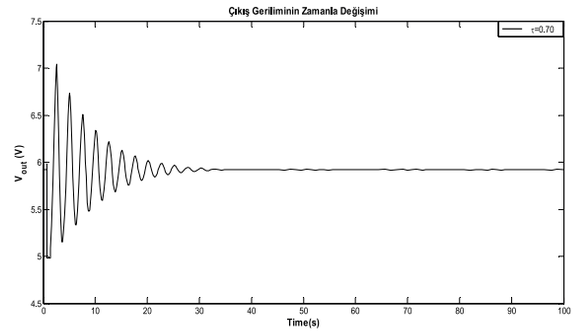
Yukarıda adım adım sistemin belirlenen parametre değerleri için maksimum zaman gecikmesi değeri hesaplanmıştır. Elde edilen bu gecikme değerinin doğruluğunu göstermek için Denklem (4), (5) ve (6) ile tanımlanan lineer olmayan diferansiyel denklem takımı kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında kapasite gerilimi için 5 V ve endüktans akımı için 0.7 A başlangıç koşulunda benzetim çalışması yapılmıştır. 5. Adım'da teorik olarak sistemin sınırda kararlı olacağı zaman gecikmesi değeri $\tau^* = 0.7593 \; s$ hesaplanmıştır. Ancak, benzetim çalışmalarında sistemin sınırda kararlı olduğu zaman gecikme değerinin $\tau^* = 0.74538 \; s$ olarak belirlenmiştir. Teorik ve benzetim çalışmalarının birbirine oldukça yakın sonuç verdiği görülmüştür.

Zaman gecikmesinin değişimine göre sistemin kararlılığının nasıl değiştiğini göstermek amacı ile üç farklı zaman gecikmesi değeri için benzetim çalışması yapılmıştır. Şekil 3'den görüldüğü üzere $\tau^* = 0.74538 \; s$ değerinde sistemin istenilen çıkış gerilimi ($V_C^0 = 5.921 \; V$) etrafında salınımların sürekli devam ettiği ve sistemin sınırda kararlı olduğu görülmektedir. Şekil 4'de ise, $\tau^* = 0.74538 \; s$ değerinden daha küçük bir zaman gecikmesi değerinde ($\tau^* = 0.74538 \; s > \tau = 0.7 \; s$) sistemin salınımlarının giderek küçüldüğü ve sürekli durumda $V_C^0 = 5.921 \; V$ istenilen çıkış gerilimi değerinde olduğu görülmektedir. Şekil 5'de ise $\tau^* = 0.74538 \; s$ değerinden daha büyük bir zaman gecikmesi değerinde ($\tau^* = 0.74538 \; s < \tau = 0.76 \; s$) sistemin kararsızlığa gittiği ve çıkış geriliminin 25 V ile 4 V arasında salınım yaptığı gözlemlenmiştir.

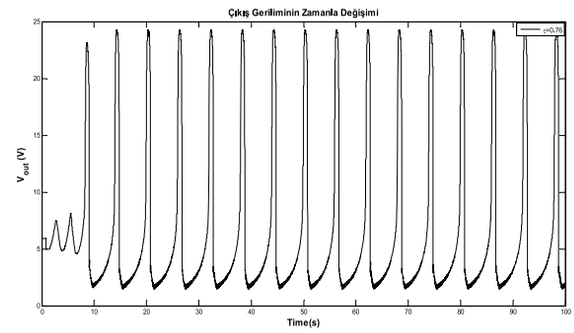
Son olarak, sistemin diğer tüm parametreleri sabit tutularak, PI denetleyici kazançları sırasıyla $K_P = 0 - 0.05$ ve $K_P = 0.01 - 0.4$ aralığında seçilmiştir. Denklem (15) kullanılarak hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1'deki teorik sonuçlar incelendiğinde, K_P kazancı her hangi bir değerde sabit tutulup K_I kazancı tabloda belirtilen sınırlar içinde arttırıldığında maksimum zaman gecikme değerlerinin gittikçe azaldığı görülmektedir. Maksimum zaman gecikmesindeki bu azalma, K_P kazancı her hangi bir değerde sabitken K_I 'nin artması, DA-DA çeviricinin kararlılığını olumsuz etkilediğini göstermektedir. Diğer yandan K_I denetleyici parametresi herhangi bir kazanç değerinde sabit tutulup K_P parametresi tablodaki sınırlar içerisinde arttırılırsa, K_P 'nin küçük değerleri için maksimum zaman gecikmesi başlangıçta artmakta, ancak daha sonra K_P 'nin büyük değerleri için azalmaktadır.



Şekil 3: $\tau = 0.74538 \; s$, $V_{ref} = -0.18 \; V$ ve başlangıç koşulları için yükselten DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi



Şekil 4: $\tau = 0.70 \; s$, $V_{ref} = -0.18 \; V$ ve başlangıç koşulları için yükselten DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi.



Şekil 5: $\tau = 0.76 \; s$, $V_{ref} = -0.18 \; V$ ve başlangıç koşulları için yükselten DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi.

$\tau^*(s)$	K_I					
K_P	**0.01**	**0.05**	**0.08**	**0.1**	**0.2**	**0.4**
0	6.8573	1.3657	0.8508	0.6793	0.3361	0.1646
0.01	7.6573	1.5257	0.9508	0.7593	0.3761	0.1846
0.02	7.9433	1.5829	0.9866	0.788	0.3904	0.1918
0.03	7.3887	1.472	0.9174	0.7325	0.3628	0.1782
0.04	4.7926	0.9532	0.5935	0.4737	0.2347	0.1164
0.05	0.0207	0.0207	0.0206	0.0205	0.0204	0.0199

5. Sonuçlar

Yapılan çalışma ile yükselten DA-DA dönüştürücülerde kapalı çevrim kontrolünden kaynaklı haberleşme zaman gecikmesindeki küçük değişimlerin sistemin kararlığında büyük değişimlere sebep olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen bir analitik bir yöntemle, sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Benzetim çalışmalarında, doğrusal model için teorik olarak hesaplanan maksimum zaman gecikmesi değeri ile doğrusal olmayan yükselten DA-DA dönüştürücü modelinin benzetim çalışmalarındaki maksimum zaman gecikmesi değeri arasında çok küçük farklar olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen yöntemin, doğrusal olmayan sistemin sınırda kararlı olacağı zaman gecikmesi değerini yaklaşık olarak hesapladığı görülmüştür. Son olarak PI denetleyici kazançlarındaki artışın, sistemin kararlılığını olumsuz yönde etkilediği gözlemlenmiştir.

6. Kaynaklar

[1] Sangswang, A. and Nwankpa, C. O., "Parameter space depiction of operation for dc-dc boost converter", in *Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No.CH37301)*, vol. 6, pp. 4874–4878, 2002.

[2] Chudjuarjeen, S. vd., "Simulation of a DC-DC boost converter with measurement delays", in *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, pp. 156–160, 2011.

[3] Nwankpa, C. O. Vd., "Modeling and simulation of information-embedded multi-converter power systems", in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013)*, pp. 1544–1547, 2013.

[4] Sangswang, A. and Nwankpa, C. O.. "Parameter space design of DC-DC boost converter based on regions of operation", in *2004 IEEE Region 10 Conference TENCON 2004.*, vol. D, p. 45–48 Vol. 4, , 2004.

[5] Yu, X. and Tomsovic, K., "Application of linear matrix inequalities for load frequency control with communication delays," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, pp. 1508-1515, August 2004

[6] Jiang, L., vd., "Delay-dependent stability for load frequency control with constant and time varying delay," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 27, n. 2, pp. 932-941, May 2012.

[7] Walton K. and Marshall, J. E., "Direct method for TDS stability analysis," *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, vol. 134, no. 2, pp. 101–107, Mar. 1987.

[8] Rekasius, Z. V., "A stability test for systems with delays," in Proceedings of Joint Automatic Control Conference, San Francisco, CA, 1980, Paper No. TP9-A.

[9] Ayasun, S., "Computation of time delay margin for power system small-signal stability," European Transactions on Electrical Power, vol. 19, pp. 949-968, 2009

[10] Sönmez, S., vd., "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, Jan. 2016.

[11] Middlebrook, R. D. and Cuk S., "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", in *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34, 1976.

[12] Krein, P. T. vd., "On the use of averaging for the analysis of power electronic systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 182–190, Apr. 1990.

[13] Seydel, R., *Practical Bifurcation and Stability Analysis. Springer Science & Business Media,* 3nd Edition, 2009.

[14] Jia, H. vd., "Power system small signal stability region with time delay," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 30, no. 1, pp. 16–22, Jan. 2008.

[15] Simulink, Model-based and system-based design using Simulink, Natick, MathWorks, 2000.

[16] Nwankpa, C. O., Jimenez, J. C., and Jayasuriya S., "Modeling and simulation of information-embedded multi-converter power systems", in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1544-1547, 2013.

ŞEBEKEYE BAĞLI İNVERTERLERDE LCL FİLTRE TASARIMI
LCL Filter Design for Grid Connected Inverters

Özge Devlet, A. Faruk Bakan

Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
ozdevlet@gmail.com, fbakan@yildiz.edu.tr

Özet

Şebekeye enerji aktaran inverterlerde, enerji aktarımının yüksek kalitede olması açısından filtre seçimi ve kontrolör tasarımı oldukça önemlidir. İnverter ile şebeke arasında kullanılan filtre elemanları ile anahtarlama harmoniklerinin bastırılması ve şebekeye aktarılan akımın THD değerinin iyileştirilmesi sağlanmaktadır. Bu çalışmada tek fazlı bir inverter çıkışında kullanılan LCL filtre elemanlarının değerlerinin belirlenebilmesi için MATLAB ortamında çalışan bir analiz programı geliştirilmiştir. Akım kontrolü oransal rezonant kontrolör (PR kontrolör) ile gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen program yardımıyla farklı endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı ve referans akım değerleri için inverter akımının efektif değeri ile şebeke akımının toplam harmonik distorsiyonu (THD) hesaplanmaktadır. Hesaplanan değerler kullanılarak karakteristik eğriler elde edilmektedir. Üretilen karakteristik eğriler kullanılarak filtre elemanlarının seçimi yapılabilmektedir.
Anahtar kelimeler: Şebekeye enerji aktaran inverter, PR kontrolör, LCL filtre, harmonik, THD.

Abstract

Filter selection and control design are very important for energy transfer to be in high quality in single phase inverters that transfer energy to the grid. Filter elements used between the inverter and grid provide suppression of the switching harmonics and improvement of the THD value of the current transferred to the grid. In this study, an analysis program running in the MATLAB environment has been developed to determine the values of LCL filter elements used in single phase inverter output. The current controller has been performed with a proportional resonant controller (PR controller). By the help of the developed program, the total harmonic distortion (THD) of the grid current has been calculated by the effective value of the inverter current for different inductance, capacitor, switching frequency, and reference current values. Characteristic curves have been obtained by using the calculated values. Filter elements can be selected by using characteristic curves.
Keywords: Single phase inverter that transfer energy, PR controller, LCL filter, harmonic, THD.

1. Giriş

Şebekeye enerji aktaran inverterlerde akım harmoniklerinin düşük olması istenmektedir. İnverter ile şebeke arasında kullanılan filtre elemanları ile akım harmoniklerinin azaltılması sağlanmaktadır. Filtre elemanlarının değerlerinin yüksek seçilmesi akım harmoniklerini azaltmakta, hacim ve maliyeti arttırmaktadır. Bu durumda düşük anahtarlama frekansları ile istenilen akım kalitesi elde edilebilmektedir. Filtre elemanlarının düşük seçilmesi durumunda anahtarlama frekansının artırılması gerekmektedir. İnverter ile şebeke arasında L, LC veya LCL filtre elemanları kullanılabilir. LCL filtre güçlü zayıflatma özelliği nedeniyle şebeke inverterlerinde tercih edilmektedir[1]. LCL filtre kullanılması durumunda filtre elemanlarının değerlerinin belirlenmesi ayrıntılı analizlerin yapılmasını gerektirmektedir.

LCL filtrede rezonans etkisi ve kondansatörün reaktif güç talebi gibi problemler oluşabilmektedir. Bu problemler gelişmiş kontrol yöntemleriyle ortadan kaldırılabilmektedir[2]. Rezonans problemlerini çözmek için pasif ve aktif sönümleme yöntemleri kullanılmaktadır. Pasif sönümleme yöntemi, basit yapısı nedeniyle endüstriyel uygulamalarda daha çok tercih edilmektedir[3].

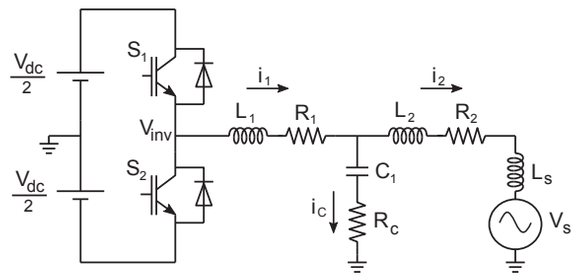
Akım kontrolünün başarılı bir şekilde yapılması şebekeye aktarılan enerjinin kalitesini etkilemektedir. Akım kontrolü için muhtelif kontrolör çözümleri mevcuttur. Farklı kontrolörler içinde PR kontrolörün, şebekeye bağlı inverterlerde referans akımı takip etme açısından oldukça başarılı olduğu görülmüştür.

Bu çalışmada şebekeye bağlı bir inverterde endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı parametrelerinin belirlenmesi hedeflenmiştir. Sistemin tamamı m-file ortamında modellenmiştir. Akım kontrolü PR kontrolör ile gerçekleştirilmiştir. PR kontrolör, ayrık zamanda (z-domeni) modellenerek uygun kontrolcü katsayıları belirlenmiştir. Filtre parametrelerine bağlı olarak inverter akımının efektif değeri ve toplam harmonik distorsiyon (THD) değerleri bulunmuştur. Simülasyon sonuçları kullanılarak belirli bir güç için anahtarlama frekansı ve en uygun filtre değerleri belirlenebilmektedir.

2. LCL Filtre Tasarımı

Şebekeye enerji aktaran inverterlerin çıkışında anahtarlama harmoniklerinin bastırılması için L, LC veya LCL yapısında filtre kullanılmaktadır. LCL filtre şebeke tarafındaki akım harmoniğinin azaltılması açısından L ve LC filtrelere göre daha avantajlıdır. Aynı anahtarlama frekansında L ve LC filtrelere göre daha fazla bastırma sağlayabilmektedir. LCL filtre kullanıldığında inverter anahtarlama frekansı azaltılabilmekte ve L değerleri küçültülebilmektedir[4],[5].

Şebekeye enerji aktaran tek fazlı yarım köprü bir inverter *Şekil 1*'de gösterilmiştir. S_1 ve S_2 anahtarları kullanılarak PWM şeklinde bir gerilim (V_{inv}) elde edilmektedir. İnverter çıkışında L_1, C_1 ve L_2 elemanları kullanılmıştır.



Şekil 1: Tek fazlı şebekeye bağlı inverter

L_1 : İnverter tarafındaki endüktans
L_2 : Şebeke tarafındaki endüktans
C_1 : Filtre kondansatörü
R_1 : L_1 endüktansının iç direnci
R_2 : L_2 endüktansının iç direnci
R_C : Rezonans sönümleme direnci
V_S : Şebeke gerilimi
L_S : Şebeke endüktansı

i_1 inverter akımı, i_2 şebeke akımı, V_{inv} inverter çıkış gerilimidir. Ls şebeke endüktansı L_2 endüktansına göre çok küçük olduğundan analizlerde ihmal edilebilir.

Tablo 1: Sistem Parametreleri

V_s	220 Vrms	L_1	200-1000 µH
$V_{dc}/2$	400 V	L_2	100 µH
f_0	50 Hz	C_1	10-100 µF
f_{sw}	5-30 kHz	R_c	1 Ω

LCL filtrenin transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$G_{LCL} = \frac{i_1}{V_{inv}} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s(L_1 + L_2)} \quad (1)$$

Filtrenin rezonans frekansı (2) eşitliği ile hesaplanır.

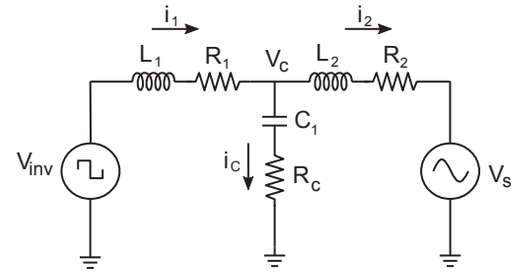
$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{(L_1 L_2 C_1)}} \quad (2)$$

LCL filtrede rezonans problemini ortadan kaldırmak için aktif ve pasif sönümleme yöntemleri kullanılmaktadır. Pasif sönümleme tekniği, LCL filtrede kondansatöre seri veya endüktansa paralel biçimde direnç bağlanmasıyla yapılmaktadır. Bu çalışmada pasif sönümleme yöntemi tercih edilmiştir. Sönümleme direnci dikkate alındığında LCL filtrenin transfer fonksiyonu (3) nolu denklem ile hesaplanır[6].

$$G_f = \frac{i_1}{V_{inv}} = \frac{1}{L_1 s} \frac{\left(s^2 + s\frac{R_c}{L_2} + \frac{1}{(L_2 C_1)}\right)}{\left(s^2 + s\frac{(L_1 + L_2)R_c}{(L_1 L_2)} + \frac{(L_1 + L_2)}{(L_1 L_2 C_1)}\right)} \quad (3)$$

2.1. Filtrenin Matematiksel Modeli

İnverterin çıkış gerilimi faz kolundaki anahtarlama durumuna göre değişmektedir. S_1 anahtarı iletimde olduğunda çıkış gerilimi V_{dc} / 2 olur. S_2 anahtarı iletimde olduğunda çıkış gerilimi - V_{dc} / 2 olur. S_1 ve S_2 aynı anda iletimde kalmaz[7].



Şekil 2: LCL filtre modeli

Sistemin zamana bağlı gerilim eşitlikleri (4)-(6) ile tanımlanır.

$$V_{inv} = R_1 i_1 + L_1 \frac{d_{i1}}{dt} + V_c \quad (4)$$

$$V_c = R_2 i_2 + L_2 \frac{d_{i2}}{dt} + V_s \quad (5)$$

$$V_c = \frac{1}{C_1} \int (i_2 - i_1) d_t + R_c (i_2 - i_1) \quad (6)$$

(4)-(6) denklemlerinin ayrık formları (7)-(9) eşitliklerinde verilmiştir. Simülasyonda anahtarlama frekansındaki üçgen formundaki sinyal ile PR kontrolcünün ürettiği referans gerilim karşılaştırılarak V_{inv} gerilimi üretilmektedir. T_S örnekleme zamanı 20 ns seçilmiştir.

$$i_1 = i_1 + \frac{(V_{inv} - R_1 i_1 - V_c) T_s}{L_1} \quad (7)$$

$$i_2 = i_2 + \frac{(V_c - V_s - R_2 i_2) T_s}{L_2} \quad (8)$$

$$V_c = V_c + \frac{(i_2 - i_1) T_s}{C_1} + R_c (i_2 - i_1) \quad (9)$$

3. PR Kontrolör Tasarımı

PR kontrolör, oransal ve rezonans bileşenlerinden oluşmaktadır. İdeal PR kontrolörün s domeninde transfer fonksiyonu, denklem (10)'da verilmiştir. Burada ω_0 temel frekanstır. Kontrolörün bu frekanstaki kazancı çok yüksektir.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (10)$$

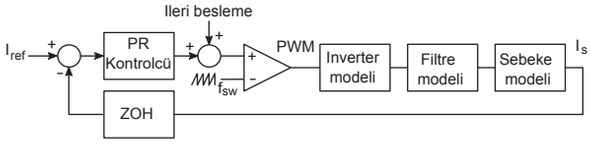
PR kontrolörün kazancının çok yüksek olması, kararlılık sorunlarına neden olabilmektedir. Bu nedenle uygulamalarda ideal olmayan PR kontrolör kullanılır. İdeal olmayan PR kontrolörün transfer fonksiyonu denklemi (11)'de verilmiştir. Burada ζ sönümleme terimini, ω_c kritik frekansı göstermektedir. Sönümleme terimi ζ temel frekansta çok yüksek olan olan kazancı sınırlandırmaktadır.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_0^2} \quad (11)$$

İdeal olmayan PR kontrolörün kazancı makul bir değerdir. PR kontrolörün bant genişliği, ω_c değiştirilerek ayarlanabilir. Bu sayede frekans değişikliklerine karşı hassasiyetin azaltılması sağlanır[4].

Dijital kontrol sisteminde zaman gecikmesi, denklem (12)'de gösterilmiştir. Zaman gecikmesi oransal ve rezoanans kazancını sınırlayarak, sistemin dinamik performansını belirlemektedir[9].

$$G_d(s) = e^{-1.5 T_s s} \quad (12)$$



Şekil 3: PR kontrolör blok diyagramı

PR kontrolör kullanılan sistem, çok küçük bir kararlı hal hatası ile sinüsoidal şeklindeki referans akımı başarılı bir şekilde takip etmektedir.

3.1. Ayrık Zamanda Modelleme

PR kontrolörün ayrık zaman modeli (z-domeni) elde edilmiştir. Kontrolör kazançları simülasyon ortamında belirlenmiştir. Ayrık zamanda PR kontrolörün transfer fonksiyonu denklem (13)'te verilmiştir [9].

$$G_{PR}(z) = K_p + K_r \frac{\sin(w_0 T_s)}{2w_0} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2\cos(w_0 T_s) z + 1} \quad (13)$$

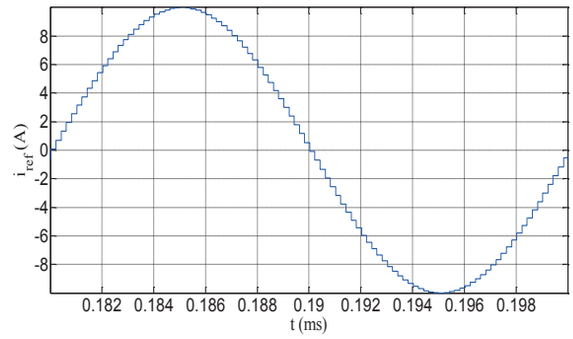
PR kontrolör ile şebeke akımı kontrol edilerek şebeke akımının referans akımı takip etmesi sağlanmıştır. Analog işareti dijital forma dönüştürmek için sıfırıncı dereceden tutma (ZOH) metodu kullanılmıştır. Bu metod giriş sinyalini sürekli zamandan, ayrık zamana dönüştürmektedir ve mikrodenetleyici ile uygulama açısından gereklidir. ZOH yönteminde bir örnekleme periyodunda oluşan gecikme z^{-1} olarak gösterilir. Denklem (10)'da gösterilen $G_{PR}(s)$ sürekli transfer fonksiyonu, ZOH metodu ile ayrıklaştırıldığında transfer fonksiyonu (14)'e dönüşür.

$$G_{zoh}(z) = \frac{\sin(w_0 T_s)}{w_0} \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1}\cos(w_0 T_s) + z^{-2}} \quad (14)$$

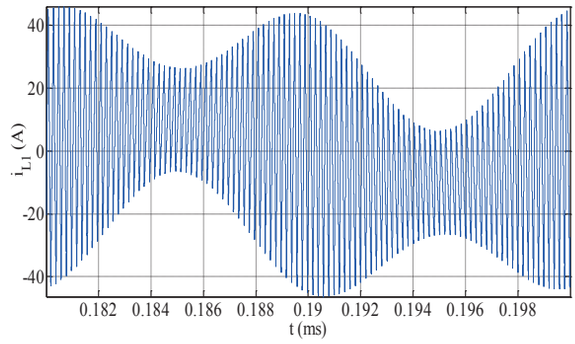
Bu çalışmada, PR kontrolörün kazanç değerleri K_p = 0.001 ve K_r = 50 seçilmiştir. Bu değerler ileri besleme ile birlikte kullanıldığında tüm çalışma aralığında kararlılığın sağlandığı görülmüştür.

4. Simülasyon Sonuçları

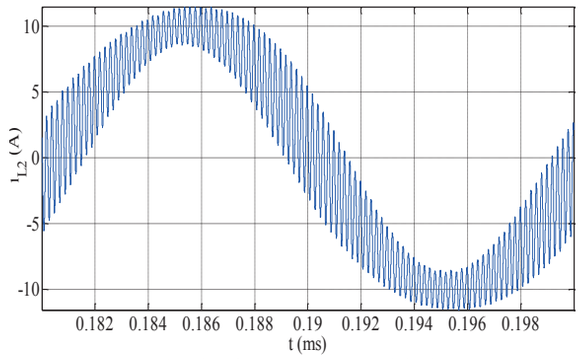
Şebekeye bağlı tek fazlı inverter, MATLAB ortamında simüle edilmiştir. Şebeke gerilimi 220 V_{rms}, şebeke frekansı 50 Hz, referans şebeke akımı maksimum değeri 10 A, DC bara gerilimi 800 V alınmıştır. f_{sw} = 5 kHz, L_1 = 500 µH, L_2 = 500 µH, C_1 = 20 µF, R_1 = 10 mΩ, R_2 = 10 mΩ, R_c = 10 mΩ alınarak gerçekleştirilen simülasyon sonuçları *Şekil 4-6*'da verilmiştir. Bu değişimlerde i_{L1} akımındaki dalgalanmanın yüksek olduğu ve i_{L2} yani şebeke akımındaki dalgalanmanın kondansatör sayesinde azaldığı görülmektedir.



Şekil 4: i_{ref} akımının değişimi



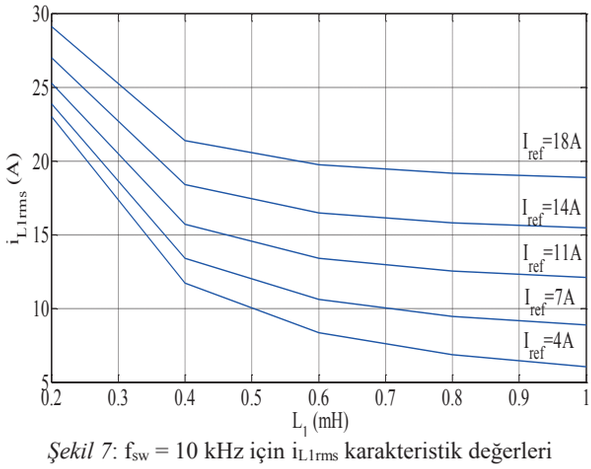
Şekil 5: i_{L1} akımının değişimi



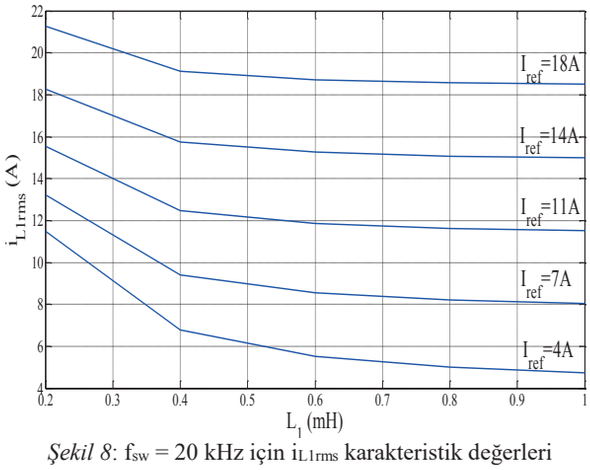
Şekil 6: i_{L2} akımının değişimi

Farklı L_1, C_1 ve frekans değerleri için karakteristik eğriler elde edilmiştir. Bu eğriler kullanılarak inverter akımının efektif değerinin ve şebeke akımının toplam harmonik distorsiyon (THD) değerinin pratik bir şekilde bulunması amaçlanmıştır.

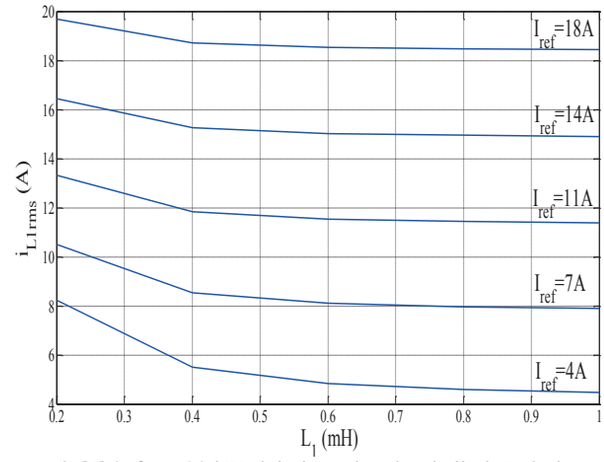
L_1 değeri ve akım referansına bağlı olarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. L_2 = 100 µH, C_1 = 20 µF seçilmiştir. Anahtarlama frekansı 10, 20 ve 30 kHz olması durumlarında farklı L_1 ve I_{ref} değerleri için i_{L1rms} elde edilerek *Şekil 7-9*'da verilmiştir. L_1 değerinin artması ile i_{L1rms}'in azaldığı görülmektedir.



Şekil 7: f_{sw} = 10 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

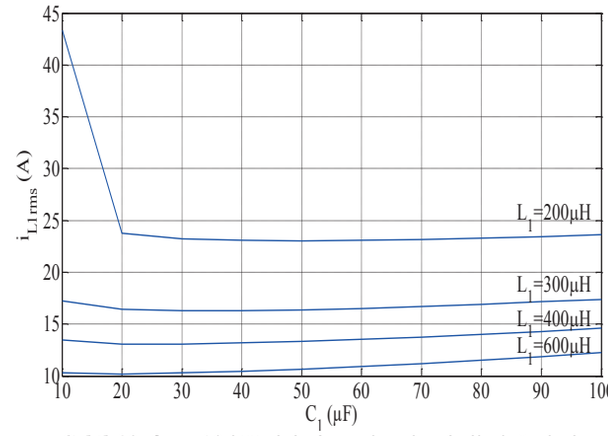


Şekil 8: f_{sw} = 20 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

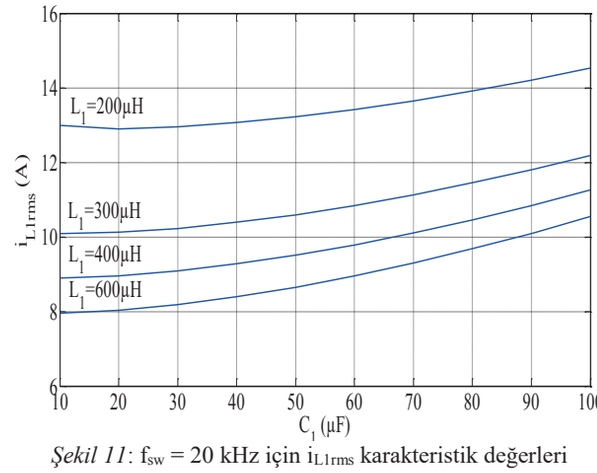


Şekil 9: f_{sw} = 30 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

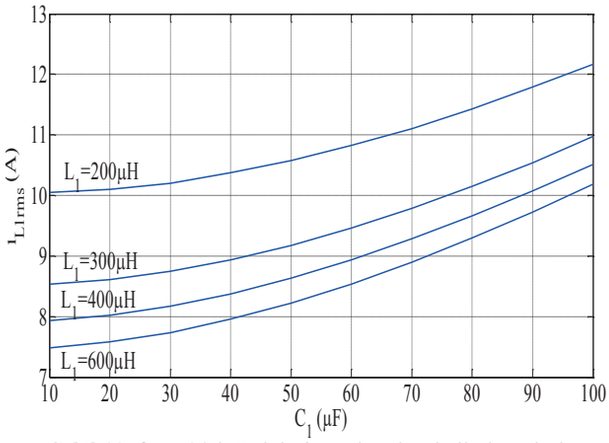
C_1 ve L_1 değerlerine bağlı olarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. L_2 = 100 µH ve I_{refm} = 10 A seçilmiştir. Anahtarlama frekansı 10, 20 ve 30 kHz olması durumlarında farklı C_1 ve I_{ref} değerleri için i_{L1rms} elde edilerek *Şekil 10-12*'de verilmiştir. Karakteristik eğrilerde C_1 değerinin artması ile i_{L1rms}'in arttığı görülmektedir.



Şekil 10: f_{sw} = 10 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

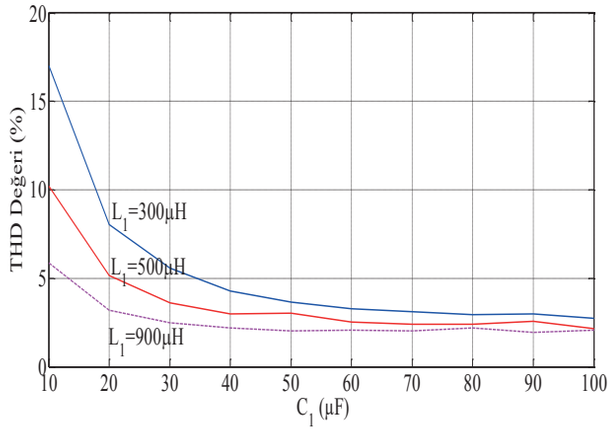


Şekil 11: f_{sw} = 20 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

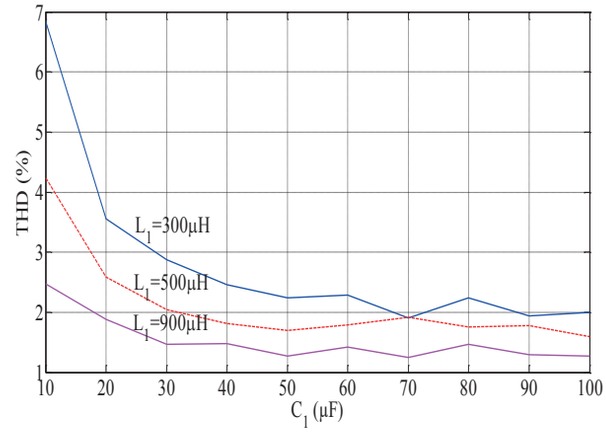


Şekil 12: f_{sw} = 30 kHz için i_{L1rms} karakteristik değerleri

15 ve 20 kHz anahtarlama frekanslarında çalışma için C_1 ve L_1 değerlerine bağlı olarak THD karakteristik eğrileri elde edilmiştir. L_2 = 100 µH ve I_{refm} = 10 A seçilmiştir. Değişimler *Şekil 13-14*'te verilmiştir.



Şekil 13: f_{sw} = 15 kHz için THD karakteristik değerleri



Şekil 14: f_{sw} = 20 kHz için THD karakteristik değerleri

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, çıkışında LCL filtre bulunan şebekeye bağlı tek fazlı bir inverter modellenerek muhtelif çalışma şartlarındaki karakteristik eğriler elde edilmiştir. Farklı endüktans, kondansatör, anahtarlama frekansı ve referans akım değerleri için inverter akımının efektif değerleri ile şebeke akımının toplam harmonik distorsiyonu (THD) hesaplanmıştır. Bu eğriler üzerinden LCL filtre elemanlarının ve anahtarlama frekansının en uygun değerinin seçilmesi sağlanmaktadır. Kondansatör değerinin artması THD'nin iyileşmesini sağlamakta; bununla beraber inverter akımının efektif değerinin artmasına yol açmaktadır. L_1 değerinin artırılması THD değerini iyileştirmekte ve inverter akımının efektif değerini azaltmaktadır. L_1 değerinin azaltılması fiyat açısından avantaj sağlamaktadır.

**Bu çalışma, 115E951 nolu proje kapsamında TÜBİTAK ve 2012-04-02-KAP07 nolu proje kapsamında YTÜ BAP tarafından desteklenmiştir.*

6. Kaynaklar

[1] Chary, Brahma T. ve Reddy, Bhagwan J., "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid Interconnected Systems", *International Journal of Advanced Technology and Innovative Research*, vol.07, Issue.11, pp: 2063-2068, 2015.

[2] Zhang, Ningyun., Tang, Houjun. ve Yao ve Chen., "A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid Connected Inverters", *Energies*, pp. 3934 – 3954, 2014.

[3] Routimo, M. ve Tuusa, H., "LCL Type Supply Filter for Active Power Filter - Comparison of an Active and Passive Method for Resonance Damping", *Proc. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2939-2945, 2007.

[4] Alexandra, Christian., Alaktoof, Ali M. ve Raji, AK., "Development of a Proportional Resonant (PR) Controller for a Three-Phase AC Micro-Grid System", *The International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Clean Energy and Green Computing*, pp. 107-112, 2013.

[5] Cha, Hanju. ve Vu, Trung-Kien., "Comparative Analysis of Low Pass Output Filter for Single Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010.

[6] Zammit, D., Staines, Spiteri C. ve Apap, M., "Comparison Between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters", *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, Vol:8, No:2, 2014.

[7] Su, Gui-Jia., Adams, Donald J. ve Tolbert, Leon M., "Comparative Study of Power Factor Correction Converters for Single Phase Half-Bridge Inverters", *Power Electronics Specialist Conference (PESC) IEEE 32nd Annual*, 2001.

[8] Zong, Xiangdong., "*A Single Phase Grid Connected DC AC Inverter with Reactive Power Control for Residential PV Application*", Electrical and Computer Engineering University of Toronto, Master of Applied Science Thesis, Canada, 2011.

[9] Parker, Stewart G., "*Discrete Time Current Regulation of Grid Connected Converters with LCL Filters*", Electrical and Computer Engineering University of RMIT, Doctorate of Philosophy Thesis, Australia, 2015.

Batarya Modelleri ve Şarj Durumu (SoC) Tahmini

Battery Models and Charge of State (SoC) Estimation

Efe İsa Tezde[1], *Halil İbrahim Okumuş*[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
eitezde@ktu.edu.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
hokumus@ktu.edu.tr

Özetçe

Enerji Depolama Sistemi (EDS) araçlarından biri olan bataryalar, yenilenebilir enerji kaynaklarının aralıklı üretimini düzeltmek ve elektrikli cihaz ve elektrikli araçları beslemek için yaygın şekilde kullanılmaktadır. Teknik özellikleri ve modelleme biçimlerine göre farklı batarya tipleri bulunmaktadır. Bataryanın şarj kontrolünü sağlamak ve kullanımı sırasında kalan enerjiye göre planlama yapabilmek için batarya şarj durumunun belirlenmesi oldukça önemlidir. Günümüzde birçok uygulamada batarya şarj durumunu (SoC) belirlemek için farklı yöntemler bulunmaktadır. Ancak uygulanması kolay ve anlaşır olması nedeniyle bu çalışmada Coulomb Sayma yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem kullanılarak MATLAB programında oluşturulan batarya modeli için SoC tahmini benzetimi ve laboratuvarda sırasıyla bataryanın şarj ve deşarj durumları için deneyler yapılmıştır. Bu deney sonuçları kullanılarak bataryanın sarj/deşarj karakteristikleri elde edilmiştir. Bununla birlikte, bataryanın şarj ve deşarj işlemleri için SoC tahmini yapılmıştır.

Abstract

Batteries, one of the Energy Storage Systems (ESS) devices, are widely used to improve the intermittent production of renewable energy sources and to supply electrical appliances and electric vehicles. There are different battery types according to the specifications and modeling forms. It is very important to determine the battery state of charge (SoC) in order to provide charge control of the battery and to plan according to the remaining energy during use of the battery. Nowadays, there are different methods for determining SoC in many applications. However, Coulomb Counting method is used in this paper because it is easy and straightforward to apply. SoC estimation simulation for the battery model created in MATLAB program and experiments for charge and discharge states of the battery respectively in the laboratory were carried out using this method. Charge / discharge characteristics of the battery were obtained by using these test results. In addition, SoC estimation is performed for charging and discharging of the battery.

1. Giriş

Elektrik enerjisini depolamak için farklı depolama teknikleri bulunmaktadır. Bu depolama tekniklerinin en önemlilerinden biri olan bataryalar, elektrik enerjisini kimyasal enerji dönüştürerek saklamaktadır. Teknolojisinin gelişmesiyle birlikte bataryalara yönelik ilgi her geçen gün artmaktadır. Lityum iyon batarya icat edilinceye kadar yıllarca nikel kadmiyum ve kurşun asitli bataryalar, taşınabilir elektronik cihazlar için uygun bir güç kaynağı olmuştur [1]. Ancak lityum iyon bataryaların yüksek enerji yoğunluğu, çalışma gerilimi seviyelerinin fazla değişmemesi, uzun çevrim ömrü ve hafif olması gibi avantajlarından dolayı taşınabilir elektronik pazarı için tercih sebebi olmuştur ve günümüze kadar yaygın olarak kullanılmaktadır [2]. Günümüzde yeni teknolojiye sahip olan lityum-iyon bataryaların yaygın kullanımı kadar ekonomik olması nedeniyle kurşun-asit bataryaların oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptir.

Batarya kimyasal enerji kaynağı olduğundan depolanan kimyasal enerjinin miktarı doğrudan erişimi yoktur. Bu nedenle bataryanın şarj durumunu doğrudan ölçmek oldukça zordur [3]. Bazı farklı çalışmalar iyi bir batarya yönetim sistemi (BMS) ile güç tüketim verimliliği ve batarya ömrünün arttırıldığı kanıtlanmıştır [4, 5]. Günümüzde gerçek zamanlı batarya koruması ve performans iyileştirmesi için şarj ve deşarj işlemlerini düzenlemede ve batarya durumunu izlemede batarya yönetim sistemleri (BMS) kullanılmaktadır [6, 7].

SoC tahmini, batarya kullanımı için en büyük zorluktur. Bir bataryanın kalan kapasitesini tanımlamak için kullanılan SoC, kontrol stratejisi oldukça önemli bir parametredir [8]. SOC batarya performansını yansıtan önemli bir parametre olduğundan, SOC'un doğru bir şekilde tahmin edilmesi, yalnızca bataryaları korumaz, aşırı deşarjı önlemez ve batarya ömrünün uzamasını sağlamaz aynı zamanda uygulamalarda enerjiden tasarruf etmek için akıllı kontrol stratejileri oluşturmasına izin verir [9]. Ancak SOC'un doğru tahmini, çok karmaşıktır ve uygulanması zordur. Çünkü batarya modelleri sınırlıdır ve modeller arasında parametrik belirsizlikler vardır [10]. Uygulamada, SOC tahmini farklı yöntemler bulunmaktadır [11].

Bu çalışmada, batarya modelleri tanımlanarak, SOC tahmini için kullanılan mevcut yöntemler üzerine ayrıntılı bir

şekilde incelemiş ve bu yöntemlerden Coulmb sayımı kullanılarak geliştirilen test düzeneği üzerinden deneysel veriler elde edilmiştir.

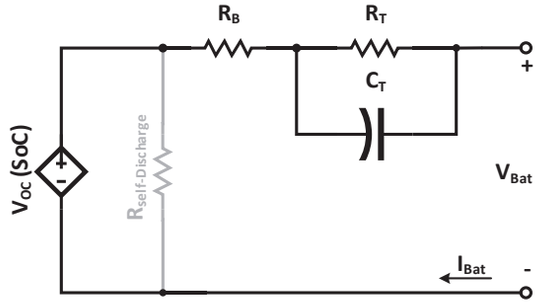
2. Batarya Modelleri

Batarya modeli, sıcaklık, gerilim, deşarj oranı ve SOH gibi olası tüm çalışma koşullarında batarya karakteristiğini tanımlamak için kullanılır. Uygulamada batarya modeli, bataryanın herhangi bir iç ve dış koşullardaki reaksiyonunu öngörmek için kullanılabilir.

Batarya modeli başlıca fiziksel, elektriksel, analitik ve istatiksel olarak dört gruba ayrılabilir. Fiziksel model, bataryanın elektrokimyasal yapısına dayanan en hassas modelleme olması nedeniyle kapsamlı fakat anlaşılması oldukça zordur. Fiziksel model, bataryanın akım ve gerilim gibi elektriksel özelliklerinin yanı sıra kimyasal parametrelerinin belirlenmesi için de kullanılır. İstatiksel model önceden elde edilen veri örnekleri kullanılarak model oluşturma prensibine dayanır. İstatiksel model, fiziksel model kadar net sonuçlar vermemesine rağmen daha bütünleşik ve hızlıdır. Bu model yeni parametre değerleri belirlemekten ziyade daha çok verileri yorumlamayı amaçlar. Analitik model, fiziksel model ve istatiksel modellerin bir arada kullanılmasıdır. Literatürde yaygın şekilde iki analitik model bulunmaktadır. Bunlar yayılma temelli ve kinetik modellerdir. Kinetik model batarya parametrelerini belirlemektense doğrudan kalan şarjı belirlemek üzerine kurulmuştur [13]. Elektriksel modelde batarya eşdeğer devre kullanılarak modellenir. Bu modelleme türünde model üzerinde devre parametrelerinin matematiksel eşitlikleri kullanılarak bilinmeyen parametre kestirimleri rahatlıkla yapılabilir. Bu yöntemle elde edilen model farklı sistem bileşenleriyle birlikte kullanılarak benzetimi yapılabilir. Ayrıca bilinmeyen parametre kestiriminde sayısal çözüm için bir devre analizi yazılımına ihtiyaç duyulur.

Bu çalışmada bataryanın zamana bağlı olarak akım, gerilim ve SoC değişimi belirlemek elektriksel eşdeğer devre modeli kullanılmıştır.

2.1. Elektriksel Eşdeğer Devre



Şekil 1: Batarya Thevenin Eşdeğer modeli.

Bataryadan beslenen güç sisteminin, bir bataryadan beklentisi düşük güç kaybı ve batarya çalışma süresinin uzun olmasıdır. Batarya devre modeliyle; batarya çalışma süresi ve devre performansını tahmin ve optimize etme problemleri rahatlıkla çözülebilir.

Bataryanın elektriksel eşdeğer devre modelini çıkartmak ve bu model üzerinden matematiksel hesaplamalar yapmak mümkündür. Bu modelleme, bataryaların şarj/deşarj karakteristiklerinin analiz edilmesi için oldukça önemlidir. Bu eşdeğer devre modellerinde genelde istatistiksel veriler kullanılmaktadır. Elektriksel eşdeğer devre modeli, batarya ve elektriksel devre elemanlarının parametre değerleri kullanılarak oluşturulur. Bu parametreler batarya şarj/deşarj testlerinden elde edilmektedir. Bazı elektriksel eşdeğer devre modelinde, devre parametrelerinin sabit olduğu kabul edilmesine rağmen gerçekte bu değerler sabit olmayıp batarya doluluk durumu, sıcaklık, batarya akımı, kapasite ve batarya ömrü gibi bataryanın iç dinamiklerine bağlıdır.

$$V_{OC} = \left(\frac{1}{R_T} + \frac{1}{C_T} \right) . I_B \qquad (1)$$

$$V_B = V_{OC} - \left(R_B I_B + V_{OC} \right) \qquad (2)$$

Batarya uçları açık devre olmasına rağmen, bir kimyasal güç kaynağının kapasitesi doğal olarak zayıflıyorsa, bu olaya kendinden deşarj denmektedir. Belirli bir süre zarfında, kendinden deşarj sonrasındaki batarya kapasitesinin kendi kendine boşaltılmasından öncekine oranı, şarj tutma kapasitesi olarak adlandırılır. Kendinden deşarj ne kadar hızlı olursa, şarj tutma kabiliyeti o kadar kötü olur. Kendinden deşarj oranı veya kapasite tutma oranı, bir bataryanın kendinden boşalma hızını ölçmek için yaygın olarak kullanılır. Kendinden deşarj oranı, belli bir süre içinde, genellikle günler veya aylardaki kapasite azalma yüzdesi olarak ifade edilir. Elektrolitin parçalanma reaksiyonu ve batarya kimyasalının başlangıçtaki interkalasyon reaksiyonu, esasen tamamen şarj edilmiş bir batarya içinde kendiliğinden deşarja neden olur. Kendiliğinden boşalma oranını etkileyen başlıca faktörler pilin saklama sıcaklığı, nem koşulları ve benzeri faktörlerdir. Şekil 1'deki Thevenin eşdeğer devre modelindeki kendiliğinden deşarj direnci göz ardı edilmiştir.

3. Batarya Şarj Durumunu (SoC) Belirleme

Bir bataryada kapasite, amper-saat (Ah) cinsinden belirli enerjiyi gösterir. Teorik kapasite, içerdiği aktif maddenin miktarına bağlı olarak bataryadan çıkarılan azami şarj miktarıdır. Kalan kapasite, batarya belirli bir yük ve sıcaklık koşullarında boşaltıldığında bataryadan çıkarılan şarj miktarıdır. Tam şarj kapasitesi, boşalma döngüsünün başlangıcında tam dolu bir bataryanın kalan kapasitesidir. Tam tasarım kapasitesi yeni bir hücrenin tam yüklü kapasitesidir. Teorik kapasite maksimum batarya kapasitesidir. Doğrusal olmayan batarya kapasitesi etkileri ve doğrusal olmayan devre özellikleri nedeniyle, tam yüklü kapasite tipik olarak teorik kapasiteden daha düşüktür.

SoC, bataryada geri kalan enerjiyi tanımlamak için kullanılır ve genellikle yüzde cinsinden ifade edilen bir terimdir. Yeni bir batarya tamamen şarj edildiğinde SoC nominal kapasitesinin %100'ü olarak kabul edilir. Öte yandan tamamen boşaltıldığında, SoC %0 olarak kabul edilir. SoC bilgisi, örneğin elektrikli aracın şarj kontrolü gibi araç fonksiyon blokları için oldukça önemlidir. Bir bataryanın SoC'sini belirlemek için kullanılan birçok yöntem vardır. Yaygın olarak kullanılan bazı yöntemler aşağıda açıklanmıştır.

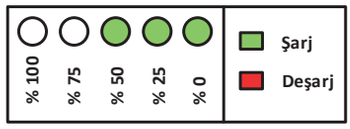
3.1. Doğrudan Ölçme

Bir bataryanın SoC'u, laboratuvarda batarya nominal akımla boşaltılmasıyla doğrudan ölçülebilir. Ancak bu yöntem çok doğru olmasına rağmen pratik uygulamalarda çok fazla tercih

edilmez. Çünkü SoC, belirlenmeden önce bataryadaki enerjinin tamamı boşaltılmalıdır. Bu nedenle doğrudan ölçüm yöntemi sadece üreticiler tarafından bataryayı test etmek amacıyla kullanılır. Doğrudan ölçüme yöntemine dayalı bir sistemin en büyük avantajı, bataryaya sürekli bağlı olmanın gerekmemesidir. Ölçümler, bataryaya bağlanıldığında gerçekleştirilebilir [14].

3.2. Gerilim Tabanlı SoC Belirleme

Gerilim tabanlı SoC belirleme yöntemi çok basit bir yöntemdir. Batarya boşalırken, batarya gerilim seviyesinin düşmesi ilkesine dayanmaktadır. Gerilim seviyesi doğrusal olarak azalmamasına rağmen gerilim seviyesini yaklaşmak için birkaç nokta seçilebilir ve parçalı doğrusallaştırma kullanılabilir. Açık devre gerilimi ile şarj durumu arasındaki ilişkiyi bilmek, bataryanın doğru şarj seviyesini bilmemize olanak verir. Bu yöntem birçok düşük maliyetli batarya göstergesinde kullanılır. Bataryaların SoC'sini görüntülemek için birkaç kademe LED kullanılır. SoC'yi göstermek için SoC kademelerini belirlerken ilgili LED'lerin eşik gerilim değerleri kullanılır.



Şekil 2: Gerilim tabanlı SoC gösterimi

Bu yöntemim en büyük dezavantajı, batarya açık devre geriliminin, bataryanın şarj durumundan farklı etkenlere de bağlı olmasıdır. Bu etkenleri de bilmek, bataryanın şarj durumunu kesin olarak bilmemize olanak verir. Ancak her uygulamada, bu şartları tekrar tekrar hesaplayıp, işlemlere dahil etmek güç ve zahmetli bir uğraş olarak karşımıza çıkar.

SoC'a gerilim seviyesine bakarak karar vermek için, batarya kapasitelerindeki çok küçük gerilim değişimlerini algılayabilecek ölçme cihaz ve devrelerine ihtiyaç duyulur. Batarya şarj/deşarj işlemleri sonucu zamanla hücrelerin açık devre gerilimleri ve kapasiteleri arasındaki ilişkiler değişeceğinden, doğru kestirim yapabilmek için bir süre sonra ya algoritmanın ya da bataryanın değiştirilmesi gerekir.

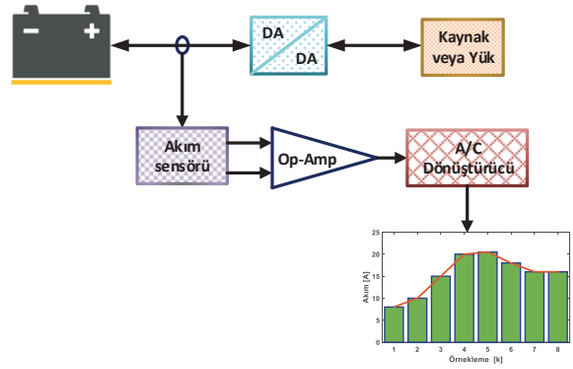
3.3. Coulomb Sayma Yöntemiyle SoC Belirleme

Bu yöntem bataryada kalan kapasiteyi belirlemek için bataryaya giren ve çıkan akımları ölçer ve bu akımların toplamsal olarak hesaplanması sonucu göreceli olarak SoC bilgisi verir. Bataryanın şarj durumunun tam olarak bilinmesi için hesaplamaya başlamadan bir başlangıç değeri bilinmesi gerekmektedir. Bataryaya giren ve çıkan akımın başlangıç noktasına göre hesaplanmasıyla ancak gerçek şarj durumu bulunabilir.

$$SoC = SoC(0) \pm \frac{1}{C_{SoC}} \int_{t_0}^{t} i_b(t)dt \qquad (3)$$

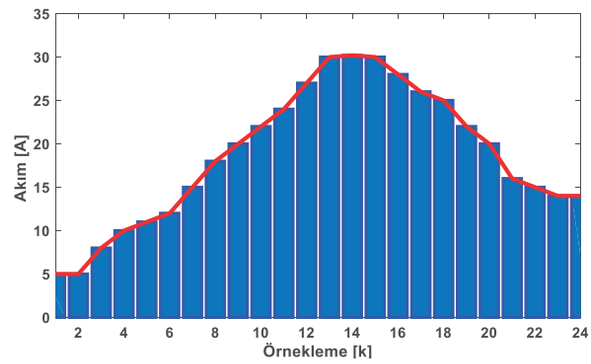
Eşitlik (3) ile t anındaki batarya doluluk durumunu ifade etmektedir. Burada SoC(0) başlangıçtaki doluluk durumunu, i_b batarya akımını, C_{SoC} batarya kapasitesini temsil etmektedir.

Coulomb sayımıyla çok doğru sonuçlar elde edebilmek için bu yöntemde hataya neden olabilecek iki duruma dikkat edilmelidir. Bunlar hücrelerdeki kaçak akımın sensör üzerinden geçmemesi nedeniyle hesaplamalara dahil edilememesi ve batarya akımının ölçümünde kullanılan sensördeki kaymanın gerçek şarj durumunda da kaymaya sebep olmaktadır.



Şekil 3: Coulomb saymaya dayalı örnekleme yöntemi.

Bu yöntemin uygulanması, zaman içinde geçerli entegrasyonu yapmaktır. Analog-dijital dönüştürücü (ADC) gömülü mikrodenetleyiciler, coulomb sayımı için, örnekleme yöntemini kullanır. Akım ölçümü, şönt direnç veya salınım sensörü kullanılarak yapılabilir. Hall sensörü, şönt dirençlere kıyasla güç kaybına neden olmayacağı için bataryada daha yaygın kullanılır. Şekil 3 örnekleme yöntemine dayanan coulomb sayım yönteminin uygulanışını göstermektedir.



Şekil 4: Coulomb saymaya dayalı akım ölçümü.

Bu yöntemin uygulamasında şarj verimliliği oldukça önemlidir. Gelen şarj enerjisini ölçmek için coulomb sayma yöntemi kullanılırken, şarj verimliliği bataryanın %100'ünden farklı bir duruma bağlı olduğunda hatalar oluşur. Bu hataları ortadan kaldırmak için çeşitli yöntemler kullanılabilir. Yaygın olarak kullanılan iki yöntem, batarya modeli yöntemi ve sıfırlama yöntemidir. Batarya modeli temelde farklı çalışma koşullarında bataryanın davranışını ve bataryanın zaman içindeki performansını açıklar. Bataryanın tam şarj olma şansı bulunduğu için sıfırlama kalibrasyonu, coulomb sayma yöntemi için pratik bir yöntemdir. Batarya tamamen dolduğunda, sıfırlama kalibre yöntemi, coulomb sayımını sıfırlayabilir ve sisteme bataryanın %100 SoC'ye sahip olduğunu söyleyebilir.

Bataryanın şarj veya deşarj edilmesi sırasında akım sensörü üzerinden geçen akımın örnekleme işlemi şekil 4'te görülmektedir. Eşitlik (4) her bir örnekleme aralığındaki kapasitenin değişim miktarını verirken, eşitlik (5) ise toplam örnekleme işlemi sonucundaki kapasiteyi vermektedir. Burada; Q kapasite (Ah), I akım (A) ve T örnekleme süresini ifade etmektedir.

$$Q[k] = I[k] \cdot T[k] \quad (4)$$

$$Q = \sum_{k=1}^{K} I[k] \cdot T[k] \quad (5)$$

3.4. Diğer SoC Belirleme Yöntemleri

Batarya doğrusal olmayan bir sistem olduğundan şarj ve deşarj işlemlerinin kesin bir matematiksel modelini oluşturmak zordur. Bu nedenle, doğrusal olmayan problemler için iteratif yöntemler kullanılarak yakınsamalı çözümler bulunur. Kalman filtresi, yapay sinir ağı ve uyarlamalı bulanık mantık yöntemleri bu tür problemlerin çözümleri için literatürde yaygın şekilde kullanılmaktadır.

Kalman filtre yöntemi, çözümün özyinelemeli bir yöntemle hesaplandığı ve kendi kendine uyarlanabilirlik özelliğine sahip sistemi tanımlamak için bir durum uzayı yöntemi kullanır [15]. Doğrusal bir sistem için Kalman filtresi aşamalı olarak kararlıdır. Bir bataryanın doğrusal olmayan karakteristiği için Taylor formülü, Kalman yinelemeli yöntemiyle hesaplanarak ardından doğrusallaştırma için kullanılır. Bu genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) olarak bilinir. EKF'nin hesaplanmasıyla SoC'yi tahmin etmek için: Önce, uygun bir batarya eşdeğer modeli, genellikle bir devre modeli oluşturulur. Daha sonra karmaşık darbenin deneysel verilerini kullanarak devre modeli parametresini tanır ve uygun bir durum değişkeni seçerek devre modelinin durum denklemini ve gözlem denklemini oluşturur. Son olarak, SoC'yi Kalman filtre yöntemiyle tahmin eder ve filtreler.

Bir sinir ağı basit doğrusal olmayan karakter, paralel yapı ve öğrenme kabiliyetine sahiptir. Harici uyarıma tepki olarak bu sinir ağı karşılık gelen çıktılar verebilir, böylece bir bataryanın dinamik özelliğini benzetebilir ve SoC'yi tahmin edebilir [16].

Bulanık çıkarım, kontrol edilen nesnenin tam bir matematiksel modeline bağlı değildir. Ancak uzman bilgisi ve operatör deneyimi bilgi gösteriminde ve çıkarımında güçlü bir yeteneğe sahiptir. Bu bilgi ve deneyim, kurallar ile tanımlanabilir ve durulaştırılabilir. Bulanık mantık çıkarımı yoluyla bir insanınkine benzer bir karar süreci, batarya karakteristiğinin simülasyonu için gerçekleştirilebilir. Ancak bunun dezavantajı kendi kendine uyarlanabilirliğin sınırlı olmasıdır [17]

4. Test Çalışmaları

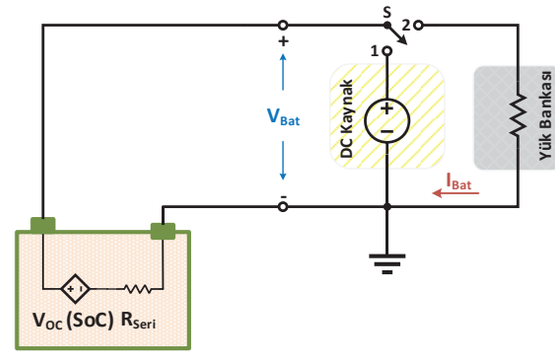
4.1. Deney Düzeneğinin Oluşturulması

Bu çalışmada 12V, 7Ah (20HR) kurşun-asit batarya kullanılmıştır. Buradaki 20HR ifadesi, bataryanın amper-saat cinsinden kapasitesine oranı, bataryanın kaç saat boyunca akım verebileceğini anlatmaktadır. Bu batarya için 7Ah/20HR oranı 0,35A olarak hesaplanmıştır. Bir başka deyişle, bataryadan ortalama 0,35A akım çekilirse 20 saat enerji sağlayabilmektedir. Bu batarya için 0,35A/7Ah oranı bataryanın kaç C ile deşarj edildiğini ifade eder ve 20 saat için 0,05C olarak hesaplanır. Ancak bu çalışmada 1A deşarj akımı için bu oran 0,143C olarak hesaplanmıştır. Ayrıca bu çalışmada kullanılan bataryaya ait katalog bilgileri tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Batarya çalışma parametreleri

Parametre Türü	Değeri
Batarya Gerilimi (V)	12
Çalışma Gerilimi (V)	10,5-13,2
Nominal Kapasite (Ah)	7
Hücre Sayısı (Adet)	6
Şarj Gerilimi (V)	14,4
Şarj Kesme Gerilimi (A)	15
Standart Şarj Akımı (A)	2,1
Deşarj Gerilimi (V)	12
Deşarj Kesme Gerilimi (V)	10,5
Standart Deşarj Akımı (A)	0,35-20
İç direnci (mΩ)	26,5
Çevrim Ömrü (%100 DoD)	200

Bu çalışmada kullanılan batarya ve test düzeneği şekil 5'te görülmektedir. Burada S anahtarı, 1 konumunda iken batarya DC kaynak tarafından şarj edilmektedir. S anahtarı 2 konumuna getirildiğinde ise batarya, yük bankasıyla sabit akımla deşarj olmaktadır. Test düzeneğindeki akım ve gerilim sensörleri aracılığıyla bataryanın şarj ve deşarj işlemlerinde akım ve gerilim değerleri 180 saniyelik periyotlarla bilgisayar veri tabanına alınmaktadır.

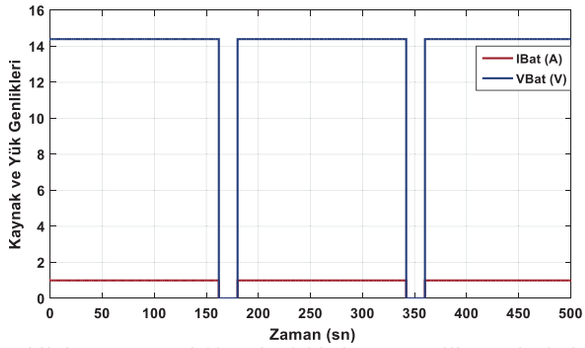


Şekil 5: Batarya şarj/deşarj test düzeneği

Şekil 6'daki grafikte şarj işlemi sırasında batarya uçlarına 14,4V şarj gerilimi (V_{Bat}) uygulanmaktadır. V_{Bat} gerilimi 162s uygulandıktan sonra bataryanın açık devre gerilimini (V_{OC}) ölçmek için 18s boyunca kesimde kalmaktadır. V_{OC} gerilimi bataryanın doluluk durumuna göre değişmektedir. V_{Bat} gerilimi 14,4V seviyesinde sabit kalırken V_{OC} gerilimindeki değişim, batarya iç direncinin değişmesine neden olmaktadır. Bu değişim miktarı eşitlik (6) ile hesaplanmaktadır. Ayrıca şekil 5'deki grafikte deşarj işlemi sırasında elektronik yük bankası kullanılarak bataryanın 1A'lik bir akımla boşaltılması sağlanmaktadır. Burada V_{OC} ve V_{Bat} gerilimleri zamanla değişeceği için ölçülen gerilim değerlerine bağlı olarak batarya iç direnç değeri eşitlik (7) ile hesaplanmaktadır.

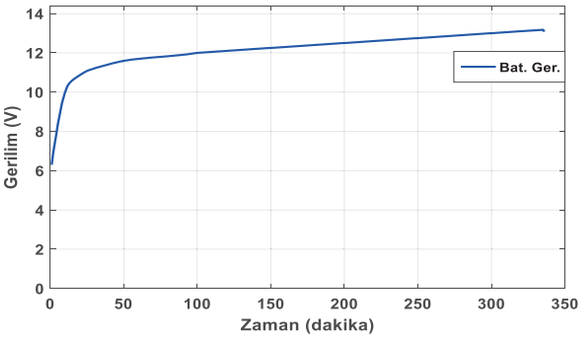
$$R_{Seri} = \frac{V_{Bat} - V_{OC}}{I_B} \quad (6)$$

$$R_{Seri} = \frac{V_{OC} - V_{Bat}}{I_B} \quad (7)$$



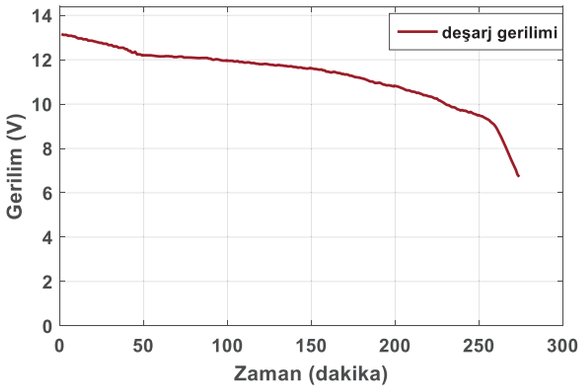
Şekil 6: Batarya şarjı/deşarjındaki akım ve gerilim seviyeleri

Bilgisayara alınan batarya akım ve gerilim değeri için Matlab yazılımı kullanılarak batarya şarj/deşarj grafikleri elde edilmiştir. Bataryanın şarj edilirken V_{OC} geriliminin zamana göre değişimi Şekil 7'de görülmektedir. Bataryanın şarj işlemine başlamadan önce V_{OC} gerilimi 6.30V olarak ölçülmüştür. Bataryanın şarj işlemi toplamda 336 dakika sürmüştür. DC kaynaktan batarya uçlarına elektron geçişi (akım) durduğunda şarj işlemi tamamlanmıştır. Şarj işlemi tamamlandığında V_{OC} gerilimi 3.18V olarak ölçülmüştür. Şarj gerilimindeki değişim miktarı başlangıçta oldukça büyük olmasına rağmen doluluk oranı arttıkça bu miktarın azaldığı ve kararlı şekilde değiştiği gözlemlenmiştir.



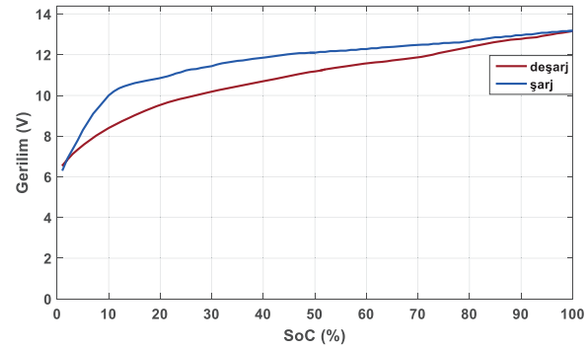
Şekil 7: Bataryanın zaman göre şarj gerilimi.

Batarya deşarj boşalırken V_{OC} geriliminin zamana göre değişimi Şekil 8'de görülmektedir. Deşarj işlemine başlamadan önce V_{OC} gerilimi 13.12V olarak ölçülmüştür. Bataryanın deşarj işlemi 272 dakika sonunda tamamlandığında V_{OC} gerilimi 6.72V olarak ölçülmüştür. Şarj gerilimindeki değişim miktarı başlangıçta küçük olmasına rağmen doluluk oranı azaldıkça bu miktarın oldukça arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 8: Bataryanın zaman göre deşarj gerilimi.

Sınırlı akım kaynağı olarak kullanılan bataryada depolanan enerji miktarı, batarya kapasitesine oranlandığında, bataryanın doluluk oranını temsil etmektedir. Bu çalışmada Coulomb sayma yönteminde göre batarya doluluk durumu belirlenmiştir. Bataryanın tam dolma süresi ve boşalma süreleri dikkate alınarak herhangi bir andaki doluluk durumu belirlenerek bu doluluk durumundaki şarj ve deşarj gerilim seviyeleri şekil 9'da görülmektedir. Batarya şarj olurken başlangıçta boş olacağından doluluk durumu %0 iken, deşarj olurken ise tam dolu olacağından doluluk oranı %100 hesaplanmıştır. Bu çalışmada bataryanın şarj ve deşarj verimliliği göz ardı edilmiştir.

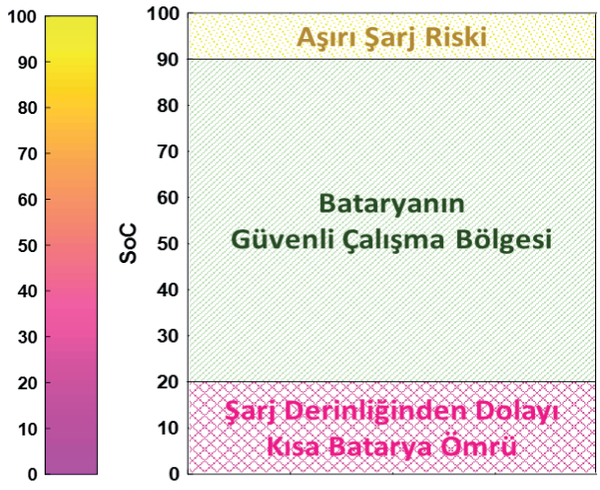


Şekil 9: Bataryanın doluluk durumuna göre gerilim seviyesi.

5. Batarya Sağlık Durumunun (SoH) Belirleme

Batarya sağlığı (Battery of Health (SOH)), bataryanın yüke enerji verme yeteneğini tanımlamak için kullanılan bir terimdir. Bir başka deyişle, bataryanın değiştirilmesi gerekip gerekmediğini veya bataryanın değiştirilmeden ne kadar kullanılabileceğini gösteren bir göstergesidir. Bir bataryanın kapasitesi, batarya kullanıldıkça (yaşlandıkça) kademeli olarak azalmaktadır. Bu nedenle uzun süre kullanılan bir batarya tam doldurulduğunda şarj durumu %100 göstermesine rağmen yeni alındığındaki tam kapasitede depoladığı enerjinin yaklaşık %75-%80 değerlerinde enerji depolayabilmektedir. Bir bataryanın sağlıklı bir şekilde şarj/deşarj olması ve ömrünü azaltmadan sağlıklı şekilde kullanabilmek için bataryanın belli bir SOC aralığında çalıştırılması gerekmektedir. Bu çalışma aralığı bataryanın kullanım yeri ve şarj/deşarj sıklığına bağlı olarak değişkenlik gösterebilir. Ancak birçok uygulamada şekil 10'da görüldüğü gibi bu çalışma aralığı için 20<=SOC<=90 olarak tanımlanmıştır. Çünkü batarya aşırı şarj ve deşarj edildiğinde batarya plakaları aşırı şekilde ısınacağından batarya plakalarının aşınmasına sebep olacaktır. Bu aşınmalardan dolayı bataryanın iç direncinde bir takım kimyasal değişimler meydana gelmektedir. Bunun sonucunda batarya tekrar şarj edildiğinde fazla şarj tutmama gibi olumsuzluklara sebep olmaktadır. Bu tür olumsuzluklardan kaçınmak için bataryalar mümkün olduğunca güvenli çalışma bandı içerisinde çalıştırmalıdır.

SoH ölçümü, batarya paketinin mevcut kapasitesini yeni bir batarya kapasitesiyle karşılaştırarak yapılabilir. Ancak bu SoH belirleme işlemi için sistemin geçmiş kapasite bilgisinin erişmesini gerektirir veya önceden belirlenmiş bir kapasite değeri sağlanmalıdır. SoH'u belirlemek için diğer yöntemler dahili direnç değişiklikleri, kendi kendini deşarj oranı değişiklikleri vb. ölçümlerdir.



Şekil 10: Bataryanı güvenli çalışma aralığı.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada enerjinin depolamasın yaygın şekilde kullanılan bataryalara ait literatürdeki batarya modelleri ve SoC tahmin yöntemleri ayrıntılı şekilde incelenmiştir. Batarya modellerinin yanı sıra SoC tahmininde uygulaması kolay ve anlaşılır olması nedeniyle Columb sayma yönteminin en çok tercih edildiği görülmüştür.

Laboratuvarda bataryanın sabit akım ve gerilim ile şarj ve deşarj deneyleri yapılmıştır. Gerçekleştirilen deney sonuçları veri toplama kartı aracılığıyla bilgisayar ortamına alınmıştır. SoC tahmini için bilgisayarda MATLAB yazılımı kullanılarak geliştirilen algoritma ile şarj durum tahmini yapılmıştır. Bataryanın zamanla değişen şarj ve deşarj grafiksel sonuçları çizdirilmiştir. Bataryanın şarj akımı deşarj geriliminde daha küçük olduğu için şarj süresi deşarj süresinden daha uzun sürmüştür. Ayrıca bataryanın şarj ve deşarj verimliliği göz ardı edilmiştir.

Batarya ömrünü uzatmak için aşırı şarj ve deşarj durumlarından kaçınarak güvenli çalışma bölgesi sınırları içerisinde kullanılmalıdır. Bu güvenli çalışma sınırları içerisinde kullanıldığında batarya verimliliğinin arttığı ve sabit akımla şarj ve deşarj işleminin daha etkin kullanılarak bataryanın hızlı dolup boşalması acısından önemlidir. Elektrikli araçların hızlı şarj cihazı kullanımı bunun en iyi örneklerinden biridir.

7. Kaynaklar

[1] Sinkaram C., Asirvadam V. S., Nor N. B. M., "Capacity Study of lithium ion Battery for Hybrid Electrical Vehicle (HEV) A Simulation Approach", *IEEE International Conference on Signal and Irnage Processing Applications (ICSIPA),* 2013.

[2] Erdinc, O., Vural, B., Uzunoglu, M., "A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading," *Clean Electrical Power, 2009 International Conference,* 2009, s:383-386.

[3] V. Spath, A. Jossen, H. Doring, and J. Garche, "The detection of the state of health of lead-acid batteries," in *Telecommunications Energy Conference*, INTELEC 97, s:681–686, 1997.

[4] M. Dubarry, V. Svoboda, R. Hwu, and B. Liaw, "Capacity loss in rechargeable lithium cells during cycle life testing: The importance of determining state-of-charge," *Journal of Power Sources*, Cilt:174, No. 2, s:1121–1125, 2007.

[5] F. Conte, "Battery and battery management for hybrid electric vehicles: a review," *Elektrotechnik und Informationstechnik*, Cilt. 123, No. 10, s:424–431, 2006.

[6] J. Chiasson and B. Vairamohan "Estimating the state of charge of a battery" *IEEE Trans. Control Syst. Technol*., Cilt: 13, No: 3, s:465-470, 2006.

[7] G. L. Plett "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 3. State and parameter estimation" *J. Power Sources,* Cilt: 134, No: 2, s:277-292, 2004.

[8] H. W. He, R. Xiong, and H. Q. Guo, "Online estimation of model parameters and state-of-charge of LiFePO4 batteries in electric vehicles," *Applied Energy,* Cilt: 89, No: 1, s:413–420, 2012.

[9] Z. H. Cai, G. F. Liu, and J. Luo, "Research state of charge estimation tactics of nickel-hydrogen battery," *in Proceedings of the International Symposium on Intelligence Information Processing and Trusted Computing (IPTC '10)*, s: 184–187, 2010.

[10] A. A. A. Elgammal and A. M. Sharaf, "Self-regulating particle swarm optimised controller for (photovoltaic-fuel cell) battery charging of hybrid electric vehicles," *IET Electrical Systems in Transportation,* Cilt: 2, No: 2, s: 77–89, 2012.

[11] V. Prajapati, H. Hess, E. J. William, "A literature review of state of-charge estimation techniques applicable to lithium poly-carbon monoflouride (LI/CFx) battery," *in Proceedings of the India International Conference on Power Electronics (IICPE '10),* s:1–8, 2011.

[12] M. R. Jonerden and B. R. Haverkort, "Which battery model to use," *Software, IET*, Cilt. 3, s:445-457, 2009.

[13] J. F. Manwell and J. G. McGowan, "Lead acid battery storage model for hybrid energy systems," *Solar Energy*, Cilt: 50, s:399-405, 1993.

[14] Bergveld H J, Kruijt W S and Notten P H L, Battery Management Systems, *Design by Modelling Philips Research Book Series*, 2002

[15] Plett, G. L., "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 3. State and parameter estimation." *Journal of Power Sources*, Cilt:134, s:277–292, 2004.

[16] Cheng-Hui, C., Dong, D., Zhi, Y., "Artificial Neural Network in Estimation of Battery State-of-Charge (SOC) with Non-Conventional Input Variables Selected by Correlation Analysis." *Proceedings of International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, 2002, s:1619–1625.

[17] Cai, C.H., Du, D., and Liu, Z.Y. "Battery State-of-Charge (SOC) Estimation Using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS)." *Proceedings of the 12th IEEE International Conference on Fuzzy Systems.* 2003, s: 1068–1073.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

6. OTURUM
Akıllı Şebekeler-3

Oturum Başkanı: **İbrahim Aksöz**

- **Yeni Bir Çevrimiçi Elektrik Enerji Kalitesi İzleme Cihazı –** *Özal Yıldırım, Hüseyin Erişti,Yakup Demir*
- **Elektrik Dağıtım Şebekelerindeki Hat Kopukluğu Arızasının Yeni Nesil Koruma Röleleriyle Tespit Edilmesi –** *Yavuz Uyar, Yavuz Ateş, Ali Rıfat Boynueğri*
- **Arabadan Şebekeye Aktarım Tahmin Yöntemi Kullanılarak Rüzgar Enerjisi Entegrasyonu Etkinliğinin Artırılması –**
  Ulaş Baran Baloğlu, Özal Yıldırım, Yakup Demir
- **Raylı Sistemlerde Orta Gerilim Elektrifikasyon Sisteminin Modellenmesi Ve Besleme Senaryolarının Belirlenmesi –** *Furkan Karakuş, Recep Yumurtacı*

Yeni Bir Çevrimiçi Elektrik Enerji Kalitesi İzleme Cihazı
A New Online Electrical Energy Quality Monitoring Instrument

Özal Yıldırım[1], Hüseyin Erişti[2], Yakup Demir[3]

[1]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Munzur Üniversitesi
oyildirim@munzur.edu.tr
[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mersin Üniversitesi
huseyineristi@gmail.com
[3]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi
ydemir@firat.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, elektrik enerji kalitesi parametrelerini çevrimiçi izleyen yeni bir enerji kalite izleme cihazı geliştirilmiştir. İzleme cihazı, bağlantı noktalarından üç faz akım ve gerilim bilgilerini gerçek zamanlı elde ederek güç kalitesi parametrelerini hesaplamaktadır. Ayrıca sahip olduğu haberleşme yapısı ile elde ettiği ölçüm bilgilerini uzak bağlantı noktalarına anlık olarak aktarmaktadır. Cihaz yapısında, sinyal işleme alanında gittikçe yaygınlaşan Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (APKD) donanımı kullanılmıştır. Gömülü olarak hazırlanan enerji izleme cihazı, kendi enerji akışlarını denetim altında tutmak isteyen kullanıcıların kolaylıkla kullanabileceği etkin bir platform sunmaktadır.
Anahtar kelimeler: Enerji Kalitesi, Güç Kalitesi, Enerji İzleme, Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri.

Abstract

In this study, a new energy quality monitoring instrument has been developed that monitors the parameters of electrical energy quality as online. The monitoring device calculates power quality parameters by obtaining three phase current and voltage information in real time from the connection points. It also instantly transfers the measurement information obtained by its communication structure to the remote connection points. Field Programmable Gate Arrays (FPGA) hardware, which is becoming more widespread in the field of signal processing, is used in the device structure. The embedded energy monitoring device offers an efficient platform that can be easily used by users who want to keep their energy flows under control.
Key words: Energy Quality, Power Quality, Energy Monitoring, Field Programmable Gate Arrays.

1. Giriş

Güç elektroniği tabanlı cihazların günlük yaşantımızda kullanımının yaygınlaşması, beraberinde kullanılan enerji kalitesinin önemini gündeme getirmiştir. Son zamanlarda enerji kalitesi üzerine gerçekleştirilen çalışmalar giderek artmaktadır [1-5]. Elektrik enerji sistemi üzerinde meydana gelen enerji kalitesinin belirlenmesi için, sistem üzerindeki elektriksel parametrelerin sürekli ve standartlara uygun olarak izlenmesi gerekmektedir. Bu nedenle izleme cihazları, enerji sistemlerinin önemli bir parçası haline gelmiştir. Enerji kalitesinin izlenmesinde, bazı temel unsurlar bulunmaktadır. Bunlardan en önemlisi, enerji kalitesi olaylarından kaynaklanan ekonomik kayıplardır. Elektrikli cihazlar ve üretim süreçleri üzerinde meydana gelen enerji kalitesi problemleri; üretimde kullanılan cihazların hasar görmesi, üretim aksaklıkları ve diğer anormal durumlara yol açmaktadır. Bununla birlikte, enerji kalitesinin izlenmesi tek başına yeterli değildir. Fakat izleme işlemi, enerji kalitesi problemlerine çözüm bulunmasında öncelikli olarak ihtiyaç duyulan bir süreçtir [6].

Elektrik enerji kalitesi izleme cihazları, yaygın olarak iki kategoride değerlendirilmektedir. Birinci kategoride yer alan cihazlar; gerilim, akım ve güç gibi elektriksel parametrelerin ölçümünün yanı sıra aşırı gerilim, düşük gerilim ve kesinti gibi parametrelerin de ölçümünü gerçekleştirmektedir. İkinci kategorideki cihazlar; IEEE, IEC gibi standartlara göre güç kalitesi olaylarını sınıflandırarak bu sonuçları kendi panellerinde veya bilgisayar ortamında görüntülemektedir. Bu cihazlar; enerji kalitesi ölçümü, sonuçlarının depolanması ve analizi gibi işlevleri de yerine getirmektedirler [7].

Bilişim teknolojilerinin gelişimi ve dünya çapında birçok sunucuya internet üzerinden erişilebilir olması, enerji sistemlerinin bu alana eğilimini gittikçe artırmıştır. Ağ bağlantıları sayesinde, enerji sistemine ait elektriksel bilgilerin paylaşımı kolaylaşmıştır [8]. Tüm bu ilerlemeler doğrultusunda, enerji kalitesi izleme sistemleri alanında yenilikçi birçok çalışma ortaya çıkmıştır.

Elektrik enerji kalitesi izleme cihazları için yaygın olarak kullanılan bir kaç tasarım yaklaşımı bulunmaktadır. Bu yaklaşımlarda; Sayısal Sinyal İşlemci (DSP-Digital Signal Processor), mikroişlemci, bilgisayar ve veri toplama kartları gibi donanımlar ya tek başına ya da hibrit bir şekilde kullanılmaktadır. Çalışma [9]'da, Mini-ITX PC tabanlı geliştirilen ve internet üzerinden haberleşen bir enerji kalitesi izleme cihazı tasarımı yapılmıştır. [10]'da yapılan çalışmada ise DSP ve mikrodenetleyiciler kullanılarak enerji kalitesi

problemlerinin belirlenmesi ve bu problemlere ait bilgilerin hazırlanan bir web sunucusuna aktarılması ile ilgili bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Bir başka çalışmada ise, I-Grid olarak adlandırılan web tabanlı bir enerji kalitesi izleme sistemi tanıtılmıştır. I-Grid kapsamında, DSP tabanlı I-Sense isimli bir güç kalitesi izleme cihazı geliştirilmiştir [11]. [12]'de, PEGASYS yazılımı ve bir enerji kalitesi cihazı kullanılarak, web tabanlı çok kanallı bir izleme sistemi önerilmiştir. Bu izleme sistemi, Hong-Kong'ta 75 farklı noktaya yerleştirilerek çeşitli güç kalitesi ölçümleri yapılmıştır. [13]'deki çalışmada, EtherCAT tabanlı dağıtık bir güç kalitesi izleme sistemi sunulmuştur. Özellikle akıllı şebekelerde kullanılabilecek bir yapı sunan bu çalışmada, güç kalitesi verilerinin elde edilmesi ve analizinde APKD ve PowerPC teknolojilerinden yararlanılmıştır. Çalışma[5]'de, yazarlar elektrik enerji sisteminde meydana gelen güç kalitesi bozulmalarını çevrimiçi tespit eden APKD tabanlı bir sistem geliştirilmiştir.

2. Elektrik Enerji Kalitesi İzleme Cihazı

Bu çalışmada, elektrik enerji kalitesi parametrelerinin çevrimiçi izlenmesine yönelik yeni bir izleme cihazı geliştirilmiştir. Şekil 1'de geliştirilen izleme cihazı ve iç yapısına ait bir görüntü verilmiştir.

(a) Enerji kalitesi izleme cihazı.

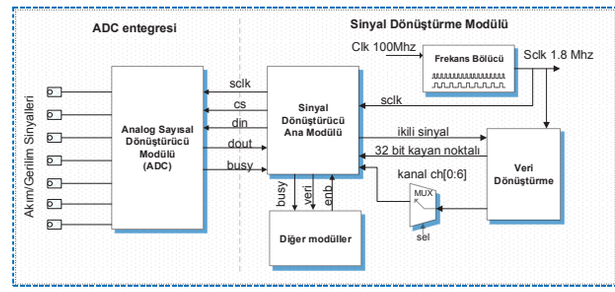
(b) İzleme cihazının iç görünüşü.

Şekil 1. Enerji kalitesi izleme cihazına ait görüntüler.

Enerji kalitesi izleme cihazının donanım yapısını beş bölümde incelemek mümkündür. Bu bölümler; gerilim sinyal algılayıcı devresi, akım sinyal algılayıcı devresi, analog/sayısal dönüştürücü modülü, sayısal sinyal işleme modülü ve güç kaynağı/besleme devresidir. Bağlantı noktalarındaki akım ve gerilim sinyallerinin dönüşüm işlemleri için uygun seviyelere indirgenmesi işlemleri; gerilim sinyal algılayıcı ve akım sinyal algılayıcı devreleri tarafından gerçekleştirilmektedir. Uygun seviyelere indirgenen bu analog sinyaller Analog/Sayısal Dönüştürücü (Analog Digital Converter-ADC) modülü tarafından sayısal bilgilere dönüştürülmektedir. Daha sonra bu sayısal akım ve gerilim verileri üzerinde sinyal işleme algoritmalarının yürütüm işlemleri Sayısal Sinyal İşleme modülü tarafında gerçekleştirilerek UDP/IP (User Datagram Protocol/Internet Protocol) protokolü ile çıkışa aktarılmaktadır.

2.1 Sinyal Dönüştürme Modülü

İzleme sistemi üzerindeki gerilim ve akım sinyal algılayıcı devrelerinden elde edilen sinyallerin işlenmesi, bu sinyallerin uygun örnekleme frekansında elde edilmesi ve paralel olarak diğer modüllere dağıtılması işlemleri, sinyal dönüştürme modülü içerisinde gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, ADC entegresine ait Giriş/Çıkış kontrolleri bu modül altında sağlanmaktadır. APKD donanımı içerisine gömülen sinyal dönüştürme modülünün çalışma yapısını gösteren blok şeması Şekil 2'de verilmiştir.



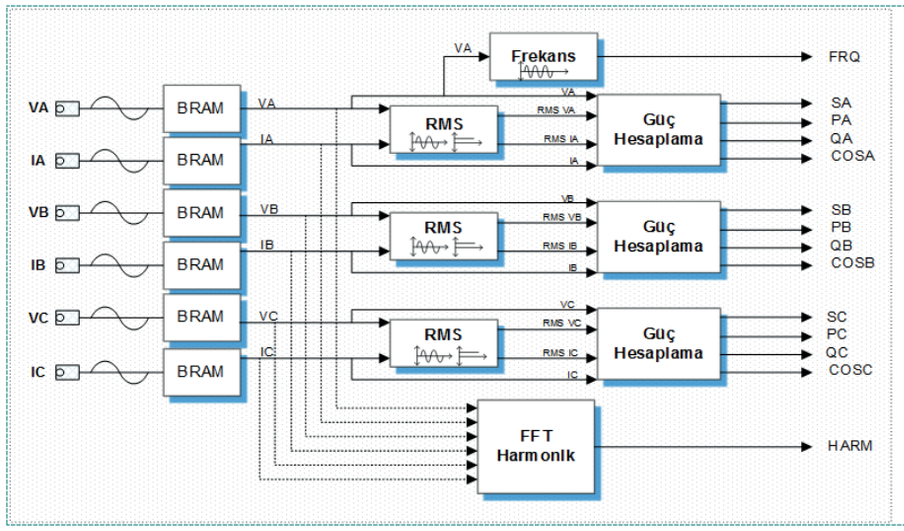
Şekil 2. Sinyal dönüştürme modülünün çalışmasına ait blok şeması.

Cihaz yapısında, 32 bit IEEE-754 kayan noktalı sayı sistemi kullanılmıştır. Veri dönüştürme alt modülü içerisinde, kanallar arasında dolaşılarak kanallara ait sinyal verileri gerekli dönüşüm işlemlerinden geçirilip ana modüle aktarılmakta ve buradan da diğer alt modüllere ulaştırılmaktadır. ADC entegresinin ayarlanması gereken bir diğer parametresi de örnekleme frekansıdır. Akım ve gerilim sinyallerinin APKD tarafındaki yazılımların verimliliği ve bilgisayar tarafındaki veritabanında fazla yer kaplamaması açısından 6.4 kHz örnekleme frekansına sahip olacak şekilde elde edilmesi hem tercih edilmiştir.

2.2 Sinyal İşleme Modülü

Sinyal işleme modülü içerisinde, güç kalitesi parametrelerinin standartlara uygun bir şekilde belirlenmesi amacı ile çeşitli sinyal işleme algoritmaları yer almaktadır. Sinyal dönüştürme modülünden elde edilen sayısal akım ve gerilim bilgileri, sinyal işleme modülündeki algoritmalara giriş verisi olarak girilmektedir. Şekil 3'de blok şeması verilen sinyal işleme modülü içerisinde; ölçüm noktasına ait akım ve gerilim sinyalinin etkin değeri, şebeke frekans bilgisi, aktif güç, reaktif güç, görünür güç, güç faktörü, harmonik bilgileri ve güç kalitesi bozulmalarının tespiti gibi alt birimler yer almaktadır.

Güç kalitesi standartlarında belirlenen ölçüm aralıklarına göre elde edilen anlık akım ve gerilim değerleri, hafıza birimlerinde depolanmaktadır. Bu hafıza birimleri üzerindeki sinyal bilgileri kullanılarak, gerekli parametrelerin hesaplanması işlemleri gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3. İzleme cihazının sinyal işleme modülüne ait blok şeması.

Sinyal işleme modülü; frekans hesaplama, etkin değer hesaplama, güç hesaplama, harmonik hesaplama ve güç kalitesi bozulma tespit modülü olmak üzere beş alt modüle ayrılmaktadır. Bu modüllere ait genel işlevler şu şekildedir;

Frekas hesaplama alt modülü, ölçüm noktalarındaki gerilimin frekans değerini hesaplayarak bu değerin standartlar çerçevesinde belirlenen değerlerden ne kadar saptığını tespit etmektedir.

Etkin değer hesaplama modülünde ise akım ve gerilim sinyallerine ait etkin değer hesaplaması yapılmaktadır. Ölçüm noktalarına ait anlık gerilim ve akım değerlerinin sayısal olarak gözlemlenmesi ve enerji kalitesinde meydana gelen bozulmaların tespitinde, etkin değer hesaplaması kullanılmaktadır. Güç kalitesi standartlarına göre gerilim ve akım etkin değerinin hesaplanması 10 periyotluk örnekler üzerinden gerçekleştirilmelidir. Bu nedenle, etkin değeri hesaplanacak akım veya gerilim sinyallerinden 10 periyotluk örnekler alınarak bellek üzerine kaydedilmekte ve bu örnekler üzerinden etkin değer hesaplama işlemi gerçekleştirilmektedir.

Güç hesaplamalarına ait alt modül içerisinde, izleme sisteminin bağlı olduğu ölçüm noktasına ait çeşitli güç bileşenleri hesaplanmaktadır. Bu güç bileşenleri; görünür güç, aktif güç ve reaktif güç şeklindedir. Ayrıca, bu modül içerisinde güç faktörü parametresinin hesaplanması da yapılmaktadır. Güç bileşenleri hesaplanırken, standartlara uygun olarak akım ve gerilim sinyal değerlerinin 10'ar periyotluk örnekleri kullanılmaktadır.

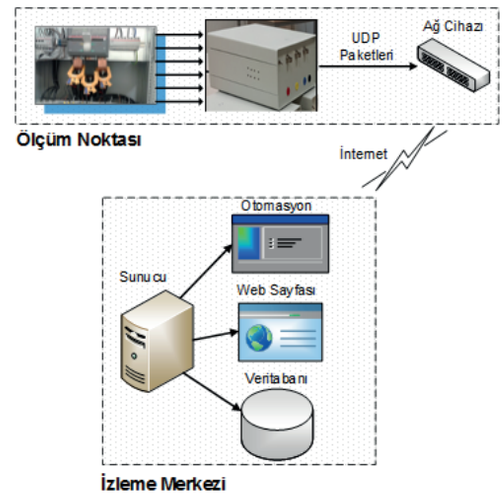
Harmonik hesaplama modülü içerisinde, ölçüm noktalarına ait gerilim ve akım harmoniklerinin sürekli bir şekilde tespit edilmesi sağlanmaktadır. Bu alt modül altında, gerilim ve akım sinyallerine ait 53. dereceye kadar olan harmoniklerin ölçümü gerçekleştirilmektedir. Harmonik ölçümü için Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform-FFT) algoritmasının APKD ortamında uygulaması kullanılmıştır.

Bu alt modül içerisinde, ölçüm noktası üzerinde meydana gelen güç kalitesi bozulmalarının gerçek zamanlı tespiti için RMS tabanlı bir uygulama gerçekleştirilmiştir. VHDL programlama dili kullanılarak oluşturulan tespit algoritması ile güç kalitesi standartlarında belirtilen ölçümler ile enerji kalitesi olayları gerçek zamanlı olarak tespit edilmektedir.

2.3 İzleme Cihazının Haberleşme Yapısı

İzleme cihazının çevrimiçi haberleşme yapısında UDP/IP protokolü kullanan bir alt modül hazırlanmıştır. UDP/IP haberleşme alt modülü, güç kalitesi izleme sisteminin ölçüm noktalarından elde edilen verileri bilgisayar ara yüz programına gönderilmesini sağlayan bölümdür. Güç kalitesi izleme sisteminin, ölçüm noktasından elde ettiği parametreleri izleme merkezine aktarması işlemleri belirlenen bir yerel ağ ya da internet ortamından sağlanmaktadır. Bu amaçla izleme sistemi içerisine, Ethernet ara yüzü ve UDP/IP haberleşme ara yüzü yazılımları gömülmüştür. Bu sayede, izleme sistemi verileri bulunduğu noktadan hiçbir çevre birimine bağlı olmadan, sadece internet ağına açılan bir bağlantı kablosu ile izleme merkezine aktarmaktadır.

Şekil 4'de güç kalitesi izleme sisteminin UDP/IP tabanlı haberleşme yapısını gösteren blok şeması verilmiştir.



Şekil 4. İzleme sisteminin UDP/IP tabanlı haberleşme yapısına ait blok şeması.

Gömülü sistemler için oldukça avantaj sağlayan Ethernet iletişimi, RS232 gibi seri iletişim protokollerinin bilgisayara bağımlılığını ve düşük hızlarda verileri iletme gibi dezavantajlarını ortadan kaldırmaktadır. Ayrıca, uzak bağlantı özelliği ile Ethernet iletişimi cihaza dışarıdan müdahaleyi oldukça kolaylaştırmaktadır.

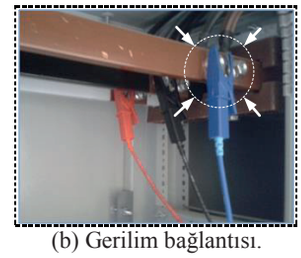
2.4 Ölçüm Noktalarına Bağlantı Yapısı

İzleme cihazı ölçüm noktalarından; üç faz gerilim, üç faz akım ve bir nötr sinyali alacak şekilde monte edilmektedir. İzleme cihazı ölçüm noktalarındaki trafo çıkışına bağlanarak ölçüm işlemlerini gerçekleştirmektedir. Gerilim ölçümünde, kullanımı oldukça kolay olan özel gerilim kıskaçları Şekil 5(b)'de gösterildiği gibi ait oldukları her bir fazın barasına bağlanmaktadır. Akım bağlantısı, Şekil 5 (c)'de gösterildiği gibi iletkenden geçen akımın yönü dikkate alınarak akım klamplarının iletkeni çevreleyecek şekilde bağlanması ile gerçekleştirilmektedir. Çalışmada kullanılan akım klampları, özellikle şebekeye montajının kolay olması ve devreyi kesmeden monte edilebilmesi açısından oldukça kullanışlıdır.

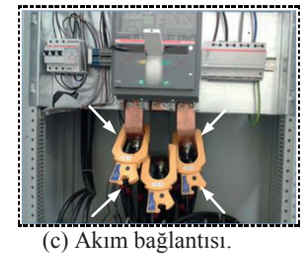
2.5 Saha Uygulaması

İzleme cihazının sahada uygulamasını göstermek için Munzur Üniversitesi Meslek Yüksekokulu trafo merkezi seçilmiştir. Bu ölçüm noktasına yerleştirilen izleme cihazı ile elde edilen gerçek zamanlı elektrik enerji parametreleri UDP/IP haberleşme protokolü ile anlık olarak izleme merkezindeki bilgisayara gönderilmiştir. Şekil 5(a)'da izleme cihazının Munzur Üniversitesi Meslek Yüksekokulu binasındaki trafo merkezine kurulmuş görüntüsü verilmiştir. Ölçüm noktalarından elde edilen parametrelerin görüntülenmesi için grafiksel bir arayüz ortamı hazırlanmıştır. Bu program aracılığıyla ölçüm noktasındaki enerji parametreleri anlık olarak izlenebilmektedir.

(a) İzleme cihazının ölçüm noktasına bağlantı şekli.



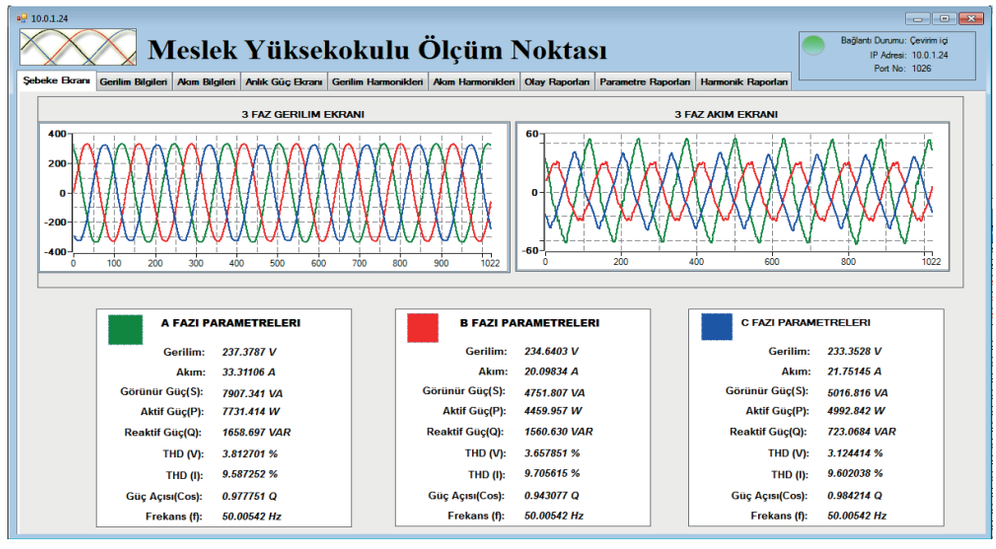
(b) Gerilim bağlantısı.



(c) Akım bağlantısı.

Şekil 5. İzleme sisteminin ölçüm noktalarına bağlantı yapısı.

Şekil 6'da, izleme cihazından anlık olarak elde edilen ölçüm parametrelerinin izleme merkezindeki otomasyon yazılımı ile görüntülenmesine ait bir görüntü verilmiştir.



Şekil 6. Enerji izleme cihazının ölçüm merkezinde elde ettiği parametrelerin otomasyon çevirmiçi ile izlenmesi.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, elektrik enerji kalitesini standartlara uygun ve sürekli bir şekilde izlemek için çevrimiçi çalışabilen yeni bir izleme cihazı geliştirilmiştir. Geliştirilen bu izleme cihazına ait donanımsal ve yazılımsal çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Donanımsal çalışmalar altında yeni nesil bir enerji kalitesi izleme sisteminin tasarımı yapılmıştır. Bu izleme sistemi, ölçüm noktalarına kolayca monte edilerek bu noktalardan enerji kalitesi verilerinin kesintisiz bir şekilde elde edilmesini

sağlamaktadır. Ayrıca, bünyesinde yer alan sinyal işleme algoritmaları ile sinyallere ait analizleri gerçek zamanlı olarak gerçekleştirebilmektedir. Tasarımı yapılan yeni nesil enerji kalitesi sisteminde, son zamanlarda sinyal işleme alanında ön plana çıkan FPGA teknolojisi kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, geliştirilen izleme cihazının elektrik enerji kalitesinin izlenmesine gereksinim duyulan alanlarda kullanılabilecek bir yapıda olduğu görülmektedir.

Teşekkür

Bu çalışmaya temel oluşturan doktora tezi, STZ0320-12 numaralı SANTEZ projesi kapsamında desteklenmiştir. Desteklerinden dolayı Türkiye Cumhuriyeti Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı'na teşekkür ederiz.

4. Kaynaklar

[1] Khadse, C. B., Chaudhari, M. A., Borghate, V. B., "Conjugate gradient back-propagation based artificial neural network for real time power quality assessment", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 82, 197-206, 2016.

[2] Swain S. D., Ray, P. K., Mohanty, K. B., "Improvement of power quality using a robust hybrid series active power filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32, 3490-3498, 2017.

[3] Erişti, H., Yıldırım, Ö., Erişti, B., Demir, Y., "Automatic recognition system of underlying causes of power quality disturbances based on s-transform and extreme learning machine", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 61, 553-562, 2014.

[4] Bubshait, A. S., Mortezaei, A., Simoes, M., Busarello ,T., "Power Quality Enhancement for a Grid Connected Wind Turbine Energy System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017.

[5] Yıldırım, Ö., Erişti, B., Erişti, H., Ünal, S., Erol, Y., Demir, Y., "An Online Electric Power Quality Disturbance Detection System", *51st International Universities Power Engineering Conference UPEC2016*, Portugal, 2016.

[6] Zooba, A.F., Canteli, M.M., Bansal, R., "Power quality: monitoring, analysis and enchancement", *Intech Open Access*, Croatia, 2011.

[7] Won, D.J, Chung, I1.Y., Kim, J.M, Moon, S.I1., Se, J.C., Cho, J.W., "Development of power quality monitoring system with central processing scheme", *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 18, 915-919, 2002.

[8] Qiu, B., and Gooi, H.B., 2000, "Web-based SCADA display systems (WSDS) for access via internet", *IEEE Transactions on Power Systems*, 15(2), 681 – 686, 2000.

[9] Atalık, T., "İnternet üzerinden haberleşen güç kalitesi monitör cihazı donanım tasarımı", *Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 2007.

[10] Akın, S., "Elektrik enerji kalitesi olayları için gömülü sistem uygulamaları", *Yüksek Lisans Tezi, Anadolu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Eskişehir, 2009.

[11] Divan, D., Luckjiff, G., Brumsickle, W., 2002, "I-GridTM: Infrastructure for nationwide real-time power monitoring", *IEEE 37th IAS Annual Meeting*, 3 October 2002, 1740-1745, 2002.

[12] Lee, R. P. K, Lai, L.L, Tse, N., "A web-based multi-channel power quality monitoring system for a large network", *Fifth International Conference Power System Managment and Control*, 17-19 April, 112-117, 2002.

[13] Xu, W., Xu, G., Xi, Z., Zhang, C., "Distributed power quality monitoring system based on ethercat", *China International Conference on Electricity Distribution*, 5-6 Sept, Shanghai, 2012.

Elektrik Dağıtım Şebekelerindeki Hat Kopukluğu Arızasının Yeni Nesil Koruma Röleleriyle Tespit Edilmesi

Determination Of Line Disconnection Fault With New Generation Protection Relays In Electrical Distribution Networks

Yavuz Uyar[1], Yavuz Ateş[1], Ali Rıfat Boynueğri[1]

[1]Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
yavuzuyar34@gmail.com, yates@yildiz.edu.tr, alirifat@yildiz.edu.tr

Özet

Gelişen teknoloji ve artan sanayileşme enerjiye olan bağımlılığı hiç olmadığı kadar arttırmıştır. Kesintisiz enerji, gündelik yaşamın temel unsuru haline gelmiş ve gerçekleşen arızaların elektriksel enstrümantasyonlara, nakil hatlarına, enerji üretim tesislerine hatta enterkonnekte sisteme zarar vermeden ivedi bir şekilde devreden izole edilip çözülmesi hayati önceliklerden biri halini almıştır. Buna bağlı olarak koruma röleleri, doğan ihtiyaçlar ve gelişen teknolojiye paralel şekilde yenilenmekte ve doğru koordinasyonun sağlanması adına yeni koruma metodolojileri geliştirilmektedir.

Bu çalışmada günümüzde sıkça karşılaşılan ve karşılaşıldığında uzun süreli enerji kesintilerine neden olabilen, mesafe rölesi prensibiyle düşünülüp kısa devre arızasıyla karıştırılan hat kopukluğu (açık devre) arızasıyla ilgili yeni bir yaklaşım yapılmıştır. Yeraltı nakil hatları için alınan örnek hat parametreleri yardımıyla devre Matlab Simulink® programı kullanılarak simule edilmiş ve arızanın tespitiyle alakalı çözüm önerileri sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Koruma Röleleri, Kısa Devre, Açık Devre, Dağıtım Şebekesi, Yeraltı İletim Hatları, Röle Koordinasyonu, Akıllı Şebekeler.

Abstract

Developing technology and increasing industrialization have increased the dependency of energy as much as ever. Uninterrupted energy system becomes key element of daily life and faults not to affect the transmission lines, interconnected systems, power plants, electrical instruments; and to isolate from the system has been vital issue recently. Correspondingly,protection relays has been renewed in order to meet the rising needs and improved technologies in parallel; furthermore the new protection methodologies have been developed in order to provide exact coordination.

In this study,today's frequently encountered problem 'open circuit fault' which causes longtime energy interruptions and supposed as distance relay principles but generally be mistaken with short circuit has been approachedwith a current point of view. The circuit was modelled using the Matlab Simulink® Software with the help of sample line parameters taken for unterground lines. At the end of the text new solution advices have presented about fault detection.

Keywords: Protection Relays, Short Circuit, Open Circuit, Distribution Networks, Underground Lines, Relay Coordination, Smart Grid.

1.Giriş

Ülkelerin enerji talepleri; kalkınma, sanayileşme, teknolojinin yaygınlaşması ve nüfus artışına paralel olarak değişmektedir. Ülkelerin ekonomik gelişmelerinin sürdürülebilmesi ve çağdaş yaşam standartlarının sağlanabilmesi için vazgeçilmez bir kaynak niteliğinde olan enerjinin, ucuz ve güvenli olmasının yanı sıra sürekli olması da büyük önem arz etmektedir. Çünkü enerji, üretim faaliyetleri açısından hayati bir yer tuttuğundan ülkelerin uluslararası rekabet gücünü belirleyen en önemli faktörlerden biri olarak görülmektedir. Türkiye'de 2015 yılında 79 ilde birden yaşanan ve bölgelere göre 5.5-9 saat süren elektrik kesintisinin Türkiye İstatistik Kurumu (TÜİK) verilerine göre ülke ekonomisine zararının 750 milyon dolar civarında olduğu tahmin edilmektedir [16].

Güç sistemi bileşenlerinin güvenli bir şekilde çalışması, güç sistemlerinin işletim ve kontrolünde en önemli hususlardan biridir. Güç sistemleri; generatörler, transformatörler, İletim hatları, baralar, gerilim transformatörleri ve akım

Tüm bu bileşenler arasında enerji nakil hatları, arızaların oluşma olasılığının yüksek ve çözüm süresinin uzun olduğu en kritik bileşenlerin başında gelmektedir [14].

Bir enerji iletim hattında; akım, gerilim ve güç gibi çeşitli elektriksel büyüklükler arasındaki bağlantıları belirlemek ve hesaplamak için hat parametreleri olarak adlandırılan büyüklükler kullanılır. İletim hattında yer alan iletkenin her birim uzunluğunun direnci [R] ve endüktansı [L] vardır. Bunun yanı sıra birbirlerine paralel ve araları yalıtılmış olan iletkenlerin kendi aralarında ya da toprakla aralarında bir kapasite [C] ve yalıtkan maddenin büyük olmamasından dolayı hesaplamalarda çoğu zaman ihmal edilecek kadar küçük olan bir kondüktans [G] bulunmaktadır. Bu parametreler hattın bir yerinde toplu olarak bulunmuyor olup, hattın her yerine eşit oranda dağılmıştır [12], [13].

2. Yeraltı Nakil Hattı İçin Sistem Tasarımı

Nakil hatlarının modellemesinde kullanılan R, L, C ve G parametrelerinin değerleri hattın yapılmış olduğu maddenin fiziksel özelliklerine (iletkenlik, dielektrik sabit, manyetik geçirgenlik vb.) , boyutlarına ve yapılış biçimlerine bağlıdır. Aynı zamanda bu değerler çevre koşullarına da bağlılık gösterebilmekte ve değişik koşullarda farklı sonuçlar alınabilmektedir.

İletim hatlarında gerilim düşümüne ve güç kaybına neden olduğu için hat direncin en doğru şekilde hesaplanması gereklidir. İletkende meydana gelen aktif güç kaybının geçen akımın karesine bölünmesiyle hesaplanır.

$$R = \frac{P}{(I)^2} \tag{2.1}$$

$$R = \frac{\rho \; x \; L}{A} \tag{2.2}$$

Üzerinden akım geçen iletkenin çevresinde manyetik alan oluşur. Bu manyetik alan ve akımın zamana bağlı değişimi endüktansı oluşturur. Endüktans aynı zamanda frekansın bir fonksiyonu olmaktadır. Endüktansın belli frekansta gösterdiği dirence ise endüktif reaktans denilmektedir.

$$L = \frac{d\phi}{dt} \tag{2.3}$$

$$X_L = 2 \; x \; \pi \; x \; f \; x \; L \tag{2.4}$$

Enerji nakil hatlarının endüktansı; iletkenin cinsine, örgü şekline ve fazlara ait iletkenlerin birbirlerine göre bağlantı durumlarına bağlı olarak değişir. Üç fazlı çelik-alüminyum iletkenli bir hattın empedansı;

$$L = 4{,}6 x log \frac{GMD}{GMR} x 10^{-4} \quad \text{H/km} \tag{2.5}$$

$$GMD = \sqrt[3]{d_{ab} \; x \; d_{bc} \; x \; d_{ac}} \tag{2.6}$$

Bir iletkenin yükünün potansiyel farka oranına kapasite denilmektedir. Havai enerji nakil hatlarında iletkenler kendi aralarında kondansatör özelliği gösterir. Aynı zamanda iletkenler toprakla da aynı özelliği göstermektedir. İletkenle toprak arasındaki kapasite yeraltı nakil hatlarında da mevcuttur.

$$C = \frac{Q}{V} \tag{2.7}$$

$$X_c = \frac{1}{2 \; x \; \pi \; x \; f \; x \; C} \tag{2.8}$$

$$C = \frac{L}{18 \; x \; 10^9 \; x \; log \frac{GMD}{R}} \tag{2.9}$$

Çok küçük de olsa her yalıtkanın kendine göre bir iletkenliği vardır. Bunun neden olduğu enerji kaybına 'yalıtkanlık kaybı' denir. Buna da kaçak iletkenlik (G) denilmektedir. Bu değer yalıtkanın cinsine, boyutlarına, atmosferik şartlara ve frekansa göre değişmektedir. Kuru hava baz alındığında, iyi tasarlanmış bir iletim hattının kaçak geçirgenliği (1/Ω.km) mertebesindedir. Kablolarda G'nin değeri göz ardı edilebilecek kadar küçüktür. İyi korunmuş kablolarda bu etki çok daha aza iner.

Bu çalışmada yeraltı nakil hatları için örnek kablo parametreleri alınmış ve bu değerler baz alınarak bara empedans matrisleri oluşturulmuştur. Elde edilen bu matrisler yardımıyla iletim hattı modellenmiş ve çeşitli uzunluklara göre baz değerleri alınarak hat simule edilmiştir.

Yeraltı nakil hatları için yapılan modellemede çapı 630 mm^2, siper çapı 35 mm^2 olan bir kablo kullanılmıştır. Bu kabloya dair parametreler tablodaki gibidir.

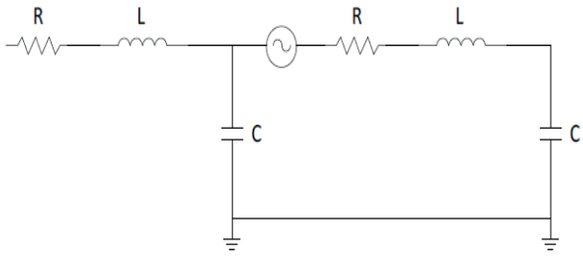
Parametre Adı	Parametre Değeri	Birim
Direnç	0.0283	Ω/km
Endüktans	0.46	mH/km
Kapasitans	0.3	mF/km

Şekil 2.1: Yeraltı Nakil Hattı İçin Hat Parametreleri

Şekil 2.1'de yer alan hat parametreleri kilometre başına baz alınan verilerdir. Verilen değerler yardımıyla iletim hattı simule edilmek istendiğinde, tablodaki değerler toplam hat uzunluğuyla çarpılır ve iletim hattı temsil edilmiş olur.

Sistem planlanırken iletim hattı iki kısımda düşünülmüş ve bu doğrultuda Thevenin eşdeğer devresi oluşturulmuştur. İlk kısım sistemin nominal frekansta çalışmasıdır. Ekipmanlar şebeke frekansı 50 Hz'e göre düşünülmüştür. İkinci kısım ise yüksek frekans bölgesidir. Burada 5V ve 100 kHZ'lik bir gerilim kaynağı aracılığıyla sinyal üretimi sağlanmıştır [1].

Yüksek frekans bölgesinin oluşmasını sağlayan gerilim kaynağı, hattı ortalayacak şekilde konumlandırılmıştır. İletim hattını ikiye ayıran bu kaynak, hattın empedansına bağlı olarak polarite yönüne göre akım akışı sağlayacaktır. İletim hattının toprağa göre kapasitesi düşünüldüğünde, akan akım hat sonuna doğru gelecek ve kapasite üzerinden tekrar hat başına dönecektir. Bu şekilde devre tamamlanacaktır [2].



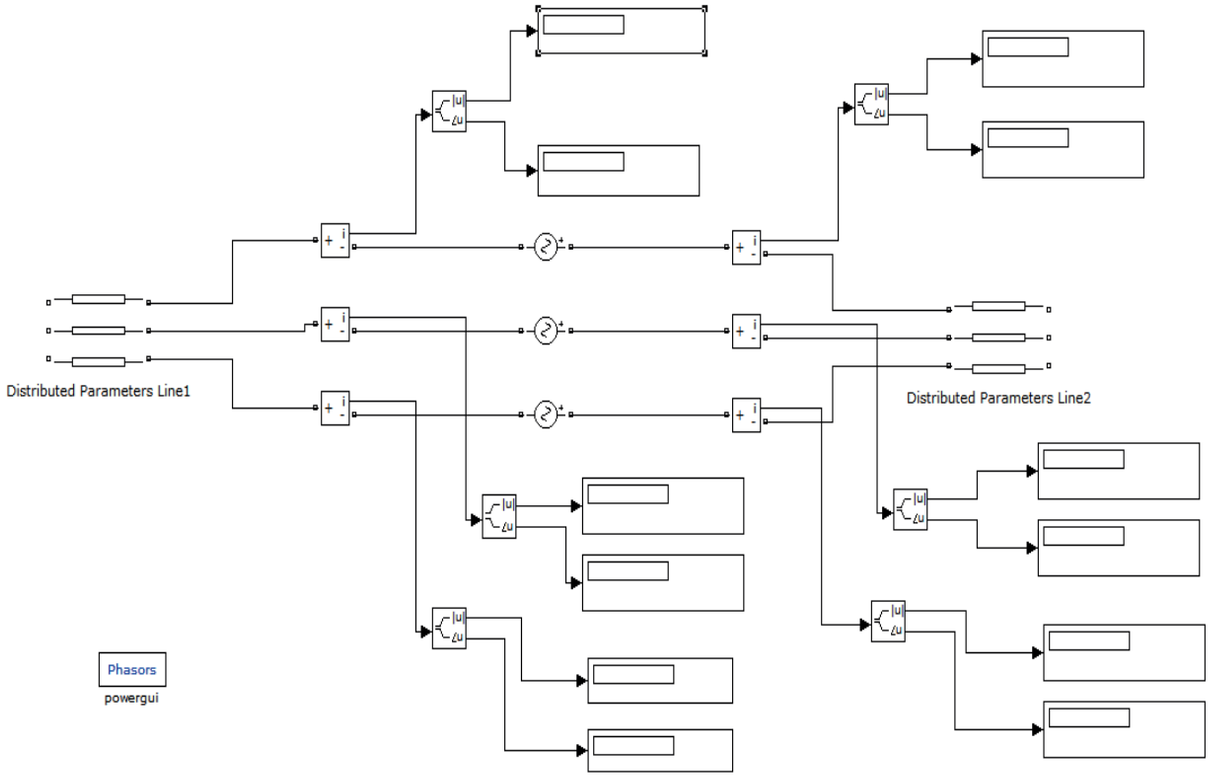
Şekil 2.2: Thevenin Eşdeğer Devresi

Yüksek frekans bölgesinin oluşturulmasındaki amaç, bu frekans altında empedans ölçümü yapılması ve bu ölçümler yardımıyla hatta kopukluk meydana gelip gelmediğinin tespit edilmesidir.

Gerçek uzunluğu bilinen hattın kopukluk olmayan ilk durumuna göre empedans ölçümü yapılmıştır. Daha sonra hat uzunlukları çeşitli değerlere çekilmiş ve bu değerler yardımıyla iletim hattından akan akımlar hesaplanmıştır.

Şekil 2.2'de yer alan Thevenin eşdeğer devresinde görülen R, L ve C parametreleri hattın bir yerinde toplanmamış hattın her yerine eşit oranda dağılmıştır. Bundan dolayı simülasyon yapılırken, iletim hattını temsilen Matlab Simulink kütüphanesinde yer alan 'iletim hattı bloğu' kullanılmış bu blok sayesinde hat parametrelerinin homojen olarak dağılması sağlanmıştır. Ayrıca sistem temsil edilirken şekildeki gibi tek fazlı değil üç fazlı olarak gerçellenmiştir. Bu durumda Şekil 2.1'deki değerler baz alındığında yeraltı iletim hattı için bara empedans matrisi Şekil 2.4'teki gibi olmuştur.

Şekil 2.2'de görülen Thevenin eşdeğer devresi tek fazlı sistem için olan durumu temsil etmektedir. Sistemin 3 fazlı olarak simule edilmiş hali ve bu devreye akım kaynaklarının bağlanmasıyla oluşturulan model Şekil 2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.3: Simülasyon Çalışması Yapılan Devre Modeli

R,L ve C parametreleri için bara empedans matrisi yazılırken, sistem 3 faz düşünüldüğünden 3x3 bir matris oluşturulur. R ve L parametreleri için şebeke elemanları arasında kuplaj olmadığından mütevellit oluşturulan matris diagonal bir matris olur. C parametresi için de matrisin diagonal olması durumu geçerlidir. Ancak kapasitenin 0 olduğu noktada kapasitif reaktans tanımsız olacağından bu diagonallik tam olarak sağlanamamaktadır. Bu durumun çözümü adına, C parametresinin 3x3 matrisi yazılırken 0 yazılması gereken yerler 0'a yakın bir değer ($0{,}1x10^{-9}$) olarak alınmıştır [15].

$$R = \begin{bmatrix} 0.0283 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0283 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0283 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0{,}46x10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0{,}46x10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0{,}46x10^{-3} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0{,}3x10^{-3} & -0{,}1x10^{-9} & -0{,}1x10^{-9} \\ -0{,}1x10^{-9} & 0{,}3x10^{-3} & -0{,}1x10^{-9} \\ -0{,}1x10^{-9} & -0{,}1x10^{-9} & 0{,}3x10^{-3} \end{bmatrix}$$

. *Şekil 2.4:* Bara Empedans Matrisleri

3. Yeraltı Nakil Hattı İçin Simülasyon Sonuçları

Şekil 2.4'te belirtilen bara empedans matrisleri, Matlab Simulink yazılımında hat parametreleri olarak ayarlanmıştır. Ayrıca frekans bilgisi olarak 100 kHz girilmiş ve bu değerlere göre simülasyon yapılmıştır. Simülasyon yapılırken aşağıdaki adımlar takip edilerek sonuçlar alınmıştır.

- Gerilim kaynağı hat ortasında konumlanacak şekilde yerleştirilmiş ve buna göre simülasyon sonuçları alınmıştır.
- Hattın boyutları büyütülmüş ve gerilim kaynağı yine hattı ikiye bölecek şekilde yerleştirilerek sonuçlar alınmıştır.
- Daha sonra farklı hat uzunlukları baz alınarak, gerilim kaynağı hattın farklı bölgelerine yerleştirilmiş ve bu bölgelerde simülasyon sonuçları alınmıştır.
- Son olarak devreye seri olarak bağlanan akım blokları sayesinde akım değerleri alınmıştır. Daha sonra bu akım değerleri hattın belli bölgesinde konumlandırılan gerilim kaynağının potansiyeline bölünerek empedans değerleri ve empedans açılarıyla alakalı sonuçlar elde edilmiştir.

Şekil 2.2'de gösterilen devre modeli baz alınarak, Şekil 2.3'de gösterilen bara empedans matrisleri kullanılarak simülasyon çalışması yapılmıştır. Bu çalışmaların ardından elde edilen sonuçlar Şekil 3.1'de gösterilmiştir.

Gerilim Kaynağından Önceki Uzunluk	Gerilim Kaynağından Sonraki Uzunluk	Ölçülen Akım Değeri	Ölçülen Empedans Değeri
1 km	1 km	2.718∟89.26	1.839∟-89.26
2 km	2 km	6.663∟-84.79	0.750∟84.79
3 km	3 km	0.729∟-83.7	6.853∟83.7
4 km	4 km	1.343∟83.93	3.723∟-83.93
5 km	5 km	25.90∟41.17	0.193∟-41.17
7 km	7 km	0.496∟89.15	10.07∟-89.15
10 km	10 km	0.311∟-41.75	16.05∟41.75
1 km	2 km	9.127∟85.25	0.547∟-85.25
1 km	3 km	1.987∟-81.13	2.516∟81.13
3 km	2 km	1.315∟-83.76	3.802∟83.76
4 km	6 km	11.36∟53.28	0.440∟-53.28
7 km	8 km	0.899∟88.23	5.560∟-88.23
7 km	9 km	1.157∟86.45	4.231∟-86.45
7 km	10 km	0.823∟-2.92	6.072∟2.92
10 km	11 km	0.658∟-33.92	7.597∟33.92
20 km	11 km	13.20∟44.51	0.378∟-44.51
15 km	5 km	1.048∟-83.65	4.770∟83.65
30 km	50 km	1.101∟-33	5.541∟33

Şekil 3.1: Simülasyon Sonuçları

4. Sonuçlar

Yapılan çalışmada, akıllı şebekeler çerçevesinde sürekli yenilenmekte ve geliştirilmekte olan koruma rölelerinde hat kopukluğu arızasının tespit edilebilmesi için yeni bir yöntem ortaya konulmuştur. Bu yöntemde hattın belli yerlerinde konumlandırılan, düşük gerilim yüksek frekans üreten kaynak aracılığıyla, örnek hat parametreleri üzerinden simülasyonlar yapılmış ve bu işlem sonucunda elde edilen akım değerleri aracılığıyla çeşitli kopukluk noktaları oluşturularak empedans değerleri hesaplanmıştır. Bu simülasyonlarda empedans değerlerinin bazı noktalarda endüktif bazı noktalarda da kapasitif özellik gösterdiği tespit edilmiş ve bu durumların karşılaştırılması tabloda ortaya konulmuştur. Ayrıca empedansa ait açının polaritesine göre kopukluğunun konumlandırılan gerilim kaynağından önce ya da sonra olduğuna dair yorumlar yapılmıştır.

Oluşturulan yöntemde kullanılan methodolojiyle birlikte kısa devre arızası gibi algılanıp çözüm üretilmeye çalışılan açık devre arızası, daha net bir şekilde algılanacak ve çözümü adına kopukluk noktası daha doğru bir şekilde tespit edilebilecektir. Ayrıca arıza durumun çözümü sırasında hattın tamamında enerji kesintisine gerek duyulmayacak ve kopukluğun olduğu nokta devreden izole edilerek, hattın sağlam bölümü enerjilendirilmeye devam edilecektir. Bu önerinin arıza noktasının tespit süresini kısaltarak enerji sürekliliğini sağlayacağı ve bu duruma bağlı olarak ortaya çıkacak kayıpları büyük ölçüde azaltacağı tahmin edilmektedir.

Bu çalışmada yapılan araştırmalar yeraltı nakil hatlarına ait olup, havai nakil hatları için yapılan çalışmalar geliştirilerek devam etmektedir. Simülasyon çalışmalarının ardından elde edilen methodoloji ve sonuçlarla birlikte seri üretime dökülebilecek yeterlilikte, işlevsel bir ürün ortaya çıkarılması hedeflenmektedir.

5. Kaynakça

[1] Matthew G. Granger, Yılmaz Sözer, Alexis De Abres Garcia, Robert J. Veillette, Amr Ibrahem, Ali Rıfat Boynueğri, "A Non-Intrusive System for Measuring Underground Power Utility Cable Impedance," 2016.

[2] J.L.Lauletta, Y. Sözer and J. A .D Abreu-Garcia, "A Novel Sensing Device for Underground Cable Condition Assessment," 2015 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC).

[3] Lesek Franek, Ladislav Stastny, Zdenec "Power Line Communication Parameters of Multi Conductor Power Line," 2016 IFAC-Papers Online 212-217.

[4] Shoaib Hussain, A. H. Osman, "Fault Location Scheme for Multi-Terminal Transmission Lines using Unsynchronized Measurements," 2016 Electrical Power and Energy Systems, www.elsevier.com/locate/ijepes.

[5] Ch. Durga Prasad, N. Srinivasu,"Fault Detection in Transmission Lines using Instantaneous Power with ED based Fault Index," 2015 Smart Grid Technologies.

[6] Mrs.Chandarani, Dr. Sutar, Dr. K. S. Verma,A. S. Pandey, S. P. Singh,"Fault Detection in Transmission Lines using Instantaneous Power with ED based fault index," 2015.

[7] Ch. Durga Prasad, N. Srinivasu, "Fault Detection in Transmission Lines using Instantaneous Power with ED based Fault Index," 2015 Smart Grid Technologies.

[8] Apostolos Milioudis, Georgios Andreou, Dimitris Labridis,"High impedance fault detection using power line communication techniques," 2010 www.researchgate.net /publication/ 224199063

[9] Jan Dvorak, Jiri Novak, Petr Kocourek, "Energy efficient network protocol architecture for narrowband power line communication networks," 2014 Computer Networks.

[10] Sohab Mirsaeidi, Dalila Mat Said, Mohammad Vazir Mustafa, Mohammad Hafiz Habibuddin, Kimia Ghaffari, "Fault location and isolation in micro-grids using a digital central protection unit," 2016 Renewable and Sustainable Energy Reviews.

[11] Ariana Amberg, Alex Rangel, Greg Smelich, "Validating Transmission Line Impedances Using Known Event Data," 2012 Schweitzer Engineering Laboratories.

[12] Fernando Calero, "Mutual Impedance in Parallel Lines," 2015 Schweitzer Engineering Laboratories.

[13] Esra Karaer, "Enerji İletim Hattı Parametrelerinin Kestitiminin İncelenmesi, "2005 İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

[14] MEB, "Havai Enerji Hatları," 2011

[15] Erdin Gökalp, "Üç ve Çok Fazlı Enerji Sistemlerinde Simetrili Bileşen Yöntemi ve Faz Koordinatları Yöntemi ile Arıza Analizi," 1994 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

[16] Etimenkul Kıymetler AŞ, Enerji Sektörü Raporu.

Arabadan Şebekeye Aktarım Tahmin Yöntemi Kullanılarak Rüzgar Enerjisi Entegrasyonu Etkinliğinin Artırılması

Increasing Efficiency of Wind Power Integration using Vehicle to Grid Estimation Method

Ulaş Baran Baloğlu[1], Özal Yıldırım[1], Yakup Demir[2]

[1]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Munzur Üniversitesi
ulasbaloglu@gmail.com, yildirimozal@hotmail.com

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi
ydemir@firat.edu.tr

Özet

Sürekli artmakta olan enerji talebi, beraberinde arz sıkıntısı riskini doğurmaktadır. Rüzgar enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynakları, arz miktarını artırmak için çevre dostu çözümlerdir. Ancak, mevsimsel koşullara bağlı olarak üretimde dalgalanmalara neden olabilirler. Daha verimli bir üretim sağlamak için bir şebekenin, arabadan şebekeye aktarımla (V2G) elde edilen kapasiteyi ve yenilenebilir kaynaklar gibi çeşitli kaynaklarla yapılan üretimi tahmin etmesi gerekir. Bu çalışmada, rüzgar enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonunda V2G kullanılarak sistemin etkinliğinin arttırabileceği gösterilmiştir. V2G, bir şebekenin sadece enerji üretim profilini arttırmakla kalmaz aynı zamanda üretimin daha dengeli olmasına da yardımcı olur. Her ne kadar V2G ile sağlanan kapasite miktarı katılım olasılığı gibi bazı belirsizlikler içerse de karmaşık matematiksel yöntemlerle modellemeleri yapılabilir.
Anahtar kelimeler: Yenilenebilir Enerji, Akıllı Şebekeler, Arabadan Şebekeye Aktarım (V2G), Rüzgar Entegrasyonu.

Abstract

Energy demand is continuously increasing and there is a risk of the shortage of supply. Alternative energy resources such as wind energy are environmental friendly solutions to increase supply amount but they may cause fluctuations. In order to efficiently provide its service, a grid needs to estimate electricity generation of various sources such as vehicle to grid (V2G) and renewables. This study shows that V2G can increase efficiency of renewable energy integration such as wind energy. V2G not only increases amount of grid's power generation but also balances the production to reduce fluctuations. Although the capacity of V2G production has some nondeterministic properties such as probability of participation, it is still possible to model these systems with complex mathematical methods.
Keywords: Renewable Energy, Smart Grid, Vehicle to Grid (V2G), Wind Integration.

1. Giriş

Rüzgar enerjisi, son yıllarda popülaritesi artan yenilenebilir enerji kaynaklarından birisidir. Nükleer enerjiyle ilgili güvenlik kaygıları, akıllı şebekelerde yaşanan hızlı gelişmeler ve fosil tabanlı üretimin çevresel zararları nedeniyle, rüzgar enerjisi alanında çok sayıda araştırma yapılmaktadır. Akıllı şebekeler geleneksel şebekeleri gelişmiş sensörler, akıllı ölçüm cihazları ve yeni kontrol teknolojileri ile donatacaktır. Akıllı şebeke kavramı, geleneksel şebekenin iyileştirilmesi olarak düşünülebilir. Gerçekte, bu gelişim mevcut altyapıyı yüksek teknolojiye sahip bir altyapıya dönüştürür. Bu dönüşüm, yenilenebilir enerji kaynaklarının şebekeye entegrasyonuna daha fazla önem vermelidir. Geleceğin elektrik şebekeleri sadece yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonunu başarmakla yetinmemeli, elektrikli araba (EA) bataryaları gibi her türlü enerji kaynağını kullanma becerisine de sahip olmalıdır.

Rüzgar enerjisinin, akıllı şebekeye entegrasyonu zor bir işlemdir. Karşılaşılan en büyük zorluk, mevsimsel hava şartlarından kaynaklı üretimdeki değişimlerdir. Rüzgar enerjisi kaynaklı üretimde dalgalanma olduğu zaman, şebeke içerisinde de üretim farklılıkları gözlemlenir. Bu durum şebeke operatörleri tarafından ciddiye alınması gereken önemli bir sorundur. Yenilenebilir enerji kaynaklarını barındıran hibrit sistemler; geleneksel jeneratörler, depolama yapıları ve diğer yardımcı kaynaklardan oluşur [1]. Karşılaşılan zorluklara rağmen bu sistemlerin en büyük avantajı, tek bir kaynağa bağlı sistemlerden daha iyi performans göstermeleri ve olası bazı dezavantajları ortadan kaldırabilmeleridir. Ek olarak, maliyet ve sistem güvenilirliği açısından iyileştirmelere daha açıktırlar.

Arabadan şebekeye aktarım (V2G) enerji depolamak maksadıyla EA bataryalarını kullanma yöntemine verilen isimdir. Bu yöntem, yenilenebilir enerji kaynaklarının bulunduğu bir enerji sisteminin parçası olabilir. Trafiğe çıkan EA sayısı her geçen gün artmaktadır. EA motorlarının toplam satış hacminin 7 yılda yaklaşık bir milyar dolardan üç milyar dolara yükselmesi beklenmektedir [2]. Bazı araştırmacılara göre, arabalar genel olarak bir günün %90'lık zaman dilimini

park halinde bekleyerek geçirmektedir [3]. EA'ların zaman içerisinde yaygınlaşması park halinde beklemekte olan EA sayısını da doğal olarak arttıracaktır. Bu durum, EA'ları dağıtık bir enerji depolama birimi olarak kullanma düşüncesini kuvvetlendirir.

Yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonunda, EA'ların dağıtık bir enerji kaynağı olarak kullanılmasının faydaları olması beklenen bir durumdur. Buradaki temel sorun, her üretim yapısının zayıf yönleri sonucu ortaya çıkar. V2G yapısı, stokastik niteliği ve bataryaya bağlı çeşitli koşullar nedeniyle her zaman aynı istikrarlı miktarda bir tedarik sağlayamaz. Rüzgar türbinleri ve güneş panellerinin de benzer sorunları olduğu bilinmektedir [4]. Akıllı şebekeler alanındaki son gelişmeler, yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu için yeni çözümlerin kurgulanmasını kolaylaştırır. Literatürde, şebekeye rüzgar enerjisinin entegrasyonu için kullanılan üç önemli yaklaşım bulunur. Bu yaklaşımlar; uzman sistemler, yumuşak hesaplama ve matematiksel teknikler üzerine kurulu metodolojilerdir. Yapılan bir çalışmada, rüzgar enerjisi tahmin hatalarını azaltmak için çok-amaçlı bir parçacık sürü optimizasyonu yöntemi önerilmiş [5] ve bir başka çalışmada ise rüzgar enerjisi entegrasyonunun güvenilirliğini arttırmak için matematiksel yöntemlere bağlı bir optimizasyon kullanılmıştır [6].

Rüzgar enerjisi tahmin mekanizmalarındaki küçük çaplı iyileştirmelerle uğraşmak yerine, bazı araştırmacılar dalgalanma probleminin çözümünde enerji depolama sistemlerinin kullanımını incelemiştir. Chowdhury ve diğerleri rüzgar enerjisi entegrasyonunda kullanılacak farklı batarya tiplerini analiz etmiştir [7]. Bir başka çalışmada ise Droege ve Bocklisch hibrit enerji depolama sistemleri için farklı enerji depolama teknolojilerini araştırmışlardır [8]. Bu teknolojiler henüz olgunlaşmamıştır ve günümüzde kullanılmaları maliyetlidir. Artan miktardaki rüzgar enerjisi entegrasyonu kimi araştırmacıları rüzgar enerjisinin belirsizliğini göz önüne alan yeni hesaplama araçları ve metrikler geliştirmeye itmiştir [9]. Araştırmacıların bir kısmı yenilenebilir enerji kaynakları için olası bir enerji depolama alanı olması planlanan V2G yapılarına odaklanmıştır. Perera ve Wijesiri, V2G bulunan hibrit enerji sistemlerini modellemek için bir hesaplama aracı önermiştir [10]. Han vd. rüzgar enerjisinin yüksek miktarlarda entegrasyonu için V2G yapısını incelemiştir [11]. Hassan ve diğerleri ise V2G yapısını esnek bir enerji depolama mekanizması olacak şekilde tasarlamıştır [12].

Literatürde bulunan çalışmaların önemli bir kısmı sadece kestirim mekanizmalarının geliştirilmesine odaklanmıştır. Çalışmaların çoğunda şebekede yenilenebilir enerji kaynaklarının daha baskın olduğu bir senaryo için şebekenin davranışı incelenmemiştir. Bu çalışmanın amacı, akıllı bir kontrol mekanizması olarak V2G yapısını kullanarak rüzgar enerjisinin şebekeye entegrasyonunu, bu kaynağın baskın olduğu bir durumda incelemek ve V2G yapısı kullanarak bu entegrasyonun verimliliğini arttırmayı sağlamaktır.

2. Enerji Yönetim Sistemi

Bir enerji yönetim sistemini üç ana bölümden oluşacak biçimde kurgulayabiliriz. Bu bölümler; yenilenebilir enerji kaynakları, depolama birimleri ve tüketimdir. Şekil 1'de örnek bir enerji yönetim sistemi modeli gösterilmektedir. Bu modelde, yenilenebilir enerji kaynağı olarak sadece rüzgar enerjisi kullanılmıştır. V2G yapısı ise depolama amacıyla sistemde bulunmaktadır. V2G yapısı içerisinde şarj altyapısını optimize etmek için akıllı kontrol mekanizmalarına sahip olan bir zamanlayıcı bulunması gerekir. Bu zamanlayıcı, enerji yönetim sisteminden sistem parametrelerini alır ve EA'ların bu yapıya katılımlarını belirler. V2G yapısı hem şebekenin ihtiyacına göre enerji talebinde bulunabilir hem de enerji tüketir. Enerji yönetimi sisteminin, V2G'nin bu davranışını kontrol edebilen bir yapıda olması gerekir. Sistem içerisinde yardımcı kaynak olarak fosil yakıtlı çözümlerde kullanılabilirdi. Fakat, bu tür çözümlerin çevreye olan zararlarından dolayı kullanılmaları tercih edilmemiştir.

Rüzgar türbinlerinde, rüzgar enerjisi elektrik enerjisine dönüştürülerek bir üretim gerçekleştirilir. Rüzgar enerjisini modellemek için Eşitlik (1) ve (2) de gösterilen Weibull olasılık dağılımı [13, 14] kullanılır.

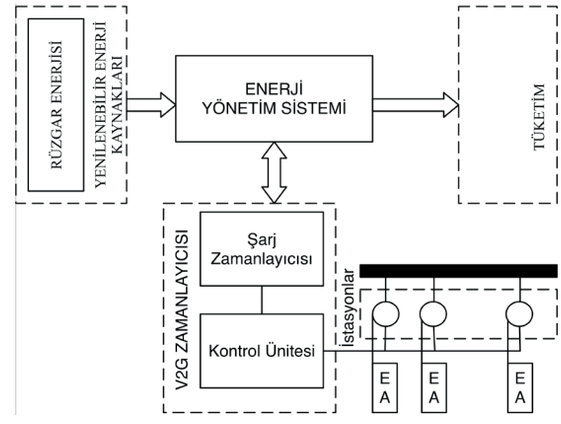
$$f(v;k,\lambda)=\left(\frac{k}{\lambda}\right)\left(\frac{v}{\lambda}\right)^{k-1}e^{-\left(\frac{v}{\lambda}\right)^{k}},\quad 0\le v\le\infty \tag{1}$$

$$P_W=\begin{cases}0, & v\le v_{ci}, v\ge v_{co}\\ \frac{v-v_{ci}}{v_R-v_{ci}}P_{WR}, & v_{ci}\le v\le v_R\\ P_{WR}, & v_R\le v\le v_{co}\end{cases} \tag{2}$$

Burada, rüzgar hızı v ile, türbinin devreye girdiği rüzgar hızı v_{ci} ile, türbinini devreden çıktığı rüzgar hızı v_{co} ile, referans rüzgar türbini anma gücü v_R ile gösterilir. k pürüzlülük katsayısını ve son olarak λ ise ölçekleme katsayısını gösterir.

EA'ların V2G'ye katılımları araç sahiplerinin katılım isteklerine bağlıdır ve stokastik olarak modellenebilir. Literatürde farklı yöntemler kullanılarak V2G güç kapasitesi tahmin edilmeye çalışılmıştır [15-16]. EA'ların toplu olarak şebekeye sağladıkları ek kapasite miktarını hesaplamak için ulaşılabilir güç kapasitesi yöntemi [16] kullanılabilir. Araba sayısı arttıkça katılım olasılıklarının hesaplanması üssel olarak artar. Bu nedenle araçların katılım olasılıkları gruplandırılarak işlem sadeleştirilir. Eğer m adet EA'dan n adeti eşit bir p katılım olasılık değeri ile V2G'ye katılsaydı, katılım bir binom dağılımı olarak Eşitlik (3) deki gibi ifade edilebilirdi.

$$\mathrm{P_K(n)}=\binom{\mathrm{m}}{\mathrm{n}}\mathrm{p^n(1-p)^{m-n}} \tag{3}$$



Şekil 1: Enerji yönetim sistemi.

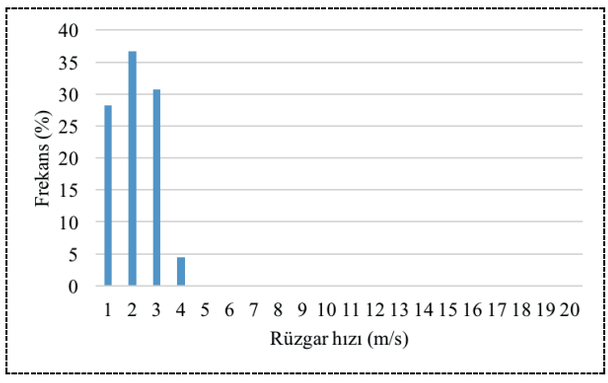
Gerçek hayatta bütün arabaların birbirleriyle aynı değerde bir katılım olasılık değerine sahip olmaları mümkün değildir. Bu nedenle, arabalar çeşitli olasılık değerleri altında gruplandırılır. Tablo 1'de EA katılımı olasılık değerleri için gruplandırma tablosu verilmiştir. Tablodaki hücre değerleri belirli bir zaman dilimine düşen gruplandırılmış araba sayısını ifade etmek için kullanılır. Bir satırdaki hücre değerleri ortalama olasılık değerleri ve araba bataryalarının güç kapasiteleri ile çarpılarak o zaman dilimi için toplam güç kapasitesi hesaplanır. Tablodaki satır toplamları, toplam araba sayısına eşit ya da küçük bir değeri ifade eder. Tablodaki gruplandırmalar yapılırken, arabaların batarya doluluk durumları ya da V2G katılım olasılıkları dikkate alınırsa daha gerçeğe yakın bir veri elde edilebilir. Bunun yanı sıra araba sahiplerinin, V2G katılımı için olan motivasyonları da olasılık değerlerini etkiler. Ulaşımın bir EA'nın öncelikli kullanım amacı olduğunu ve araba sahiplerinin V2G sistemine katılmaya zorlanamadıklarını göz önünde bulundurmak gerekir. Bu durum, V2G katılımını akıllıca ve etkin bir şekilde yöneten sistemlere ihtiyaç duyulmasına neden olur.

Tablo 1: EA katılımı olasılık değerleri için gruplandırma tablosu.

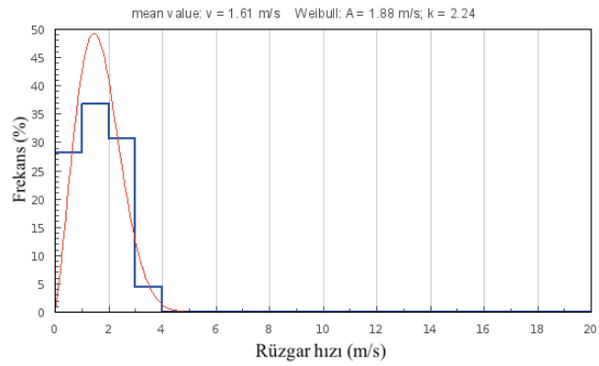
	V2G Katılım Olasılıkları					
Zaman Dilimi	0.0-0.1	0.1-0.2	…	0.5-0.6	…	0.9-1.0
00:00-01:00	A_{10}	A_{12}	…	A_{15}	…	A_{19}
01:00-02:00	A_{20}	A_{21}	…	A_{25}	…	A_{29}
…	…	…	…	…	…	…
13:00-14:00	A_{140}	A_{141}	…	A_{145}	…	A_{149}
14:00-15:00	A_{150}	A_{151}	…	A_{155}	…	A_{159}
…	…	…	…	…	…	…
23:00-00:00	A_{240}	A_{241}	…	A_{245}	…	A_{249}

3. Benzetim Çalışması

Benzetim çalışmasında tasarlanan örnek şebekede sadece rüzgar enerjisi ile üretim yapılması tasarlanmıştır. Rüzgar enerjisi verileri Amerika Birleşik Devletlerinde bulunan bir rüzgar ölçüm istasyonunda 2017 Nisan ayı içerisinde kaydedilmiştir. Şekil 2'de gözlemlenen rüzgar hızına ait frekans grafiği verilmiştir. Bu veri kullanılarak elde edilen Weibull dağılımı Şekil 3'de verilmiştir.



Şekil 2: Rüzgar verisi için rüzgar hızı frekans değerleri.

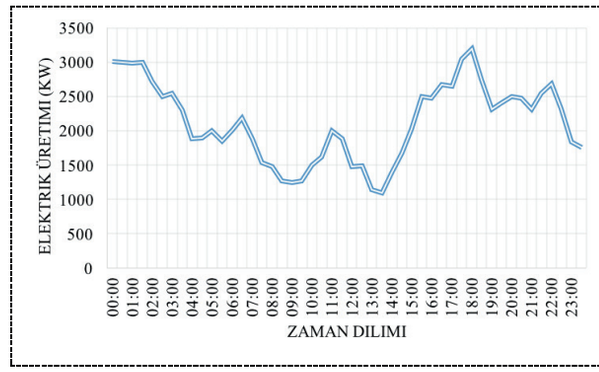


Şekil 3: Rüzgar verisi için Weibull dağılımı.

Rüzgar hızındaki düzensizliğe bağlı olarak yapılacak üretim gün içerisinde farklı zaman dilimlerinde değişen miktarlarda olacaktır. Güneş enerjisi de buna benzer bir davranış sergiler. Bir şebeke doğal olarak bu tarz bir üretimle sağlıklı bir işleyiş gerçekleştiremez. Tablo 2'de sistemde bulunan rüzgar enerjisi üretiminden ve V2G'den elde edilen güç kapasite değerleri sunulmuştur. Şekil 4'de rüzgar türbinleri kullanılarak yapılan bir günlük üretimin grafiği verilmiştir.

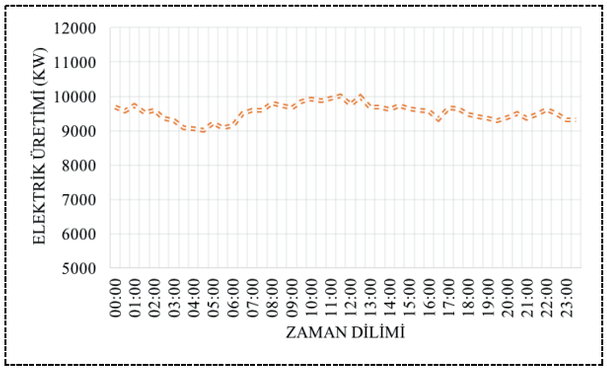
Tablo 2: Kaynaklar ve güç kapasiteleri.

Kaynak Tipi	**Adet**	**Toplam Güç (kW)**
EA	1000	12000
Alstrom ECO122 Rüzgar Türbini	20	3500



Şekil 4: Rüzgar türbinlerinin bir günlük üretim profili.

Enerji yönetim sistemi V2G'nin katılımını kontrol etmek gibi önemli bir göreve sahiptir. V2G, yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen üretimin az olduğu durumlarda devreye girdiği için bu yapının akıllı bir biçimde yönetilmesi gerekir. Şekil 5'de görüleceği üzere sisteme V2G'nin katılması dağılımdaki vadi ve tepeleri ortadan kaldırma konusunda başarılı bir davranış sergiler. Örnek sistem sadece yenilenebilir enerji kaynaklarına bağımlıdır ve bu yüzden üretim açısından stabil bir davranış sergilememektedir. V2G yapısının özellikle bu tarz enerji sistemlerinde kullanılmasında fayda bulunur.



Şekil 5: V2G kullanıldığı durumda bir günlük üretim profili.

4. Sonuçlar

Yenilenebilir enerji kaynakları, mevsimsel faktörlere bağlı olarak değişen bir üretim gerçekleştirirler. V2G yapısı değişen üretiminin dengelenmesi için önemli bir mekanizma meydana getirebilir. EA bataryalarını birleştirilmiş bir yapı olarak kullanmak, enerji depolamak ve tedarik etmek için iyi bir platform teşkil eder. Yenilenebilir enerji kaynaklarının V2G ile birlikte kullanılması, bu güç kaynağı ortamını daha istikrarlı ve daha dayanıklı bir hale getirebilir. Yapılan bu makale çalışmasında, rüzgar enerjisi kullanılarak gerçekleştirilen bir üretimde sürekliliğin sağlanması amacıyla V2G yapısının kullanılması analiz edilmiştir. Rüzgar enerjisi kullanılarak gerçekleştirilen üretim Weibull olasılık dağılımı ile modellenebilirken; V2G hesaplamaları için çok daha karmaşık matematiksel modellemelerin yapılması gerekir. Bu amaç doğrultusunda yapılan çalışmada ulaşılabilir güç kapasitesi yöntemi incelenmiştir. V2G'nin üretim kapasitesinin tahmin edilmesi, bu yapıyı etkin bir biçimde kullanmak açısından önemlidir.

V2G, üzerinde çok miktarda teorik çalışmanın yapıldığı yeni bir yöntemdir. Talep yönetimi sistemlerinde ya da üretim maliyetlerini dengelemek amacıyla gerçekleştirilen farklı akıllı şebeke uygulamalarında kullanılması düşünülmektedir. V2G, hem üretimi dengelemek hem de tepe-yükleri indirgemek gibi bir çok soruna çevre dostu ve ekonomik bir çözüm adayı olabilir. Bu makalede gerçekleştirilen benzetim çalışması, rüzgar enerjisine bağımlı bir şebekede V2G kullanımının faydalarını göstermektedir. Yenilenebilir enerji kaynakları kullanan sistemlerdeki en büyük dezavantaj tahmine bağımlılıktan kaynaklı güvenilirlik problemidir. Bu sorunu giderebilmek için önemli bir potansiyele sahip olan V2G ile ilgili temel problem, sisteme olan katılımın arttırılmasıdır. Bunun için teşvik temelli yöntemlerden faydalanılabilir.

5. Kaynaklar

[1] Nehrir, M. H., et al., "A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: configurations, control, and applications," *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, 2(4), pp. 392-403, October 2011.

[2] Chen, J., Zhang, Y., Su, W., "An anonymous authentication scheme for plug-in electric vehicles joining to charging/discharging station in vehicle-to-grid (V2G) networks", *China Communications*, 12(3), pp. 9-19, 2015.

[3] Kempton, W., Tomic, J., "Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy", *J. Power Sources*, 144(1), pp. 280-294, 2005.

[4] Peihong, Y., Wenying, L., Yili, W., "A survey on problems in smart grid with large capacity wind farm interconnected", *Energy Procedia*, 17, pp. 776-782, 2012.

[5] Sortomme, E., Al-Awami, A. T., El-Sharkawi, M. A., "Multi-objective optimization for wind energy integration," *IEEE PES T&D 2010*, New Orleans, LA, USA, pp. 1-6, April 2010.

[6] Ren, H., Chen, Y., Teng, W., and Watts, D., "Reliability enhancement of the system with large amount of wind power integration", *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, CA, pp. 1-6, July 2011.

[7] Chowdhury, M. M., Haque, M. E., Aktarujjaman, M., Negnevitsky, M., and Gargoom, A., "Grid integration impacts and energy storage systems for wind energy applications — A review", *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, CA, pp. 1-8, October 2011.

[8] Droege, P., and Bocklisch, T., "Hybrid Energy Storage Systems for Renewable Energy Applications", *Energy Procedia*, 73, pp. 103-111, 2015.

[9] Holttinen, H., O'Malley, M., Milligan, M., and Smith, J. C., "Recommended practices for wind integration studies", *2014 IEEE PES General Meeting Conference & Exposition*, National Harbor, MD, pp. 1-5, July 2014.

[10] Perera, A. T. D. and Wijesiri, A., "Designing smart hybrid renewable energy systems with V2G", *7th International Conference on Information and Automation for Sustainability*, Colombo, pp. 1-5, December 2014.

[11] Han, S., Han, S., and Sezaki, K., "A new reliability evaluation under high penetration of wind power with V2G support", *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, CA, pp. 1-8, November 2012.

[12] Hassan, A. S., Marmaras, C. E., Xydas, E. S., Cipcigan, L. M., and Jenkins, N., "Integration of wind power using V2G as a flexible storage", *IET Conference on Power in Unity: a Whole System Approach*, London, pp. 1-5, October 2013.

[13] Jikeng, L., Xudong, W., and Ling, Q., "Reliability evaluation for the distribution system with distributed generation", *Euro. Trans. Electr. Power*, 21, pp. 895–909, September 2010.

[14] Karki, R., Hu, P., and Billinton, R., "A simplified wind power generation model for reliability evaluation", *IEEE Trans. on Energy Conv.*, 21(2), pp. 533-540, June 2006.

[15] Kumar, K. N., Sivaneasan, B., Cheah, P. H., So, P. L., Wang, D. Z. W., "V2G Capacity Estimation Using Dynamic EV Scheduling", *IEEE Trans. on Smart Grid*, 5(2), pp. 1051-1060, March 2014.

[16] Han, S., Han, S., and Sezaki, K., "Estimation of Achievable Power Capacity From Plug-in Electric Vehicles for V2G Frequency Regulation: Case Studies for Market Participation", *IEEE Trans. on Smart Grid*, 2(4), pp. 632-641, December 2011.

Raylı Sistemlerde Orta Gerilim Elektrifikasyon Sisteminin Modellenmesi ve Besleme Senaryolarının Belirlenmesi

Spesification of Medium Voltage Electrification Systems Modelling and Feeding Scenarios in Railway Systems

Furkan Karakuş[1], Recep Yumurtacı[2]

[1]İstanbul Büyükşehir Belediyesi Metro İstanbul AŞ
furkankarakus@yandex.com

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

Özet

Şehirler arası ve kent içi toplu taşımada cer gücü beslemeli raylı sistemlerin kullanımı yüksek verimli, hızlı ve etkin ulaşım olanağı sağlamasından dolayı hızlı bir şekilde artmaktadır. Mevcut ve yapılması planlanan raylı sistem hatlarının enterkonnekte altyapıya olan etkilerinin incelenmesi ve raylı sistem elektrifikasyon koruma sistemlerinin geliştirilmesi gibi elektriksel etüd çalışmalarının yapılabilmesi için simülasyon programlarının önemi her geçen gün artış göstermektedir . Raylı sistemlerde bulunan spesifik elektriksel ekipmanlar ve dinamik yük profilinden dolayı raylı sistem elektrifikasyon modelleme çalışmaları geleneksel elektrik dağıtım sistemi modelleme çalışmalarına göre farklılık arz etmektedir. Bu çalışmada raylı sistemler elektrifikasyon sistemleri hakkında bilgiler verilerek cer gücü beslemeli raylı sistemlerin ETAP programında modellenmesi sırasında izlenen metodoloji anlatılmış ve işletmede olan bir raylı sistem hattının orta gerilim elektrifikasyon sisteminin ETAP programında modellenmesi yapılarak besleme senaryolarının analizi yapılmıştır.

Raylı sistemlerin kent içi toplu taşıma sistemleri içinde artan önemine paralel olarak enerji sürekliliğinin sağlanması ve enerji optimizasyon kavramları raylı sistem işletmeci firmaları için önemli bir konu haline gelmiştir. [1] *Bu çalışmada oluşturulan model ile TEİAŞ 154 /34,5 Kv indirici merkezlerinin kaybedilmesi durumunda kalan indirici merkezden tüm hattın enerji temini simule edilerek sonuçların analizi ayrıca yapılmıştır.*

Anahtar kelimeler: Raylı Sistemler,Yük Akış Analizi ,Modelleme , Simulasyon , ETAP , Akıllı Şebekeler

Abstract

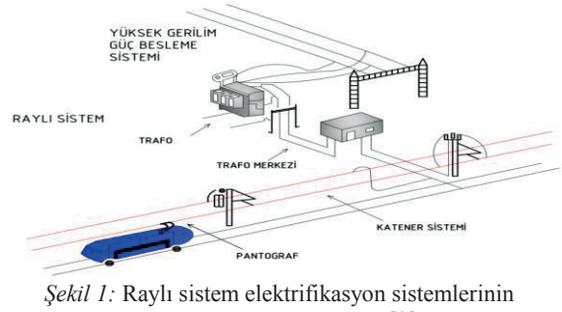
Use of traction power supplied railway systems is rapidly increasing as it provides highly efficient, fast and effective transportation in intercity and urban transportation. Day by day importance of simulation programs are increasing to be able to make electrical studies such as investigation of effects of currently existent and planned to be constructed railway system lines to interconnected infrastructure and development of railway system electrification protection. Studies of electrification modeling of railway systems differ from conventional electric disruption systems modeling studies as involvement of specific electrical equipment and dynamic power profile. In this study, methodology that followed while modeling of traction power supplied railway systems with ETAP program is explained while giving information about electrification of railway systems. Analysis of supply scenarios are made while making modeling of mid-voltage electrification system located in example railway system supply area in ETAP program.

Parallel to importance of railway systems in urban transportation, concepts of energy sustainability and energy optimization has been important topic for operator companies. In this study, supply of whole line with the rest of step-down transformer stations in situation of lost one or few of TEİAŞ 154 /34,5 Kv step-down transformer stations is simulated with the developed model and results are analysed .

Key Words: Rail Systems ,Load Flow Analyses , Modelling , Simulation , ETAP , Smart Grid

1. Giriş

Kent içi raylı toplu taşıma elektrifikasyon sistemleri orta gerilim seviyesinden alınan enerjiyi trafo merkezlerinde indirip doğrultucu ile doğrultarak çeşitli değerlerde bulunan DC volt seviyesinde katener veya 3. ray vasıtası ile hareket halindeki trene ulaştırır. AC akım ile çalışan sistemlerde doğrultucu gurubuna gerek duyulmadan belirlenen AC gerilim değerlerine indirilerek cer gücü enerjisi temini sağlanır [2]



Şekil 1: Raylı sistem elektrifikasyon sistemlerinin basitleştirilmiş diyagramı [3]

Raylı sistem elektrifikasyon sistemlerinin basitleştirilmiş diyagramı Şekil 1'de gösterilmiştir. Dünya genelinde tren gerilim seviyeleri belirli değerler aralığında çalışmakta olup bu değerler EN 50163 standardında tanımlanmıştır. [4] İlgili değerler Tablo 1'de gösterilmiştir.

Tablo 1 : EN 50163'e göre elektrikli demiryollarında gerilim seviyeleri [5]

	Un	Umin2	Umin1	Umax1	Umax2	Umax3
DC 600 V	600	-	400	720	770	1015
DC 750 V	750	-	500	900	950	1269
DC 1,5 kV	1500	-	1000	1800	1950	2538
DC 3,0 kV	3000	-	2000	3600	3900	5075
AC 15kV 16,7 Hz	15000	11000	12000	17250	18000	24311
AC 25kV 50 Hz	25000	17500	19000	27500	29000	38746

Elektrifikasyon sistemi cer gücünü tedarik eden trafo merkezleri, katener sistemleri ve araçlardan oluşmaktadır. Trafo merkezi güç talebi tren anma gücüne, yüküne, tren sefer sıklığına, bu merkezden beslenen ray sayısına vs. gibi faktörlere bağlı olarak değişmektedir. Raylı sistemlerde trafo merkezleri dizayn edilmeden önce DC simülasyon yapılarak trafo merkezi konumları belirlenir. DC simülasyon yapım aşamasında kötü durum senaryosu olarak hatta göre bir trafo merkezinde bulunan cer trafolarından birisinin kaybedilmesi yada komşu bir veya iki trafo merkezinin tamamının kayıp edilmesi durumları belirlenerek trafo merkezi dizaynı yapılmaktadır. [6] Kesintisiz enerji sürekliliğini sağlamak amacıyla yapılan bu yedeklemeler yüksek oranda enerji sarfiyatına neden olmaktadır. İşletme şartları altında sıcak yedekli olarak çalışan cer trafoları yedekli çalışma durumundan dolayı % 33 oranında daha fazla enerji tüketmektedir. [7] Raylı sistemlerde kesintisiz enerji sürekliliğini sağlayarak arızalardan etkilenmeyen konforlu bir işletme sunmak için yedekleme yaparak önlem alınması zorunlu bir durumdur. Fakat işletme güvenliği ve enerji verimliliği arasında optimum dengeyi sağlamak önem arz etmektedir. Optimum besleme senaryolarının belirlenmesi ve enerji sarfiyatının minumum seviyede tutulması için simülasyon programlarını efektif olarak kullanmak gerekmektedir.

2. M1A - M1B LRT HATTI

M1A Yenikapı - Atatürk Havalimanı ve M1B Yenikapı - Kirazlı hafif raylı sistem hattı 1989 yılında hizmete açılan Türkiye'nin ilk hafif raylı sistem metro hattıdır. Zaman içerisinde yeni açılan istasyonlar , değişen ekipman ve eklenen enerji besleme noktaları ile birlikte sistemin elektriksel parametreleri büyük oranda değişmiştir. TEİAŞ indirici merkezlerinde son yıllarda meydana gelen enerji kesintileri ile birlikte besleme noktalarının kaybedilmesi durumunda kalan besleme noktalarından hattın beslenmesi durumunda elektrifikasyon sisteminin altyapı yeterliliğinin bilinmesi enerji sürekliliği açısından önem arz etmektedir. Bu sebeplerden ötürü M1A Yenikapı - Atatürk Havalimanı ve M1B Yenikapı - Kirazlı hafif raylı sistem metro hattının orta gerilim elektrifikasyon sisteminin ETAP programında modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada ETAP simülasyon programı ile model oluşturulmuş olup mevcut elektrifikasyon altyapısındaki elementlerin gerçek elektriksel parametreleri simülasyonda kullanılmıştır. Benzer çalışmalarda genelde elektriksel ekipmanların (cer trafosu , servis trafosu , orta gerilim kablosu , TEİAŞ indirici merkez kısa devre güçleri vs.) parametreleri var sayım ile sabit alınarak modelleme yapılırken bu hat için yapılan modelde yer alan ekipmanların hepsi için gerçek etiket değerleri ve yüklenme değerleri kullanılmıştır. Sahada bulunan enerji analizörlerinden alınan veriler analiz edilerek orta gerilime bağlı bulunan 19 adeti cer 17 adeti iç ihtiyaç olmak üzere toplam 36 adet trafonun tamamı yüklenme karakteristikleri ve etiket değerleri sahadan alınan gerçek değerler ile ayrı ayrı simule edilmiştir. Model çalışması sonucunda besleme noktalarının yüklenmeleri ve ilgili noktaların yerel elektrik dağıtım şirketi ile olan sözleşme güçleri karşılaştırılarak gelecekte sözleşme güçlerinin hesaplanması konusunda yaklaşımda bulunulmuştur

2.1. İstasyon Bilgileri

İlk olarak 1989 yılında Aksaray, Emniyet-Fatih, Topkapı-Ulubatlı, Bayrampaşa-Maltepe, Sağmalcılar, Kocatepe istasyonları açılarak hizmete başlayan hatta aynı yıl sonunda Esenler istasyonu eklenmiştir. 1994 yılında Otogar, Terazidere, Davutpaşa-YTÜ, Merter, Zeytinburnu, Bakırköy-İncirli istasyonları hizmete açılmıştır. 1995 yılında Ataköy-Şirinevler ve Yenibosna istasyonları , 1999 yılında Bahçelievler istasyonu , 2002 yılında DTM-İstanbul Fuar Merkezi, Atatürk Havalimanı istasyonları ,2013 yılında Menderes, Üçyüzlü, Bağcılar Meydan, Kirazlı istasyonları ve en son 2014 yılında ise Yenikapı istasyonu hizmete açılmıştır.

Şekil 2: M1A-M1B hattı istasyon tek hat diyagramı [8]

Yenikapı – Otogar istasyonları arasında sefer sıklığı daha fazla olduğu için cer gücü enerji tüketimi hattın diğer istasyonlarını besleyen trafo merkezlerine göre daha fazla olmaktadır.

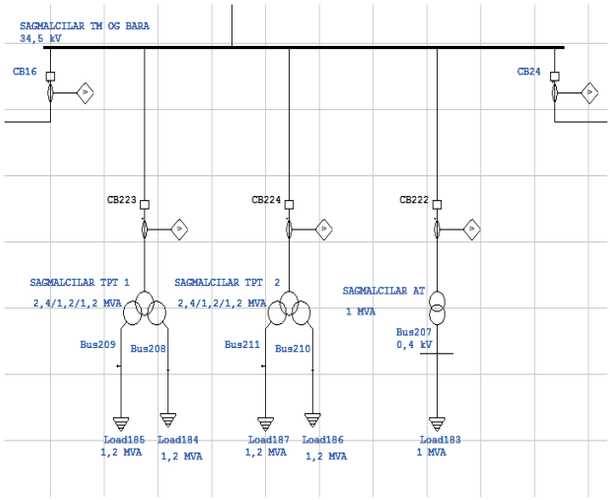
3. Elektrifikasyon Sistemi

M1A Yenikapı - Atatürk Havalimanı ve M1B Yenikapı - Kirazlı hafif raylı sistem hattında bulunan toplam 23 adet istasyon ve 26,1 km uzunluğundaki katener hattının enerji beslenmesi hat üzerinde çeşitli lokasyonlarda kurulu olan toplam 19 adet trafo merkezi ile sağlanmaktadır. Trafo merkezlerinde 34,5 Kv AC orta gerilim baralar bulunmakta olup trafo merkezleri birbirlerine OG enerji kabloları üzerinden bağlanarak ring şebeke oluşturmaktadır.

3.1. Trafo Merkezleri

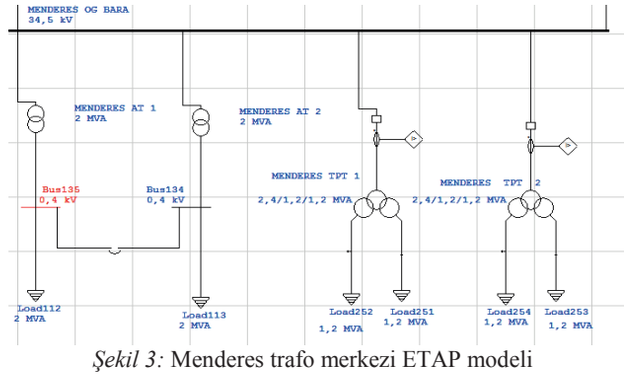
M1A-M1B hattında bulunan trafo merkezleri içerisinde lokasyona göre sayısı değişen cer trafoları ve servis trafoları bulunmaktadır. Tren cer gücü ve istasyon enerji ihtiyaçları kurulu olan trafo merkezleri aracılığıyla temin edilmektedir. 19 adet trafo merkezi içindeki trafo karakteristiklerine göre ETAP programında modellenmiştir. Örnek olarak Sağmalcılar

trafo merkezinin ETAP programında oluşturulan modeli Şekil 2' de gösterilmiştir.

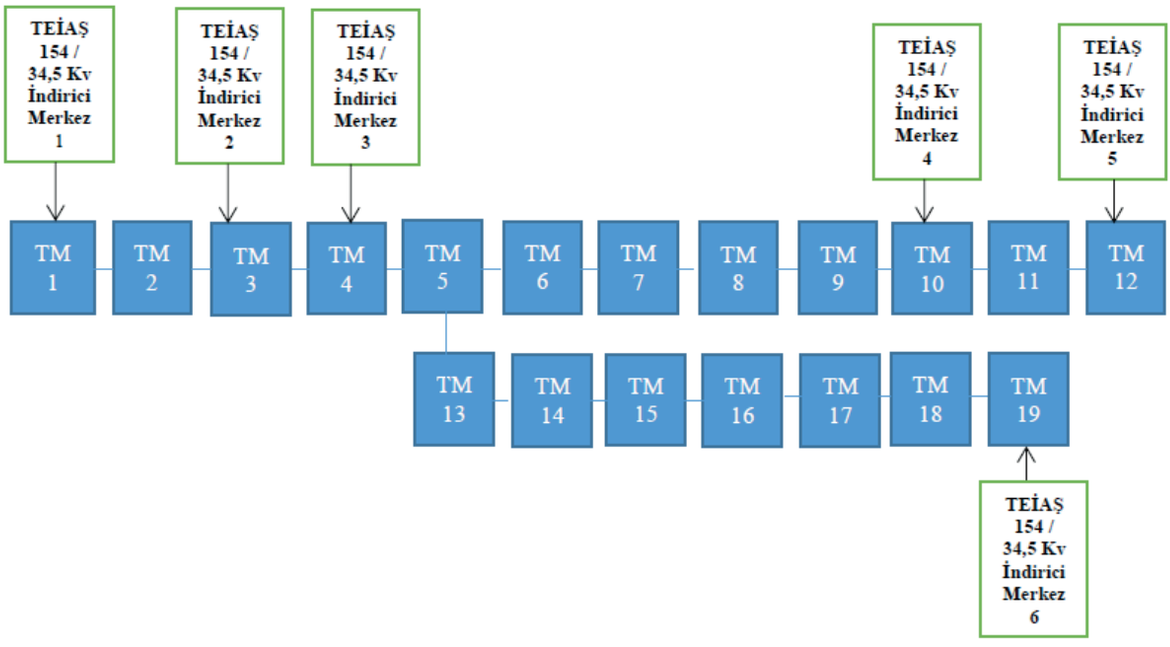


Şekil 2: Sağmalcılar trafo merkezi ETAP modeli

Bazı trafo merkezlerinde iki adet servis trafosu bulunmaktadır. Örnek olarak iki adet servis trafosu bulunan Bağcılar trafo merkezinin Şekil 3'de ETAP model örneğinin gösterimi yapılmıştır.



Şekil 3: Menderes trafo merkezi ETAP modeli



Şekil 4: Sistemin basitleştirilmiş tek hat diyagramı

Şekil 4 ' de belirtilen (TM) kısaltması trafo merkezlerini simgelemektedir. 154 / 34,5 Kv TEİAŞ indirici merkezleri basitleştirilmiş tek hat diyagramında çizilerek bağlı bulundukları trafo merkezleri belirtilmiştir.

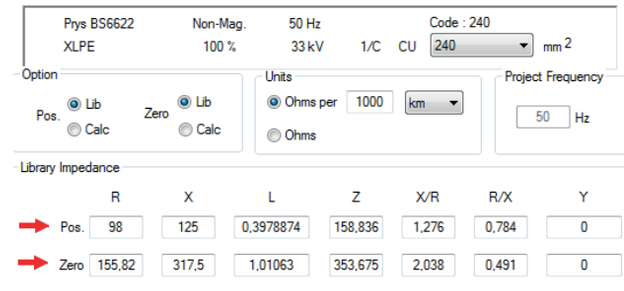
Tablo 1: Trafo merkezi kurulu güç bilgisi

M1 Hattı	Değer
TM 1- Yenikapı	6,5 MVA
TM 2- Aksaray	5,8 MVA
TM 3- Ulubatlı	5,8 MVA
TM 4- Sağmalcılar	5,8 MVA
TM 5- Otogar	7,6 MVA
TM 6- Mimarsinan	5,8 MVA
TM 7- Belpa	5,8 MVA
TM 8- Bakırköy	0,63 MVA
TM 9- Bahçelievler	6,4 MVA
TM 10- Yenibosna	5,8 MVA
TM 11- DTM	3,03 MVA
TM 12- Havalimanı	1 MVA
TM 13- Ferhatpaşa	2,5 MVA
TM 14- Garaj Sahası	2,4 MVA
TM 15- Esenler	0,63 MVA
TM 16- Menderes	8,8 MVA
TM 17- Üçyüzlü	4 MVA
TM 18- Bağcılar	8,8 MVA
TM 19- Kirazlı	6,4 MVA
Toplam Kurulu Güç	93,49 MVA

154 / 34,5 Kv TEİAŞ indirici merkezleri Yenikapı, Ulubatlı, Sağmalcılar, Yenibosna, Havalimanı ve Kirazlı trafo merkezleri orta gerilim baralarına bağlanarak enerji teminini sağlamaktadır. Toplam altı adet indirici merkez üzerinden Tablo 1'de belirtilen 19 adet trafo merkezi enerjilendirilmektedir.

4. SİMULASYON

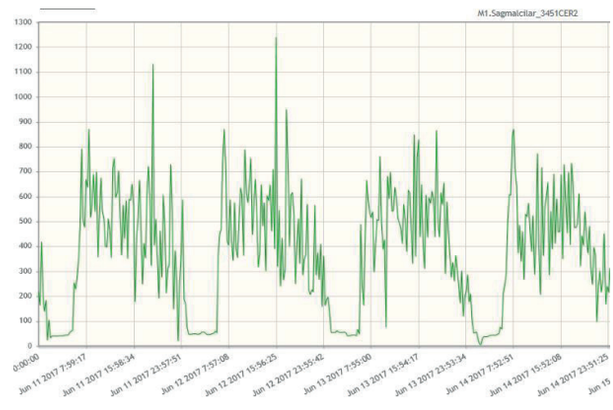
Simulasyon programı olarak dünyada elektrifikasyon sistemlerinin modellenmesinde yaygın olarak kullanılan ETAP (Electrical Power System Analysis & Operation Software) programının 12.5 numaralı sürümü kullanılmıştır. Simulasyon programında 19 adet trafo merkezi ve bu trafo merkezleri arasındaki orta gerilim kablo bağlantılarının modellenmesi yapılarak yük akış analizi gerçekleştirilmiştir. TEIAS 154 /34,5 Kv indirici trafonun sekonder gerilimi sahada belirlenen gerçek gerilim değeri 33,6 Kv olarak alınmıştır. Trafo merkezleri arasında bulunan bakır orta gerilim kabloları için Etap kütüphanesinde bulunan kablolar seçilmiştir.



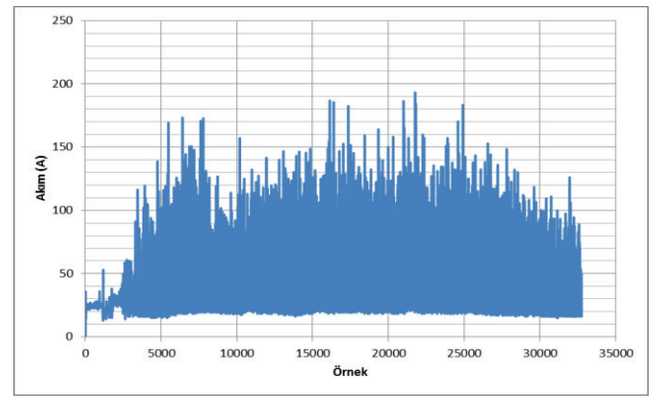
Şekil 5: OG 240 mm2 bakır kablo ETAP empedans değerleri

4.1. Yüklenme Profilinin Belirlenmesi

Raylı sistemlerde Trafo merkezlerinde bulunan çift sekonderli cer trafoları besleme alanına tren geldiği anda çalışmaya başlayıp tren akım-zaman grafiğine göre tepe akım değerine ulaştıktan sonra minumum akım çekme seviyesine geri gelmektedir. Bu çalışma durumundan dolayı cer trafoları sabit akım çekmemekte çok hızlı bir şekilde değişen güç değerlerinde çalışmaktadır.



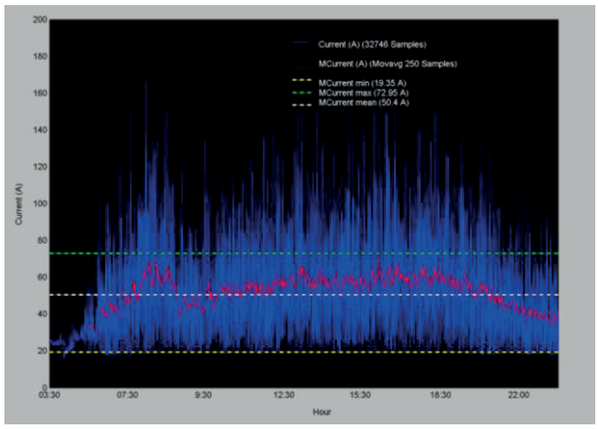
Şekil 6: Sağmalcılar cer trafosu güç-zaman grafiği



Şekil 7: 05.06.2017 tarihinde kirazlı trafo merkezi TEİAŞ bağlantı noktasında ölçülen akım örnekleme grafiği

Şekil 5' de 11.06.2017 – 14.06.2017 tarihleri arasında sağmalcılar trafo merkezinde bulunan cer trafosunun görünür güç-zaman grafiği verilmiştir. Şekil 5' de görüldüğü üzere cer trafosunun dinamik yüklenme grafiği sabit değildir. Cer trafosunun değişken dinamik yüklenmesinin etkisi TEİAŞ indirici merkezlerinin bağlandığı hücrelerde de görülmektedir.

Şekil 6' da Kirazlı trafo merkezinden 2 saniye aralıklarla alınan toplam 32476 adet akım örneğinin grafiği bulunmaktadır. Cer trafolarının dinamik değişen yük profilinin indirici merkezlerden temin edilen enerji noktalarına olan etkisi grafikten analiz edilebilmektedir. Bu şekilde dinamik değişen yük grafiğinin orta gerilim simülasyon programlarında kullanılabilmesi için filtrelemeler uygulanmıştır.



Şekil 7: 05.06.2017 tarihinde kirazlı trafo merkezi TEİAŞ bağlantı noktasında ölçülen akım örnekleme grafiği (filtrelenmiş)

Filtreleme için 250 örnekte hareketli ortalama kullanılmıştır. Şekil 7'de kırmızı ile gösterilen çizgi filtrelenmiş akım bilgisidir. Simulasyon yük profilleri oluşturulurken 250 örnek için alınan hareketli ortalama ile ulaşılan değer yük profili olarak baz alınmış olup her bir trafo yükü için bu yöntem ayrı örneklemelerle kullanılmıştır.

4.2. Genel Besleme Senaryosuna Göre Yük Akış Analizi

ETAP programında yük profilleri oluşturulurken 250 örnek için alınan hareketli ortalamanın maksimum değeri kullanılarak en ağır işletme şartları altında oluşan yük profilinin simülasyon programına yansıtılması hedeflenmiştir. Metro İstanbul firmasının M1 hattı için genel besleme senaryosu aşağıdaki şekildedir ;

- **Ulubatlı Bedaş** : Aksaray TM, Ulubatlı TM
- **Sağmalcılar Bedaş** : Sağmalcılar TM,Otogar TM, Mimarsinan TM, Ferhatpaşa TM
- **Yenibosna Bedaş**: Yenibosna TM, Bahçelievler TM, Bakırköy TM, Belpa TM,
- **Havalimanı Bedaş**: Havalimanı TM, DTM TM,
- **Bağcılar Bedaş**: Kirazlı TM, Bağcılar TM, Üçyüzlü TM, Menderes TM, Esenler TM

Yenikapı trafo merkezine bağlı bulunan indirici merkez şu anda kullanılmamaktadır. İleride kullanılması düşünüleceği için tek noktadan besleme senaryosunda Yenikapı indirici merkezi simule edilmiştir. Genel besleme senaryosu için oluşturulan simülasyondan elde edilen değerler aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 2 : Genel Besleme Senaryosu Simulasyon Sonuçları

Parametre	Değer
Sistemden Çekilen Aktif Güç	16,4 MW
Sistemden Çekilen / Sisteme Verilen Reaktif Güç	2,5 MVAR
Sistemde Gerçekleşen Toplam İletim Kaybı	0,196 MW
Esenler TM OG bara gerilimi	33178 V

Genel besleme senaryosundan görüleceği üzere sistemin toplam aktif güç tüketimi 16,4 MW olmuş olup 19 adet trafo merkezi içinde en düşük gerilim Esenler trafo merkezi orta gerilim barasında görülerek bu değer 33178 V olmuştur. Genel besleme senaryosuna göre sistem parametrelerinde herhangi bir olumsuz durum yaşanmamıştır.

4.3. Tek Noktadan Tüm Hattın Enerji Temini Senaryosuna Göre Yük Akış Analizi

Sistem için en riskli durum 6 adet 154 /34,5 Kv indirici merkezlerinden 5 tanesinin kaybedilerek tek bir besleme kaynağından tüm hattın beslenmesi olacaktır. Bu durumun analizini yapmak için Ulubatlı, Sağmalcılar, Yenibosna, Bağcılar ve Havalimanı indirici merkezlerinden enerji temin edilemediği varsayılarak tüm hattın Yenikapı 154 /34,5 kV indirici merkezinden enerji teminin yapıldığı senaryo modelde oluşturulmuştur. Bu besleme senaryosunda çalıştırılan yük akış analizinde kablo yüklenmeleri ve trafo merkezleri elektriksel parametreleri incelenmiştir.

Tablo 3 : Yenikapı indirici merkezinden M1 hattının tamamının beslenmesi

Kablo İsmi	Akım Değeri (A)	Kablo Yüklenme Oranı (%)
YENIKAPI-AKSARAY 240 CU	277,9	48,2
AKSARAY-ULUBATLI 240 CU	251,9	43,7
ULU-SAG 240 AL	230	39,9
SAG-OTO 240 AL	195,9	42,6
OTO-MİM 240 AL	86,22	18,7
MİM-BELPA 240 AL	65,42	14,2
BELPA-BAK 240 AL	45,98	10
BAK-BAHCE 240 AL	43,14	9,4
BAH-YENİBOSNA 240 AL	29,13	6,3

YENİBOSNA-DTM CU 185	15,87	3,2
DTM-HAVALİMANI CU 185	5,458	1,1
OTO-FERTHAPAŞA 240 AL	67,63	14,7
FPASA-GARAJ SAHASI 240 CU	53,32	9,3
GARAJ - ESENLER 240 CU	50,45	8,8
ESENELR-MENDERES 240 CU	48,95	8,5
MENDERES-UCYUZLU 240 CU	30,38	5,3
UCYUZLU-BAGCILAR CU 240	24,76	4,3
BAGCILAR-KIRAZLI CU 240	10,87	1,9

Raylı sistem elektrifikasyon sistemlerinde kesintisiz enerji sürekliliğinin sağlanması adına enerji teminini sağlayan 154 /34,5 kV indirici merkezlerin tek bir noktaya düştüğü durumlarda bile sorunsuz işletmenin yapılabilmesi hedeflenmektedir. Bu sebeple kablo kesitleri yüksek seçilmekte olup normal koşullarda yüklenme oranları akım taşıma kapasitelerine göre düşük kalmaktadır.

Tablo 4 : Yenikapı indirici merkezinden M1 hattının tamamının beslenmesi senaryosunda göre yük akış analizi sonuçları

Trafo Merkezi	Gerilim Değeri (V)	OG Bara Güç Değeri (MW)	OG Bara Reaktif Güç Değeri (Mvar)	OG Bara Akım Değeri (A)
TM 1 Yenikapı	33448	16,057	2,489	280,5
TM 2 Aksaray	33396	15,886	2,461	277,9
TM 3 Ulubatlı	33293	14,376	2,117	252
TM 4 Sağmalcılar	33172	13,091	1,822	230,1
TM 5 Otogar	33030	11,075	1,726	195,9
TM 6 Mimarsinan	32999	4,896	0,558	86,22
TM 7 Belpa	32985	3,719	0,374	65,42
TM 8 Bakırköy	32972	2,619	0,194	45,98
TM 9 Bahçelievle	32961	2,457	0,168	43,14
TM 10 Yenibosna	32948	1,662	0,096	29,17
TM 11 DTM	32941	0,903	0,12	15,97
TM 12 Havalimanı	32941	0,304	0,049	5,397
TM 13 Ferhatpaşa	33017	3,815	0,638	67,63
TM 14 Garaj S.	33013	3,007	0,507	53,32
TM 15 Esenler	33010	2,846	0,473	50,45
TM 16 Menderes	32996	2,759	0,459	48,95
TM 17 Üçyüzlü	32989	1,709	0,305	30,38
TM 18 Bağcılar	32982	1,394	0,239	24,76

5. SONUÇ

Yenikapı 154 /34,5 Kv indirici merkezinden M1 hattında bulunan 19 adet trafo merkezinin beslenme senaryosunu M1 hattı elektrifikasyon sistemi senaryoları içerisinde en riskli senaryo durumu olarak ele alabiliriz. Bu durumda bile gerilim düşümünün en yüksek seviyede olacağı uç trafo merkezlerinden Havalimanı trafo merkezinde gerilim 32941 V , Kirazlı trafo merkezinde ise gerilim 32972 V olmaktadır. Kirazlı trafo merkezinde % 4,51 , havalimanı trafo merkezinde % 4,42 oranında kabul edilebilir bir seviyede olan gerilim düşümü yaşanmıştır.

Yapılan yük akış analizi sonucu M1 hattında bulunan toplam 19 adet trafo merkezinin toplam güç talebi genel besleme senaryosu uygulandığında 16,4 MW seviyesinde olduğu görülmektedir. Hatta bulunan 154 /34,5 Kv indirici merkezlerinin Metro İstanbul AŞ ile yapılan anlaşma gereği sözleşme güçleri aşağıda verilmiştir.

- Yenikapı TM indirici merkez 25000 Kw
- Ulubatlı TM indirici merkez 4800 Kw
- Sağmalcılar TM indirici merkez 6000 Kw
- Yenibosna TM indirici merkez 5200 Kw
- Havalimanı TM indirici merkez 5000 Kw
- Kirazlı TM indirici merkez 26000 Kw

En kötü durum senaryosu olarak belirlenen tek indirici merkezden tüm hattın elektrifikasyon sisteminin beslenme senaryosu için belirlenen güç değerleri yerel elektrik dağıtım şirketleri ve TEİAŞ ile paylaşılarak bu riskli durumlar için kendi taraflarında analizlerin yapılması istenmelidir. Gerekmesi durumunda sözleşme güçleri revize edilerek yük akış simülasyon sonucunda çıkan güç değerlerine ulaştırılmalıdır.

Mobilite yaşam kalitesinin anahtarı ve ekonominin bel kemiğidir [9]. Bununla birlikte, ulaşım gelişen ve gelişmekte olan ülkelerde en çok enerji tüketen ve çevreyi kirleten sektörlerden biridir. Avrupa birliğinde, toplam sera gazı emisyonlarının yaklaşık %31'ine neden olmaktadır [10]. Bu sektör içinde büyükşehirlerdeki taşımacılık toplam CO_2 emisyonlarının yaklaşık %25'inden sorumludur [11]. Yüksek hava kirliliği ve kalabalık kentsel alanlardaki ulaşım problemi, büyük şehirlerin üzerine düşmesi gereken önemli konulardır. Bu nedenle, büyümekte olan kentleşme bağlamında, verimli,

güvenilir ve çevre dostu ulaşım sistemlerinin uygulanması sadece sera gazı emisyonlarının azaltılmasına ilişkin uluslararası anlaşmalara uymakla kalmamakla birlikte kentsel alanlarda yaşanabilir koşulları garanti altına almak ve enerji verimliliği için de bir şart olmaktadır. [12,13] . Bu bağlamda kent içi toplu taşımacılık sistemleri içerisinde ana enerji tüketici unsurlardan birisi olan raylı sistem taşımacılığında enerji verimliliğinin simülasyon programlarıyla modellenerek izlenilmesi, takibi ve planlanması yapılmalıdır.

İşletme güvenliği ve enerji sürekliliğini sağlayarak minumum enerji kaybı ile işletmenin yapılabilmesi için orta gerilim simülasyonlarının analizi ve dinamik yük profilinin çıkarılması önem arz etmektedir. Simulasyon sonuçlarına göre besleme senaryolarının revize edilmesi gerekmektedir. Akıllı şebeke otomasyon yazılımları kullanılarak hat enerji kayıpları simülasyon desteği ile minumum seviyede tutulmalıdır. Değişen istasyon yapısı ve artan enerji ihtiyacı göz önüne alınarak belirli sürelerde simülasyonların tekraren yapılması işletme güvenliğine katkıda bulunulmasını sağlayacaktır.

6. Kaynaklar

[1] Tuna S., Kılıç B.,"Metropalitan Raylı Sistemlerde Enerji Yönetimi "; Mayıs 2009 , sayfa :1

[2]“Railway Electrification Systems and Configürations”,Bharat Bhargava,Souther California Edison CO. Rosemead,CA 91770,IEEE 1999

[3] Aydın, T, "Hafif Raylı Sistemlerin Elektrik Güç Beslemesinde Güvenilirlik Analizi "; Ocak 2012 , sayfa :10

[4] European standard EN 50163. Railway applications - Supply voltages of traction systems.

[5] BARAN, S, "Şehir İçi Raylı Sistem İşletiminde Rejenaratif Frenleme Enerjisinin Kullanımı Ve Analizi"; Mayıs 2009 , sayfa :2

[6] “Energy Audit of Railway Traction Distribution System”,case study EA-254 "http://www.letsconserve.org" www.letsconserve.org

[7] H.Lee, S. Jung, Y. Cho, D. Yoon, G.Jang, "Peak Power Reduction and Energy Efficiency Improvement With The Superconducting Flywheel Energy Storage In Eelctric Railway System", Physica C 494 (2013) 246-249

[8] "Ağ haritaları", 2017 . http://www.metro.istanbul/

[9] "Environmental Guidline for the procurement of new rolling stock, outcome of the UIC project", PROSPE R, Henning Schwatz, DB AG.

[10] IEA and UIC, "Railway handbook 2012 – energy consumption CO_2 emissions", International Energy Agency; 2012. http://www.uic.org/IMG/pdf/iea-uic_energy_consumption_and_co2_emission_of_world_railway_sector.pdf.

[11] European Commission, "Roadmap to a single European transport area – towards a competitive and resource efficient transport system"; 2011. http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=COM:2011:0144:FIN:en:PDF.

[12] Official Journal of the European Union, Decision No 406/2009/EC on the effort of Member States to reduce their greenhouse gas emissions to meet the Community’s greenhouse gas emission reduction commitments up to 202; 2009. http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2009:140:0136:0148:EN:PDF.

[13] European Comission, "A Roadmap for moving to a competitive low carbon economy in 2050" – ref. COM(2011) 112 final; 2011.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

7. OTURUM
Güç Elektroniği ve Güç Dönüşümü-3

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Yetkin Tatar**

- **Kısmi Güç İle Düzenleme Yapan Yeni Bir Da/Da Dönüştürücü Tasarımı –** *Hüseyin Köse, M. Timur Aydemir*
- **Dsp İle Kontrol Edilen Üç Seviyeli Interleaved Npc Dönüştürücüsünün Tasarım Ve Uygulaması –** *Cem Köseoğlu, Fevzi Zengin, İbrahim Sefa*
- **Yaygın Faz Dönüştürücülerinin Karşılaştırmalı Değerlendirilmesi –** *Seçil Yılmaz, Güven Önbilgin*
- **İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı Ve Analizi –** *Enes Bektaş, Kamil Çağatay Bayındır, Mehmet Zahid Erel,Yunus Yalman, Sinan Kıvrak*

Kısmi Güç İle Düzenleme Yapan Yeni Bir DA/DA Dönüştürücü Tasarımı
A New Partial Power Processing DC-DC Converter Design

Hüseyin Köse[1,2], M. Timur Aydemir[2]

[1]O.E.S. Ltd. Şti. ANKARA
huseyinkose@gess.com.tr

[2]Gazi Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
aydemirmt@gazi.edu.tr

ÖZET

Kısmi güç işleyen dönüştürücüler son dönemlerde batarya şarj devreleri, güneş enerjisi sistemleri ve uydu güç sistemleri için önerilmektedir. Bu devrelerin üstünlüğü, tam güç yerine kısmi güç kullanarak sistem verimini yükseltmek, daha küçük anma değerli yarıiletkenler kullanmak ve maliyeti düşürmektir. Literatürde bu amaçla önerilmiş çeşitli yapılar bulunmakla birlikte, hem yükseltme hem de düşürme işlevini bir arada yerine getirebilen örneklere pek rastlanmamaktadır. Bu çalışmada, yükseltme ve düşürme işlemini birlikte gerçekleştirebilecek bir yapı önerilmektedir. Önerilen yapının MATLAB SIMULINK ortamında gerçekleştirilen benzetimi olumlu sonuçlar vermiştir.

Anahtar Kelimeler: DA-DA regülatör; Kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücüler; Yükselten-düşüren DA-DA dönüştürücü.

Abstract

Partial power processing converters have been recently proposed for battery charge regulators, solar power systems and satellite power systems. The advantage of these systems are increased efficiency, reduced semiconductor ratings and reduced cost due to using only part of the power in state of the full power. There are several topologies suggested in the literature but it is not common to see converters with step down and step up capabilities at the same time. In this paper a converter structure which can provide both step-up and step-down capabilities is proposed. Results obtained by MATLAB SIMULON simulation prove the operation concept.
Keywords: DC-DC regulator; Partial power processing DC-DC converters; Step up-down converter

1. Giriş

Tam güç yerine kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücüler son dönemlerde batarya dengeleme ve yenilenebilir enerji uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır [1, 2, 3, 4]. Tam güç yerine kısmi güç kullanımı maliyeti daha düşük, sistem verimi daha yüksek, yarıiletkenlerinin anma değerleri daha düşük güç kaynaklarının elde edilmesini sağlar. Burada sözü edilen yeni bir dönüştürücü topolojisi olmayıp, mevcut topolojilerin kaynakla yük arasında farklı biçimlerde bağlanmasıdır.

Günümüzde akü şarj redresörü firmaları ürettikleri yüksek güçlü redresörlerde regüle edilmiş yük gerilimi elde edebilmek amacıyla, akü hattı ve yük arasında çok verimsiz olan kademeli diyotlu düşürücü modüller kullanmaktadırlar. Bu modüller güç kaybı açısından verimsiz oldukları için çok fazla ısı açığa çıkarır ve bu nedenle büyük alüminyum soğutucu ve fanlarla desteklenirler. Kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücüler bu uygulamalar için ideal bir seçenek oluşturmaktadır. Ancak literatür incelendiğinde, önerilen devrelerin ya yalnızca yükseltme ya da yalnızca düşürme işlemi yapabildiği görülmektedir [5]. Bu çalışmada ise her iki yönde de düzeltme yapabilen bir dönüştürücü yapısı önerilmektedir. Önerilen topoloji ve yöntem bu tip uygulamalar için ve yüksek güçlü DA-DA regülatör uygulamaları için etkili bir çözüm sunmaktadır.

2. DA/DA Kısmi Güç Dönüştürücüleri

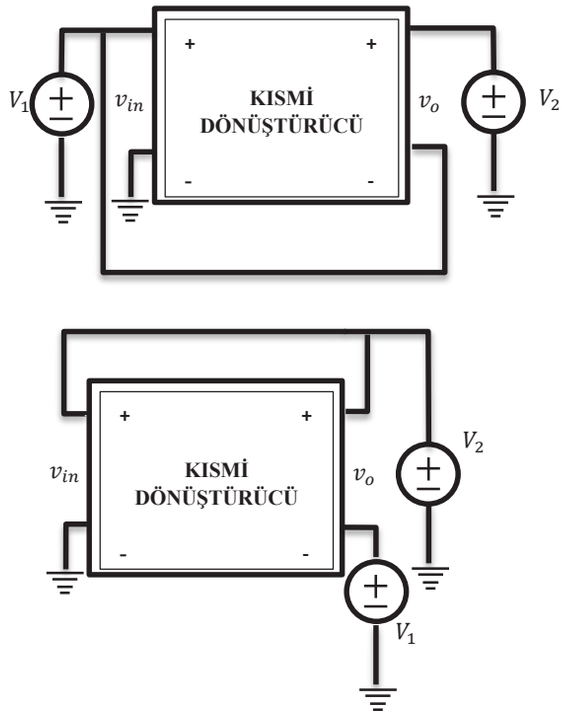
Şekil 1'de tam gücü işleyen normal bir DA-DA dönüştürücü yapısı gösterilmektedir.

Şekil 1: Tam güç işleyen dönüştürücü yapısı

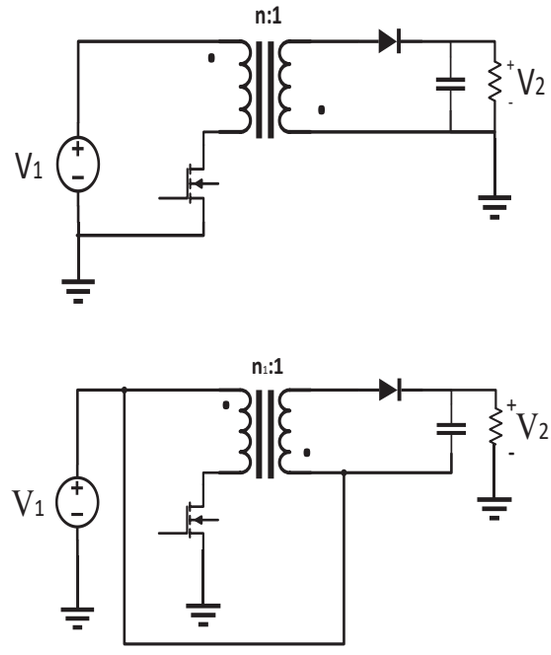
Şekil 2'de ise kısmi güç işleyen iki farklı yapı gösterilmektedir. Şekilde, kaynak ve yük gerilimleri V_1 ve V_2, giriş ve çıkış gerilimleri ise v_{in} ve v_o ile gösterilmiştir.

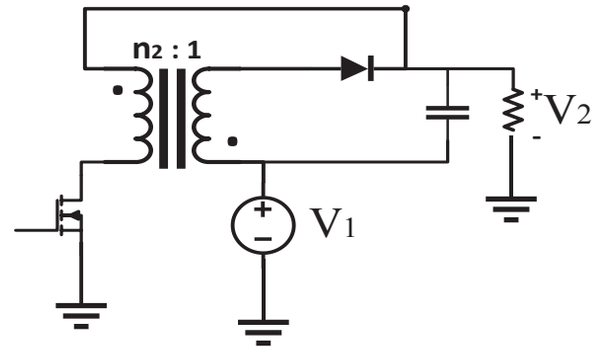
Tam güç işleyen DA-DA dönüştürücüler düzeltme yetenekleri, anahtar stresleri ve verimleri açısından kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücülere göre daha üstündür [1].

Kısmi güç dönüşümü yapan dönüştürücülerde kayıplar tam güçtekilerin %80'ine kadar düşebilmektedir. Bu makalede incelenen dönüştürücü yapıları Şekil 3'te verilmektedir.



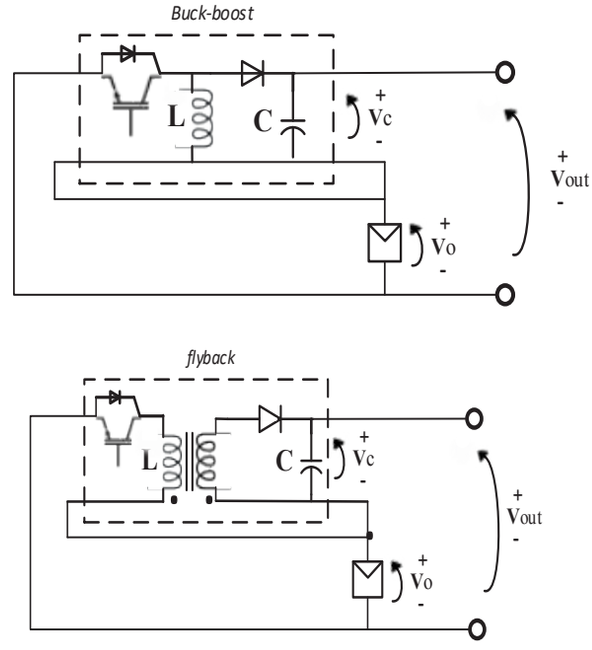
Şekil 2: Kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücü yapıları





Şekil 3: Tam güç ve kısmi güç işleyen flyback topolojiler [1]

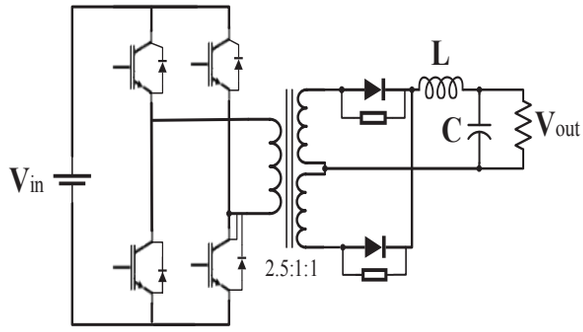
Kısmi güç işleme kavramının en güzel uygulamalarından biri güneş enerjisi sistemleridir [5]. Bu makalede fotovoltaik sistemler için geliştirilmiş kısmi güç işleme kavramı matematiksel olarak incelemiş ve önerilen yöntem ile geleneksel yükselten dönüştürücüler verim açısından kıyaslanmıştır. Şekil 4'te makalede incelenen yapılar gösterilmektedir.



Şekil 4: Kısmi güç işleyen topolojiler [5]

3. Batarya Şarj Redresörlerinde Kullanılan Klasik Yapı

Batarya şarj redresörü uygulamalarında kullanılabilen klasik orta uçlu DA-DA dönüştürücü devresi Şekil 5'te gösterilmektedir. Devreye seri bağlı diyotlardan da anlaşılacağı üzere transformatördaki enerji akışı tek yönlüdür.



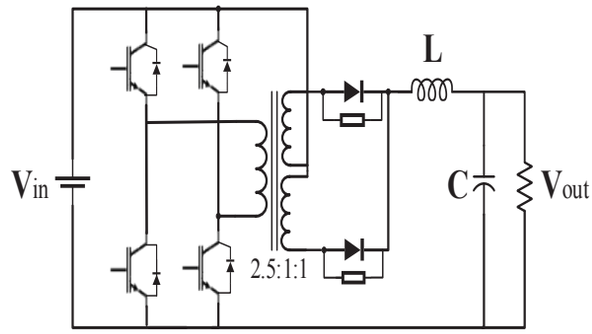
Şekil 5: Klasik orta uçlu da/da dönüştürücü devresi.

Örnek olarak girişi 180 V DA ve çıkışı 220 V DA, 100 A bir dönüştürücü tasarlanacak olursa, kullanılması gereken elemanlar aşağıdaki gibi olacaktır:

- 180 V DA/220 V DA – 125 A/100 A bir yüksek frekans çekirdekli transformatör
- 4 adet 125 A IGBT
- 2 adet 100 A hızlı diyot,
- Uygun tasarlanmış L/C süzgeç.

Ekleme işleminin de yapılabileceği klasik bir dönüştürücü yapısı ise Şekil 6'da verilmektedir. Regülatör devresi olarak adlandırmadaki temel sebep enerjinin tamamını dönüştürmek yerine sadece ihtiyaç olan enerjiyi fazladan ekleme yoluna gitmesidir. Örneğin, giriş gerilimi 180 V DA olduğu bir durumda çıkışta 220 V A/100A elde etmenin iki yolu vardır.

1. 180 V girişi 220 V çıkışı olan 100 A kapasiteli bir DA-DA dönüştürücü tasarlamak.
- Transformatörün sarım oranı 1/1.25 gibi bir oran olacaktır.
- Primerde kullanılan yarıiletkenler ve sekonderde bulunan hızlı diyotlar 100 A'e göre seçilecektir.
- Transformatörün primer ve sekonder gerilimleri 220 V DA'ya göre tasarlanacağından, tasarlanacak transformatör büyük olacaktır. Burada sarılacak iletkenin 100 A taşıyacak kesitte olduğu da dikkate alınırsa oluşacak büyüklük tahmin edilebilir.
- Yüksek frekanslı ferritlerin pencere küçüklüğü dikkate alınacak olursa bu büyüklükte bir transformatörün yapılma zorluğu anlaşılabilir.



Şekil 6: Klasik da/da dönüştürücü bağlantı yardımıyla oluşturulan ekleme yapabilen regülatör devresi.

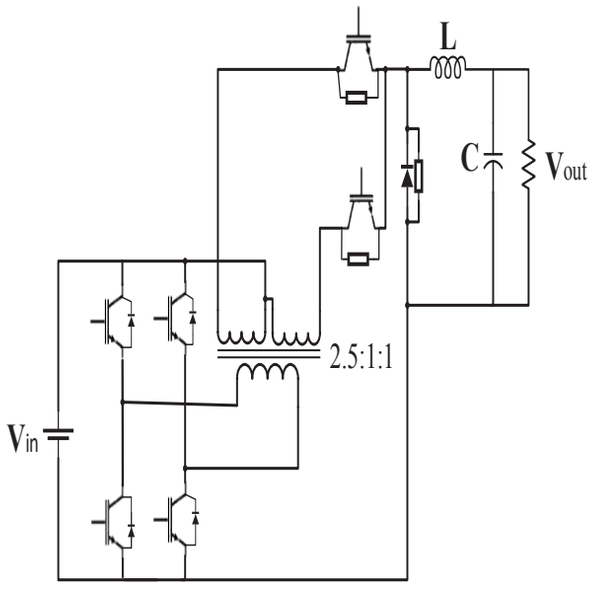
2. 180 V DA giriş kaynağına ihtiyaç olan 40 V DA ekleme yaparak çıkışa 220 V DA/100 A olarak aktaran regülatör devresi tasarlamak.
- Burada transformatör Sarım oranı 2.5/1(180/40) gibi bir oran olacaktır.
- Transformatör primer gerilimi ve sarım sayısı aynıdır fakat primer akımı 100/2.5=40 A olacağından transformatör primer gücü ve boyutu 1/(2.5) oranında düşük olacaktır.
- Transformatör sekonder gerilimi 1/(2.5) oranında düşük olacaktır. Transformatör sekonder akımı yine 100 A olacaktır. Yani sekonder gücü ve boyutu 1/(2.5) oranında düşük olacaktır.
- Gücü ve boyutu 1/(2.5) oranında düşük olan bir transformatör ihtiyacı olacaktır.
- Primer akımı 40 A olacağından primerde kullanılan 4 adet yarıiletkenin akım değeri 1/(2.5) oranında düşük olacaktır.
- Sekonderde kullanılan hızlı diyotlar aynı olacaktır.
- Yüksek frekanslı ferritler ile, 1/(2.5) oranında bir transformatörün yapılması daha kolay olacaktır. Bu sayede daha yüksek akımlarda transformatör tasarımı mümkün hale gelecek ve daha yüksek güçlerde DA-DA regülatör tasarımı mümkün olacaktır.

Görüldüğü üzere ikinci yol ile tasarım yapmak daha kolay ve mümkün hale gelmektedir. Üstelik transformatör, yarıiletken (IGBT) kayıpları dikkate alınacak olursa verimde artış olacağı açıkça görünmektedir. Fakat ikinci devre sadece ekleme yapmak üzere tasarlanmış bir devredir.

Batarya şarj redresörlerinde yaygın olarak karşılaşılan durum şarj geriliminin 260 V, deşarj sonu geriliminin 180 V, çıkışta istenen gerilimin ise 220 V±%1-2 olmasıdır. Dolayısıyla, giriş gerilimini gerektiğinde yükseltecek ve gerektiğinde düşürebilecek bir yapıya ihtiyaç vardır. Bir sonraki bölümde kısmi güç kullanarak bu işlemi gerçekleştirebilecek bir yapı önerilmektedir.

4. Önerilen Yöntem Ve Yeni Topoloji

Bu çalışmada önerilen kısmi güç işleyen dönüştürücü yapısı Şekil 7'de gösterilmektedir.



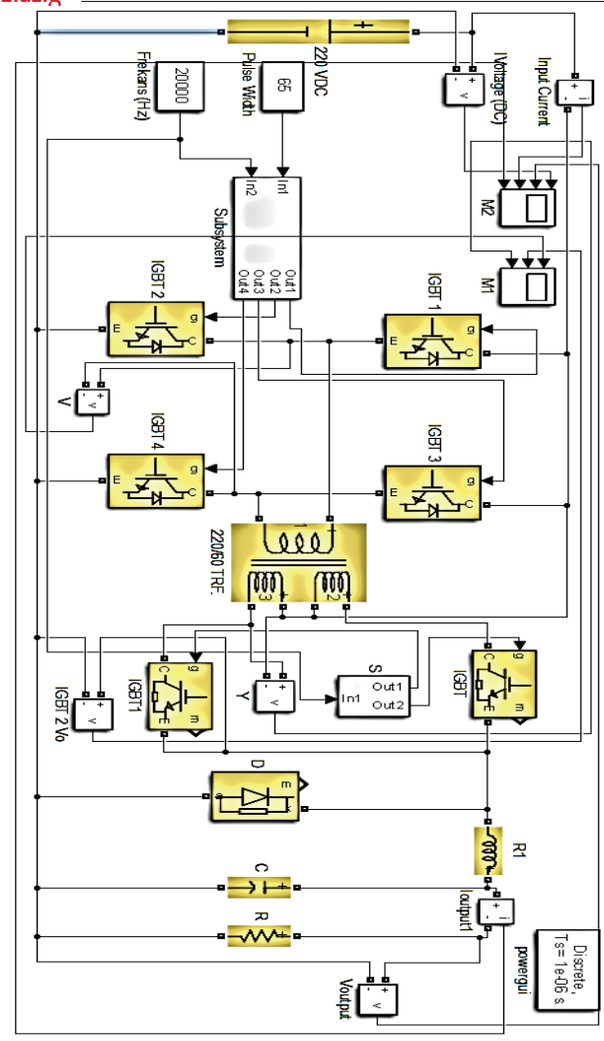
Şekil 7: Önerilen ekleme ve çıkarma yapabilen regülatör devresi.

Görüldüğü üzere devre Şekil 6'da bulunan devreye benzemektedir sadece hızlı diyotlar IGBT'ler ile değiştirilmiş ve bir boşluk diyotu eklenmiştir. Önerilen devre özel anahtarlama algoritmaları ve kontrol teknikleri gerektirmektedir. Sekonderde bulunan anahtarların anahtarlanması enerjinin yönüne göre değişmektedir. Burada önemli olan transformatör sekonderinin boşluksuz bir şekilde sürekli ve simetrik olarak anahtarlanma ihtiyacıdır. Aksi takdirde çok büyük gerilim sıçramaları olacaktır. Sıfır geçiş zamanlarında ihtiyaç duyulan ölü bölgelerde bunu engellemek için boşluk diyotu eklenmiştir. Bu devrede transformatör akım transformatörü mantığı ile kullanılmaktadır. Böylece DA akımı AA akıma dönüştürerek iki yönlü aktarımı mümkün hale gelmektedir.

- Giriş gerilimi 180 V iken 40 V DA ekleme yaparak çıkış gerilimi 220 V DA elde edilir. Eklenen güç sadece $40\,V \times 100A = 400\,W$ olacaktır.
- Giriş gerilimi 260 V DA iken 40 V DA çıkarma yaparak çıkış gerilimi 220 V DA elde edilir. Çıkartılan güç sadece $40\,V \times 100A = 400\,W$ olacaktır.

5. Benzetim Çalışması Sonuçları

Önerilen devrenin Matlab Simulink benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kullanılan devre yapısı Şekil 8'de gösterilmektedir.

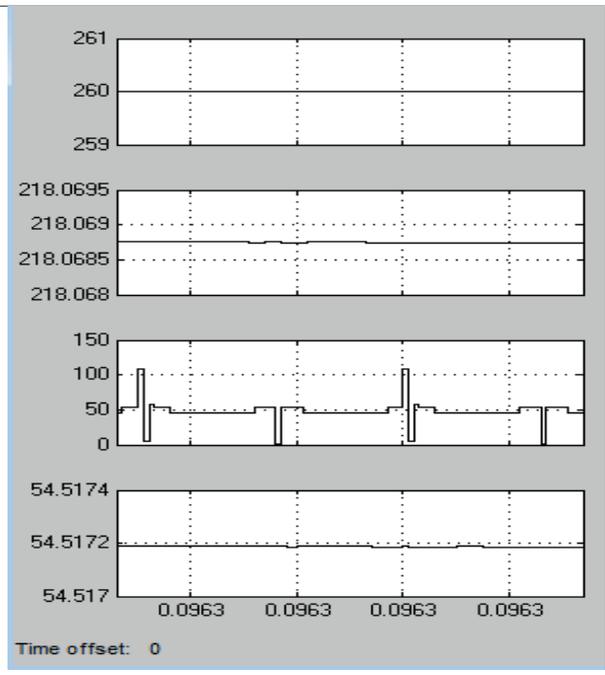


Şekil 8: Önerilen ekleme ve çıkarma yapabilen regülatör devresi Simulink benzetimi

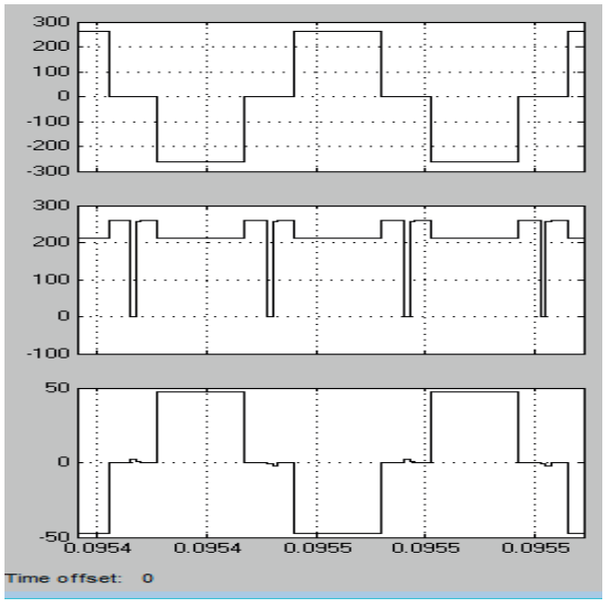
Durum1: Çıkarma bölgesi çalışma deneyi; giriş 260 V, çıkış 260 V-40 V=220 V DA, yük 4 Ω. Sonuçlar Şekil 9 ve Şekil 10'da verilmektedir.

Durum2: Ekleme bölgesi çalışma deneyi; giriş 180 V DA, çıkış 180 V+40 V=220 V DA, yük 4 Ω. Sonuçlar Şekil 11 ve Şekil 12'de verilmektedir.

Durum1 ve durum2 için gerçekleştirilen benzetim çalışmalarına ait sonuçlar aşağıda verilmiştir. Ölçümlerde giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi, çıkış akımı görülebilmektedir. Ayrıca transformatördeki enerji akışını, akım ve gerilim değişimlerini görebilmek amacı ile primer gerilimi, sekonder gerilimi ve doğrultulmuş gerilim ölçümleri de verilmiştir.

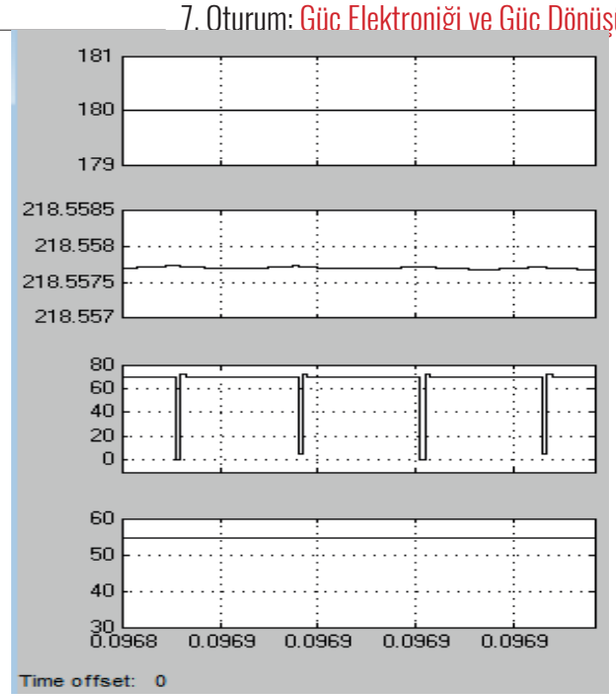


Şekil 9. Düşürme bölgesinde çalışma. (Yukarıdan aşağıya: Giriş gerilimi, çıkış gerilimi, giriş akımı, çıkış akımı)

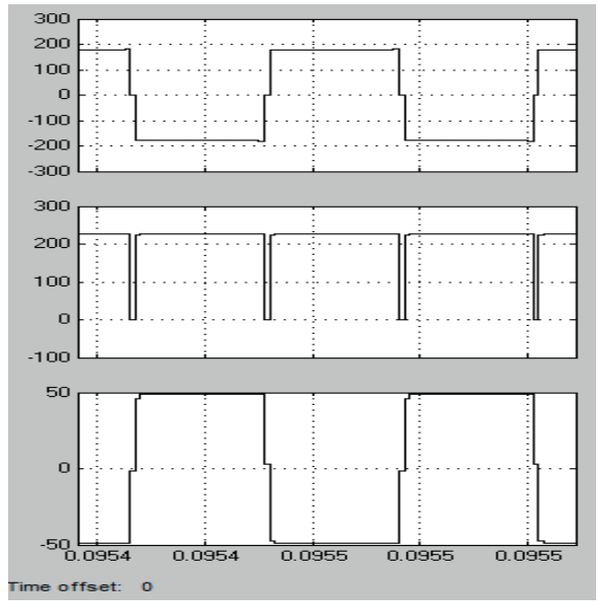


Şekil 10: Düşürme bölgesinde çalışma. (Yukarıdan aşağıya: Primer gerilimi, doğrultulmuş gerilim, sekonder gerilimi)

Şekil 9 ve Şekil 10'da görüldüğü üzere 260 volt olan giriş gerilimi dönüştürücü sayesinde 218 volt D.A. gerilime düşürülmüştür. Bunu gerçekleştirmek için giriş gerilimine seri olarak -40v bir gerilim eklemesi yapılmıştır. Doğrultulmuş gerilimde sıfıra giden bölgeler pozitif ve negatif alternans geçişlerindeki serbest döngü ölü bölgelerini göstermektedir.



Şekil 11: Ekleme bölgesinde çalışma. (Yukarıdan aşağıya: Giriş gerilimi, çıkış gerilimi, giriş akımı, çıkış akımı)



Şekil 12: Ekleme bölgesinde çalışma. (Yukarıdan aşağıya: Primer gerilimi, doğrultulmuş gerilim, sekonder gerilimi)

Şekil 11 ve Şekil 12'da görüldüğü üzere 180 volt olan giriş gerilimi dönüştürücü sayesinde 218 volt D.A. gerilime yükseltilmiştir. Bunu gerçekleştirmek için giriş gerilimine seri olarak +40v bir gerilim eklemesi yapılmıştır. Doğrultulmuş gerilimde sıfıra giden bölgeler pozitif ve negatif alternans geçişlerindeki serbest döngü ölü bölgelerini göstermektedir.

6. Sonuç

Kısmi güç kullanarak düzeltme yapan DA-DA dönüştürücüleri son yıllarda batarya şarj devreleri ve güneş enerjisi sistemleri için kullanılmaya başlanmıştır. Ancak literatürde önerilen devreler genel olarak yalnızca düşürme veya yükseltme yapabilmektedir. Bu bildiride her iki yönde de düzeltme yapabilen bir yapı önerilmektedir. Önerilen devrenin çalıştığı MATLAB Simulink kullanılarak gösterilmiştir.

7. Kaynaklar

[1] Junjian Zhao; Yeates, K.; Yehui Han, "Analysis of high efficiency DA-DA converter processing partial input / output power," *IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL),* 2013, vol., no., pp.1,8, 23-26 June 2013.

[2] H. Zhou, J. Zhao, and Y. Han, "PV balancers: concept, architectures, and realization", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2012, pp. 3749-3755.

[3] M. Kasper, D. Bortis, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Classification and comparative evaluation of PV panel integrated DC-DC converter concepts." In Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE), 2012 15th International (pp. LS1e-4). IEEE.

[4] P. S. Shenoy, B. Johnson, and P. Krein, "Differential power processing architecture for increased energy production and reliability of photovoltaic system", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2012, pp.1987-1994

[5] Jonatan Rafael Rakoski Zientarski, José Renes Pinheiro, Mário Lúcio da Silva Martins, Hélio Leães Hey, "Understanding The Partial Power Processing Concept: A Case Study Of Buck-Boost DA-DA Series Regulator" IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015, vol., no., pp.1,6, 2015.

DSP ile Kontrol Edilen Üç Seviyeli Interleaved NPC Dönüştürücüsünün Tasarım ve Uygulaması

Design and Implementation of A DSP Controlled Three Level Interleaved NPC Converter

Cem Köseoğlu, Fevzi Zengin, İbrahim Sefa

İnform Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.,
AR-GE Merkezi
cem.koseoglu@inform.com.tr, fevzi.zengin@inform.com.tr

Gazi Üniversitesi Teknoloji Fakültesi,
Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü
isefa@gazi.edu.tr

Özet

Geleneksel olarak yüksek güçlü güç çeviricilerinin tasarım ve üretimi ancak yarı iletken güç anahtarlarının yeterli sayıda paralel bağlanmaları ile mümkün olabilmiştir. Alışılagelmiş bu metot ile güç anahtarları birbirine doğrudan paralel bağlanarak çalıştırılmaktadır. Bu teknik ile anahtarların eşzamanlı sürülmesi ve akım paylaşımlarının eşit bir şekilde gerçekleştirilmesinde uygulamada zorluklar bulunmaktadır. Yapılan çalışma ile ideal olmayan anahtar davranışlarının etkilerini azaltmak ve güvenililiklerini artırmak amacıyla interleaved çevirici yapısı önerilmektedir. Burada, yüksek güçlü tasarımlar için uygun olan üç seviyeli bir diyot kenetlemeli çevirici, DSP ile üretilen faz kaydırılmış DGM anahtarlama tekniği ile kontrol edilmektedir. Anahtarların doğrudan paralel bağlanarak güç artırımı yapılması yerine çevirici kollarının paralel bağlanarak güç artırımının sağlanması amaçlanmıştır. Öngörülen anahtarlama yaklaşımı, benzetim ortamında modellendikten sonra 30kVA gücündeki bir prototip evirici ve doğrultucu yapısında uygulanmış ve doğrulama testleri gerçekleştirilmiştir. Kollar arasındaki yük paylaşımı çeviricinin kararlı hal, kısa devre durumu ve doğrusal olmayan yüklere ilişkin geçici hallerinin incelenmesi yapılmış ve sonuçları rapor edilmiştir. Üç fazlı ve üç seviyeli interleaved bir çeviricinin son nesil DSP ile kontrol edilebildiği ve interleaved anahtarmala tekniğinin yüksek güçlü çeviricilerin üretilebilmesine olanak sağladığı görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Interleaved Güç Dönüştürücüleri, Interleaved Evirici, Faz Kaydırmalı DGM, Çok Seviyeli Güç Dönüştürücüleri, NPC Dönüştürücü.

Abstract

Traditionally the design and production of high power converters were only possible with a sufficient number of this conventional method, the power switches are operated by directly connecting them in parallel. There are difficulties at implementing the simultaneous driving of the switches and the equalization of the current using this technique. Interleaved converter structure is proposed to reduce the effects of non-ideal switching behaviors and increase their reliability. Here, a three-level neutral point diode clamping converter which is suitable for high-power designs is controlled by the phase shifted PWM switching technique generated by the DSP. It is aimed to increase the power by connecting the legs of the inverter in parallel instead of power increase by directly connecting the switches in parallel. After the foreseen switching approach is modeled in the simulation environment, verification tests are performed by applying a 30kVA prototype inverter and rectifier. The load sharing between the legs at steady state, transient states such as short-circuit and non-linear load switching have been investigated and the results have been reported. It has been seen that a three-phase three-level interleaved converter can be controlled by the new generation DSP and interleaved switching tecnique allows high-power converters to be produced.

Keywords: Interleaved Power Converter, Interleaved Inverter, Phase Shift PWM, Multilevel Power Converters, NPC Converter.

1. Giriş

Gelişen teknoloji ile birlikte yüksek güçlü dönüştürücülere olan ihtiyacın artması, güç elektroniği çeviricilerinin kullanım alanını daha da yaygınlaştırarak, yenilenebilir enerji kaynakları ve HVDC gibi alanlarda daha yüksek güçlü güç çeviricilerinin tasarlanması ihtiyacını doğurmuştur. Bununla birlikte IGBT, MOSFET gibi güç anahtarları belirli bir akım ve gerilim değerlerinde üretilebilmektedirler. Daha yüksek güçlü çeviriciler üretilmek istendiğinde bu anahtarlar seri ya da paralel bağlanarak daha yüksek akım/gerilim dayanımına

uygun değerlerde anahtar grupları oluşturulmaktadır. Alçak gerilim şebekelerinde çalışacak güç elektroniği çeviricileri tasarlanmak istenildiğinde, seri üretimde bulunan ve ticari olarak temin edilebilen güç anahtarlarının gerilim seviyeleri yeterli olmaktadır. Örneğin günümüzdeki mevcut teknoloji ile 600V, 1200V gibi gerilim dayanımlarına sahip IGBT modülleri monoblok olarak üretilebilmekte, böylece bu tip anahtarlar 220V/240V şebekelerde faz-nötr ve fazlar-arası gerilimlerde doğrudan kullanılabilmektedir.

Ancak akım taşıma kapasitesi açısından incelendiğinde durum böyle değildir. Özellikle günümüzdeki en yaygın kullanılan güç anahtarı olan IGBT'lerin ticari sınırı üç seviyeli modüller için 400A civarındadır. Daha yüksek akımlı anahtarlar ise IGBT'lerin paralel bağlamaları yoluyla elde edilmektedir.

Anahtarların doğrudan paralel bağlanılarak çalıştırılması tekniği ise sürme ve çalışma esnasında bir takım problemlere sebep olmaktadır. Parallel anahtar sayısı arttıkça bu problemlerin çözümü daha da zorlaşmakta bazen çözüm için gereğinden fazla akım taşıma kapasitesine sahip IGBT'ler kullanılmaktadır. Bu seçeneğin sonucunda ise, maliyetler önemli oranda artmakta ve cihazın boyutları büyümektedir.

Anahtarların paralel çalıştırılması ile ilgili problemlerin en önemlileri IGBT'lerin aynı anda iletim/kesim durumuna geçirilememesi, sürekli iletim durumunda ise anahtarların akımı eşit paylaşamaması olarak gösterilebilir. Özellikle kısa devre gibi geçici durumlarda paralel kollardaki herhangi bir anahtardan kısa süreli de olsa aşırı akım geçmesi anahtarın tahrip olmasına, dolayısıyla sistemin çalışmamasına sebep olabilecektir. Ayrıca sürme sinyallerinin anahtarlara eş zamanlı olarak uygulanamadığı durumda, bir anahtarın diğerinden önce ya da sonra iletime geçmesi de benzer bir sonuç oluşturabilecek ya da kayıpların artmasına sebep olabilecektir. Yarı iletken anahtarların karakteristikleri arasındaki ideal olmayan farklılıklar, sürücü devrelerdeki ideal olmayan durumlar, sürücü ve anahtarların fiziksel bağlantı şekilleri ve empedans farklılığı, anahtarların jonksiyon sıcaklıklarının farklı olması burada bahsedilen akım dengesizliklerinin sebeplerindendir.

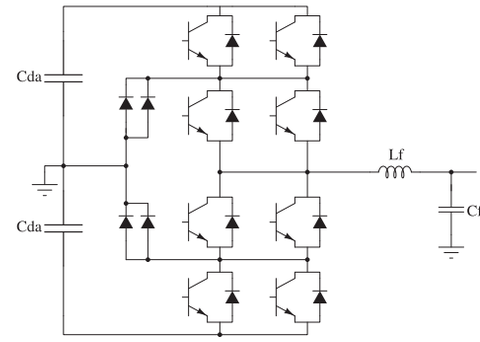
Bu çalışmada anahtarların doğrudan paralellenerek güç artırımı yapılması yerine çevirici kollarının paralel çalıştırılması yaklaşımı kullanılarak güç artırımının yapılması hedeflenmektedir.

Bu amaçla interleaved çevirici mantığı, faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu kullanılarak üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici topolojisine uygulanmıştır. Interleaved yapılar geçmişte en çok DA/DA dönüştürücülere uygulanmış ve güvenilirliğini ispatlamıştır [1]. Ancak literatürde interleaved anahtarlama tekniklerinin üç fazlı ve üç seviyeli eviricilere uygulanması konusunda literatürde çok az sayıda yayın bulunmaktadır. Interleaved çevirici yaklaşımının evirici topolojilerine uygulanmasıyla, DGM doğrultucu, motor sürücü, kesintisiz güç kaynağı, HVDC iletim, yenilenebilir enerji sistemleri gibi uygulamalarda güç artışı interleaved çalışma ile gerçekleştirilebilecektir. Neticede güç elektroniği devresinin topolojisi aynı kalmakla beraber devre değişik şekillerde kontrol edilerek farklı işlevleri yerine getiren cihazlar üretilebilmektedir. Anahtarlama tekniğinin interleaved olarak uygulanması kontrol kurallarını değiştirmemektedir. Burada incelenen yaklaşım iki seviyeli, üç seviyeli diyot kenetlemeli, üç seviyeli T tipi çevirici gibi farklı topolojilere uygulanabilmektedir.

Interleaved anahtarlama yaklaşımı, 2. bölümde benzetim ortamında modellendikten sonra, 3. bölümde 30kVA gücündeki prototip bir evirici ve doğrultucuda uygulanarak doğrulama testleri gerçekleştirilmiştir.

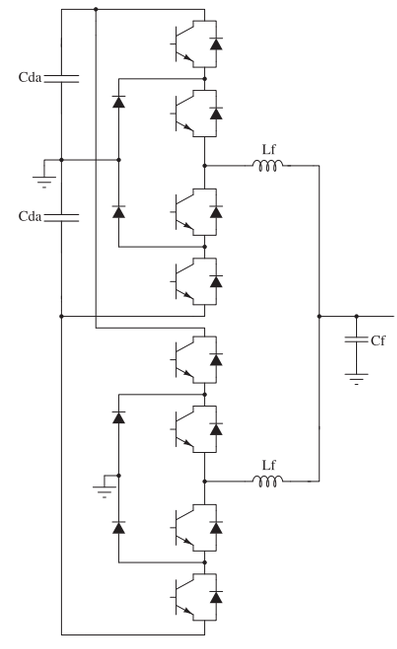
2. Interleaved güç dönüştürücü yapısı

Şekil 2.1'de anahtarların paralel bağlanması yoluyla güç artışı sağlanan diyot kenetlemeli üç seviyeli çevirici yapısı görülmektedir. Şekil 2.2'de ise faz kaydırmalı DGM ile kontrol edilen üç seviyeli diyot kenetlemeli interleaved çevirici yapısı görülmektedir. Burada sadelik açısından bir faz devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.1: Paralel anahtarlar kullanılarak oluşturulan diyot kenetlemeli üç seviyeli çevirici yapısı.

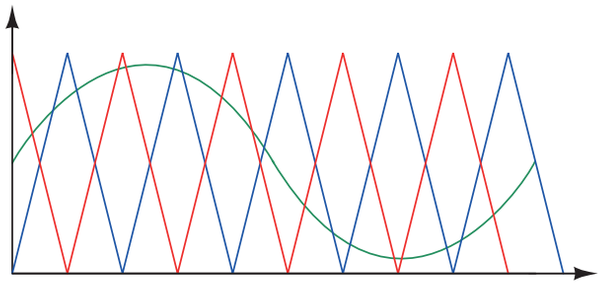
Görüldüğü üzere Şekil 2.2'deki bağlantı ile anahtarlar doğrudan paralel bağlanmadan güç artışı gerçekleştirilmiştir. Interleaved topolojide bir adet filtre indüktörü yerine iki adet filtre indüktörü kullanılmaktadır. Burada indüktör sayısı artmasına rağmen, akımlar paralel kollar arasında paylaşıldığı için indüktör boyutları küçülmektedir. Ayrıca interleaved çeviricilerde kullanılan faz kaydırmalı DGM anahtarlama tekniği ile paralel kolların toplamı üzerindeki akım dalgacık genliği azaltılabilmektedir [2] .



Şekil 2.2: Diyot kenetlemeli interleaved üç seviyeli çevirici yapısı.

2.1. Faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu

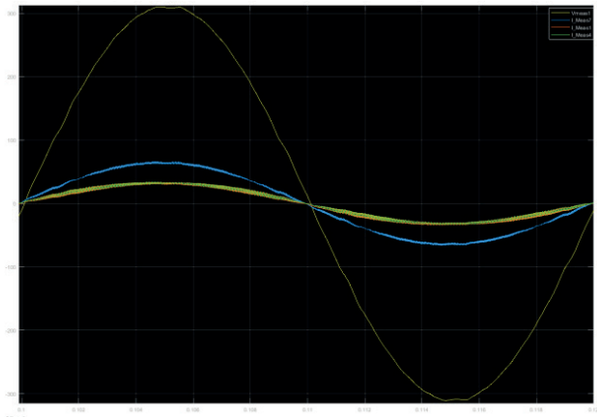
Interleaved çeviricide anahtarlama sinyalleri faz kaydırmalı DGM yöntemi kullanarak üretilmektedir. Bu yöntemde Şekil 2.3'de görüldüğü üzere referans ve taşıyıcı sinyallerin karşılaştırılması sonucu anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Taşıyıcı üçgen dalgalardan biri 180 derece kaydırılarak paralel çalışan çevirici koluna ilişkin anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Böylece paralel çalışan çeviricilerin çıkış akımları üzerindeki anahtarlama dalgalılığı arasında da 180 derece faz farkı elde edilir. Akım dalgalılıkları arasında faz farkının oluşturulması, paralel kolların akım dalgacıklarının birbirini sönümlemesini sağlar. Modülatöre giren referans işaret ayarlanarak, çıkış dalga şekli kontrol edilebilir.



Şekil 2.3: Interleaved darbe genişlik modülasyonu, Yeşil: Referans işaret, Mavi: 1. Kol taşıyıcı işareti, Kırmızı: 2. Kol taşıyıcı işareti.

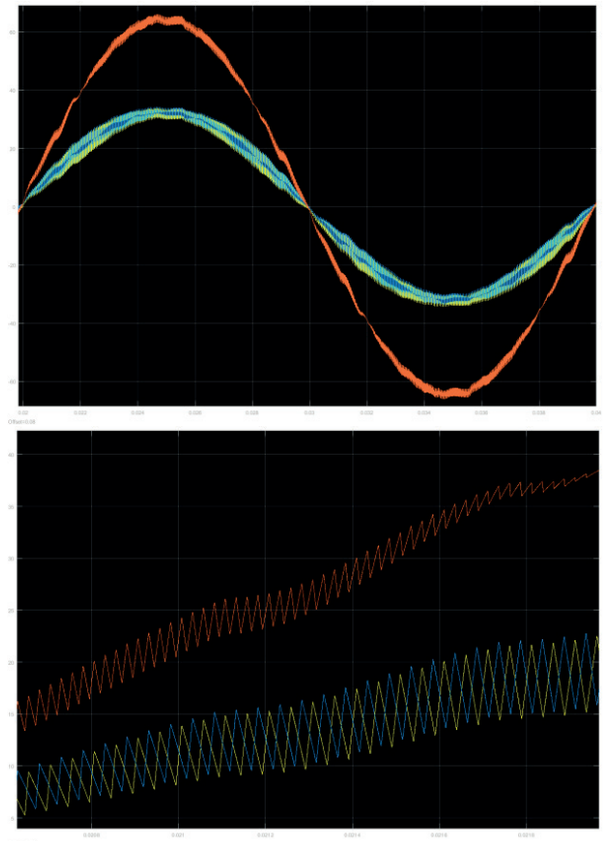
2.2. Benzetim sonuçları

Interleaved çalışma şeklini benzetim ortamında test edebilmek amacıyla üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici Matlab/Simulink ortamında modellenerek, faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu ile uyarılmış ve kontrol edilmiştir.
Anahtarlama işaretlerinin üretilmesinde çok seviyeli çeviricilerin tetiklenmesinde yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biri olan üç seviyeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır. Paralel çalışan evirici koluna ilişkin anahtarlama işaretleri ise bölüm 2.1'de anlatıldığı şekilde taşıyıcı üçgen dalga sinyalinin fazı 180° kaydırılarak elde edilmiştir.



Şekil 2.4: Sarı: Evirici çıkış gerilimi, Yeşil/Turuncu: Kol indüktör akımları, Mavi: Toplam indüktör akımı.

Şekil 2.4'de evirici çıkış gerilimi, her bir kola ait indüktör akımı ile kol akımlarının toplamı görülmektedir.



Şekil 2.5: Mavi: 1. Kol indüktör akımı, Sarı: 2. Kol indüktör akımı, Turuncu: Toplam indüktör akımı.

Şekil 2.5'de görüldüğü üzere paralel kollardaki akım dalgacıkları arasında faz farkı mevcuttur. Bu faz farkı sayesinde toplam akım dalgacığının yarı değerine kadar azaldığı benzetim sonuçlarından görülmektedir.
Ayrıca görüldüğü üzere paralel kollar akımı eşit paylaşmaktadır. Benzetim sonuçları, ideal koşullarda interleaved çalışma yönteminin paralel çalışan çevirici kolları arasında eşit bir yük paylaşımı sağladığını göstermektedir.

3. Üç Fazlı Interleaved çeviricinin uygulaması

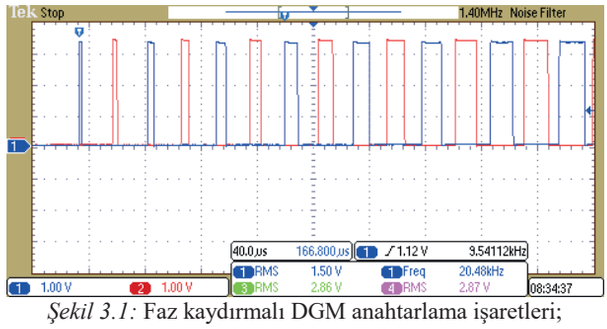
Üç fazlı üç seviyeli interleaved evirici yapısı şebeke etkileşimli evirici ve motor sürücülere uygulanmasına ilişkin az sayıda örnek bulunmakta olup fpga gibi çevre birimlerle birlikte kullanılabilmiştir [3,4]. Bu çalışmada ise faz kaydırmalı DGM anahtarlama işaretleri, sadece TMS320F28377D DSP'si kullanılarak üretilmiştir. Sistem tamamen sayısal olarak kontrol edilmektedir. Uygulaması gerçekleştirilen çeviriciye ilişkin donanımsal parametreler Tablo 3.1'de görülmektedir.Kapalı çevrim kontrol sayesinde evirici uygulamasında sabit çıkış gerilimi elde edilmekte, doğrultucu uygulamasında ise giriş akımı sinüzoidal olarak regüle edilmektedir. Paralel çalışan kollar arasında akım paylaşımı için herhangi bir kapalı çevrim kontrol uygulanmamaktadır. DGM işaretleri arasındaki faz farkı sistemin çalışması süresince sabit tutulmaktadır.

Tablo 3.1: Uygulamada kullanılan interleaved çeviriciye ilişkin parametreler.

Parametre	Değer	Yorum
Topoloji	-	Diyot kenetlemeli 3 seviyeli çevirici
Güç	30kVA	3 Faz toplam güç
F_a	20kHz	Anahtarlama frekansı
L_f	550µH	Paralel kol başına endüktans
C_f	40µF	Faz başına çıkış filtre kapasitesi
C_{DA}	4x6800µF	DA bara kondansatörü
V_{DA}	±360V	DA bara gerilimi
DGM Faz Farkı	180°	DGM'ler arasındaki faz farkı sabit

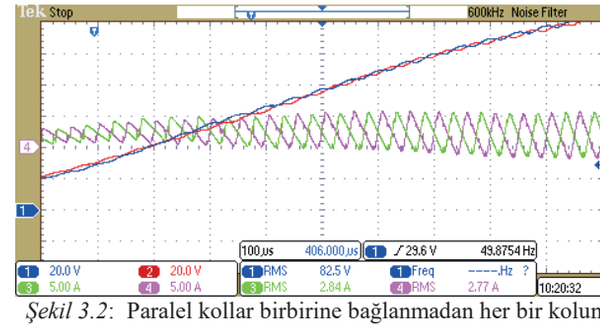
3.1. Interleaved evirici için DGM sinyallerinin üretilmesi ve evirici çıkış büyüklükleri

DSP kullanılarak üretilen anahtarlama işaretleri Şekil 3.1'de görülmektedir. Referans işaret olarak sinüzoidal işaret kullanılmaktadır. Mavi renkli DGM işareti 1. Kola, kırmızı renkli DGM işareti ise 2. kola uygulanmaktadır. Görüldüğü üzere DGM işaretleri arasında sabit 180° faz farkı bulunmaktadır. Ayrıca faz kaydırmalı DGM anahtarlama tekniği sayesinde ard arda gelen DGM işaretlerinin çalışma oranları arasında fark bulunmaktadır.



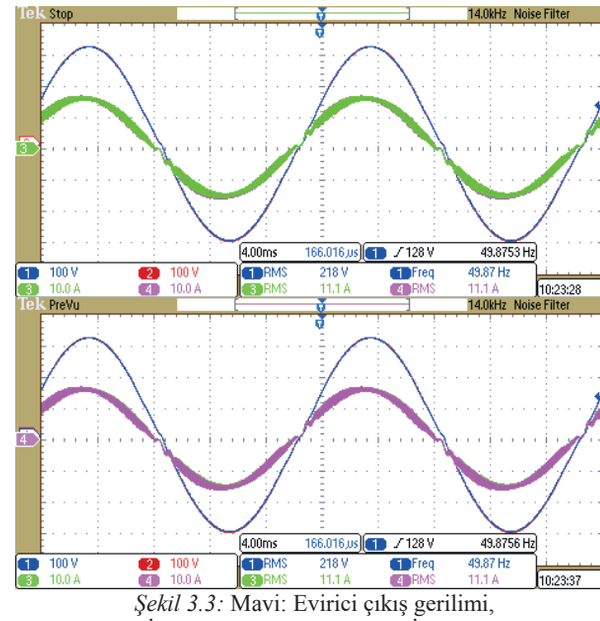
Şekil 3.1: Faz kaydırmalı DGM anahtarlama işaretleri; Mavi:1.Kol, Kırmızı:2.Kol.

Şekil 3.2'de çıkış indüktörleri henüz birbirine bağlanmamış interleaved olarak çalışan bir eviriciye ait dalga şekilleri görülmektedir. Kullanılan anahtarlama tekniği sayesinde bir DGM periodunda çevirici kollarından biri ileri fazda iken diğer DGM periyodunda ise öbür çevirici koluna ait gerilim ileri faza geçmektedir. Bu durum Şekil 3.2'de görülmektedir. Bu çalışma şekli sayesinde sistem paralel kollar arasında eşit akım paylaşımını başarılı bir şekilde gerçekleştirmektedir. Eğer çalışma süresi boyunca herhangi bir paralel kol sürekli olarak ileri fazda kalsaydı, ileri fazda olan kol yükün çoğunu üzerine alacaktı.



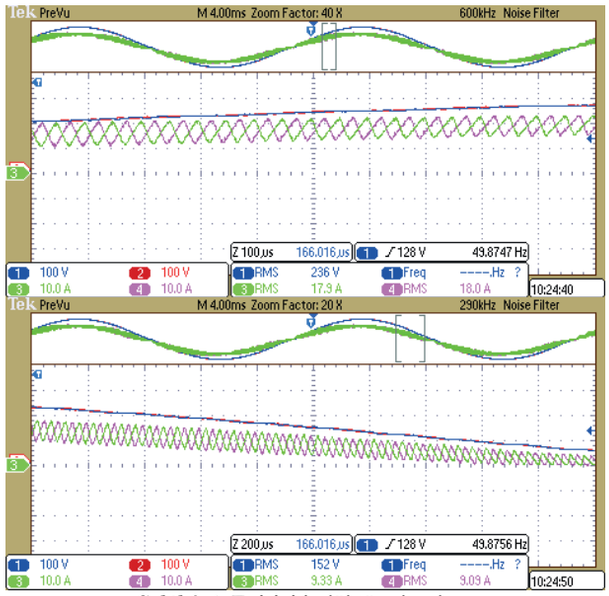
Şekil 3.2: Paralel kollar birbirine bağlanmadan her bir kolun çıkış gerilimi ve indüktör akımları.
Mavi:1.kol çıkış gerilimi, Kırmızı:2.kol çıkış gerilimi, Pembe:1.kol indüktör akımı, Yeşil:2. kol indüktör akımı.

Şekil 3.3'de interleaved çalışan eviricinin her bir indüktörünün akımı sırasıyla görülmektedir. Burada paralel kol çıkışları birbirine bağlanmış ve sistem 5kW civarında lineer yük ile yüklenmiştir. Görüldüğü üzere paralel kolların indüktör akımları düzgün bir şekilde üst üste çakışmakta ve yük akımı kollar arasında eşit bir şekilde paylaşılmaktadır.



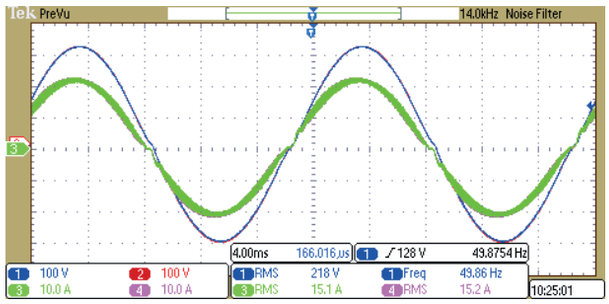
Şekil 3.3: Mavi: Evirici çıkış gerilimi,
Pembe: 1. İndüktörün akımı, Yeşil: 2. İndüktörün akımı.

Şekil 3.4'de evirici çıkış gerilimi ve indüktör akımları daha yakından görülmektedir. Akım dalga şekilleri incelendiğinde 1. paralel kol akımının tepe noktasında 2. kol akımı minimum değerdedir. Dalga şekillerinden görüleceği üzere indüktör akımı dalgalılıkları birbirlerini sönümlemekte, çıkışda her iki indüktör akımı toplandığı için çıkış akımı dalgalılığı azalmaktadır. Bu özellik sayesinde interleaved çevirici çıkışını filtre etmek kolaylaşmakta ve böylece indüktör boyutları küçülmektedir.



Şekil 3.4: Evirici indüktör akımları,
Pembe: 1. İndüktör akımı,
Yeşil: 2. İndüktör akımı.

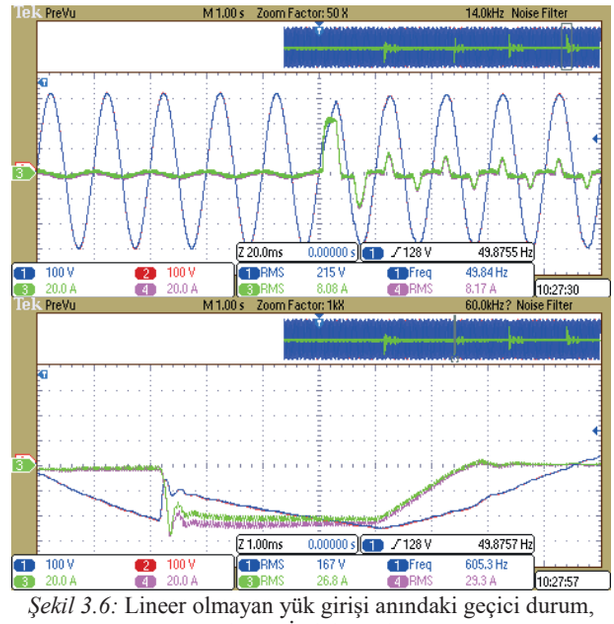
Şekil 3.4'de akım dalga şekli periyodun çıkış geriliminin bir periyodu süresince incelenmişve akım paylaşımının periyodun tamamında eşit ve düzgün bir şekilde gerçekleştiği görülmüştür.
Şekil 3.5'de evirici çıkış gerilimi ve her bir paralel kolun akımı üst üste görülmektedir. Görüldüğü üzere evirici yükü artırıldığı halde akım paylaşım oranı değişmemektedir. Sistemde yapılan testler sonucunda akım paylaşımının yükle beraber değişmediği doğrulanmıştır.



Şekil 3.5: Evirici çıkış gerilimi ve indüktör akımları.

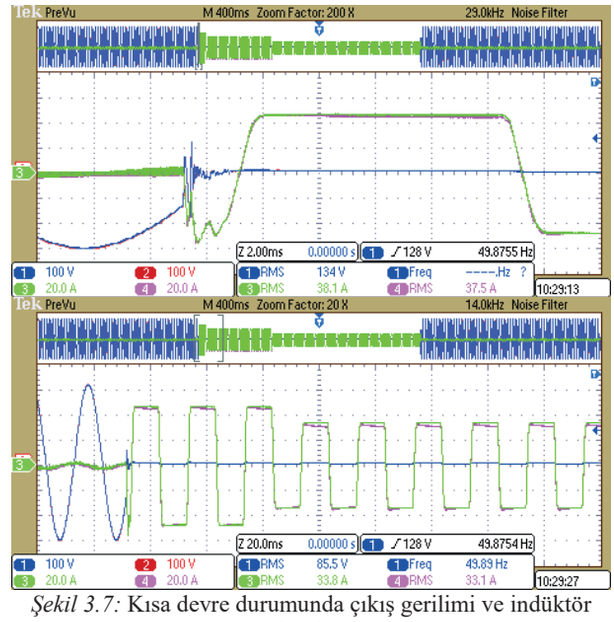
3.2. Interleaved üç seviyeli diyot kenetlemeli çeviricide geçici halde akım paylaşımı

Akım paylaşımında incelenmesi gereken bir diğer önemli nokta da geçici durumlardır. Bu amaçla sistem lineer olmayan yüklerle yüklenerek test edilmiştir. Lineer olmayan yük bir kontrolsüz köprü doğrultucu ve çıkışında paralel RC devresinden oluşmaktadır.
Özellikle lineer olmayan yükün anahtarlandığı ilk ana dikkat edilmelidir. Yük içerisindeki kondansatör ilk anda boş olduğu için, evirici çıkışı ilk anda kısa devre olmaktadır. Lineer olmayan yükün kondansatörü dolup devre sürekli hale gelene kadar evirici çıkışında bir geçici hal davranışı görülmektedir.
Sistemde kısa devre ve lineer olmayan yük anahtarlama durumları gibi geçici haller için bir algoritma kullanılarak, sistem belirli bir akım sınırında çalıştırılmaktadır. Bu tür durumlarda evirici çıkışı bir sabit akım kaynağı gibi davranmakta ve anahtarlama elemanlarının zarar görmesini engellemektedir. Akım değeri sınır değerin altına indiğinde ise tekrardan gerilim modunda çalışmaya devam edilmektedir.



Şekil 3.6: Lineer olmayan yük girişi anındaki geçici durum,
Pembe: 1. İndüktör akımı,
Yeşil: 2. İndüktör akımı.

Şekil 3.6'da lineer olmayan yükün ilk devreye girdiği an görülmektedir. Bu anda kol akımları 60A tepe değerine kadar birlikte yükselmekte ve çok yakın değerlerde hareket etmektedirler. Geçici hal süresinde oluşan birkaç amperlik fark kabul edilebilir görülmüştür. Ayrıca bu fark birkaç milisaniye sonra kapanmakta ve akım paylaşımı düzgün bir şekilde sağlanmaktadır.

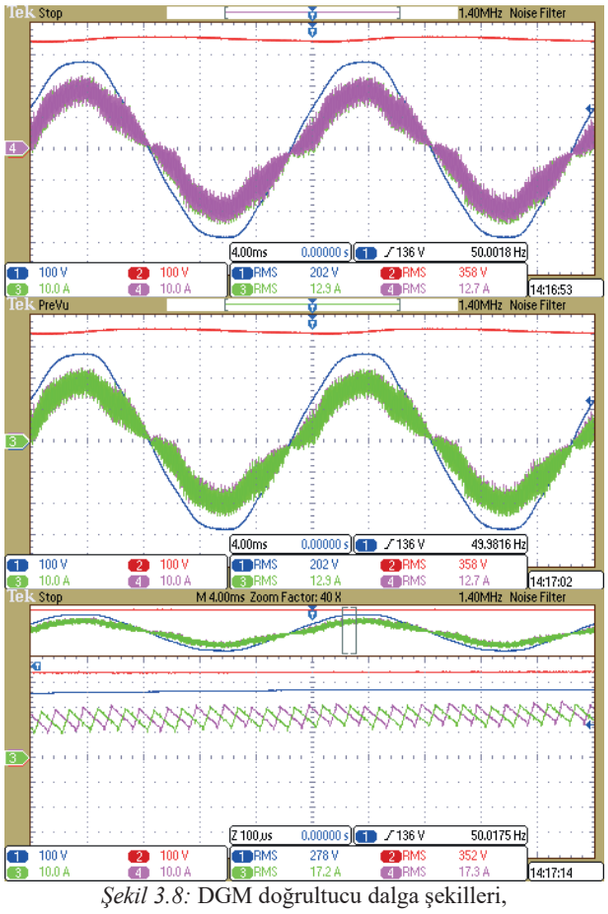


Şekil 3.7: Kısa devre durumunda çıkış gerilimi ve indüktör akımları.

Evirici çıkışı kısa devre edildiğinde elde edilen dalga şekilleri Şekil 3.7'de görülmektedir. Burada da lineer olmayan yüklerde olduğu gibi akım paylaşımı başarılı bir şekilde gerçekleşmektedir. Sistemde paralel çalışan kollar arasında herhangi bir kapalı çevrim akım kontrolü çalıştırılmamasına rağmen, kullanılan anahtarlama tekniği ile akım paylaşımı başarılı bir şekilde gerçekleştirilmektedir.

3.3. Interleaved üç seviyeli diyot kenetlemeli çeviricinin doğrultucu olarak çalıştırılması

Interleaved çevirici yapısı DGM doğrultucu uygulaması ile de test edilmiştir. DGM doğrultucu şebekeden sinüzoidal akım çekerek DA barada 360V gerilim üretilmektedir.



Şekil 3.8: DGM doğrultucu dalga şekilleri,
Mavi: Şebeke gerilimi,
Pembe: 1. indüktör akımı,
Yeşil: 2. indüktör akımı,
Kırmızı: DA bara gerilimi.

Şekil 3.8'de interleaved doğrultucuya ilişkin indüktör akımları üst üste görülmektedir. Evirici uygulamasında olduğu gibi burada da akım paylaşımının eşit bir şekilde gerçekleştiği görülmüştür.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada özellikle yüksek güçlü güç dönüştürücü uygulamalarında ortaya çıkan yarı iletken güç anahtarlarının paralellenmesi gereksinimine alternatif bir metod ele alınmıştır. Anahtarların doğrudan paralellenmesi sonucu oluşan problemlerden kaçınılmak amacıyla interleaved dönüştürücü yaklaşımı üç seviyeli diyot kenetlemeli çeviriciye uygulanarak, çevirici uygulaması gerçekleştirilmiştir. 30kVA prototip evirici ve doğrultucu ile yapılan testlerde akım paylaşımının paralel çalışan interleaved çevirici kolları arasında başarılı bir şekilde gerçekleştiği görülmüştür. Ayrıca kısa devre ve lineer olmayan yükün ilk giriş anı gibi geçici durumlar da detaylı olarak incelenerek bu durumlarda dahi yük paylaşımının başarılı bir şekilde gerçekleştiği, yarı iletken anahtarların zarar görmeden çalıştığı tesbit edilmiştir.
Faz kaydırmalı DGM anahtarlama tekniği sayesinde paralel çalışan çevirici kollarındaki indüktör akımlarının dalgacıklarının birbirini sönümlediği benzetim ortamında ve uygulamada gözlenmiştir. Interleaved çevirici topolojisinde kullanılan indüktör sayısı iki katına çıkmasına rağmen akım yarı değerine düştüğünden kullanılan indüktörlerin boyutları küçülmektedir. Neticede her kol yükü eşit paylaştığı için indüktör boyutları da buna bağlı olarak küçülmektedir.
Bu çalışmada iki kol paralel bağlandığından faz kaydırmalı DGM işaretleri arasında 180° sabit faz farkı kullanılmıştır. Interleaved çalışan çevirici kollarında manyetik bağ bulunmayan iki adet indüktör kullanılması yerine, kuplajlı endüktör kullanımı üzerine araştırma yapılması önerilebilecektir.

5. Kaynaklar

[1] İbrahim Sefa; Şaban Özdemir, "Experimental study of interleaved MPPT converter for PV systems" IECON 2009, 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics' Portugal.

[2] Thiemo Kleeb, "Samuel Araújo, Peter Zacharias' "Size and performance optimization of filter inductors for highly efficient and compact power conversion circuits", 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, Franc

[3] Eddy Aeloiza, Yu Du "Multilevel Multichannel Interleaved AC-DC Converter for High Current Applications", 14-18 september 2014' IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) Pittsburgh, USA

[4] Subhadeep Bhattacharya; Diego Mascarella; Géza Joós; Jean-Marc Cyr; Jianhong Xu "A Dual Three-Level T-NPC Inverter for High-Power Traction Applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, Volume: 4, Issue: 2

Ek A

Kısaltmalar:

DGM : Darbe Genişlik Modülasyonu
DSP : Digital Signal Processor
DA : Doğru Akım
NPC : Neutral Point Clamped
HVDC : High Voltage DC
msn : Mili Saniye

Yaygın Faz Dönüştürücülerinin Karşılaştırmalı Değerlendirilmesi
Comparative Study Of Phase Converters

Seçil Yılmaz[1], Güven Önbilgin [2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi
secil.yilmaz@omu.edu.tr, gonbilgi@omu.edu.tr,

Özet

Endüstride ve elektriğin kullanımında "faz dönüştürücü" terimi genellikle tek fazdan üç fazlı gerilimler elde etmek olarak tanımlanır. Faz dönüştürücüler, üç fazlı sistemin kurulumunun pahalı olduğu uzak bölgelerde kullanılır. Çünkü böyle bir sistemi kurmak fazladan transformatör,iletim hattı,ölçü donanımları gibi elemanlar gerektirir. Endüstride ise makine verimliliği, güç katsayısı, ve kuvvet salınımları açısından üç fazlı asenkron motoru tek fazlı asenkron motora göre daha çok yeğlenir. Bu yüzden üç fazlı asenkron motor sürücüleri tek fazlı asenkron sürücülerine göre daha çok kullanılır. Fakat üç fazlı asenkron motor beslemesi için tek fazı üç faza dönüştüren güç dönüştürücü sistemi gereklidir. Faz dönüştürme işlemi güç elektroniği düzeneğiyle yapıldığında tetikleme elemanları,anahtarlama elemanları, doğrultucu devresi gibi karmaşık devreler söz konusudur. Bu çalışmada çeşitli faz dönüştürme işlemleri incelenmiş ,simetrili bileşenler teorisi kullanılarak gerilim dengesizlik faktörü ve toplam harmonik bozulması hesaplanarak karşılaştırmaları yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Atım genişlik bindirimi, Tek fazı üç faza dönüştürme, evirici, matris dönüştürücü, ferraris-arno sistemi ile faz dönüşümü, simetrili bileşenler analizi.

Abstract

The term "phase transducer" in industrial and electrical applications is often referred to as obtaining three phase voltages from a single phase. Phase converters are used in remote areas where installation of the three-phase system is expensive. Because installing such a system requires additional transformers, transmission lines, measuring equipment, and so on. In terms of machine efficiency, power factor, and power oscillations, industrial three-phase asynchronous motors are preferred over single-phase asynchronous motors. Because of this, three-phase asynchronous motor drives are used more than single-phase asynchronous drives. However, for a three-phase asynchronous motor supply, a single-phase three-phase power converter system is required. When the phase conversion process is done with the power electronic device, the trigger elements, the switching elements, the rectifier circuit, the complex circuits are mentioned. In this study, various phase transformations are investigated, using symmetrical component theory the voltage imbalance factor

Keywords: Pulse width modulation, one phase to three phase conversion, inverter, matrix converter, Smith connection, single-phase to three-phase conversion by the ferraris-arno system,analysis of symmetric components.

1. Giriş

Faz dönüştürücüleri sadece tek fazlı kaynakların mümkün olduğu alanlarda üç fazlı asenkron makinalara ve bu alanlardaki uygulamalara avantaj sağlamak için kullanılmaktadır.

Bu amaçla 1945 'te Magss'in önerdiği yöntem üç fazlı asenkron makinanın iki ucunun tek fazlı kaynağa temas ettiği Ferraris-Arno sistemidir. Üçüncü uç makinaya yol vermek için direnç-indüktans faz ayırıcısının orta noktasına bağlanır. Makina yol alıp, üç fazlı gerilim ürettikten sonra üçüncü uç faz ayırıcısından ayrılır. Bu makina pilot makina olarak adlandırılır, yüksüz veya az yükte çalıştırılır . Pilot makina yol aldıktan sonra diğer üç fazlı makinalar da yol alabilir. Bağlanacak ek makina sayısının az olduğu bu sistemde, gerilim dengesi dışında pilot motorun tek başına çalışmasından daha iyi gerilim kararlılığı vardır. Maggs asenkron motorların pilot motor olarak kullanılmasına dikkat çekmiştir ve sargıların eşdeğer devresi normal gerilimden daha düşük gerilim ürettiğinden ve sistem yüklendikçe de bu gerilim daha çok düşeceğinden gerilimi yükseltmek için daha az sarımlı bacak daha fazla sarımlarla sarılması gerektiğini önermiştir. Simetrik, bilezikli makinanın az sarımlı bacağına kondansatörün bağlanmasıyla elde edilen , asenkron makinanın pilot motor olarak daha iyi yol almasını sağlayan sistem kondansatör- Ferraris-Arno sistemidir . Bunlara ek olarak, çok motorlu sistem ve kondansatörlerle pilot motorun boyutu azalmıştır [1].

1954'te Habermann üç fazlı asenkron motorun tek fazlı kaynakla çalışması için basit statik faz dönüştürücü olan zaman ayarlı anahtara bağlı kondansatörlü sistemi önermiştir. Bu sistemde bir tane kondansatör yol alma anında diğer kondansatör ise çalışma durumunda kullanılmıştır. Bu çalışma şeklinde motorun ürettiği üç faz gerilim değeri yaklaşık %60 azalmıştır [2].

Ferraris Arno sisteminin matematiksel davranışını, simetrik bileşenler teorisini kullanarak ilk olarak Akhunlar incelemişlerdir [3].

Daha sonra Brown ve Russell Ferrarris -Arno sisteminin matematiksel davranışını tamamen açıklayarak ,dengeli üç

göstererek ve negatif dizi bileşen geriliminin sıfıra eşit olduğunu belirterek bu alanda çalışmışlardır [4].

1965 yılına gelindiğinde Huber, gereksiz kullanımı önlemek için sadece belirli motora ve yüke göre tasarlanan sistem yeterli miktarda dengeli gerilim üreten yaygın olarak kullanılan statik bir faz dönüştürücüsünü önermiştir. Bu sistemde az sarımlı bacak seri kondansatörler boyunca temas ederek bir ototransformatör gibi çalışır [5].

1971'de Tindall ve Monteith dengeli üç faz gerilim elde edebilmeyi sağlayan, reaktif iki elemanı kullanarak statik bir faz dönüştürücüsünü önermiştir. Gerekli faz dönüştürücü değerlerini belirleyebilmek için tekrar simetrik bileşenler teorisini kullanmıştır [6].

1973'te ototransformatörün ilk matematiksel yaklaşımını Chabra, Soderholm ve Charity yapmışlardır. Dengeli gerilim sağlamak ve uygun kondansatör değerini belirlemek için simetrik bileşenler teorisini kullanılmışlardır [7].

Dengeli çalışma için, üçgen bağlı makinaya eklenen çift eleman dönüştürücüsündeki reaktif elemanların değişimi 1985'te Holmes tarafından belirlenmiştir. Buradaki reaktif elemanlar, indüktör boyunca akımı anahtarlamak için kullanılan bir çift tristördür. Fakat yarı iletken anahtarların anahtarlanması, sistemde önemli derecede harmonik bileşenlere yol açmıştır [8].

1992'de El-Maghraby, Thejel ve Ibrahim simetrik bileşenler analizini kullanarak, yıldız bağlı makinaya bağlanan çift eleman dönüştürücüsünü keşfetmişlerdir. Önceden önerildiği üzere, negatif dizi bileşen gerilimi ve düzensizlik faktörü en aza indirilerek denge koşulu elde edilmiştir. Fakat dengesizlik derecesini azaltmak için, sadece birkaç dönüştürücüdeki eleman değeri önerilmiştir [9].

İlgili alandaki yazınlar incelendiğinde döner ve durağan faz dönüştürücülerde elektromekanik olanların, yeni elektromekanik aygıtlarla gerçekleştirilmesi üzerine uzun süredir bir çalışma yapılmadığı, durağan güç elektroniği düzeneklerinin de kendi içinde karşılaştırmalı değerlendirmesinin yapılmadığı, bu alanın da yeni teknolojilerle ve yeni düzenek önerilerine açık olduğu görülmüştür. Bu çalışma bu eksiklikleri gidermek ve konu üzerinde güncel ve derli toplu sonuçlar üretmeyi amaçlamaktadır.

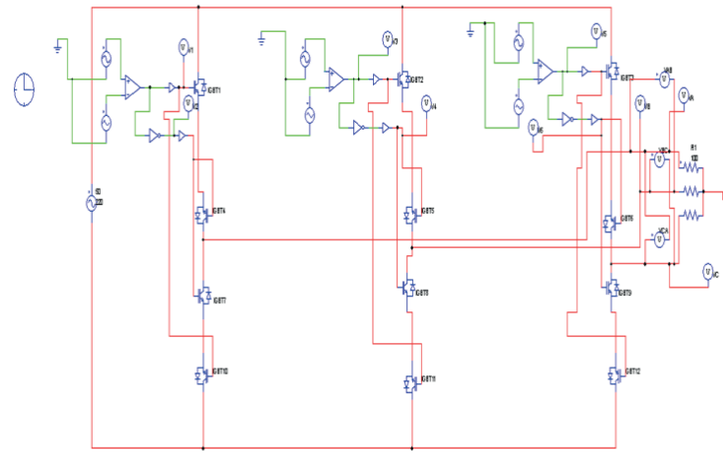
2. Materyal ve Yöntem

Bu çalışmada var olan elektromekanik faz dönüştürücüler ile güç elektroniği faz dönüştürücülerinin PSIM yazılım modeli yardımıyla benzetimleri yapılmış ve simetrili bileşenler analizi ve harmonik analizi yardımıyla bunların getiri-götürüleri de değerlendirilmiştir.

3. Elektronik Faz Dönüştürüleri

3.1. Tek Fazı Üç Faza Dönüştüren Matrix Dönüştürücü Yöntemi

Matris dönüştürücüler, enerji depolayan ara elemanlara ihtiyaç duymaması, yükten bağımsız bir şekilde güç katsayısının ayarlanabilir olması ile almaşık gerilim dönüşümlerinde kullanılmaktadırlar. Şekil 1'de PSIM yazılım modeli ile tek fazı üç faza dönüştüren matrix dönüştürücü verilmiştir.

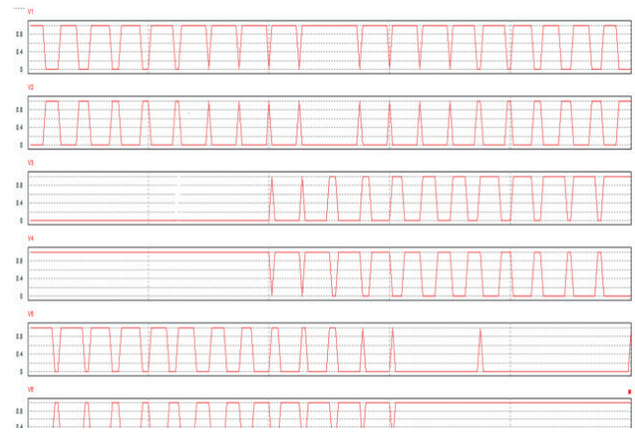


Şekil 1: PSIM ile tek fazı üç faza dönüştüren matrix dönüştürücü benzetimi

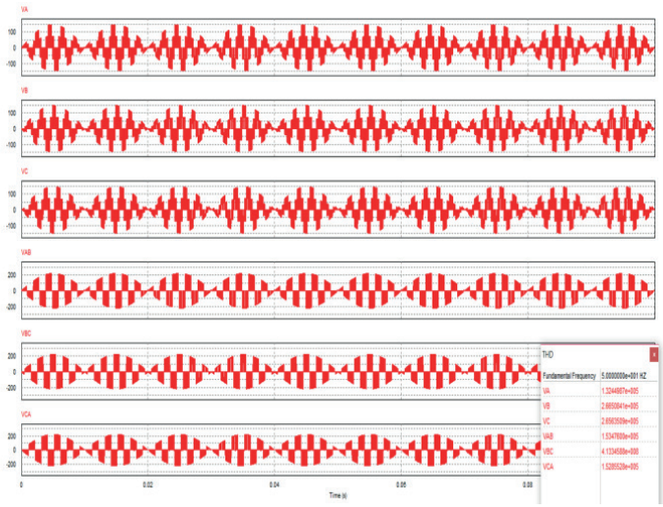
Bu devrede IGBT anahtarlar kullanılmıştır. Anahtarların tetiklenmesinde kullanılan atım genişlik bindirimini (AGB) elde etmek için taşıyıcı ve denetim sinyallerinin sıklıkları değiştirilerek en uygun anahtarlama sinyalinin bulunması amaçlanmıştır.

Matrix dönüştürücüsü incelendiğinde artı dönemde; IGBT1, IGBT2, IGBT3, IGBT7, IGBT8, IGBT9 anahtarları kaynaktan yüke enerji akışı için denetlenmelidir, aynı zamanda eksi dönemde IGBT4, IGBT5, IGBT6, IGBT10, IGBT11, IGBT12 yükten kaynağa akım için denetlenmelidir. Dönüştürücünün kısa devre olmaması için IGBT1 ve IGBT7 anahtarları aynı anda iletimde olmamaları ve açık devre olmaması için de IGBT1 veya IGBT7 anahtarlarından en az birinin iletimde olması gereklidir. Aynı durum diğer fazlara bağlı olan anahtarlar için de geçerlidir.

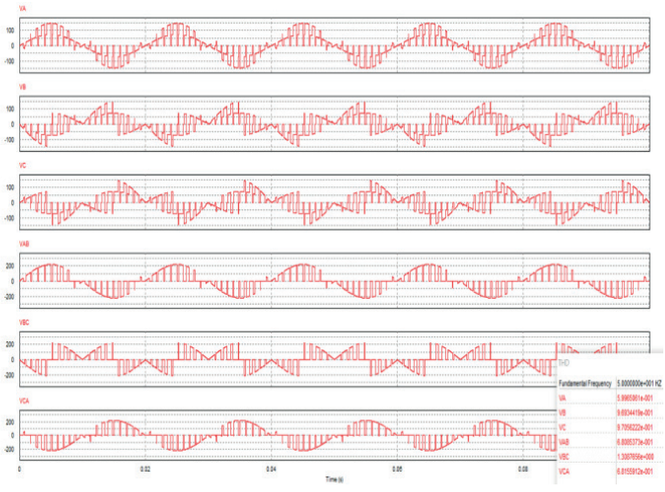
Şekil 2'de sıklığı 500 Hz ve , genliği 1 volt ve aralarında 120º faz farkı olan 3 adet sinüs denetim sinyali ve sıklığı 20 kHz olan taşıyıcı sinyal dediğimiz testere ile karşılaştırılarak elde edilen anahtarlama sinyalleri ve Şekil 3'te çıkıştan elde edilen 50 Hz'lik gerilimler görülmektedir . Benzer olarak, sıklığı 50 Hz ve genliği 1 volt 120º faz farkı olan 3 adet sinüs sinyali ile sıklığı 20 kHz olan taşıyıcı sinyal dediğimiz testere ile karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilmiş ve çıkıştan elde edilen 50 Hz'lik gerilimler Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 2: Matrix dönüştürücü anahtarlama sinyalleri



Şekil 3: Matrix dönüştürücü çıkışındaki gerilimler



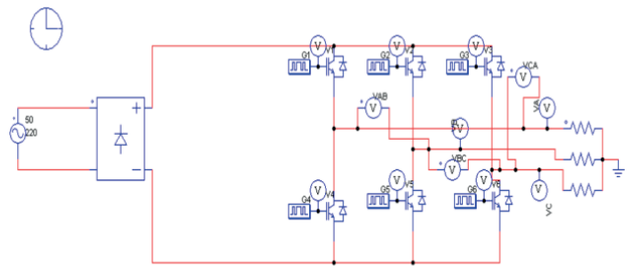
Şekil 4: Matrix dönüştürücü çıkışındaki gerilimler

$Vab=220^{0}$,$Vbc=200^{-120}$, $Vca=210^{120}$

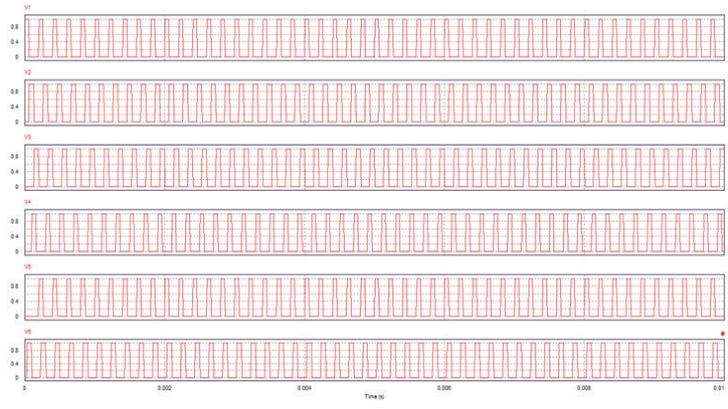
$Va=146.66^{-30}$, $Vb=146.66^{-150}$, $Vc=146.66^{90}$

3.2. Tek Fazı Üç Faza Dönüştüren Atım Genişlik Bindirimli Evirici Yöntemi

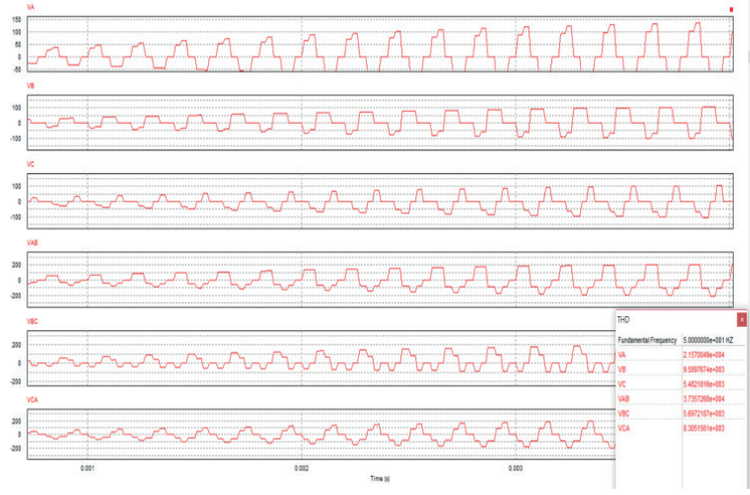
Tek fazı üç faza değişken gerilim ve sıklıkta dönüştüren dönüştürücü yapısında üç bacaklı atım genişlik bindirimli (AGB) evirici ve tam dalga köprü diyot doğrultucu vardır. Şekil 5'te faz dönüşümünde kullanılan eviricinin şekli görülmektedir. Devrede 6 adet IGBT anahtar kullanılmış ve her bir anahtarlama elemanının 120º iletim durumunda kalmasını sağlayacak tetikleme sinyalleri de Şekil 6'da verilmiş ve Şekil 7'de görülen çıkış gerilimleri elde edilmiştir.



Şekil 6: Tek fazı üç faza dönüştüren AGB denetimli evirici.



Şekil 6: Anahtarların 120º iletim durumu için tetikleme sinyalleri



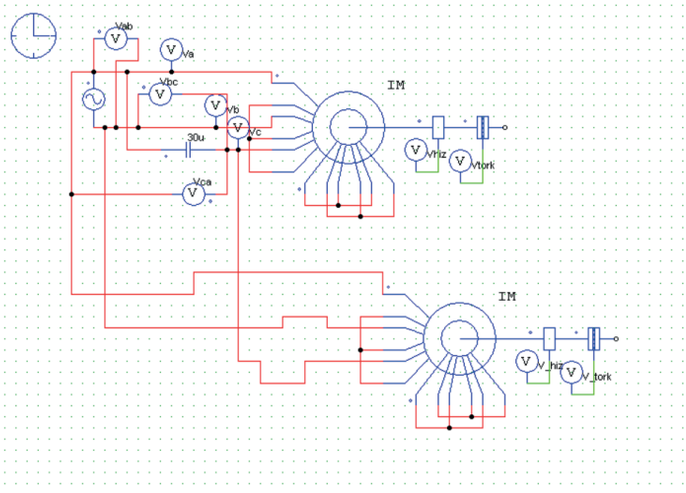
Şekil 7: Evirici çıkışındaki gerilimler

$Vab=220^{0}$,$Vbc=220^{-120}$, $Vca=220^{120}$

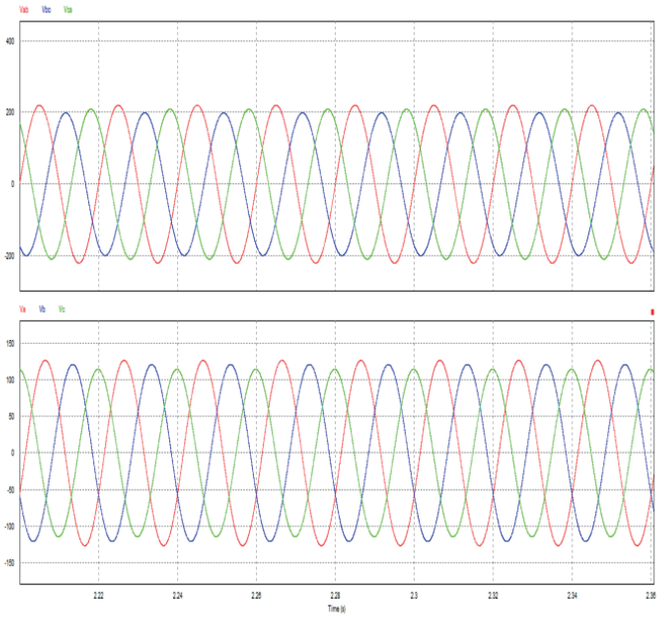
$Va=106.9^{-30}$, $Vb=106.9^{-150}$, $Vc=106.9^{90}$

4. Elektromekanik Faz Dönüştürücüleri

4.1. Sığaçla Yardımcı Faz Gerilimi Elde Etme Yöntemi



Şekil 8: Sığaçla yardımcı faz gerilimi elde etmek için bağlantı şematiği



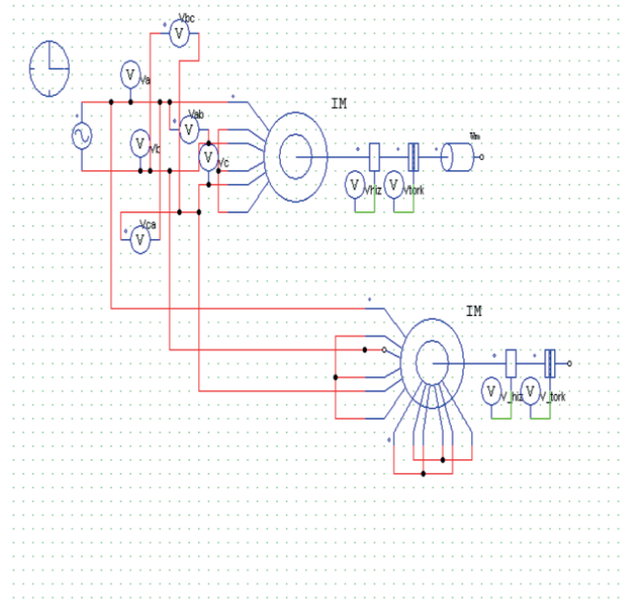
Şekil 9: Çıkıştan elde edilen gerilimlerin ayrıntısı

Şekil 9 dan elde edilen gerilim değerleri aşağıda verilmiştir;

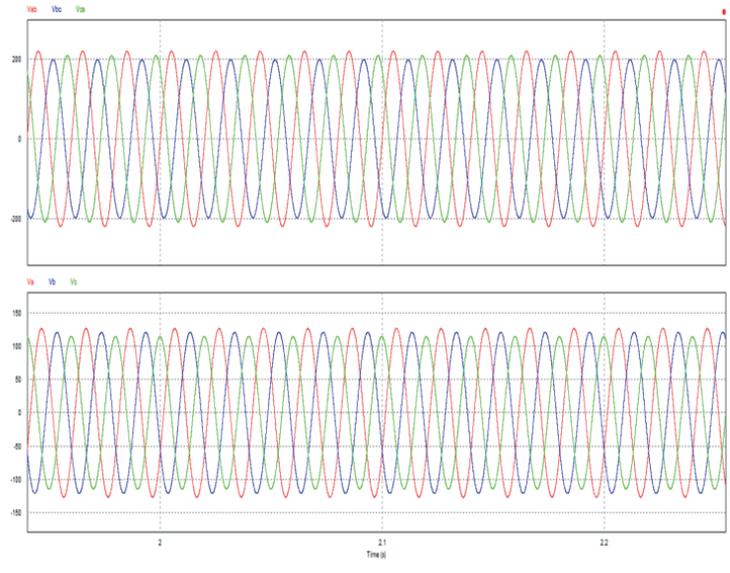
Vab=220^{0} ,Vbc=200^{-120}, Vca=210^{120}

Va=127^{-30}, Vb=121.26^{-150}, Vc=115.581^{90}

4.2. Ferraris Arno Ilkesi Kullanılarak Sincap Kafesli Asenkron Motordan Üç faz Gerilim Elde Etme



Şekil 10: Ferraris Arno ilkesi kullanılarak sincap kafesli asenkron motordan üç faz gerilim elde etmek için bağlantı şematiği

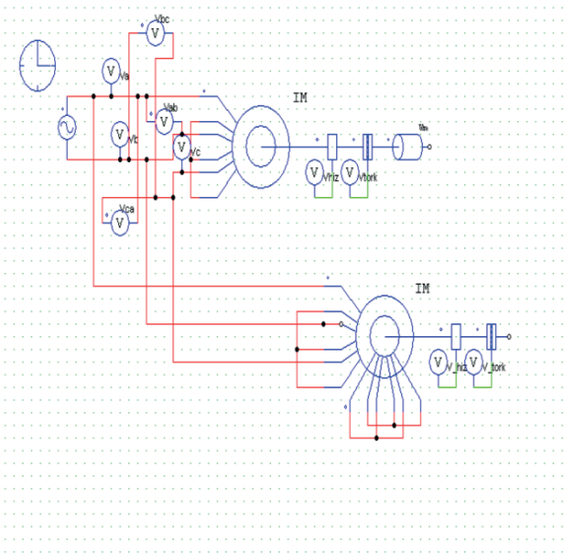


Şekil 11: Çıkıştan elde edilen gerilimlerin ayrıntısı

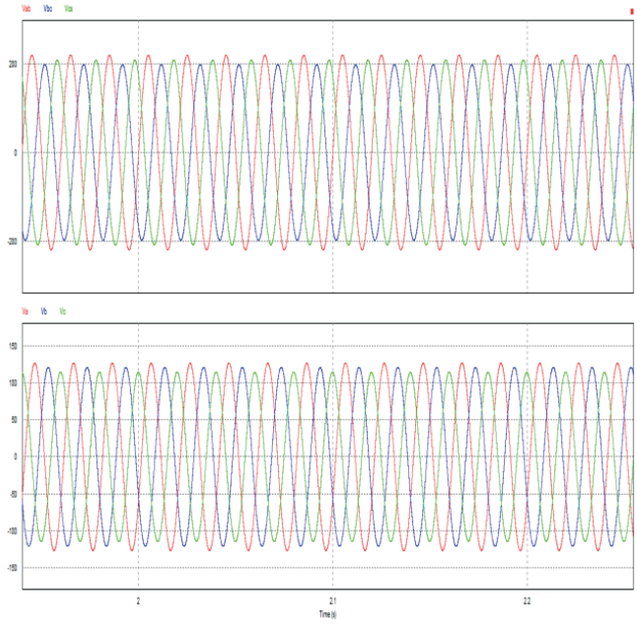
Vab=220^{0} ,Vbc=200^{-120}, Vca=209^{120}

Va=126.728^{-30}, Vb=121.045^{-150}, Vc=114.225^{90}

4.3. Ferraris Arno Ilkesi Kullanılarak Bilezikli Asenkron Motordan Üç faz Gerilim Elde Etme



Şekil 12: Ferraris Arno ilkesi kullanılarak bilezikli asenkron motordan üç faz gerilim elde etmek için bağlantı şematiği

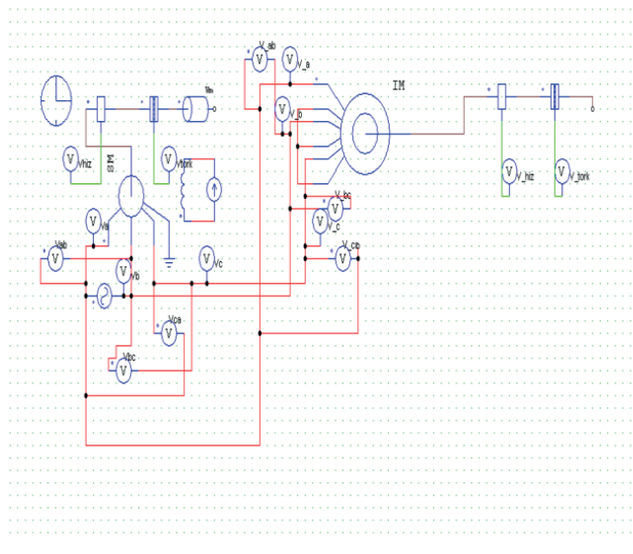


Şekil 12: Çıkıştan elde edilen gerilimlerin ayrıntısı

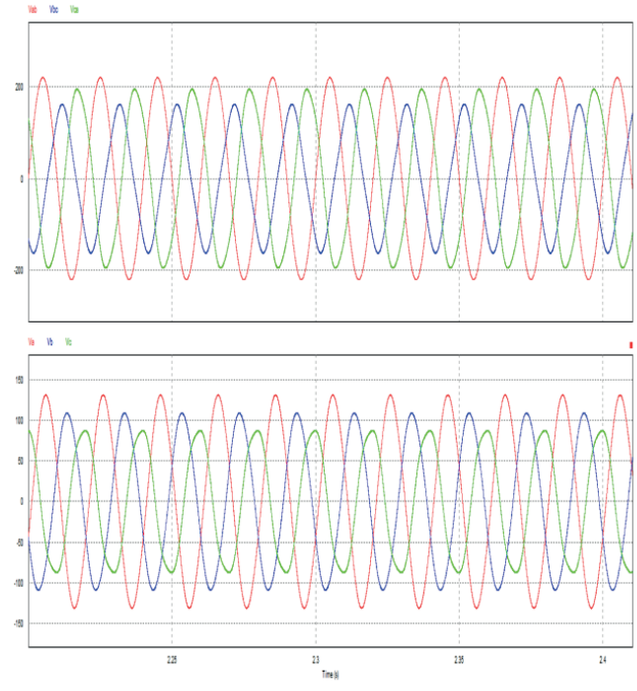
Vab=220^{0} ,Vbc=200^{-120}, Vca=209^{120}

Va=126.728^{-30} Vb=121.045^{-150} Vc=114.225^{90}

4.4. Senkon Motor Kullanılarak Uç Faz Gerilim Elde Etme



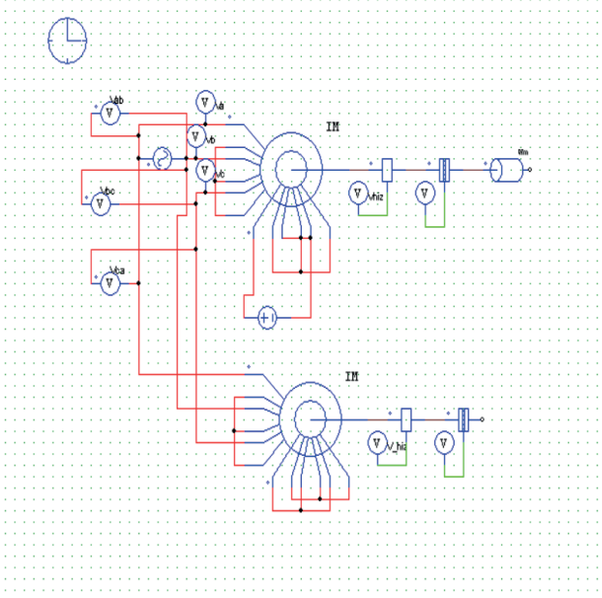
Şekil 13: Senkon motor kullanılarak üç faz gerilim elde etmek için bağlantı şematiği



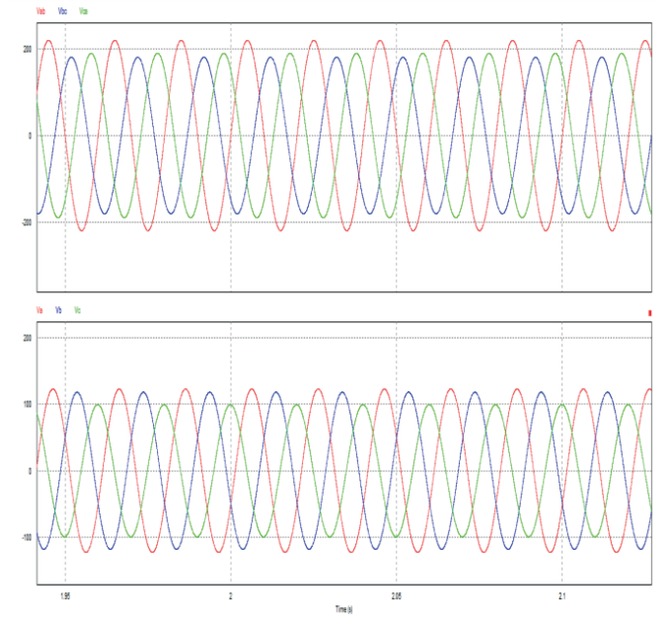
Şekil 13: Çıkıştan elde edilen gerilimlerin ayrıntısı

Vab=220^{0},Vbc=160.8^{-120}, Vca=194.031^{120}

4.5. Bilezikli Asenkron/Senkron Generatör Yöntemi Yardımı ile Üç Faz Gerilim Elde Etme



Şekil 13: Bilezikli asenkron/senkron generatör yöntemi Yardımı ile Üç Faz Gerilim Elde Etme üç faz gerilim elde etmek için bağlantı şematiği



Şekil 13: Çıkıştan elde edilen gerilimlerin ayrıntısı

$Vab=220^{0}$, $Vbc=180^{-120}$, $Vca=190^{120}$

$Va=123^{-30}$, $Vb=118^{-150}$, $Vc=100^{90}$

5. Çıkış Gerilimlerinin Simetrili Bileşenler Analizi

Faz gerilimlerinin etkin değeri veya ardışık fazlar arasındaki faz açılarının eşit olmaması durumunda 3 fazlı bir sistem dengesiz demektir. Dengesizliğin derecesi, temelin negatif bileşeni (U_{1i}) (veya sıfır bileşeni (U_{1o}), temelin pozitif bileşeni ile karşılaştırılarak, Fortescue bileşeni kullanılarak tanımlanır.

$$\Delta U_i = \frac{|\overline{U_{1i}}|}{|\overline{U_{1d}}|} \text{ ve} \Delta e_o = \frac{|\overline{U_{1o}}|}{|\overline{U_{1d}}|} \quad (1)$$

Faz dönüştürücülerin çıkışlarından elde edilen gerilimlerin Fortescue bileşeni denklem 2, 3, ve 4'te verilen simetrili bileşenler analizi ile hesaplanmıştır. Hesaplanmadan elde edilen veriler tablo 1'de gösterilmiştir.

Tablo 1: Çıkış gerilimlerinin simetrili bileşenler analizi

Faz dönüşümünde kullanılan ilke	Pozitif Dizi bileşen(Vp)	Negatif Dizi bileşen(Vn)	Sıfır Dizi bileşen(Vo)	Dengesizlik Etkeni (Vp/Vn)
Matrix Dönüştürücü Yöntemi	0	$439.98^{\angle -30}$	0	0
Atım Genişlik Bindirimli Evirici Yöntemi	0	$320.7^{\angle -30}$	0	0
Sığaçla Yardımcı Faz Gerilimi Elde Etme Yöntemi	$9.88^{\angle -0.17}$	$363.84^{\angle -30}$	$9.889^{\angle -59.8}$	0.027
Ferraris Arno İlkesi Kullanılarak Sincap Kafesli Asenkron Motordan Üç faz Gerilim Elde Etme	$10^{\angle 3}$	$361.84^{\angle -30}$	$10.84^{\angle -63}$	0.027
Ferraris Arno İlkesi Kullanılarak Bilezikli Asenkron Motordan Üç faz Gerilim Elde Etme	$10^{\angle 3}$	$361.84^{\angle -30}$	$10.84^{\angle -64}$	0.027
Senkon Motor Kullanılarak Üç Faz Gerilim Elde Etme	$37.223^{\angle -0.8}$	$341^{\angle -30}$	$37.2^{\angle -59.1}$	0.109
Bilezikli Asenkron/Senkron Generatör Yöntemi Yardımı ile Üç Faz Gerilim Elde Etme	$20.95^{\angle 18.07}$	$327.57^{\angle -31}$	$20.95^{\angle -78}$	0.069

$$Vp=Va+ a^2Vb+aVc \quad (2)$$

$$Vn=Va+a\ Vb+a^2Vc \quad (3)$$

$$V0=Va+a\ Vb+Vc \quad (4)$$

6. Çıkış Gerilimlerinin Harmonik Analizi

Uluslar arası IEC 519-1992 'ye göre standartlar içinde kabul edilen harmonik bozulma değerleri,*gerilim için % 3* olarak belirlenmiştir.Bu limit değerlerinin üzerinde bulunan harmonik oranlarında,elektrik sistemleri için tehlikeli ve büyük maddi zararlar oluşturabilecek problemler meydana gelmektedir.Elektrik enerji kalitesinin bozulma oranının tespiti için standartlarla belirlenmiş olan, aşağıdaki 5 numaralı bağıntı kullanılabilir;

$$[THD]_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (5)$$

Faz dönüştürücü çıkışındaki gerilimlerin harmonik bozulmaları elde edilip tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Çıkış gerilimlerinin harmonik analizi

Faz dönüşümünde kullanılan ilke	VA	VB	VC	VAB	VBC	VCA
Matrix Dönüştürücü Yöntemi	% 5.99	%9.68	% 9.7	% 6.8	13%	% 6.8
Atım Genişlik Bindirimli Evirici Yöntemi	%15.99	%16.00	%15.99	%17.00	%18.00	%17.00
Sığaçla Yardımcı Faz Gerilimi Elde Etme Yöntemi	%0.009	%0.008	%0.008	%0.009	%0.008	%0.008
Ferraris Arno İlkesi Kullanılarak Sincap Kafesli Asenkron Motordan Üç faz Gerilim Elde Etme	%0.009	%0.009	%0.007	%0.009	%0.008	%0.008
Ferraris Arno İlkesi Kullanılarak Bilezikli Asenkron Motordan Üç faz Gerilim Elde Etme	%0.009	%0.009	%0.007	%0.009	%0.008	%0.008
Senkon Motor Kullanılarak Üç Faz Gerilim Elde Etme	% 0.2	% 0.2	% 0.6	% 0.9	% 0.6	% 0.4
Bilezikli Asenkron/Senkron Generatör Yöntemi Yardımı ile Üç Faz Gerilim Elde Etme	%0.008	%0.009	%0.008	%0.009	%0.008	%0.008

7. Sonuçlar

Durağan güç elektroniği elemanlarıyla faz dönüşümü incelendiğinde matrix dönüştürücü ve evirici çıkışında üç faz gerilimlerinin sıfır dizi bileşen gerilim değerlerinin sıfır olduğu görülmektedir. Aynı dönüşümü yapmalarına rağmen matrix dönüştürücünün enerji depolama elemanına ve doğrultma devresine ihtiyaç duymaması eviriciden daha az maliyetli olduğunu göstermektedir. Durağan güç elektroniği düzenekleriyle elektromekanik dönüştürücüler karşılaştırıldığında elektromekanik dönüştürücü çıkışındaki gerilimlerde sıfır dizi bileşen gerilimlerinin görülmesi elektronik faz dönüştürücülerine göre dezavantajdır. Dengesizlik etkenleri incelendiğinde en iyi sonuçlar elektronik dönüştürücü çıkışındaki gerilimlerden, elektromekanik dönüştürücü içerisinde ise sığaçla yardımcı faz gerilimi elde etme yöntemi ve ferraris arno ilkesi kullanılarak üç faz gerilimi elde etme yönteminden elde edildiği görülmektedir. Çıkış geriliminin toplam harmonik bozulması incelendiğinde en iyi sonuçların Ferraris arno yöntemi ve sığaçla yardımcı faz gerilimi elde etme yönteminden elde edildiği görülmektedir. Elektromekanik dönüştürücülerinin çıkışındaki gerilim değerlerinin dengesizlik etkeni ve harmonik bozulması kabul edilebilir bir seviyede olduğu sonuçlardan anlaşılmaktadır. Aynı zamanda matris dönüştürücü ve atım genişlik bindirimli evirici devrelerindeki harmonik bozulmanın azaltılması için filtre devresi gerektirmesi ,anahtarlama elemanına ve tetikleme devresine ihtiyaç duyulması elektromekanik dönüştürücüleri avantajlı kılmıştır.

İlgili alandaki yayınlar incelendiğinde elektromekanik ve elektronik faz dönüştürücüleri kendi içinde ve birbirlerine göre geniş kapsamlı olarak karşılaştırılmamıştır.Fakat bu çalışmada farklı olarak elektromekanik faz dönüştürücüleri ve elektronik faz dönüştürücüleri hem kendi içinde hem de birbirlerine göre karşılaştırılmıştır.

8. Kaynaklar

[1] Maggs, A. H, "Single-Phase to Three-Phase Conversion by the Ferraris–Arno System", *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part II: Power Engineering,* Vol. 93, No. 32, pp. 133-136, 1946.

[2] Habermann, R., "Single-Phase Operation of 3-Phase Motor with a Simple Static Phase Converter", *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems,* Vol. 73, No. 2, pp. 833-837, 1954.

[3] Akhunlar, A., "Theory of the Arno Converter", *Istanbul Teknik Üniversitesi Bülteni,* No. 6, p. 6, 1953.

[4] Brown, J. E., and R. L. Russell, "Symmetrical-Component Analysis Applied to Phase Convertors of the Ferraris–Arno Type", *Proceedings of the IEE-Part A: Power Engineering,* Vol. 105, No. 23, pp. 538-544, 1958.

[5] Huber, George H., "Phase Converters, Their Application and Current Demand." IEEE Transactions on Industry and General Applications", *IEEE Transactions on Industry and General Applications,* Vol. 2, No, pp. 280-284. 1965.

[6] Tindall, C. E., & Monteith, W., "Balanced operation of 3-phase induction motors connected to single-phase supplies." , *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers,* Vol. 123, No. 6, pp. 517-522, 1976.

[7] Chhabra, R. L., Soderholm, L. H., & Charity, L. F., "Determination of Autotransformer-Capacitor Phase Converter Parameters." , *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. 1, pp. 41-45, 1973.

[8] Holmes, P. G., "Single-to 3-Phase Transient Phase Conversion in Induction Motor Drives." ,*IEE Proceedings B-Electric Power Applications,* Vol. 132, No. 5, pp. 289-296, 1985.

[9] El-Maghraby, M. H., Thejel, R. H., & Ibrahim, M. M., "New Approach for The Analysis of a Three-Phase Induction Motor of Different Ratings Connected to a Single-Phase Supply." ,*IEE Proceedings B (Electric Power Applications). IET Digital Library,* Vol. 139, No. 3, pp. 145-154, 1992.

[10] Xiao, J., Zhang, W., Omori, H., & Matsui, K., "A Novel Operation Strategy for Single to Three-Phase Matrix Converter." ,*Electrical Machines and Systems Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on. IEEE,* 2009, pp. 1-6.

[11] Agarwal, V., & Nema, S., & Matsui, K., "Resonant AC to AC Converter." ,*Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on.*, 2005, pp. 495-498.

[12] Khosravi, F., Azli, N. A., & Kaykhosravi, A., "A New Single-Phase to Three-Phase Converter Using Quasi Z-Source Network." ,*Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC), 2011 IEEE.*, 2011, pp. 46-50.

[13] Lee, D. C., & Kim, Y. S., "Control of Single-Phase-to-Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters for Induction Motor Drives.", *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* Vol. 54, No. 2, pp. 797-804, 2007.

[14] Ba-Thunya, A. S., Khopkar, R., Wei, K., & Toliyat, H. A., "Single Phase Induction Motor Drives-a Literature Survey.", *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001,* 2001, pp. 911-916.

[15] Ba-Thunya, A. S., Khopkar, R., Wei, K., & Toliyat, H. A., "Single Phase Induction Motor Drives-a Literature Survey.", *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001,* 2001, pp. 911-916.

[16] Covic, G. A., Peters, G. L., & Boys, J. T., "An improved single phase to three phase converter for low cost ac motor drives..", *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on,* 1995, pp. 549-554.

[17] Lettl, J., & Fligl, S., " Matrix Converter Control System.", *Proceedings of International Symposium PIERS2005,* pp. 395-398.

[18] Cipriano, E., Jacobina, C. B., da Silva, E. R. C., & Rocha, N., " Single-Phase to Three-Phase Power Converters: State of the Art.", *IEEE Transactions on Power Electronics,* Vol. 27, No. 5, pp. 2437-2452, 2012.

and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, 2008 , pp. 1391-1394.

[20] Baskaran, B., Natarajan, S. P., Sivagamasundari, S., & Thamilarasi, D., " A Novel Matrix Converter Based Single Phase to Three Phase Converter.", *IJ-STA,* Vol. 3, No. 2, pp. 1092-1107, 2009.

[21] Renjini G., " Input Power Factor Improvement alıntı yap.", *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE),* Vol. 10, No. 6, pp. 33-45, 2015.

İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi
Design and Analysis of Two Outputs Flyback Converter

Enes Bektaş[1], Kamil Çağatay Bayındır[2], Mehmet Zahid Erel[2], Yunus Yalman[3], Sinan Kıvrak[3]

[1] Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Çankırı Karatekin Üniversitesi
enesbektas@karatekin.edu.tr

[2]Mühendislik Fakültesi, Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü
Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi
kcbayindir@ybu.edu.tr, mzerel@ybu.edu.tr

[3]Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi
yyalman@ybu.edu.tr, skivrak@ybu.edu.tr

Özet

Anahtarlamalı güç kaynakları (AGK) günümüzde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Özellikle düşük maliyet, yüksek verim, basit devre yapısı gibi avantajları bulunan Flyback dönüştürücüler çıkışında birbirinden farklı değerde ve izole gerilim sağlayabilmektedirler. Düşük sayıda komponent içermesi nedeniyle çok çıkışlı DA-DA (Doğru akım) dönüşümü gerektiren uygulamalar için Flyback dönüştürücü kullanımı oldukça uygun ve avantajlıdır. Bu çalışmada, birbirinden elektriksel olarak yalıtılmış 9 V ve 5V çıkışlı, yaklaşık 50 Watt çıkış gücünde Flyback dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. UC3525 gerilim kontrol entegresi kullanılarak çıkış gerilimi istenilen değerlere sabitlenmiş ve deneysel çalışma sonuçları elde edilmiştir.
Anahtar kelimeler: Anahtarlamalı güç kaynakları, DA-DA dönüştürücüler, Flyback dönüştürücü, Flyback trafosu tasarımı

Abstract

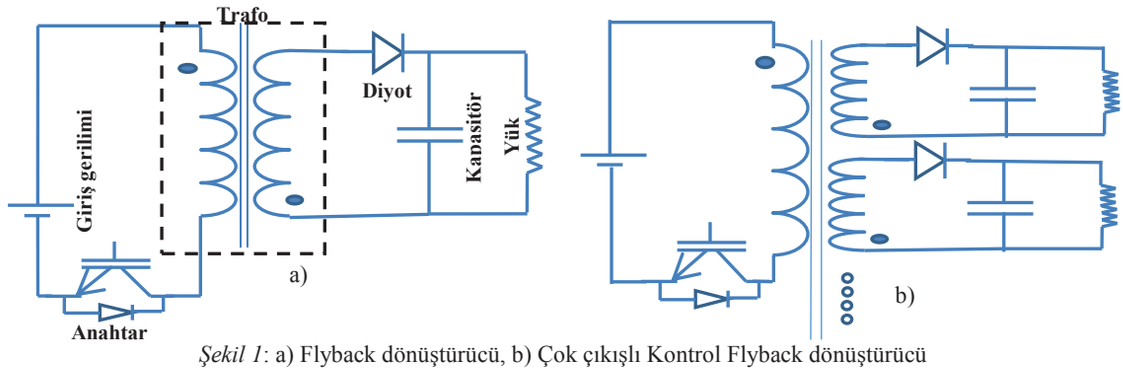
Nowadays, switch mode power supplies (SMPS) are widely used. Especially, Flyback converters having some adventages such as low design cost, high efficiency, basic circuit structure can supply isolated voltage with different values at the output. Using of Flyback converter is considerably suitable and adventageous because of needed reduced number of components for the applications demanding multi output DC to DC conversion. In this work, design of Flyback converter having isolated output voltage 5V and 9 V with 50 W output power have been performed. Output voltages have been set to desired range by using UC3525 integrated circuit and experimental results have been obtained by this way.
Keywords: Switch mode power supplies, DC-DC converters, Flyback coverter, Design of flyback transformer

1. Giriş

Günümüzde artan elektrik enerjisi talebi karsısında var olan enerjiyi verimli olarak kullanmak en önemli konu başlıklarından biri haline gelmiştir. Bundan dolayı tasarlanan cihazlar yüksek verim sağlanacak şekilde üretilmeye başlanmıştır. Güç kaynakları açısından verimlilikleri ve güç yoğunlukları bakımından doğrusal güç kaynakları yerine anahtarlamalı güç kaynakları tercih edilmektedir [1]. Anahtarlamalı güç kaynaklarının çalışma prensibi anahtarlanan endüktansın enerji aktarımı olarak açıklanabilir [2]. Anahtarlamalı güç kaynakları bakımından birçok dönüştürücü yapısı önerilse bile temelde alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü ve alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü bulunmaktadır. Mevcut DA-DA dönüştürücüler arasında geri dönüşlü (Flyback) birden fazla çıkış verebilmesi ile aynı zamanda düşük güç ve yüksek frekans istenen uygulamalarda, endüstride yaygın olarak kullanılan dönüştürücü haline gelmiştir. Önerilen Flyback topolojisi Şekil 1.'de verilmiştir. Flyback dönüştürücüler sadece tek bir yarı iletken kullanılması sayesinde hem basit bir topolojidir hem de anahtarlama kayıpları bakımından avantaj sağlamaktadır. Aynı zamanda, çıkış tarafında bobin kullanılmaması birden fazla çıkış verebilme avantajının yanında yalnızca trafo kullanılması da Flyback devre topolojisini basitleştirmiş ve yaygın olarak kullanılmasını sağlamıştır [3-4]. Çıkış bobini kullanılmamasının bir diğer avantajı geçici durumlara karşı hızlı cevap verebilme özelliği sağlamasıdır [5].

Flyback düşük güçlü uygulamalarda (150 W ve altı) tercih edilmektedir. Başlıca;

- Elektrik araçlarda bataryaların yüksek DC gerilimini kademeleri olarak ayarlanmasında [6],
- Cep telefonu şarj cihazlarında, yazıcılarda [7],
- Bilgisayar güç kaynaklarında,
- Lazerler ve fotokopi makinaları için yüksek gerilim kaynağı gibi uygulama alanlarında kullanılırlar.



Şekil 1: a) Flyback dönüştürücü, b) Çok çıkışlı Kontrol Flyback dönüştürücü

Güç elektroniği uygulamalarında en önemli ve aranan özellik yapılan uygulamanın yüksek verimli ve kolay kontrol edilebilir olmasıdır. Yüksek verimlilikte Flyback dönüştürücünün boyutlarının düşürülebilmesi için anahtarlama frekansının arttırılması ve böylece trafo boyutlarının küçültülmesi yoluna gidilebilir. Ancak, yüksek frekansta anahtarlama nedeniyle kaçak endüktans oluşabilmektedir. Bu da EMI problemlerine yol açabilir. Ek olarak frekansın artması anahtarlama kayıplarına neden olabilir. Yüksek frekansta düşük kapı şarj akımına ve çıkış kapasitansına sahip GaN MOSFET kullanımı daha iyi bir seçim olacaktır [7].

Literatürdeki çalışmalarda; Çıkışında iki adet izole gerilim verebilen yüksek verimliği olan bir Flyback tasarımı yapılmıştır. Daha yüksek bir verimlilik alınabilmesi için sisteme snubber eklenmesi ve yumuşak anahtarlama ile anahtarlanması gerektiği vurgulanmıştır [6]. [8]'de İleri ve geri dönüşlü (Forward-Flyback) olarak çalışabilen bir dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Aynı zamanda kullanılan anahtar çeşitli (SiC JFET) ile ilgili geniş bilgiler içermektedir. [9]'da, aktif kenetlemeli Flyback tasarımı ve eleman seçimlerinde optimizasyon çalışması yapılmış ve deneysel sonuçlar incelenmiştir. [10]'da batarya şarj sisteminde kullanılan ve aynı zamanda Güneş enerjisi modüllerinden beslenen bir sisteme Flyback dönüştürücü dahil edilmiş ve aynı zamanda PI kontrolü ile alakalı bilgiler verilmiştir. Flyback dönüştürücü üzerinde yapılan çalışmalar incelendiğinde; kullanılan dönüştürücü yapısının farklı alanlarda etkin bir şekilde kullanıldığı sonucuna varılabilir.

Bu çalışmada, iki çıkışlı Flyback dönüştürücü uygulaması yapılmıştır. 9V ve 5V çıkış veren toplam 50 W gücünde tasarlanan Flyback dönüştürücü UC3525 entegresi ile kontrol edilmiştir. Uygulama sonuçları detaylı bir şekilde verilmiş ve yorumlanmıştır. Elde edilen sonuçlar açık bir şekilde tasarlanan Flyback dönüştürücü'nün istenilene yakın bir sonuç verdiğini göstermiştir.

2. İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Hesaplamalar

Bu bölümde tasarımda kullanılan çıkış gerilimlerinin istenilen değerlerde tutulmasını sağlayan DGM entegresi ve çıkış gerilimi kontrol devresi hakkında bilgiler verilmiştir. Aynı zamanda Flyback dönüştürücü için gerekli olan hesaplamalara ve eleman seçimlerinde dikkat edilmesi gereken önemli hususlara bu bölümde değinilmiştir.

2.1. DGM Kontrol Entegresi

Anahtarlamalı güç kaynakları kontrolü için akım mod ve gerilim mod kontrol teknikleri olmak üzere yaygın olarak kullanılan iki tür kontrol tekniği bulunmaktadır. Akım mod kontrol tekniğinde, dönüştürücü donanımında bulunan anahtar yada bobin üzerindeki akımının maksimum genliğinin algılanması ve istenilen seviyede tutulması için anahtarın sabit anahtarlama frekansında açılması yada kapanması yöntemi uygulanmaktadır. Anahtarlama frekansının sabit olduğu bu yöntemde DGM genişliği değiştirilerek akım istenilen düzeyde sabitlenmeye çalışılır. Gerilim mod kontrol tekniğinde ise çıkış geriliminin algılanarak kontrolcüye verilmesi ve çıkış geriliminin sabit tutulması için sabit frekansta DGM genişliğinin değiştirilmesi söz konusudur. Her iki kontrolde de çıkıştaki akım ya da gerilim bilgisi referans ile karşılaştırılarak kontrol sinyali oluşturulur ve kontrol sinyali testere dişi ile karşılaştırılır. Testere dişi sinyalin frekansı aynı zamanda anahtarlama frekansını belirlemektedir [11].

Kapalı çevrim kontrol sistemi yazılımsal olarak yapılabileceği gibi güç elektroniği dönüştürücüleri için üretilmiş UC3842, UC3524 vb. denetleyiciler kullanılarak da yapılabilir. Bu çalışmada bir tür gerilim mod kontrolcü olan ve 100 Hz-100 kHz arasında ayarlanabilen anahtarlama frekansında DGM sürme sinyali üretebilen UC3525 entegresi kullanılmıştır.

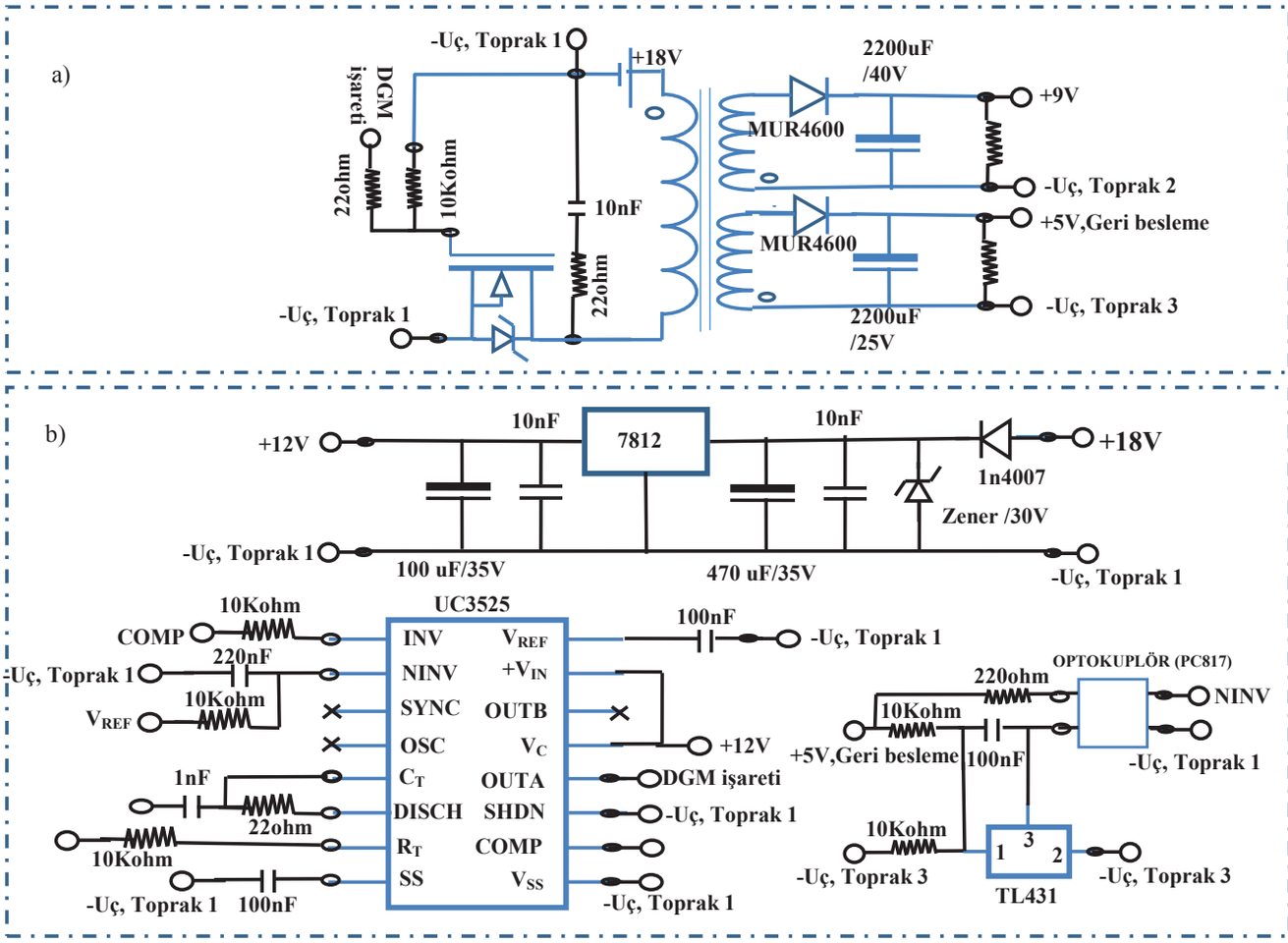
Tasarımda kullanılan UC3525 entegresi bağlantı devre şeması Şekil 2.b.'de görülmektedir.

2.2. TL431ve Geri Besleme Devresi

TL431 transistörü ayarlanabilen referans elemanıdır ve güç elektroniği alanında kontrolün vazgeçilmezi haline gelmiştir. Çıkış gerilimi büyüklüğü ne olursa olsun, çıkış gerilimi gerilim bölücü ile 2.5 V'a düşürülerek TL431 ve tasarlanan kontrol devresi yardımıyla istenilen değerde sabitlenebilir.

TL431 kontrol elemanı aynı zamanda hem trafo ikincil ve birincil sarımları arasında elektriksel olarak yalıtım sağlar hem de çıkış geriliminde var olan parazitlerin kontrolcüye geçmesini engeller [6].

Şekil 2.b.'den de görüldüğü üzere, TL431 1 numaralı pini referans pinidir ve buraya uygulanan gerilim, geri besleme geriliminin gerilim bölücü ile 2.5V'a düşürülmüş şekli olmalıdır. Böylelikle geri besleme gerilimi 5V'un üstüne çıktığı zaman optokuplör iletime geçer ve UC3525 2 numaralı noninverting bacağını toprağa çeker. Bu şekilde kontrol entegresi DGM genişliğini düşürür. Geri besleme geriliminin 5V'un altına düşmesi durumunda ise noninverting bacağı boşta kalır, böylelikle kontrol entegresi DGM genişliğini arttırarak geri besleme geriliminin 5V'a sabitlenmesini sağlar.



Şekil 2: Tasarlanan Flyback dönüştürücü bağlantı şeması. a) Güç kartı şeması, b) Kontrol kartı şeması

2.3. Hesaplamalar ve Komponent Seçimi

Bu bölümde Flyback devresi istenilen çalışma durumu için yapılan hesaplamalara yer verilmiştir. Öncelikle tasarlanan Flyback dönüştürü giriş gerilimi değeri 15-24 V arası değişmektedir. 2 adet izole çıkış gerilimi 25 W güç değerlerinin sağlamaktadır. Bu nedenle toplam çıkış gücü 50 W olarak alınmalıdır. Verim ifadesi %80 ve anahtarlama frekansı da 65 kHz olarak alınmış ve hesaplamalar bu parametrelere göre yapılmıştır.

%80 verim değeri için 65 kHz anahtarlama frekansına karşılık gelen 1 periyotta trafo birincil sarımında harcanan güç ($P_{giriş}$) ve bu güce karşılık gelen ve ikincil sarıma aktarılan enerji (E) Denklem 1 ve Denklem 2'ye göre hesaplanmaktadır:

$$P_{giriş} = \frac{P_{çıkış}}{\eta} \quad (1)$$

$$E = P_{giriş} * t \quad (2)$$

$$I_{ort\_giriş} = \frac{P_{giriş}}{V_{\min}} \quad (3)$$

Trafo birincil sargı maksimum değeri ise D değeri 0.5 için;

$$I_{ort\_giriş} = 0.5 * D * I_{maks} \quad (4)$$

$$I_{maks} = \frac{I_{ort\_giriş}}{0.25} \quad (5)$$

Denklem 4. ve 5 kullanılarak hesaplanabilir. Daha sonrasında Denklem 2. Kullanılarak hesaplanan ve birincil sarımda depo edilen enerji ile birincil sargı endüktans değeri hesaplanmalıdır.

$$E = \frac{1}{2} L_{birincil} * I_{maks}^2 \quad (6)$$

Sarım sayının 10 olduğu kabul edilerek, LCR metre ile ölçülen endüktans değerine göre hesaplanan relüktans değeri;

$$R = \frac{10^2}{L_{ölçülen\_birincil sargı}} \quad (7)$$

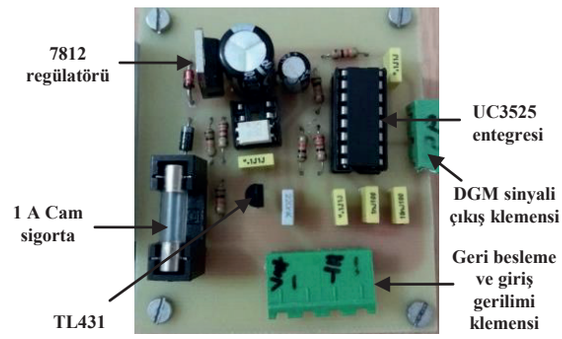
gibidir. Yukarıdaki denklemler kullanılarak trafo birincil ve ikincil sargıları değerleri hesaplanmıştır. Birincil sarım 28, ikincil sarım ise 15 olarak alınmıştır. Trafo çekirdeği E42 tipi

2.4. Güç Devresi

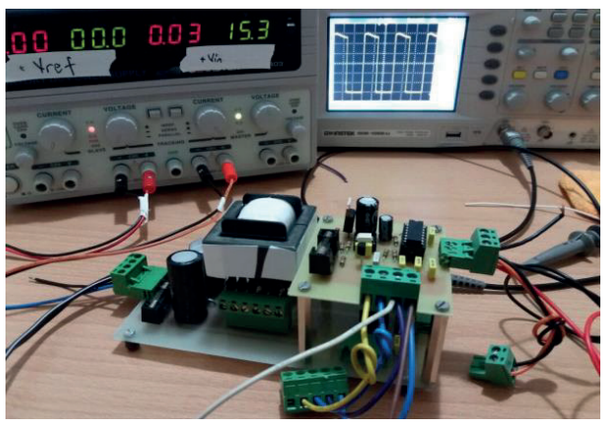
Şekil 2.a'da tasarım için oluşturulan Flyback dönüştürücü ve Mosfet sürme devresi bağlantı şeması verilmiştir. Aynı zamanda bu bağlantı şeması Flyback tasarımının ilk katını oluşturmaktadır ve Bölüm 3.'de verilen güç kartının bağlantı şemasıdır.
Şekil 2.b'de 7812 gerilim regülatörü kullanılarak tasarlanmış olan aynı zamanda Bölüm 3.'de verilen kontrol kartı için 12 V'luk besleme gerilimi üreten besleme devresi verilmiştir. Buna ek olarak, 15-24 V giriş gerilimini 9 V'a dönüştürmesi tasarlanan Flyback devresinin 15-24 V arasında farklı gerilimlerde çalıştırılmasına olanak sağlamaktadır.

3. Uygulama Çalışmaları

Tasarımına Şekil 2.b.'de verilen bağlantı şemaları ile UC3525 kontrol kartı oluşturmuş ve Protues/Ares programında baskı devre çizilmiş ve üretimi yapılmıştır. Kontrol kartını oluşabilecek kısa devrelerden korumak için girişine 1 A'lik cam sigorta yerleştirilmiştir. Fazla gerilimlerden korumak için 30 V zener diyot gerilim regülatörü ile sigorta arasına yerleştirilmiştir.
Tasarlanan kontrol kartının 4 tarafına vidalar yerleştirilmiş, güç kartının üzerine distanslar yardımıyla monte edilmesi amaçlanmıştır. Böylelikle Flyback donanımının az yer kaplaması sağlanmıştır.

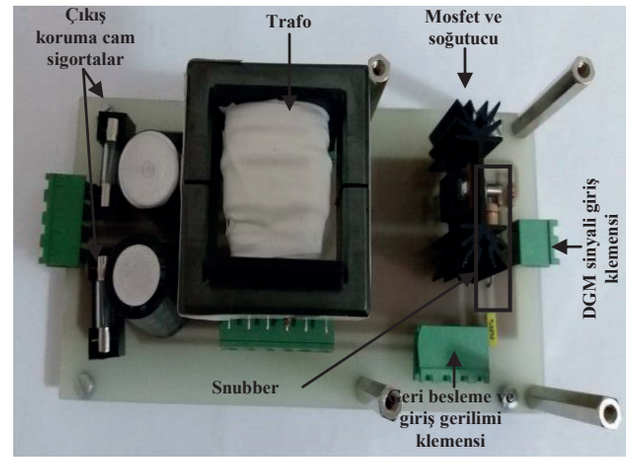


Şekil 3: Tasarlanan kontrol kartı.

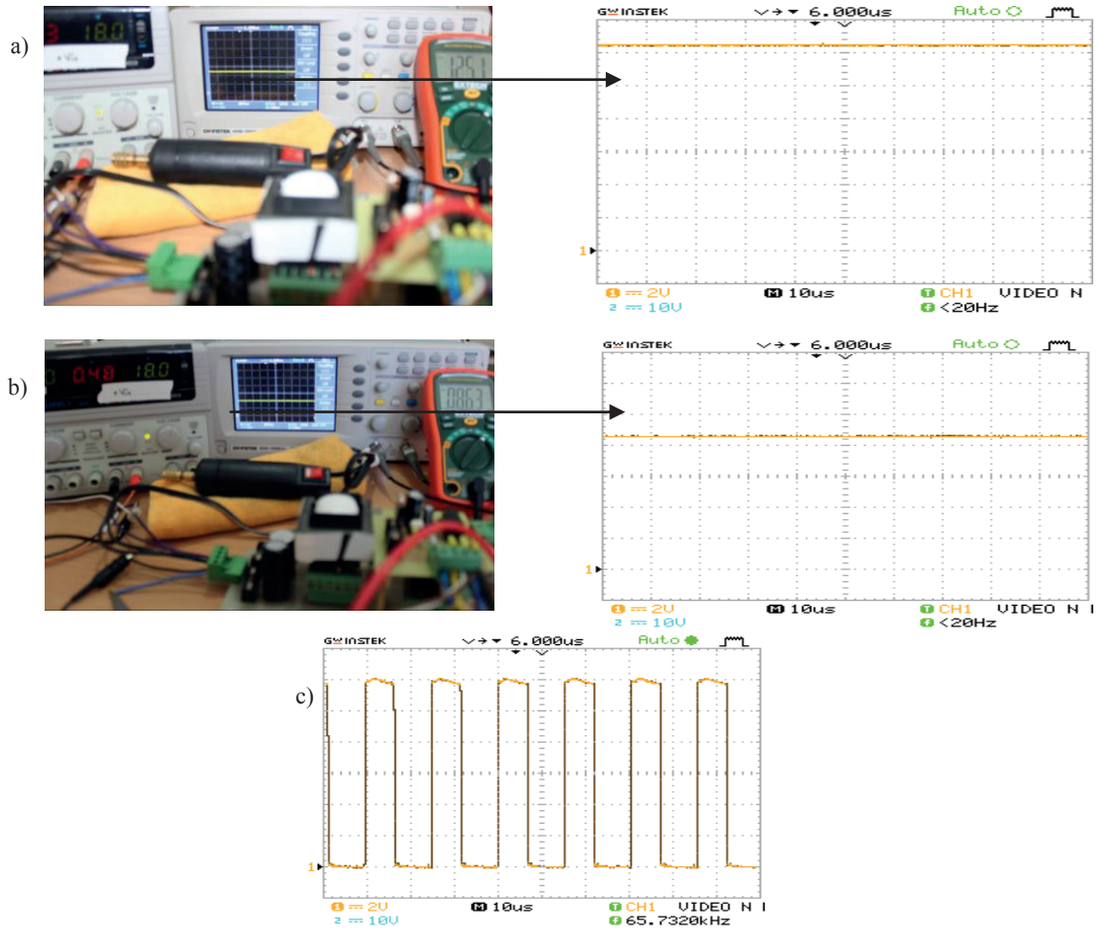


Şekil 4: Kontrol kartı testi.

Kontrol kartı tasarımı yapıldıktan sonra geri besleme karşısındaki tepkisi ölçülmüştür. GW-Instek dijital çok çıkışlı ayarlanabilir izole gerilim kaynağı kullanılarak geri besleme genişliğine bakılmıştır. Şekil 4.'de 0 V referans değerinde UC3525 kontrol kartının %50 faz genişliğine sahip 65 kHz DGM sinyalini ürettiği ve referans sinyali arttırıldığında DGM sinyalinin genişliğinin azalarak 0 olduğu gözlemlenmiş ve kontrol kartının istenilen şekilde geri beslemeye tepki verdiği sonucuna varılmıştır.
Şekil 5.'de tasarlanan güç kartı görülmektedir. Şekil 2.a'da verilen bağlantı şemasına ek olarak aşırı yüklemede ve kısa devreden trafonun korunmasına yönelik 9V'luk çıkış için 3 A, 5 V'luk çıkış için 5 A'lik cam sigortalar çıkış ile trafo arasına yerleştirilmiştir. Aynı zamanda anahtarlama elemanı mosfetin soğutulması ve verimin yükseltilmesine yönelik olarak mosfet yüzeyi soğutucuya sabitlenmiştir. Daha öncede belirtildiği üzere tasarımının daha kullanılabilir ve kompakt olması için kart yüzeyine 4 adet distans sabitlenmiş ve kontrol kartı montajı için alan oluşturulmuştur.
Oluşturulan güç kartına trafo direkt olarak monte edilmemiş bunun yerine trafo pinlerine göre çizim aşamasında kart üzerine 2 adet 6'lı klemens eklenmiştir. Böylelikle tasarımı yapılan trafonun karta takılıp sökülmesini kolaylaştırılması amaçlanmıştır. Aynı zamanda tasarlanan Flyback güç kartının ileride farklı sarımlı trafolar ile kolay bir şekilde çalıştırılmasına olanak sağlanmıştır.
Şekil 6.a.'da Flyback devresinin çıkışında yük yok iken ürettiği gerilim değerleri görülmektedir. Boşta çalışma durumunda çıkış geriliminde beklenen bir yükselme görülmüştür. Flyback tasarımlarında trafonun yükte olduğu varsayılarak trafonun sarımının yapılmasından dolayı 9 V'luk çıkış geriliminde belirli bir değerde artma meydana gelmiştir. Osiloskop 2V/div kademesindedir ve diğer çıkış ölçü aleti ile 5V olarak ölçülmüştür.
Şekil 6.b.'de Flyback devresinin çıkışında 10 W'lık yük var iken ürettiği gerilim değerleri görülmektedir. Osiloskop ile ölçülen değer yaklaşık 4.5 V civarındadır ve çıkış geriliminde istenilenden 0.37 V kadar bir azalma görülmüştür. Bunun nedeni yük altında trafoda meydana gelen gerilim düşümüdür. Aynı zamanda giriş gerilimi değişme aralığı 15-24 V olarak alınmıştır ve sonuçlar 18 V'a göre verildiği dikkate alınırsa bu durum beklenen bir durumdur. Giriş geriliminin artması çıkış gerilimini de arttıracağı için çıkış akımında da bir azalma gözlenecektir.



Şekil 5: Tasarlanan güç kartı.



Şekil 6: Uygulama sonuçları. a) Boşta çalışma, b) Yüklü çalışma, c) Yüklü çalışma DGM işareti

Çıkış akımındaki azalma trafo üzerinde meydana gelen gerilim düşümünü de azaltmaktadır. Özetle, istenilen çıkış gerilimlerinin alınabilmesi için giriş gerilim aralığının dar tutulması istenilen yükte istenilen gerilimin alınabilmesi açısından oldukça önem arz etmektedir.

4. Sonuçlar

Flyback DA-DA çeviriciler kullanılan komponent sayısının az olması ve birbirinden bağımsız çoklu çıkış verebilmeleri sayesinde endüstride yaygın olarak tercih edilmektedirler. Bu çalışmada, giriş gerilimi 15-24 V arasında değişen; 9 V, 3A ve 5V, 5A olmak üzere birbirinden bağımsız iki farklı yükü besleyen, 65 kHz anahtarlama frekansında çalışan bir Flyback dönüştürücü tasarlanmıştır. Kontrolcü olarak UC3525 entegresi kullanılmıştır. Tasarlanan Flyback dönüştürücü yüklü ve yüksüz ortamda test edilmiş, performans sonuçları detaylı olarak açıklanmıştır. Uygulama sonuçları analiz edildiğinde tasarlanan iki çıkışlı Flyback dönüştürücünün yük altında iken yaklaşık olarak 9 V ve 5 V çıkış gerilimini sağladığı görülmüştür. Tasarlanan Flyback dönüştürücünün boşta çalışma durumunda çıkışlarda bir gerilim yükselmesi gözlemlenmiştir, aynı şekilde yük altında iken de az bir miktarda gerilim düşmüştür. Bu sonucun trafodan kaynaklı olduğuna karar verilmiştir. İleriki çalışmalarda, trafo tasarımının iyileştirilmesi ve başka bir kontrolcü kullanıp sonuçların karşılaştırılması amaçlanmaktadır. Bu yüzden, tasarlanmış olan Flyback güç devresi farklı kontrolcüler ile birlikte çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır.

5. Kaynaklar

[1] Chung H., Hui S.Y.R., Wang W.H., "An Isolated Fully Soft-Switched Flyback Converter with Low Voltage Stress", Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE Volume 2, 22-27 June 1997 pp. 1417 – 1423.

[2] Aksoy İ, Bodur , H., BAKAN A. F. "Kısmi Rezonanslı ve Geri Dönüşlü Bir DC Güç Kaynağının Geliştirilmesi, İncelenemesi ve Gerçekleştirilmesi" Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 11.Ulusal Kongresi ve Fuarı, 2005.

[3] Chen, T.H., Lin, W.L., Liaw, C.M., "Dynamic modeling and controller design of flyback converter", IEEE Transactions on Volume 35, Issue 4, Oct. 1999 pp. 1230 – 1239

[4] Pressman A.I., "Switching Power Supply Design", Second Ed. McGraw-Hill, 1998, pp. 105-140.

[5] Çoruh N, Erfidan T, Ürgün S, Öztürk S, "Flyback dönüştürücü tasarımı ve analizi", 3. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu, 2009.
[6] Tosun, G, Kivanc, O. C, Oguz, E, Ustun, O, Tuncay, R. N., "Development of high efficiency multi-output flyback converter for industrial applications", Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2015 9th International Conference on pp.1102-1108.
[7] Huber, L., Jovanovic, M. M., "Analysis, design, and performance evaluation of asymmetrical half-bridge Flyback converter for universal-line-voltage-range" Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017.
[8] Thi Thuong, H. M., Thanh, K. T., Hamed. Y., Nicholas, S., Hoang, G. V., "Desgn of Forward-flyback converter based drive with gate voltage limitation for a DC circuit breaker using normally-on SiC JFET" IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM), 2017.
[9] Linxiao, X., Jason Z., "Highly-rfficient secondary-resonant active clamp Flyback converter", IEEE Transactions on Industrial Elecronics, Volume in print, Issue 99, July 2017.
[10] Yılmaz, U., Kırçay, A., Börekçi, S., "PV system Flyback converter PI control to change battery under variable temperature and irradiance" Electronics Conference, Lithuania, 19-21 June 2017.
[11] Sanjaya, M., "Voltage-mode, current-mode and (hysteretic control), "Technical note TN-203 Microsemi, 2012.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

8. OTURUM
Elektrik Makinaları, Endüstriyel Sürücüler ve Denetimi-1

Oturum Başkanı: **Yrd. Doç. Dr. İrfan Şenlik**

- **Yüksek Hızlı Asenkron Motorların Farklı Rotor Yapıları için Analizi –** *Anıl Yılmaz, Abdullah Polat, Lale T. Ergene*
- **Endüstriyel Uygulamalarda Kullanılan Asenkron Motorlarda IE2 Verim Sınıfından IE4 Verim Sınıfına Geçiş Amaçlı Uygulama –** *Çağlar ACAR, Osman Can SOYGENÇ, Lale T. ERGENE*
- **Elektromekanik Enerji Dönüşüm Prensipleri Denklemlerinden Yararlanarak Elektrik Motorlarının Tork Analizi –** *Necibe Füsun Oyman Serteller, Bekir Geçer, Taner Dindar*
- **Asenkron Motorların hız-algılayıcılı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestirimi –** *Rıdvan Demir, Murat Barut, Recep Yıldız, Emrah Zerdali, Remzi İnan*

Yüksek Hızlı Asenkron Motorların Farklı Rotor Yapıları için Analizi
Analysis of High-Speed Induction Motors for Different Rotor Designs

Anıl YILMAZ, Abdullah POLAT, Lale T. ERGENE

Elektrik Mühendisliği
İstanbul Teknik Üniversitesi
yilmazani@itu.edu.tr, polata@itu.edu.tr, ergenel@itu.edu.tr

Özet

Son yıllarda artan enerji ihtiyacı sebebiyle endüstride kullanılan motorların güç yoğunlukları büyük önem kazanmıştır. Yüksek hızlı asenkron motorlar; yüksek güç yoğunluğuna sahip olmaları, küçük kurulum alanı kaplamaları ve dişli çarklara olan ihtiyacı ortadan kaldırmaları sebebiyle bu ihtiyaca uygun bir şekilde yanıt vermektedirler. Asenkron motorlar basit bir yapıya sahip olmaları, maliyetlerinin ucuz olması ve bakım masraflarının az olması sebebiyle piyasada büyük ölçüde tercih edilmektedir. Kütlesel rotor yapısı ise yüksek hız uygulamalarında artan merkezkaç kuvvetine dayanıklı olmaları sebebiyle yüksek hızlı asenkron motor uygulamalarında özellikle tercih edilmektedir. Bu çalışmada farklı rotor yapılarına sahip yüksek hızlı asenkron motorların, Sonlu Elemanlar Yöntemi yardımıyla, V/f kontrol yöntemi ile moment-kayma ve frekans-moment karakteristikleri analiz edilmiştir.
Anahtar kelimeler: Yüksek Hızlı Asenkron Motor, Kafesli Asenkron Motor, Kütlesel Rotor, Sonlu Elemanlar Yöntemi, V/f Kontrol

Abstract

In recent years, power density becomes more important due to increasing demand of the energy. High-speed induction motors are convenient to response this demand because they have high power density, small installation field and absence of gearboxes. Asynchronous motors which have simple construction, low manufacture cost and low maintenance costs are very popular in the market. In high-speed applications, centrifugal forces are increasing. Solid rotors have high resistance to centrifugal forces and these type rotors are convenient for high-speed applications. In this research, high-speed induction motors with different rotor types are analyzed by using Finite Element Method. The results are analyzed in terms of the torque-slip and frequency-torque characteristics with using V/f control.
Keywords: High-Speed Induction Motor, Squirrel Cage Induction Motor, Solid Rotor, Finite Element Method, V/f Control

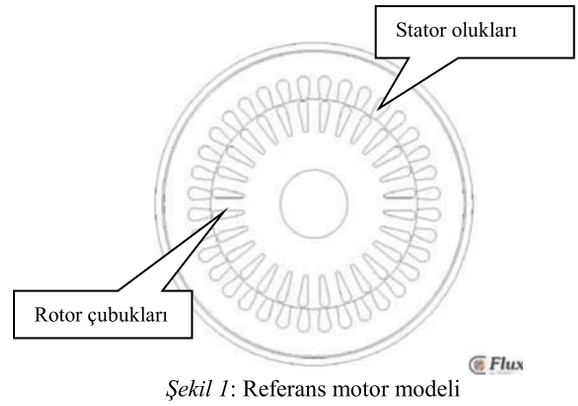
1. Giriş

Asenkron motorlar 1800'lerin sonlarında icat edilmelerinden günümüze kadar sanayinin her alanında sürekli kullanılmaktadır. Asenkron motorlar basit bir yapıya sahip olması, ucuz maliyete sahip olması, kolay kontrol edilebilme özellikleri sebebiyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. 1960'larda analiz yöntemlerindeki gelişmeler ve 1980'lerde güç elektroniğindeki önemli gelişmeler; asenkron motor sürücü devrelerinin geliştirilmesinde ve analiz edilmesinde önemli bir rol oynamıştır. Bu gelişmeler eşliğinde farklı sürücü devreleri kullanılarak asenkron motorların hız ayarı kolaylıkla yapılabilir hale gelmiştir [1]. Kütlesel rotor kullanılarak yapılan ilk tasarımlar 1950'lerde olmasına rağmen, güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak 1990'larda tekrar yüksek hız uygulamalarında popüler hale gelmiştir. Kütlesel rotorların performanslarını arttırmaya yönelik çeşitli malzemeler kullanılmıştır. Bu malzemelerin dirençleri ve doyma akı yoğunluğu değerleri farklılık göstermektedir. Kullanılan bu malzemelerin rotorda sebep olduğu kayıplar malzeme türüne göre değişmektedir. Bu doğrultuda farklı malzemeler ile yapılan tasarımlara ait performans analizleri hakkında çalışmalar yapılmıştır [2]. Bir diğer yandan rotorda kullanılan geometrik yapının değiştirilmesiyle motorun manyetik performansını arttırmaya yönelik çalışmalar yapılmıştır. Örneğin, bu değişiklikler kütlesel rotorda yarıklı yapı, kısa devre bilezikli yapı ve kaplamalı yapılar şeklinde çeşitli kombinasyonlar denenerek uygulanmıştır [3].

Bu çalışmada, asenkron motorların farklı rotor yapıları modellenerek; yüksek dönme hızlarına V/f kontrolü yapılarak erişilmiştir.

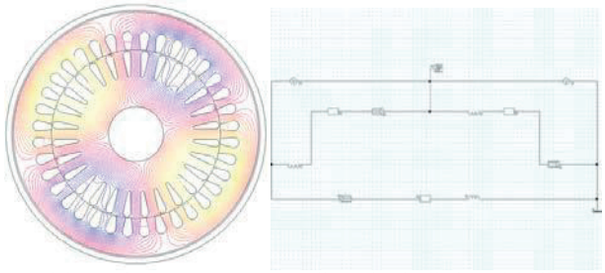
2. Referans Asenkron Motor Modeli

Referans motor; 3 fazlı, 4 kutuplu, 50 Hz, 4 kW anma çıkış gücüne sahip kafesli bir asenkron motordur. Motorun statoru *Şekil 1*' de gösterildiği gibi 36 oluğa, rotor ise 28 rotor çubuğuna sahiptir.



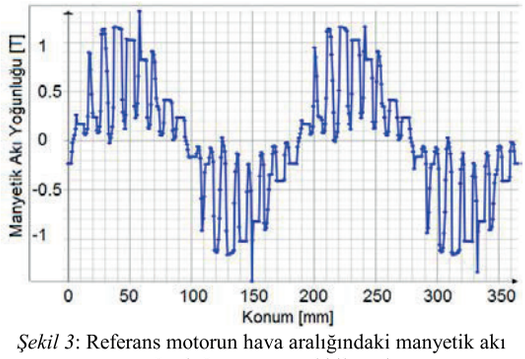
Şekil 1: Referans motor modeli

Referans motor; elektrik makinalarının analizinde tasarımcılar tarafından çoğunlukla tercih edilen Sonlu Elemanlar Yöntemi tabanlı Flux2D isimli iki boyutlu analiz yapabilen bir yazılımla modellenmiştir. Bu modellemeyle elde edilen analiz sonuçları detaylı olarak incelenmiştir. *Şekil 2* de referans motora ait dört kutup yapısının belirgin bir biçimde görüldüğü manyetik eş akı çizgileri ve elektriksel eşdeğer devre bulunmaktadır.



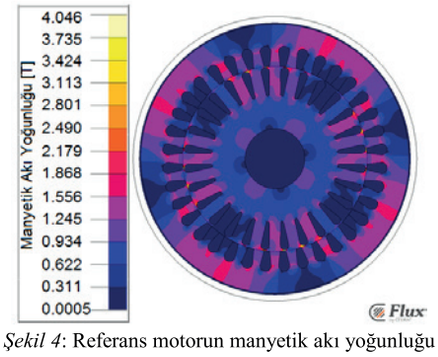
Şekil 2: Referans motorun manyetik eş akı çizgileri ve elektriksel eşdeğer devre

Referans motora ait manyetik akı yoğunluğunun normal bileşeni; herhangi bir an için hava aralığı çevresi boyunca *Şekil 3*'te görüldüğü gibi elde edilmiştir. Kutup sayısı ve manyetik relüktans değişiminin oluşturduğu stator oluk girintileri *Şekil 3'* te açıkça görülmektedir.



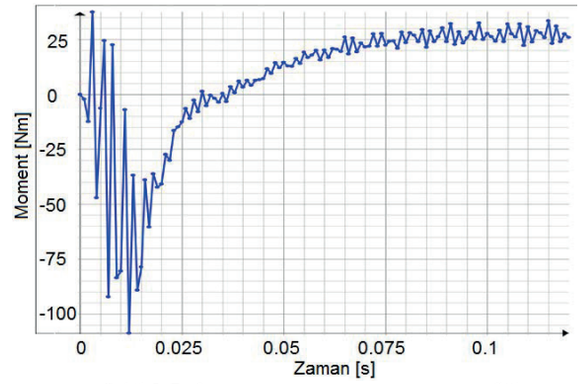
Şekil 3: Referans motorun hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğunun normal bileşeni

Referans motorun manyetik akı yoğunluğu *Şekil 4*'teki gibi elde edilmektedir. Bu doğrultuda, motorun farklı bölgelerindeki manyetik akı yoğunlukları değerleri incelenmiş ve farklı tasarımlardaki değişimleri gözlemlemek adına referans olarak belirlenmiştir.



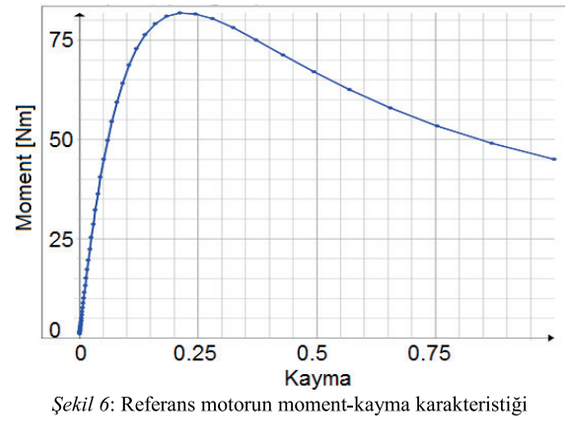
Şekil 4: Referans motorun manyetik akı yoğunluğu

Referans motorun moment-zaman karakteristiğinde motorun yaklaşık olarak 0,1 saniye sürede kararlı hale geçtiği *Şekil 5'*teki gibi gözlenmektedir.



Şekil 5: Referans motorun moment-zaman grafiği

Referans motorun farklı kayma değerlerinde elde edilen çıkış moment değeri *Şekil 6*'da gösterilmiştir.



Şekil 6: Referans motorun moment-kayma karakteristiği

Referans motor maksimum 81.79 [Nm] moment değerine ulaşırken, anma çıkış momenti değeri 26.8 [Nm] şeklinde elde edilmiştir. Farklı kayma değerlerinde elde edilen çıkış momenti değerleri *Tablo 1*'deki gibi gösterilebilir. Anma çıkış momenti plaka değerinde 26 Nm olarak tariflenmiş olup analiz sonucunda elde edilen değerle %3 göre hataya sahiptir. Bu fark; sürtünme ve vantilasyon kayıplarının sonlu elemanlar analizi içine dahil edilememesinden kaynaklanmaktadır.

Tablo 1: Farklı kayma değerlerindeki çıkış moment değerleri

Kayma	Moment [Nm]
0.001	1.099
0.0273	26.80
0.04533	40.73
0.22267	81.83
0.766	52.85
1	44.96

3. Kütlesel Rotorlu Asenkron Motorlar

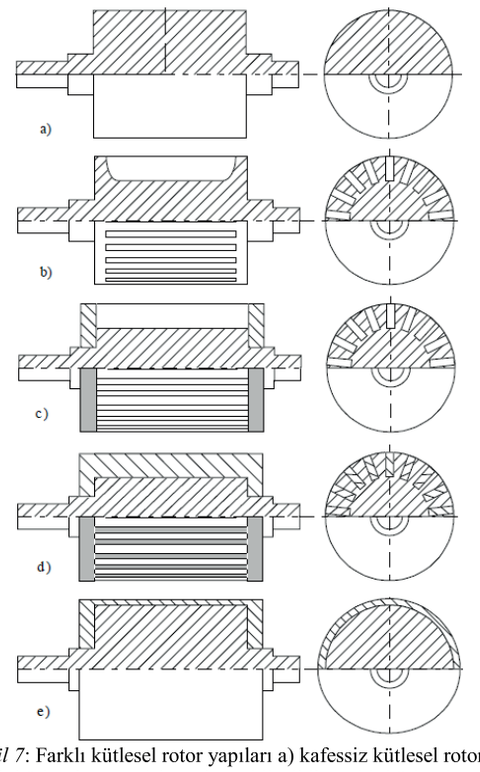
Kütlesel rotorlar, asenkron motorların yüksek hızlı uygulamalarına uygun yapıdaki rotor yapılarıdır. Kütlesel rotorlar basit bir geometrik yapıya sahip olup; yüzeyleri pürüzsüzdür. Ayrıca, mekanik olarak yüksek hızlarda meydana gelen yüksek merkezkaç kuvvetlerine dayanıklıdır. Yüksek hızlara erişildikçe kütlesel rotorlardaki güç yoğunluğu artmaktadır. Bunlara karşın kütlesel rotorlar elektromanyetik olarak zayıf özelliklere sahiplerdir. Girdap akımlarının rotor üzerinde etkili olması rotordaki kayıp artışına ve dolayısıyla verimin düşmesine neden olmaktadır [4]. Manyetik akı

geçirgenliği kütlesel rotorların performansını önemli derecede etkileyen faktörlerden birisidir. Manyetik akı rotor derinliklerine indikçe çıkış momentinde artış olur. Bu yüzden rotorda kullanılan malzemenin iletkenliği büyük önem kazanır. Ayrıca, kütlesel rotor geometrilerinde performans arttırmaya yönelik değişiklikler yapılmaktadır.

Kütlesel rotorların yüksek hızlara erişebilmesi için hız kontrolü yapılması gerekmektedir. Motorlarda hız kontrolü farklı şekillerde sağlanabilir. Bu çalışmada kütlesel rotorlu motorların, yüksek besleme frekansları ile yüksek hızlara erişimi sağlanmıştır. Kütlesel rotorlu asenkron motorların yüksek hızlara erişmesinde V/f kontrolü uygulanmıştır. V/f kontrol alternatif akım ile beslenen motorlarda hız kontrolü yapmak amacıyla kullanılmaktadır. V/f kontrolü için gerekli olan güç elektroniği devresinde temel olarak üç eleman yer almaktadır. Bunlar doğrultucu, doğru akım filtresi ve evirici olarak sıralanabilir. Motorlar anma frekansından yüksek frekanslarla beslendiği için V/f kontrolü sabit güç bölgesinde gerçekleştirilmiştir.

3.1. Farklı kütlesel rotor asenkron motor yapıları

Kütlesel rotorların birçok rotor geometri yapısı vardır. Bunlar rotordaki geometrik yapının ve malzeme çeşidinin değiştirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu değişiklikler rotor performansını arttırmaya yöneliktir. Kütlesel rotor çeşitleri *Şekil 7*'deki gibi gösterilmektedir:

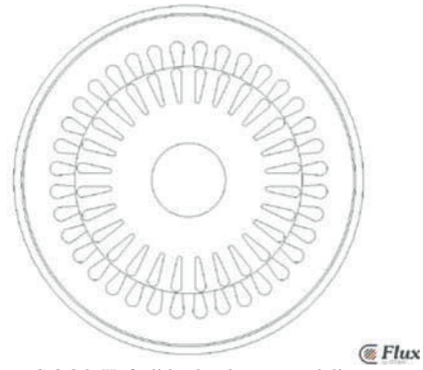


Şekil 7: Farklı kütlesel rotor yapıları a) kafessiz kütlesel rotor, b) yarıklı kütlesel rotor, c) kısa devre bilezikli yarıklı kütlesel rotor, d) kafesli kütlesel rotor, e) kaplamalı kütlesel rotor [5]

Bu çalışmada, silisli sac yerine kullanılan dökme demir sebebiyle girdap akımının moment üretimine katkısı ve bakır kaplamanın moment performansına etkisini araştırma amacıyla; kafesli kütlesel rotor, kafessiz kütlesel rotor ve bakır kaplamalı kütlesel rotor yapıları üzerinde durulmuştur.

3.1.1. Kafesli kütlesel rotor modeli

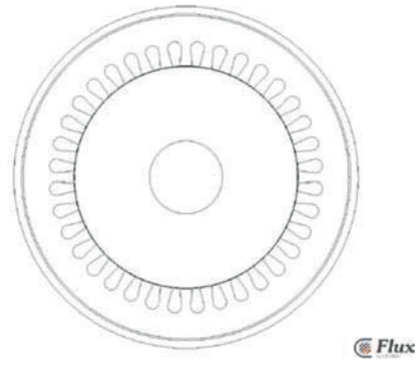
Kafesli kütlesel asenkron rotor, kafesli asenkron motor ile aynı geometriye sahiptir ancak kafesli asenkron motordaki rotor malzemesi olan silisli sac (lamine sac) yerine dökme demir kullanılmıştır. Girdap akımı kayıplarını azaltmada kullanılan silisli sac yerine dökme demir kullanmak bu akımların artmasına sebep olacaktır. Bu kayıpları doğru modelleyebilmek için rotorun elektriksel direnç değeri tanımlanmalıdır. Rotor malzemesi hariç diğer tüm diğer malzeme özellikleri referans motor ile aynı alınmıştır.



Şekil 8: Kafesli kütlesel rotor modeli

3.1.2. Kafessiz kütlesel rotor modeli

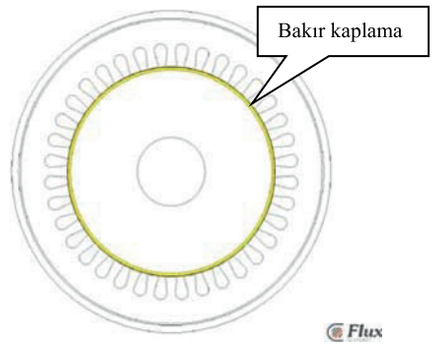
Kafessiz kütlesel rotor, rotor çubuksuz kütlesel bir rotorun asenkron motorda kullanılması ile gerçekleştirilir. Tüm kütlesel rotor yapılarında olduğu gibi bu rotor yapısında da malzeme olarak dökme demir kullanılmıştır. Rotor yapısında kafesli yapılardan farklı olarak alüminyum iletken çubuklar yer almamaktadır. Statora ait geometri ve malzeme özellikleri referans motor ile aynı tutulmuştur.



Şekil 9: Kafessiz kütlesel rotor modeli

3.1.1. Bakır kaplamalı kütlesel rotor modeli

Bakır kaplamalı kütlesel rotor yapısı, kafessiz kütlesel rotorun yüzeyinde et kalınlığı çok ince ve iletkenliği yüksek malzeme kullanılarak oluşturulmaktadır. İletken malzeme olarak bakırın işlenirliğinin kolaylığı ve manyetik geçirgenliğinin hava boşluğundaki değere yakın olması sebebiyle kullanılmaya uygun görülmüştür [6]. Rotor yapısında gene kafesli yapılardan farklı olarak alüminyum iletken çubuklar yer almamaktadır. Statora ait geometri ve malzeme özellikleri referans motor ile aynı tutulmuştur.

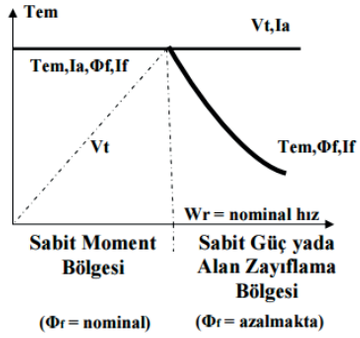


Şekil 10: Bakır kaplamalı kütlesel rotor

3.2. V/f Kontrol

Referans motor üzerinde yüksek hızlı uygulamalar için uygun olan kütlesel rotor modellemesi yapıldıktan sonra modeller farklı frekans değerlerinde beslenerek motorların yüksek hızlara erişmesi sağlanmıştır.

V/f kontrolü *Şekil 11'* de görüldüğü gibi motorlarda anma frekansından yüksek frekans değerlerinde sabit güç bölgesinde çalışmasıyla gerçekleştirilebilmektedir. Bu bölgede motor sabit anma gerilimiyle beslenirken, frekans değeri yüksek değerlere çıkmaktadır. Bu durum motorda alan zayıflatmaya neden olup motor üzerindeki akı değerinin azalmasına sebep olmaktadır. Bunun sonucunda yüksek hızlara erişen motordaki anma moment değeri frekans ile orantılı olarak azalmaktadır.



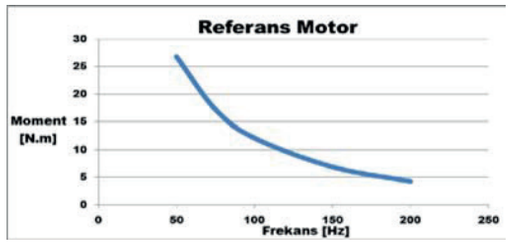
Şekil 11: V/f kontroldeki gerilim-akım ve moment-akı değişimi [7]

4. Analiz Sonuçları ve Karşılaştırma

Yüksek hızlı asenkron motorların analiz sonuçları farklı frekans değerleri için ve farklı motor tipleri için elde edilmiştir.

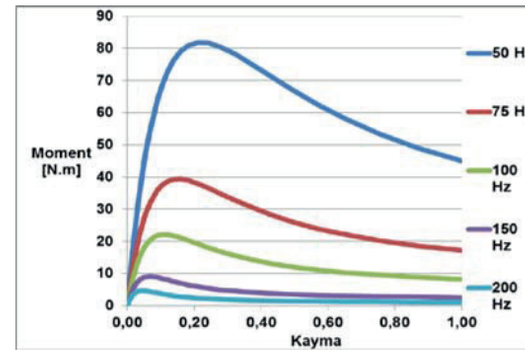
4.1. Farklı frekans değerleri için sonuçlar

Referans motor yüksek frekanslarda beslendikçe çıkış moment değeri azalmaktadır. Bu durum sabit bir kayma değerinde (0.0273'de) *Şekil 12*'te açıkça görülmektedir.



Şekil 12: Referans motorun yüksek hızlardaki moment eğrisi

Kafesli asenkron motorun yüksek hız karakteristiği anma frekansı ve sırasıyla 75 Hz, 100 Hz, 150 Hz ve 200 Hz beslemesi ile gözlenmiş ve sonuçlar Şekil 13 te sunulmuştur.

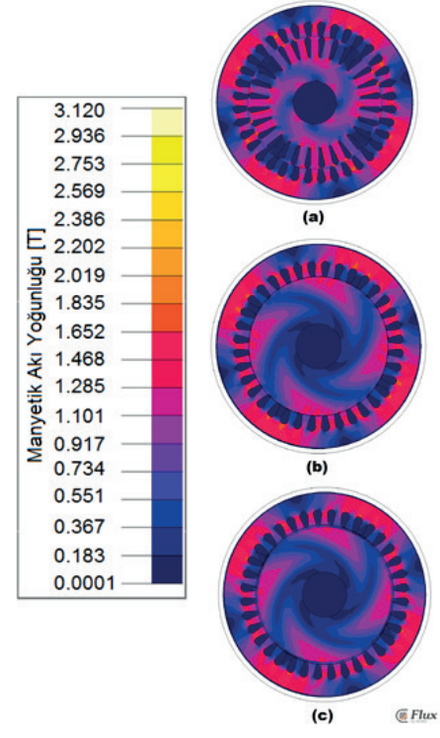


Şekil 13: Referans motorun farklı frekanslardaki moment-kayma karakteristiği

V/f kontrolünde anma frekansından daha düşük frekanslar sabit moment bölgesinde çalışır. Bu bölgede gerilim ile frekansın birbirlerine olan oranı sabit tutulur. Bu yüzden anma gerilimine kadar gerilim aynı oranda arttırılır. Anma frekansından sonraki bölgelerde ise motor artık alan zayıflatma bölgesine girmektedir.

4.2. Farklı rotor yapılarının sonuçları

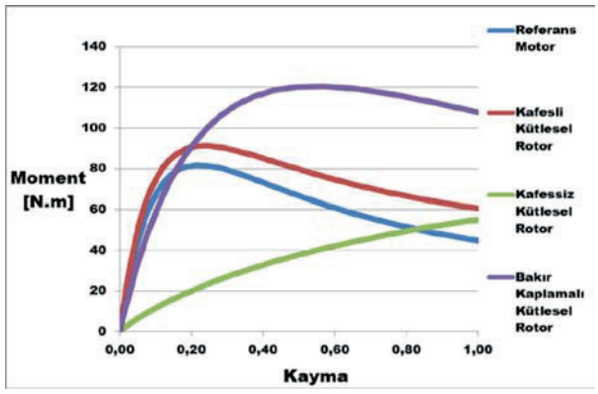
Kütlesel rotorların farklı geometrik yapılara sahip olması sebebiyle farklı manyetik akı yoğunluğu elde edilmektedir.Bu durum *Şekil 14*'de gözlenebilmektedir.



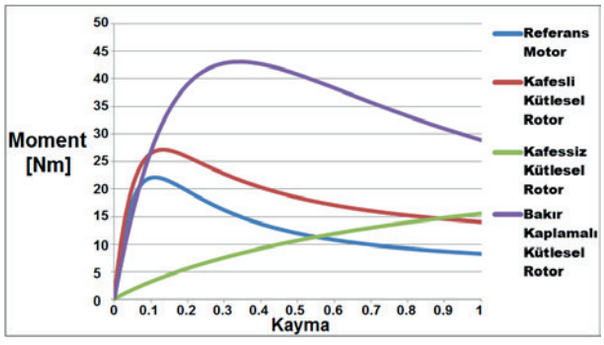
Şekil 14: Farklı rotor yapıları için manyetik akı yoğunluğu değişimleri: (a) kafesli kütlesel rotor, (b) kafessiz kütlesel rotor, (c) bakır kaplamalı kütlesel rotor

Şekil 14' de görüldüğü gibi kütlesel rotorlu yapılara geçildiğinde, rotor yapısında manyetik akı yoğunluğu dönel bir yapıya sahip olmaktadır. Bunun sebebi rotor derinliklerine indikçe artan endüktans değeri rotorda oluşan manyetik akıda bir faz farkı yaratarak bu faz farkına göre manyetik akı oluşmaktadır. Bu faz farkının bir diğer sebebi de girdap akımlarıdır.

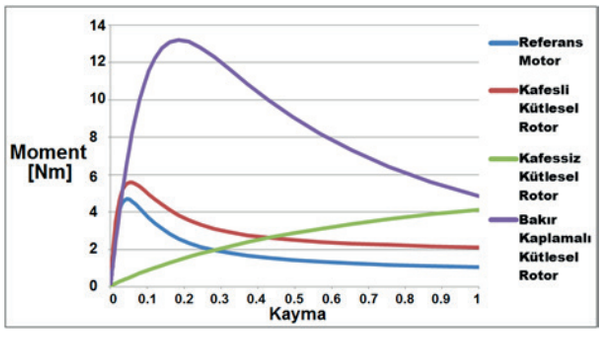
Farklı motor tiplerinin 50,100 ve 200 Hz'deki moment-kayma grafikleri sırasıyla *Şekil 15,16 ve 17*'de gösterilmiştir.



Şekil 15: Farklı motor modellerinin moment-kayma karakteristikleri (50 Hz)



Şekil 16: Farklı motor modellerinin moment-kayma karakteristikleri (100 Hz)



Şekil 17: Farklı motor modellerinin moment-kayma karakteristikleri (200 Hz)

5. Sonuç

Yüksek hızlı uygulamalar için analiz sonuçları alınan farklı rotor tipleri için; kafesli yapının rotor ve rotor çubuklarına sahip olması bir diğer deyişle farklı iki yapı içermesi sebebiyle yüksek hızlarda mekanik anlamda zorlanmalara yol açabilmektedir. Rotor geometrisinde yapılan değişiklikler eşliğinde, kafesli asenkron motorun rotor malzemesi olan silisli sac malzemesinin yerini dökme demirin almasıyla girdap akımları da moment üretimine katkıda bulunmuştur. Bunun sonucunda çıkış momenti referans motora göre artmıştır. Performans olarak iyi bir sonuç verse de mekanik zorlamaların etkisi devam etmektedir. Bir diğer rotor yapısı olarak rotor çubuklarının çıkarılması ile sade kütlesel rotor yapısının karakteristiği gözlemlenmiştir. Rotordaki empedans değerinin yüksek olması ve girdap akımlarının moment üretiminde yeteri kadar etkili olamaması sebebiyle çıkış moment değeri referans motora göre oldukça düşüş göstermektedir. Moment performansını arttırmak amacıyla rotor manyetik akı geçirgenliğinin arttırılması gerekmektedir. Bu amaçla manyetik geçirgenliği hemen hemen hava ile aynı olan bakır malzemesinin ince bir tabaka olarak kütlesel rotora uygulanması sonrasında moment değerinde ciddi bir artış gözlenmiştir. Bakır kaplama rotorda rotor çubuk etkisi oluşturup girdap akımlarının bu tabakada toplanıp moment üretiminde etkisini arttırmıştır. Bu sonuçlar eşliğinde rotorda kullanılan malzemenin iletkenlik değerine ve manyetik geçirgenliğine bağlı olarak, performans durumları, farklı kütlesel rotorlu asenkron motor tipleri açısından incelenmiştir.

6. Kaynaklar

[1] Mikami, H., Shimizu, Y., Seki, H., Kazumasa, I., Senoo, M., Historical Evolution of Motor Technology, Hitachi Review Vol. 60 No.1, 2011.

[2] Aho, T., Sihvo, V., Nerg, J., Pyrhönen, J., Rotor Materials for Medium-Speed Solid-Rotor Induction Motors, Proceedings of IEEE International Electric Machines & Drives Conference 2007. IEMDC'07, 2007

[3] Klima, J., Mach, M. & Vitek, O., Analysis of High Speed Squirrel Cage Induction Motors, Proceedings of IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering, pp. 1302-1305, 2015.

[4] Mekuria, Y., G., Development of a High Speed Solid Rotor Asynchronous Drive fed by a Frequency Converter System, Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 01.02.2013 (in German).

[5] Huppunen, J., High-speed solid rotor induction machine – electromagnetic calculation and design, Lappeenranta: Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto, 2004.

[6] Ergene, L.T., Salon, S.J., Determining the Equivalent Circuit Parameters of Canned Solid-Rotor Induction Motors, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.41, No.7, pp.2281-2286, 2005.

[7] Sobczynski, D., Review of Solutions used in High-Speed Induction Motor Drives operating in Household Appliances, Journal of Power Electronics and Drives, Vol.1 (36), pp.27-39, 2016.

Endüstriyel Uygulamalarda Kullanılan Asenkron Motorlarda IE2 Verim Sınıfından IE4 Verim Sınıfına Geçiş Amaçlı Uygulama

A Study of Passing from IE2 to IE4 Efficiency Classes in Induction Motors Used in Industrial Applications

Çağlar Acar[1], Osman Can Soygenç[2], Lale T. Ergene[2]

[1]Elektrik Motorları İşletmesi, Arçelik A.Ş. Tekirdağ, Türkiye
acarcaglar@arcelik.com

[2]Elektrik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi
soygenc@itu.edu.tr ergenel@itu.edu.tr

Özet

Dünya üzerinde artan nüfus büyüme oranları, insan ihtiyaçlarında artışa neden olmaktadır. Büyüyen ihtiyaçlar ile beraber, sanayiden beklentilerde artmaktadır. Tüm bu artışlar ile beraber insanoğlu gün geçtikçe daha fazla enerjiye ihtiyaç duymaktadır. Artan enerji talebi ise petrol, doğal gaz, kömür vb. fosil yakıt tüketimlerinin artmasıyla karşılanabilmektedir. Endüstriyel ortamda enerji tüketimi incelendiğinde ise bu tüketimin büyük bir çoğunluğunun elektrik motorları ve motor sistemleri tarafından tüketildiği görülmektedir. Bu motorlar içerisinde ise asenkron motorlar büyük yer kaplamaktadır. IEC, NEMA standartları ve yönetmeliklerle asenkron motor verimlilikleri üzerine birçok düzenleme getirilmektedir. Avrupa birliği ve Türkiye normları ile 01.01.2017'den itibaren 0,75 kW ve üzeri motorlarda IE3 verim sınıfı zorunlu kılınmıştır. Tüm bu çevresel ve yönetimsel etmenler hesaba katıldığında asenkron motor verimliliği büyük önem arz etmektedir. Bu çalışma içerisinde asenkron motor verimini artırmak üzerine kullanılabilecek tasarımsal yöntemler araştırılıp değerlendirilmiş ve seçilen bazı yöntemler referans motora uygulanılarak verim değişimine dair sonuçlar ortaya çıkarılmıştır.

Anahtar kelimeler: Asenkron Motorlar, Verim, Kayıp Analizi, Sonlu Elemanlar Yöntemi, Verim Sınıfları

Abstract

Increasing growing rates of human population cause rise in human needs. With increasing needs, expectations from industrial areas are growing. With all these increases humanity needs more energy day by day. More energy consumption cause increase in usage of coal, oil, natural gas amounts. As a result of that higher consumption of fossil fuels support global warming and its negative impacts. In industrial consumption of energy, electrical motors and applications have high amount of consumption ratios and in these applications induction motors have a crucial impact. Because of that; institutions like IEC, NEMA and European Union or Turkish Government, many regulations are applied like, from 01.01.2017 all motors that have more than 0,75 kW power must satisfy IE3 class. When all these regulations and impacts considered, asynchronous motor efficiency has important position. In this research; methods that can be used for improve efficiency have been investigated.

Keywords: Induction motors, Efficiency, Loss Analysis, Finite Element Method, Efficiency Classes

1. Giriş

Günümüzde artan kullanıcı taleplerine bağlı olarak endüstriyel kullanımlar hızlı bir şekilde artmaktadır. Artan endüstriyel kullanımlar ile beraber elektrik enerjisinin üretiminden iletimine, tüketimine kadar oluşan kayıpların önemi de paralel olarak artmaktadır. Verimsiz kullanılan sistemler ve üretim yüzünden artan tüketim karşısında çevreye büyük ölçüde zarar verilmektedir. Bu sebeple beraber enerjinin daha fazla üretilmesinden çok daha verimli üretilmesi ve tüketilmesi konuları önem kazanmaktadır. Elektrik motorları ise fan, pompa, kompresör, vinç ısıtma, taşıma vb. birçok uygulamada sıklıkla tercih edilmektedir. Yapılan araştırmaya göre dünya üzerinde elektrik enerjisinin 53%'ü elektrik motorları tarafından harcanmaktadır [1]. Türkiye'de ise harcanan enerjinin 36%'ını elektrikli motorlar ve sistemleri oluşturmaktadır [2]. Bu sebeple elektrik motorlarının verimliliği büyük oranda önem arz etmektedir. Uluslararası enerji ajansı (IEA) araştırmalarına göre, enerji verimliliği gerekli konuma gelemez ise 2030 yılı içerisinde elektrikli motor ve sistemlerinin enerji tüketimi 13360 TWh'e yükselecek e elektriğe ödenen ücret bu oranla doğru orantılı olarak çok büyük miktarlarda artacaktır [3]. Tüm bunlar göstermektedir ki elektrik motorlarının verim iyileştirilmesinin tüm sistemlere büyük katkısı olacaktır Bilim Sanayi ve Teknoloji Bakanlığının verimlilik üzerine yaptığı çalışmaya göre; Basınçlı hava sistemlerinde 33%, Fan sistemlerinde 22% pompa uygulamalarında ise 22% potansiyel iyileştirme imkânı vardır [2].Tüm bu çalışmalar ve veriler göstermektedir ki, enerjiyi daha verimli kullanmak ve çevresel faktörlere zarar

vermemek adına asenkron motorlarında yapılacak iyileştirmeler büyük önem taşımaktadır. Çalışma içerisinde asenkron motorda verimi artırmaya yönelik yöntemler incelenmiş olup, örnek bir uygulama üzerinden verim artışı incelemiştir.

2. Verim Artırma Yöntemleri

Asenkron motor yapısı incelendiğinde, verim hesabı çıkış gücü ve giriş gücü arasındaki orantıdan hesaplanabilir. İki büyüklük arasındaki fark ise motor çalışması esnasında oluşan kayıpları ifade eder. Kayıplar basitçe, stator sargıları ve rotor çubuklarında akan akım etkisiyle dirençler üzerinde oluşan bakır kayıpları, stator ve rotor çekirdeklerinde oluşan demir kayıpları, mekanik parçalardan gelen sürtünme ve havalandırma kayıpları ve motor karakteristiğinden kaynaklanan ek kayıplar olarak alt başlıklara ayrılabilir. Bu bildiride verimliliği artırmak adına, kayıplara sebep olan çeşitli etmenler incelenmiş ve referans motor üzerinde yapılan değişikliklerle verim sınıfının nasıl değiştiği analiz edilmiştir.

2.1 Stator Kayıpları

2.1.1 Stator Sargıları Oluk Doluluk Oranı

Stator sargılarında kullanılan telin kesit alanın değiştirilerek direnç ayarlaması yapılabilir. Direnç değişimiyle beraber daha az akım yoğunluğu, daha çok sarım ile beraber aynı özellikler elde edilebilir. Bu sayede daha yüksek sarım kullanılması sonucu doluluk oranını artırılarak bakır kayıplarında azalma elde edilebilir. Yuvarlak tellerin kullanılmasıyla yalıtkan dâhil 0,75 – 0,65 olan tel çaplarıyla beraber, yalıtkansız halde 0,45-0,50 doluluk oranları elde edilebilir [4].

2.1.2 İletken Yalıtımı

Motor hareketi sırasında sargılardan geçen akım ve mekanik hareket sebebiyle sıcaklık sürekli hal rejimine erişene kadar artmaktadır. Bu yüzden yalıtkan özellikler önem arz etmektedir. Daha iyi yalıtım motorun ısınmasını önleyerek, ısınmayla gelen direnç artışını engelleyecektir. Böylece düşük sıcaklık ile beraber daha az kaçak akı ve daha düşük kayıplar elde edilebilir.

2.1.3 Sargı Başlarının (Uç Sargı) Uzunluğu

Bir sargının sarımı tamamlaması esnasında stator çekirdeğinin dışarısında kalan kısımlar sargı başı olarak adlandırılmaktadır. Sargı başlarının uzunluğunun bulunduğu konum sebebiyle kaçak akılara sebebiyet vermekte ve kayıplara sebep olmaktadır. Sargı başlarının yerleşimine dikkat edilerek bu kayıplar minimize edilebilir.

2.2 Rotor Kayıpları

2.2.1 Rotor Çubuk Malzemesi

Genel üretim yöntemleri içerisinde kafesli asenkron motorların rotorları eriyik alüminyum ile doldurularak rotor çubuk iletkenleri elde edilir. Rotor çubuk malzemesi açısından bakır veya farklı alaşım malzemelerinin kullanıldığı uygulamalar da mevcuttur. Örnek olarak alüminyum yerine bakır malzemesi kullanıldığında, bakırın daha iyi olan elektriksel özelliklerinden ötürü, direnç kayıplarında azalma, akım yoğunluğunda azalma gibi etkileri sayesinde daha iyi bir yapı elde edilebilir [4].

Tablo 1: Bakır ve Alüminyum Elektriksel Özellikleri

Malzeme	Elektriksel Direnç (Ohm.m)	Elektriksel İletkenlik (Siemens/m)
Bakır	$1,7 \times 10^{-8}$	58×10^{6}
Alüminyum	$2,7 \times 10^{-8}$	37×10^{6}

Yapılan araştırmalar göre; bakır kullanıldığı durumda motor veriminde %1..3 arası iyileşme elde edildiğini göstermiştir [5]. Ancak bakırın erime sıcaklığının yüksek olması gibi etmenler üretim aşamasında sorunlara sebebiyet verebilmektedir. Bunun yerine uygun elektriksel özelliklerin elde edilebileceği alüminyum-bakır veya başka malzemelerin karışımıyla elde edilecek malzemeler rotor çubukları için kullanılabilir.

2.3 Motor Çekirdeği Kaynaklı Kayıplar

2.3.1 Laminasyon Malzemesi

Asenkron motorlarda laminasyon malzemesi olarak kullanılan manyetik çeliğin (silisli sac) özellikleri farklılık göstermektedir. Bu farklılık ise demir kayıplarında farklı W/Kg oranları olarak daha verimli veya verimsiz tasarımlar sağlamaktadır. Aynı zamanda kullanılan malzemenin kalınlığı da motor verimine doğrudan etki etmektedir.

Daha ince sac kullanımı girdap akımlarının azalmasını sağlayarak demir kayıplarının düşmesini sağlayacaktır. Ancak daha ince sac kullanıldığı takdirde aynı paket boyunu sağlamak adına daha çok sac miktarı gerekeceği için maliyet konusunda artışa sebebiyet verebilir.

2.3.2 Dış Çap Büyüklüğü

Daha büyük laminasyon çapı kullanıldığında, artan çap sebebiyle akı yoğunlukları değişimi tasarımı daha ileri bir noktaya taşıyabilir [4]. Makinenin anma güç değerlerini geliştireceği için, verimin artmasını sağlar. Ancak tüm üretim ve araç gereçlerinde değişim veya tadilata sebebiyet vereceği için maliyetlerin artışına sebebiyet verebilir.

2.3.3 Çekirdek Paket Boyu Artırılması

Çekirdek paket boyu artırıldığında motorun çalışma konumuna göre tasarımı daha ileri bir noktaya taşımak mümkündür, azalan akı yoğunluğu sayesinde aynı çalışma noktasında daha az kayıpla çalışan bir motor üretebilmek mümkündür, uygulanabilirliği en kolay yöntemlerden biri olmasına rağmen malzeme maliyetlerinde artışa neden olabilir.

2.3.4 Amorf Malzeme Kullanımı

Amorf malzemeler normal saclara göre daha ince bir yapı ve farklı bir tanecik yapısına sahiptir. Bu sebeple motorda laminasyon malzemesi olarak kullanıldığında girdap akımlarını azaltarak kayıpların azalmasını sağlayabilirler.

2.3.5 Isıl Şoklama Uygulaması

Motor çekirdeğine ısıl işlem uygulandığında, malzeme özelliklerinde iyileşme sağlanabilir. Isıl işlem malzemenin

yüksek sıcaklıklara ısıtılıp daha sonra su veya farklı bir sıvı içerisinde ani şekilde soğutulmasıyla gerçekleştirilir. Bu işlem sonrasında malzeme özellikleri ve enerji karakteristiğinde farklılıklar elde edilir. Örneğin rotor çekirdeklerinde çubukların direnci artar ve paralel çubuklar arasında akıya gösterilen direnç artarak, kaçak akı miktarında azalma elde edilir. [5]. Bunun sonucunda motorda oluşan kayıplarda azalma meydana gelebilir.

2.3.6 İletken ve Çekirdek Arasındaki Yalıtım

Asenkron motor gerek rotor gerek stator yapısında alüminyum çubuklar ve sargı malzemesi çekirdek içerisinden geçerek elektriksel devresini tamamlamaktadır. Elektriksel döngü sırasında rotor çubuklarının ve sargılarının birbirine en çok yaklaştığı kısımlarda bir bölümdeki akı diğer tarafa geçmeye çalışır, bunun sonucunda kaçaklar artarak kayıpların artmasına neden olur. Bunu önlemek adına stator oluk ağızlarında yalıtım için kama, rotor çubuklarında ise alüminyum uygulanmadan önce yalıtım uygulayarak daha verimli bir yapı elde edilebilir. [5].

2.4 Mekanik Kayıplar

Asenkron motor içerisinde dönme hareketi sebebiyle rulman, fan gibi parçalarda kayıplar meydana gelir. Özellikle kullanılan rulmanın kayıplar üzerinde büyük bir etkisi bulunmaktadır. Firmalar tarafından yapılan testlerde verimli olarak nitelendirilen rulmanlar ile yapılan testlerde kullanılmayan duruma göre kayıplarda %30…50 oranında iyileşme meydana geldiği tespit edilmiştir [6]. Aynı şekilde kullanılan soğutma fanının da hava direnci sebebiyle fazladan kayıplara sebebiyet vermesi önlenebilir.

3. Uygulama

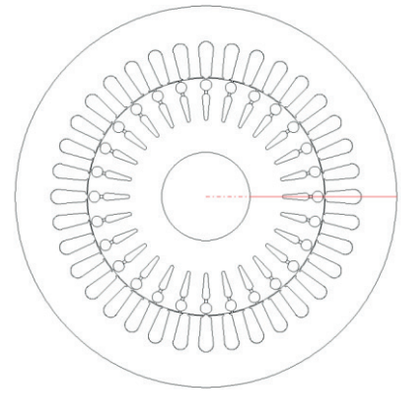
3.1 Referans Motor

Yöntemlerden bazılarının uygulamada incelenmesi adına bu çalışmada; 5.5 kW gücünde 4 kutuplu, verimi 88,6% olan halihazırda üretimde olan IE2 sınıfı olan bir kafesli asenkron kullanılmıştır. Referans motor iki boyut görünümü Şekil 1 de verilmiştir.

Tablo 2: Referans Modelin Anma Değerleri

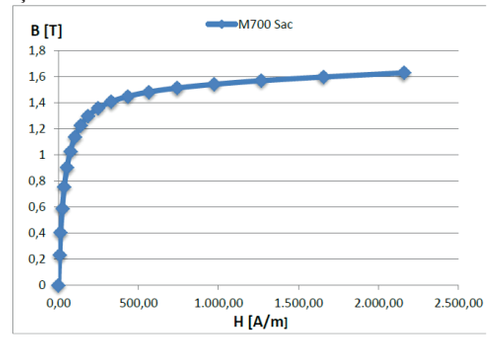
Parametre	Değer
Güç	5.5 kW
Gerilim	400 V/690 V
Akım	11,5 A/6,6 A
Frekans	50 Hz
Kutup Sayısı	4
Devir Sayısı	1459 rpm

Referans motorun analitik analizi için SPEED tasarım programı, sonlu elemanlar yöntemi ile manyetik analizi içinse Maxwell 2D ticari programlar kullanılmıştır. Yapılan analizin sonucu test verileri ile kıyaslanarak, iyileştirme yapılacak yönler uygulanmıştır.



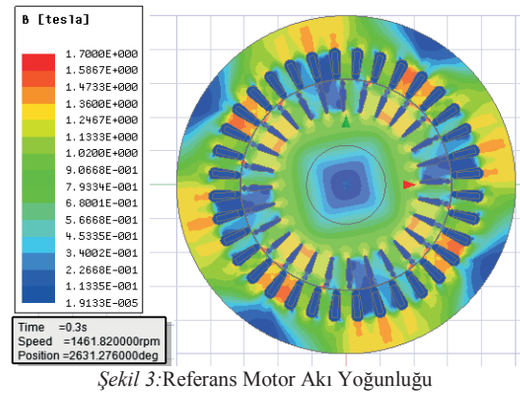
Şekil 1: Referans Motor Analiz Tasarımı

Analiz esnasında mevcut motorun birebir ölçüleri, malzemesi, sargı şeması gibi tasarım özellikleri program içerisinde oluşturularak analizler gerçekleştirilmiştir. Rotorda ve statorda kullanılan malzeme M700 silisli sac olup B-H eğrisi Şekil 2 de verilmiştir.

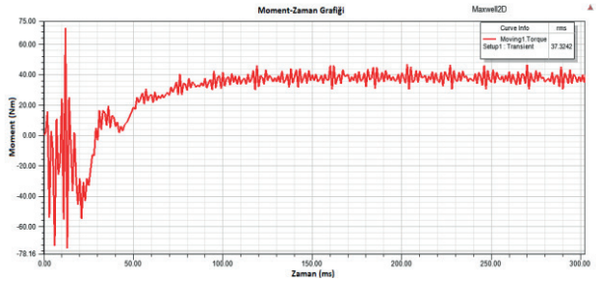


Şekil 2: M700 Sac B-H Eğrisi

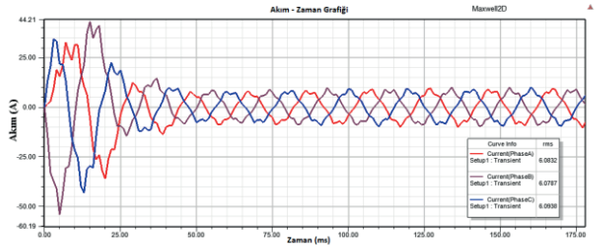
Yapılan analiz ile test sonuçları karşılaştırılarak çalışmanın tutarlılığı doğrulanmıştır. Kayıpların ve verimin hesaplanmasında IEC 60034-2-1[7] standardı kullanılarak küresel standartlara uyumlu hale getirilmiştir. Karşılaştırma Tablo 3'de sunulmuştur. Motorun manyetik akı dağılımı Şekil 3 te verilmiştir.



*Şekil 3:*Referans Motor Akı Yoğunluğu



Şekil 4: Referans Motor Moment-Zaman Grafiği



Şekil 5: Referans Motor Akım-Zaman Grafiği

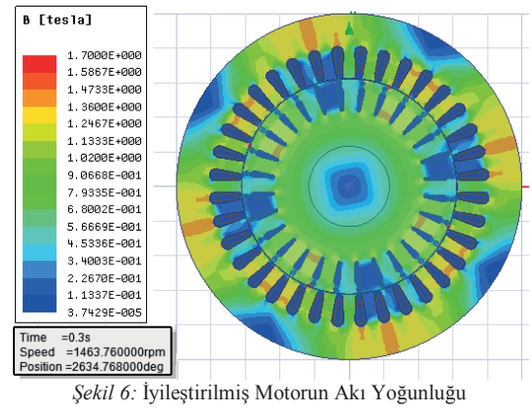
Tablo 3: Referans Motor Analiz-Test Karşılaştırması

Parametre	SPEED	Test
Devir (devir/dakika)	1460	1459
Anma Momenti (N.m)	35,9	36,1
Anma Akımı (A)	10,4	11,5
Stator bakır kayıpları (W)	220	282
Rotor bakır kayıpları (W)	152	157
Demir kayıpları (W)	192	183
Sürtünme ve rüzgâr kayıpları (W)	43	42
Ek kayıplar (W)	73	49
Toplam kayıplar (W)	682	713
Verim (%)	89,1	88,6

Analiz sonuçları ve test sonuçları kıyaslandığında aradaki farkların kabul edilebilir seviyelerde olduğu görülmektedir. Analizin doğrulanması sağlandıktan sonra çalışmaya çeşitli geliştirmeler uygulanılarak farklı bir tasarımla devam edilmiştir.

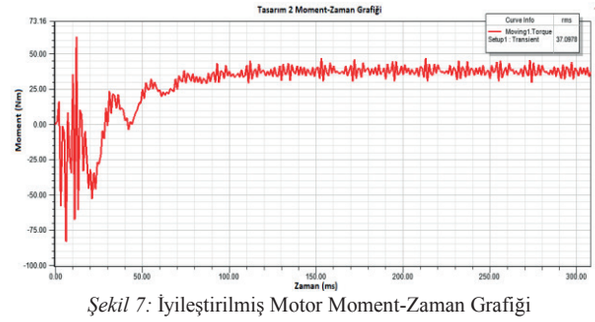
3.2. İyileştirilmiş Motor

Mevcut motorun test sonuçlarına bakıldığında demir kayıpları büyük bir yüzdeye sahiptir, geliştirilmiş tasarımda, kayıp oranı W/kg olarak daha iyi olan M270 modeli silisli sac kullanılmıştır. Stator tarafında ise sargı doluluk oranı artırılarak 1.0 pu olan doluluk 1.3 pu'e çıkarılmıştır. Ayrıca mekanik kayıpları azaltmak adına verimli rulmanlar kullanılarak motorun tasarımı değiştirilmiştir.

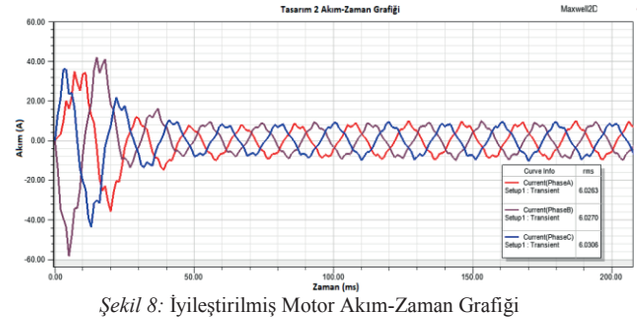


Şekil 6: İyileştirilmiş Motorun Akı Yoğunluğu

İyileştirilmiş motora ait moment zaman grafiği Şekil 7 de akım-zaman grafiği ise Şekil 8 de verilmektedir.



Şekil 7: İyileştirilmiş Motor Moment-Zaman Grafiği



Şekil 8: İyileştirilmiş Motor Akım-Zaman Grafiği

Analiz ile elde edilen sonuçlara göre motorun ortalama momenti 37.09 Nm, kararlı durumda akımın etkin değeri ise 6.02 A'dir. Oluşturulan tasarım gerçeklenerek motor standartlara uygun olarak test edilmiştir. İyileştirilmiş ve referans motorun test sonuçları Tablo 4'de karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Tablo 4: Referans Motor-İyileştirilmiş Motor Karşılaştırması

Parametre	Referans Tasarım	Yeni Tasarım
Devir Sayısı ($s-1$)	1459	1462
Anma Momenti (N.m)	36,1	36,0
Kalkış Akımı (A)	93,2	97,4
Stator Bakır Kayıpları (W)	281	213
Rotor Bakır Kayıpları (W)	158,0	144
Demir kayıpları (W)	183	139

Sürtünme ve rüzgâr kayıpları (W)	42,2	20,6
Ek kayıplar (W)	49,3	37,4
Toplam kayıplar (W)	713	555
Verim (%)	88,6	90,85

4. Sonuçlar

Geliştirilen tasarımın test sonuçlarına göre; verimli sac kullanılması ile demir kayıpları 183 W'tan 139 Watt değerine, sürtünme kayıpları 42 Watt değerinden 20 Watt'a düşmüştür. Sonuçlara göre toplam kayıp; referans motorda 713 Watt iken yeni iyileştirilmiş motorda 555 Watt değerine düşürülmüştür. Tüm bu azalmaların sonucunda %88,6 verim değeri ile IE2 verim sınıfında yer alan referans motor, iyileştirilmiş tasarımla %90,85 verim değerine çıkarak IE4 sınıfı içine girmiştir.

Yapılan çalışma göstermektedir ki, bahsedilen ve açıklaması yapılan yöntemler uygulanarak mevcut gereksinimler için kullanılan motor ve sistemler daha verimli hale getirilebilir. Bu şekilde enerji ve iş ihtiyacına daha çevreci ve verimli şekilde cevap vermek mümkündür. Tek bir motorda belirtilen yöntemler sayesinde 2% oranında iyileştirme elde edilmiştir. Motorların ve motorlara bağımlı sistemlerin gerek endüstriyel gerek bireysel uygulamaları düşünüldüğünde yapılacak iyileştirmelerin küresel çapta sağlayacağı getiriler açık bir şekilde ortaya konulmuştur. Çeşitli yöntemler kullanılarak enerji kullanımını ve ihtiyacının karşılanmasını daha sürdürülebilir ve verimli şekillerde gerçekleştirmek mümkündür.

5. Teşekkür

Bu çalışma T.C. Kalkınma Bakanlığı ve İTÜ tarafından yürütülen Araştırmacı İnsan Yetiştirme programı kapsamında, ITU-AYP-2015-12 numaralı proje tarafından desteklenmiştir.

6. Kaynaklar

[1] International Energy Agency (iea), (2016). *World Energy Outlook 2016*

[2] Turkish Republic Ministry of Information, Industry and Technology General Directorate of Productivity (2015), *Elektrik Motorlarinda Enerji Verimliliği*

[3] International Energy Agency (iea),(2011). *Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems*

[4] A. R. Gallego, (2014). *Design and Optimization of an IE4, 4-pole, 7.5 kW Induction Motor.* (Master Thesis). Royal Institute of Technology. Stockholm.

[5] Ioan Peter, (2012) "*Induction motors with squirrel cage rotor, with IE2 efficiency level, up to 18.5 kW. methods for increasing the efficiency* IEEE."

[6] M. Janssens "SKF Energy Efficient deep Groove ball bearings for higher driveline efficiency", SKF France technical report.

[7] "Rotating Electrical Machines - Part 2-1: Standard Methods for Determining Losses and Efficiency from Tests (Excluding Machines for Traction Vehicles)", International Electrotechnical Commission (IEC), International Standard 60034-2-1, Ed. 1, September 2007.

Elektromekanik Enerji Dönüşüm Prensipleri Denklemlerinden Yararlanarak Elektrik Motorlarının Tork Analizi

Electric Motors' Torque Analysis By Using Electromechanical Energy Conversion Principles Equations

N.Fusun Oyman Serteller [1], Bekir Geçer [2],TanerDindar[3]

[1,2] *Marmara Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik-Elektronik Müh. fserteller@marmara.edu.tr*

[3] *Ankara Üniversitesi Nallıhan Meslek Yüksekokulu, Elektronik Otomasyon Bölümü, tdindar@ankara.edu.tr*

Özet

Bu çalışmada Elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektrik motorunun analizi, elektromekanik enerji dönüşüm denklemleri yardımıyla yapılmıştır. Enerji dönüşüm denklemleri yardımıyla, seri bağlı, çift uyartımlı, silindirik rotorlu motora doğru akım (DA) ve altenatif akım (AA) uygulanmış, iki ayrı durum için Tork analizi yapılmış ve yapılan bu çalışmalar regrasyon analizi ve Mathematica yardımıyla karşılaştırmalı bir şekilde görselleştirilmiştir. Bu çalışma örnek bir problem üstünde elektromekanik enerji dönüşümü denklemleri detaylı bir şekilde kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Örnek problemin çözümü yapılmadan önce kullanılacak elektromekanik enerji dönüşüm denklemleri detaylı olarak çıkarılmış, çıkarılan bu denklemler üzerinden problem çözümü gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma temel bir çalışma niteliğinde olup, bir motorun enerji dönüşüm prensiplerinden yararlanarak basit bir şekilde analiz edilebileceğini göstermektedir.

Anahtar kelimeler: Elektromekanik Enerji dönüşüm denklemleri, çift uyartımlı sargı, Tork analizi

Abstract

In this study, the analysis of the electric motor, which transforms electrical energy into mechanical energy, is done with the help of energy conversion equations. With the help of the energy conversion equations, direct current (DC) and then alternating current (AC) are applied to the series connected, double induction, cylindrical rotor motor, and torque analysis is done for the two different cases; and the regression analysis of this study, as well as the comparison of the two cases, is visualized with the help of Mathematica. This study is done by solving a sample problem with using electromechanical energy conversion equationsl. Before solving the problem, electromechanical energy conversion equations is derived in detail and the analysis of the problem is achieved through these equations. This study, which is a fundamental study, shows that a motor can be analyzed simply by benefiting energy conversion principles.

Keywords: Electromechanical Energy Conversion, double excited windings, Torque Analysis.

1. Giriş

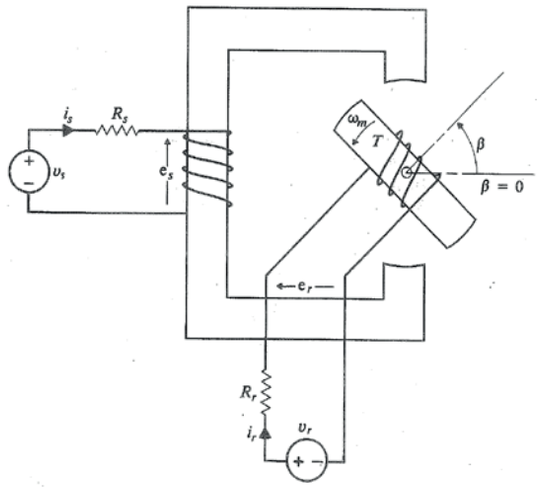
Modern sanayi, elektrikli trenler, vapurlar, uçaklar, büro ve ev aygıtları elektrik motorsuz düşünülemez. Elektrik motorlarının en önemli özelliği; hem en mükemmel enerji olan elektrik enerjisini kullanması, hemde kolay ve ekonomik bir şekilde kontrol edilebilir olmasıdır. Elektrik motorları aldıkları elektrik enerjisini, magnetik enerji yardımıyla mekanik enerjiye çeviren günümüzün en yararlı ve vazgeçilemez aygıtlarından birisidir[1]. 1881 yılında Michail Faraday'ın elektrik ve mekanik enerjileri arasındaki ilişkiyi keşfedip, Bio-Savart ve Ampere gibi bilim adamlarının da geliştirmesiyle ileriye götürülen elektromekanik enerji dönüşümü yolculuğu, ivme kazanarak ve her alanımıza yayılarak devam etmektedir. Adından da anlaşılacağı gibi elektromekanik sistemler elektrik ve mekanik sistemlere sahip iki kısımdan oluşmaktadır. Mühendisler, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren veya tam tersini yapan bir elektromekanik sistemin elektrik ve mekanik yanlarını ilgilendiren matematiksel formülleri çıkararak, sistemi modellemeğe ve bu sayede sistemin daha verimli çalışmasına uğraşırlar, bu çalışmalar en küçük elektromekanik dönüştürücülerden (röleler, sensörler v.b),en büyüğüne kadar (alternatörler, büyük güçlü motorlar, transformatörler) aynı matematiksel denklemlerle analiz edilmektedir[1],[2],[7]. Elektromekanik sistemde elektrik enerjisi ile mekanik enerji denklemlerini ilişkilendiren büyüklükler gerilim, akım, frekans, güç, hız, kuvvet ve torkdur. Bu ilişkilendirmede elektrik enerjisi mekanik enerjiye dönüşürken, dönüşüm keskin bir şekilde olmamakta, geçiş işlemini manyetik enerji sağlamaktadır.

Elektromekanik enerji dönüştüren araçlardan en önemlilerinden biri olan motorların, gelişen teknolojiyle birlikte işlevleri ve onlara olan ihtiyaç da arttıkça, üstlerinde yapılan çalışmalar, analizlerde artmıştır. Elektrik makinalarının temelleri olan elektromekanik enerji dönüşümü konusu iyi anlaşılmadıkça, elektrik makinalarının çalışması ve bunlar üzerinde yapılacak araştırmalar da şüphesizki eksik kalacaktır[3],[8]. Bu konuda çalışan mühendisler ve üniversitedeki bilim insanları elektromekanik enerji

dönüşümünün sadece enerji dönüşüm konusunu anlamada değil, aynı zamanda üzerinde çalışılan sistemlerin elektriksel, mekanik ve elektromanyetik alan konularını da anlama ve hakim olmada yardımcı olacağı hemfikirindedirler[4]. http://bilimseldergi.emo.org.tr adresinden ulaşabilirsiniz. Aynı adreste makalelerin hazırlanışı ve taslakların kullanımına ilişkin yönlendirmeler de bulunmaktadır.

2. Çift Uyartımlı Elektrik Motorunun Yapısı ve Elektromekanik Enerji Dönüşüm Denklemlerinin Çıkarılması

İki uyartımlı sistemler, 1990 yıllarında, tek uyartımlı Anahtarlamalı Relüktans Motorun dezavantajlarını ortadan kaldırmak için geliştirilmişlerdir[6]. İki uyartımlı sistemin basit yapısı ve elektriksel devre şeması şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Çift Uyartımlı bir motorun elektriksel bağlantı şeması ve yapısı[5].

Bu sisteme ait denklemler elektromekanik enerji dönüşüm eşitliklerinden yararlanarak aşağıda verilmiştir. İki aşamada gerçekleşen enerji denklemlerinde; ilk aşamada stator akımları magnetik alanı oluşturken (akım sıfırdan başlıyarak artarken) rotor açık devre gibi davranır ve denklem(1) elde edilir:

$$W_{(e1)} = \int_0^{i_s} L_{ss} i_s \, di_s = \frac{1}{2} L_{ss} i_s^{\,2} \; J \qquad (1)$$

İkinci aşamada ise sabit stator akımları varken, rotorda da sıfırdan başlıyarak akım artar ve denklem(2) elde edilir:

$$W_{(e1)} = \int_0^{i_r} L_{sr} i_s \, di_r + \int_0^{i_r} L_{rr} i_r \, di_r = L_{sr} i_s i_r + \frac{1}{2} L_{rr} i_r^{\,2} \; J \qquad (2)$$

Motorda ki iki aşamalı durum gerçekleşince genel durum aşağıdaki gibi olur:

$$W_f = W_{e(1)} + W_{e(2)} = \frac{1}{2} L_{ss} i_s^2 + L_{sr} i_s i_r + \frac{1}{2} L_{rr} i_r^2 \;\; J \qquad (3)$$

Bu eşitliklerde L_{ss}, L_{rr} *ve* L_{sr} (H) sırasıyla stator, rotor ve ortak endüktans değerleri, I_s *ve* I_r (A) stator ve rotor akımlarıdır. Elektrik enerjisinin toplamı W_f (J) 'ye (magnetik enerjiye) dönüşmüştür. Toplam elektromekanik enerji dönüşüm denklemleri gözönüne alınarak rotor ve stator bakır kayıpları denklemlerden çıkarılırsa denklemlerin son hali, yani mekanik sisteme geçen enerji akışı:

$$\frac{dW_m}{dt} = P_{mek} = \frac{i_s^2}{2}\frac{dL_{ss}}{dt} + \frac{dL_{sr}}{dt} i_s i_r + \frac{i_r^2}{2}\frac{dL_{rr}}{dt} \;\; W \qquad (4)$$

Olarak bulunur.

Şekil 1'de görülen sistemde P_{mek} gücü oluşur.

$$P_{mek} = T\,\omega_m \;\; W \qquad (5)$$

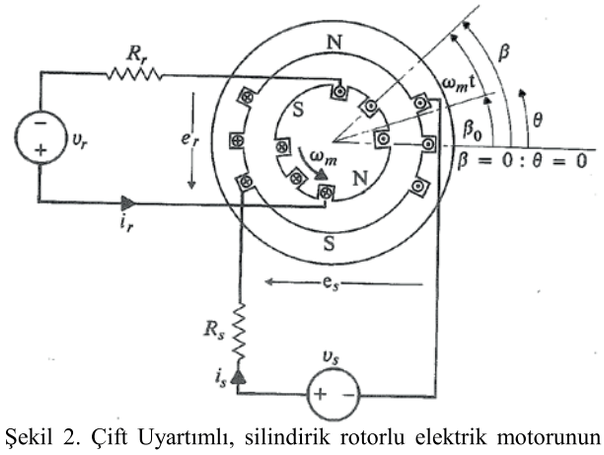
ω_m (rad/s) rotor açısal hız değeridir. Denklem(5)'den Tork ifadesi aşağıdaki şekilde olur.

$$T = \frac{i_s^2}{2}\frac{dL_{ss}}{d\beta} + \frac{dL_{sr}}{d\beta} i_s i_r + \frac{i_r^2}{2}\frac{dL_{rr}}{d\beta} \;\; Nm \qquad (6)$$

β (rad) rotor ve stator magnetik eksenleri arasındaki açıdır. Elektromekanik enerji döüşümünden yararlanarak çift uyartımlı bir motora etki eden tork, denklem(6) yardımıyla hesaplanır.

3. Çift Uyartımlı Silindirik Rotorlu Motorlarda Tork İdüksiyon Analizi

Şekil 2'de Çift uyartımlı, silindirik rotorlu bir elektrik motorun, bağlantı şeması ve yapısı görülmektedir.



Şekil 2. Çift Uyartımlı, silindirik rotorlu elektrik motorunun devre bağlantı şeması ve yapısı[5].

Bu motora DA uygulanır , L_{ss} *ve* L_{rr} 'nin β'*ya* göre değişimi çok küçük olduğu ve ihmal edileceği düşünülürse, denklem(6) aşağıdaki sade halini alır:

$$T = \frac{dL_{sr}}{d\beta} i_s i_r \;\; Nm \qquad (7)$$

Aynı motora AA stator ve rotor akımları uygulanırsa denklemler aşağıdaki şekle dönüşür:

$(\hat{x})$: maksimum değerleri göstermek üzere

$$L_{sr} = \hat{L}_{sr} \cos\beta \;\; H \qquad (8)$$

L_{sr} Ortak endüktans,

$$\left.\begin{aligned} i_s &= \hat{i}_s \cos\omega_s t \\ i_r &= \hat{i}_r \cos(\omega_r t + \alpha) \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

i_s *ve* i_r sırasıyla stator ve rotor akımlarını temsil etmektedir.

$$\omega_m = \frac{d\beta}{dt} \; rad/s \qquad (10)$$

Aısal hız ω_m ve herhangi bir t zamanında

$$\beta = \omega_m t + \beta_0 \; rad \qquad (11)$$

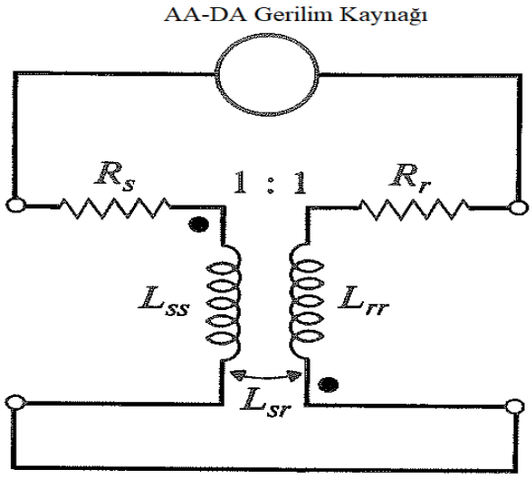
β rotor ve stator magnetik eksenleri arasındaki açı değeri yani rotor konum açısıdır.

$$T = -\hat{i}_s \hat{i}_r \cos\omega_s t \quad \cos(\omega_r t + \alpha) \quad \sin(\omega_r t + \beta_0) \qquad (12)$$

Denklem(13) için gerekli trigonometrik düzenlemeler yapılırsa:

$$\begin{aligned} T = \frac{-\hat{i}_s \hat{i}_r \hat{L}_{sr}}{4} \{ & \sin\left[(\omega_m + (\omega_s + \omega_r))t + \alpha + \beta_0\right] \\ & + \sin\left[(\omega_m - (\omega_s + \omega_r))t - \alpha + \beta_0\right] \\ & + \sin\left[(\omega_m + (\omega_s - \omega_r))t - \alpha + \beta_0\right] \\ & + \sin\left[(\omega_m - (\omega_s - \omega_r))t + \alpha + \beta_0\right] \} \; Nm \end{aligned} \qquad (13)$$

genel formülü elde edilir[4],[6]. Aşağıda; çift uyartımlı, seri bağlı bir elektrik motorunun denklem(1)den, denklem(13)'e kadar basite indirgenmiş, bütün eşitlikler kullanılarak çözülmüş örneği verilmiştir. Bu probleme ait bağlantı şeması da şekil 3'de verilmiştir.



Şekil 3. Bu çalışmada örnek olarak verilen problem için elektrik devresi bağlantı şeması.

Elektrik Motoruna ait parametrelerin değerleri SI birim sistemi gözönüne alınarak aşağıda verilmiştir.

R_s=0.4Ω, L_{ss} =45 mH

R_r = 0.4Ω, L_{rr} =45 mH

L_{sr} =40 mH , β=45^0

DA kaynağı :10 V AA kaynağı :115 V, 50Hz

$$I = 12.5A$$

$$L_{sr} = 40\times10^{-3}\cos\beta \; H$$

$$\frac{dL_{sr}}{d\beta} = -40\times10^{-3}\sin\beta$$

$$T_{(-)} = 4.42 \; Nm$$

Denklem(7) yardımı ile T(tork-Nm) bulunur.

AA uyartım ile :

$$\overline{V} = (R_s + R_r)\overline{I} + j\omega(L_{ss} + L_{rr} + 2\hat{L}_{sr}\cos 45)\overline{I}$$

$$115 = 0.8\overline{I} + j100\pi \times 0.1466\overline{I} \; V$$

$$I = 2.5A$$

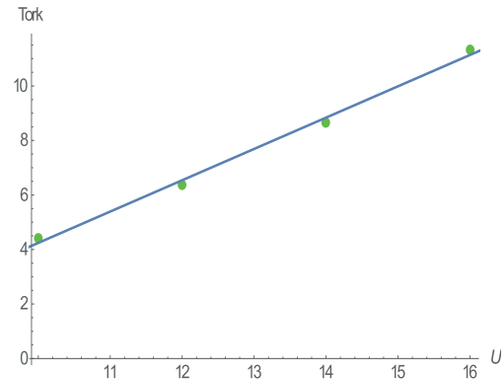
$$T_{ort(-)} = \frac{\hat{i}_s \hat{i}_r \hat{L}_{sr}}{2}\sin\beta_0$$

$$= \frac{(\sqrt{2}\times 2.5)^2 \times 40\times10^{-3}\times 0.707}{2}$$

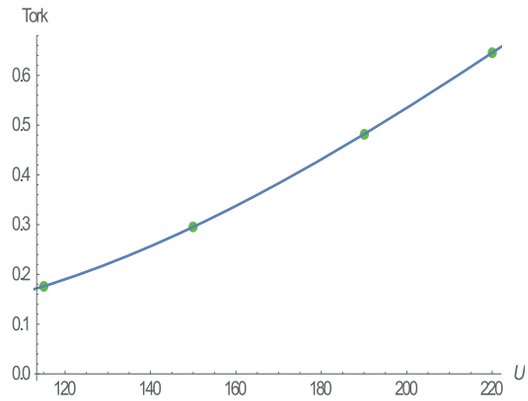
$$= 0.176 \; Nm$$

Denklem(13) yardımıyla ortalama (ort.)Tork(Nm) değeri bulunur.

Sırasıyla aynı motora uygulanan DA ve AA gerilim değerleri ile Tork arasındaki ilişki regrasyon analizi, Mathematica kullanılarak elde edilmiş ve sonuçlar şekil 4.ve 5. 'de verilmiştir.



Şekil 4. DA Tork ve uygulanan gerilim ilişkisi.



Şekil 5. AA Tork ve uygulanan gerilim ilişkisi.

Şekil 4 ve Şekil 5 'den görüldüğü gibi, aynı motora (motor parametreleri değişmeden) DA ve AA gerilimleri sırayla uygulandığı takdirde, DA Tork değerlerinin AA ort. Tork değerlerinden daha yüksek olduğu görülmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada Elektromekanik enerji dönüşüm formüllerinden yararlanarak çift uyartımlı, silindirik rotorlu bir motorun DA ve AA akımla uyartılması ile elde edilen analiz sonuçları detaylı bir şekilde bir örnek üzerinde incelenmiştir. Klasik motor formülleri yerine, elektromekanik enerji dönüşüm formülleri kullanarak sonuçlar elde edilmiş, alternatif olan bu formüllerin hem motorun matematiksel yapısını anlamada, hemde motor ile ilgili detaylı analiz çalışmaların da yararlı olabileceği anlatılmağa çalışılmıştır. Bu çalışma temel bir çalışma niteliğinde olup daha ileri çalışmalara ışık tutacak özelliktedir. Bu çalışma ayrıca elektrik makinaları tasarım konusunda da temel teşkil edecek niteliktedir.

Kaynaklar

[1] Çetin İ., Elektrik *Motorları (asenkron motorlar)*, Fatih Yayınevi, 1987.

[2] Emin Tacer, Elektromekanik Enerji Prensipleri, Ders Notları, İTÜ Matbaası, 2005.

[3] Ma Weiming,Wang Dong, *Key Technologies of large and medium Power Electromechanical Energy Conversion under Extreme Operating Conditions*, 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems,syf. 2755 – 2760 2008.

[4] M.G.Say,*Principles of Electromechanical Energy Conversion*, Electronics and Power,12(10),IET Journals & Magazines**,** 1966**.**

[5] Slemon G.R. , Straughen A., *Electric Machine*, Addison-Wesley Publishing Company, 1980.

[6] Sun Chu,Long Bai,Xiaofei,Yuanjun Zhou,*A novel wheel hub motor based on U-shaped electromagnet working principle and torque characteristic*, 2014 9th,IEEE Conference on Industrial Electronic and Application,syf.1398-1403,2014.

[7] Amirreza Aghakhani, Ipek Basdogan" *Equivalent Impedance Electroelastic Modeling of Multiple Piezo-Patch Energy Harvesters on a Thin Plate with AC-DC Conversion*", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol.99,2017.

[8] Isaev A.V., Nefed'ev A.I. *Mechatronics Conversion System: A Conceptual Energy Model*, 2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM),2016

Asenkron Motorların hız-algılayıcılı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestirimi

Reduced Order Extended Kalman Filter based Stator and Rotor Resistance Estimations for speed sensored Direct Vector Control of Induction Motors

Rıdvan Demir[1], *Murat Barut*[1], *Recep Yıldız* [1], *Emrah Zerdali* [1], *Remzi İnan*[1]

[1] Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde
{ridvandemir, mbarut, ryildiz, ezerdali, rinan}@ohu.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, asenkron motorların (ASM'lerin) hız algılayıcılı doğrudan vektör kontrolü (DVK'sı), indirgenmiş dereceli yeni bir genişletilmiş Kalman filtresi (İDGKF) tabanlı kestirici tasarlanarak gerçeklenmektedir. Önerilen IDGKF ile DVK sistemi için gerekli stator duran eksen takımındaki rotor akılarının $\alpha\beta$ bileşenlerine ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$'ya) ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen stator direnci (R_s) ve rotor direnci (R_r)'yi geniş bir hız aralığı için eş zamanlı olarak kestirilmektedir. Hız, yük momenti (t_L), R_r ve R_s'nin zorlayıcı değişimleri altında önerilen İDGKF'ye ilişkin benzetim temelli kestirim sonuçları ve bu yüzden DVK'lı ASM sürücüsü kontrol başarımı oldukça tatmin edici ve tam dereceli eşdeğerine göre daha az hesap yükü gerektirdiğini onaylamaktadır.
Anahtar Kelimeler:Asenkron motor, doğrudan vektör kontrol, parametre kestirimi, genişletilmiş Kalman filtresi

Abstract

In this study, speed-sensored direct vector control of induction motors (IMs) is implemented by proposing and using a novel reduced order extended Kalman filter (ROEKF). In addition to $\alpha\beta$-components of rotor fluxes in stator stationary axis ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$), stator resistance (R_s) and rotor resistance (R_r) whose values vary according to temperature and frequency are simultaneously estimated by the proposed ROEKF in a wide speed range. Under challenging variations of rotor angular velocity, load torque (t_L), R_r, and R_s, the obtained simulation based estimation results associated with the ROEKF and thus control performances of the designed direct vector controlled IM drive are quite satisfactory and validate to require less computational load then its full-order counter part.
Keywords: Induction motor, Direct vector control, parameter estimation, extended Kalman filter

1. Giriş

Asenkron motorlar sağlam, verimli, güvenilir ve az bakım gerektirmelerinden dolayı değişken hız ve moment kontrolü gerektiren uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Ancak, karmaşık yapıları ve doğrusal olmayan matematiksel modellerinden dolayı parametre değişimleri ve diğer çalışma şartlarına bağlı olarak, birçok kontrol problemine sahiptirler. Özellikle kontrol sistemi ve kestirim başarımlarında parametrelerden kaynaklı bozulmaların önlenebilmesi için motor parametrelerinin iyi bilinmesi gerekmektedir. Elektriksel parametreler d.a testi ve kilitli rotor/boşta çalışma deneyleri ile doğrudan belirlenebilir olsalar da değerleri sıcaklık ve frekansa bağlı olarak çalışma koşullarından etkilenmektedir. Bu yüzden yüksek başarımlı kontrol için bu parametrelerin özellikle R_r ve R_s'nin kestirilmesi gerekmektedir.

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde hız-algılayıcılı olarak R_r ve/veya R_s kestirimine odaklanan bazı çalışmalar [1, 2, 3, 4] bulunmaktadır. Bu çalışmalardan, Ref. [1]'de bir faz akım algılayıcı kullanan uyarlamalı gözlemleyici ile rotor akısına ilaveten R_r ve R_s kestirimi gerçekleştirilmektedir. Fakat düşük/sıfır hız bölgesinde her hangi bir sonuç sunulmamıştır. Ref. [2]'de aktif ve reaktif güç tabanlı kestirici ile sadece R_r ve R_s kestirimi yapılmakta olup, yük momentinin artması ile kestirimin yakınsama hızının iyileştiği ifade edilmektedir. Ref. [3]'te doğrusal olmayan bulananık gözlemleyici ile kestirilen R_s ile birlikte ileri beslemeli yapay sinir ağları kullanılarak R_r kestirilmektedir. Kestirim sonuçları anma hızının %70'inde sunulmakta ve çok düşük/sıfır hız bölgelerini kapsamamaktadır. Ref. [4]'te rotor akılı modeli kullanan tam dereceli GKF (TDGKF) ile R_r ve R_s kestirilmekle birlikte ASM'nin çalıştığı hız aralığı ve ASM'ye uygulanan yük momenti bilgisi verilmemektedir. Ref. [5]'te doğrusal olmayan vektör kontrol başarımını arttırmak için R_r kestirimi hız algılayıcılı olarak gerçekleştirilmekte ama sıfır hız sonuçları sunulmamaktadır. Ref. [6]'da ise aktif güç ve motor momenti tabanlı modele uyarlamalı sistem ile rotor direnci kestirilmektedir.

Bu çalışmanın temel katkısı ASM'nin yüksek başarımlı DVK'si için, hız-algılayıcılı olarak $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_s ve R_r'yi eşzamanlı olarak kestiren İDGKF tasarlayarak sürekli sıfır hız da-

hil çok geniş bir hız aralığında çalışabilen ve [4]'deki eş değeri tam dereceli GKF temelli sürücüden daha az hesap yükü içeren DVK'lı ASM sürücüsünü literatüre tanıtmaktır. Hız, t_L, R_r ve R_s'nin ani değişimleri ile elde edilen benzetim sonuçları, önerilen İDGKF ve bu yüzden DVK'lı sürücünün oldukça iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir.

Bu çalışma beş bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1'de literatürde mevcut olan çalışmalar, Bölüm 2'de ASM'nin genişletilmiş matematiksel modeli, Bölüm 3'te İDGKF algoritmasının tasarımı ve Bölüm 4'te İDGKF tabanlı kestiricinin benzetim sonuçları sunulmaktadır. Bölüm 5'te elde edilen sonuçlar ile birlikte gelecek çalışmalar açıklanmıştır.

2. ASM'nin Genişletilmiş Matematiksel Modeli

ASM'nin genişletilmiş matematiksel modelinin genel ifadesi (1) ve (2)'deki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}}_e(t) &= \underline{f}_e(\underline{x}_e(t),\underline{u}_e(t)) + \underline{w}_1 \\ &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(t))\underline{x}_e(t) + \underline{B}_e\underline{u}_e(t) + \underline{w}_{e1}\end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(t) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(t)) + \underline{w}_2 \text{ (Ölçüm Eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e\underline{x}_e(t) + \underline{w}_{e2}\end{aligned} \tag{2}$$

Burada, $\underline{x}_e$ genişletilmiş durum vektörü, $\underline{f}_e$ durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu, $\underline{A}_e$ sistem matrisi, $\underline{u}_e$ kontrol giriş vektörü, $\underline{B}_e$ giriş matrisi, $\underline{w}_{e1}$ işlem gürültüsü, $\underline{h}_e$ çıkışların fonksiyonu, $\underline{H}_e$ ölçüm matrisi ve $\underline{w}_{e2}$ ise ölçüm gürültüsüdür.

(1) ve (2)'deki genel ifadeye göre, genişletilmiş ASM modeline ait matris ve vektörler (3) ve (4)'de sunulmaktadır.

Burada, $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$ stator gerilimlerinin stator duran eksen takımındaki bileşenlerini, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ stator gerilimlerinin stator duran eksen takımındaki bileşenlerini, R_s ve R_r sırasıyla stator ve rotor dirençlerini, L_s, L_r ve L_m sırasıyla stator, rotor ve mıknatıslama endüktanslarını, $L_\sigma = \sigma L_s = L_s - L_m^2/L_r$ stator geçici endüktansını, σ kaçak föktörünü, p_p kutup çifti sayısını ve T örnekleme zamanını ifade etmektedir.

3. Önerilen İDGKF Algoritmasının Tasarımı

Tam deredeli (TDGKF) tabanlı kestirim algoritmasının hesaplama yükünü azaltmak için (1) ve (2) kullanılarak bu çalışma kapsamında önerilen ve yalnızca ölçülmeyen durum ve parametreleri kestiren indirgenmiş dereceli ASM modeline ait genel ifadeler (5) ve (6)'daki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}}_i(t) &= \underline{f}_i(\underline{x}_i(t),\underline{u}_i(t)) + \underline{w}_{i1} \\ &= \underline{A}_i(\underline{x}_i(t))\underline{x}_i(t) + \underline{B}_i\underline{u}_i(t) + \underline{w}_{i1}\end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}\underline{Z}(t) &= \underline{h}_i(\underline{x}_i(t),\underline{u}_i(t)) + \underline{w}_{i2} \text{ (Ölçüm Eşitliği)} \\ &= \underline{H}_i\underline{x}_i(t) + \underline{w}_{i2}\end{aligned} \tag{6}$$

Eşitlik (5) ve (6)'ya göre önerilen indirgenmiş ASM modeline ait matris ve vektörler (7) ve (8)'deki gibi elde edilebilir.

$\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve R_s değerlerinin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştirmek için önerilen bu model kullanılarak, İDGKF algoritması eşitlikleri (9a-9e) ve akış şeması (Şekil 1) geliştirilmektedir.

$$\underline{F}_i(k) = \left.\frac{\partial \underline{f}_i(\underline{x}_i(k),\underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)}\right|_{\hat{\underline{x}}_i(k),u_i(k)} \tag{9a}$$

$$\underline{H}_i(k) = \left.\frac{\partial \underline{h}_i(\underline{x}_i(k),\underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)}\right|_{\hat{\underline{x}}_i(k),u_i(k)} \tag{9b}$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_i(k)\underline{P}(k)\underline{F}_i(k)^T + \underline{Q} \tag{9c}$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k)\underline{H}_i^T(\underline{D}_\xi + \underline{H}_i\underline{N}(k)\underline{H}_i^T)^{-1}\underline{H}_i\underline{N}(k) \tag{9d}$$

$$\hat{x}_i(k+1) = \hat{f}_i(\hat{x}_i(k),u_i(k)) + P(k+1)\underline{H}_i^T\underline{D}_\xi^{-1}(Z(k+1) - H_i\hat{x}_i(k)) \tag{9e}$$

Burada, $\underline{F}_i$ (5-6) ile verilen doğrusal olmayan modelin doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonunu, $\underline{Q}$ modelleme hatası olarak isimlendirilen sistem gürültü matrisinin kovaryansını, $\underline{D}_\xi$ ölçüm hatası olarak isimlendirilen çıkış gürültü matrisinin kovaryansını, $\underline{P}$ ve $\underline{N}$ ise sırasıyla, durum kestirim hatası ve onun dış değerlemesinin (extrapolation) kovaryans matrislerini ifade etmektedir.

4. Benzetim Sonuçları

Önerilen İDGKF tabanlı kestirim algoritmasının başarımı Şekil 2'de verilen DVK sürücü sistemi kullanılarak benzetim ortamında test edilmektedir. Şekil 2'de, $\hat{\theta}_{rf}$, stator duran eksen takımındaki α-ekseni ile dönen eksen takımındaki d-ekseni arasında tanımlanan alan açısıdır. DVK'lı sürücüdeki bütün kontrolörler, geleneksel oran + integral alıcı (proportional+integral−PI) kontrolörlerdir. İDGKF algoritmasından arzu edilen yüksek kestirim başarımını elde etmek için kovaryans matrisleri deneme yanılma yöntemi ile belirlenerek aşağıda sunulmaktadır:

$Q = diag\{1e-10, 1e-10, 1e-4, 1e-4\}$

$D_\xi = diag\{1e-6, 1e-6\}$

$P = diag\{10, 10, 10, 10\}$

Anma değeri Tablo 1'de verilen ASM parametreleri ile Şekil 3'te gösterilen zorlayıcı senaryolar kullanılarak önerilen İDGKF algoritmasının kestirim ve DVK'lı ASM sürücüsünün kontrol başarımları, test edilmektedir.

Tablo 1: Benzetimde kullanılan ASM parametrelerinin anma değerleri [7].

$R_{sN}[\Omega]$	$R_{rN}[\Omega]$	$L_{ls}[H]$	$L_{lr}[H]$
2.283	2.133	0.0111	0.0111
$L_m[H]$	$t_L[N.m]$	P_p	$N_{mN}[rpm]$
0.22	20	2	1430
$B_T[Nm/(rad/s)]$		$J_{TN}[kg.m^2]$	
0.001		0.0183	

Başarım testlerindeki senaryolarda,

- ASM sürekli sıfır, düşük ve anma hız bölgelerinde çalıştırılmaktadır.

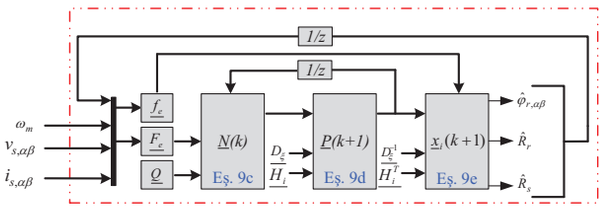
$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{R}_r \\ \dot{R}_s \end{bmatrix}}_{\underline{\dot{x}}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} -(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}) & 0 & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r} p_p \omega_m & 0 & 0 \\ 0 & -(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r} p_p \omega_m & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & 0 & 0 \\ \frac{R_r}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -p_p \omega_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e}$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T}_{\underline{B}_e^T} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_{e1}(t) \tag{3}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{Z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underline{x}_e + \underline{w}_{e2}(t) \tag{4}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{R}_r \\ \dot{R}_s \end{bmatrix}}_{\underline{\dot{x}}_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -p_p \omega_m & \frac{L_m i_{s\alpha}}{L_r} & 0 \\ -p_p \omega_m & -\frac{R_r}{L_r} & \frac{L_m i_{s\beta}}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i} + \underline{w}_{i1}(t) \tag{7}$$

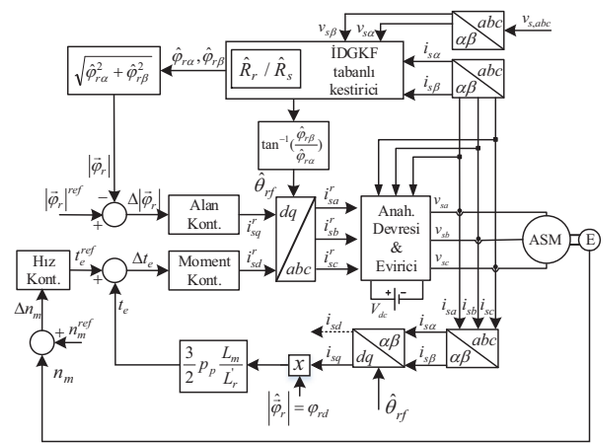
$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} - \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \dot{i}_{s\beta} - \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \end{bmatrix}}_{\underline{Z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & \frac{L_m p_p \omega_m}{L_\sigma L_r} & -\frac{L_m^2 i_{s\alpha}}{L_r^2 L_\sigma} & -\frac{i_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ -\frac{L_m p_p \omega_m}{L_\sigma L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & -\frac{L_m^2 i_{s\beta}}{L_r^2 L_\sigma} & -\frac{i_{s\beta}}{L_\sigma} \end{bmatrix}}_{\underline{H}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i} + \underline{w}_{i2}(t) \tag{8}$$



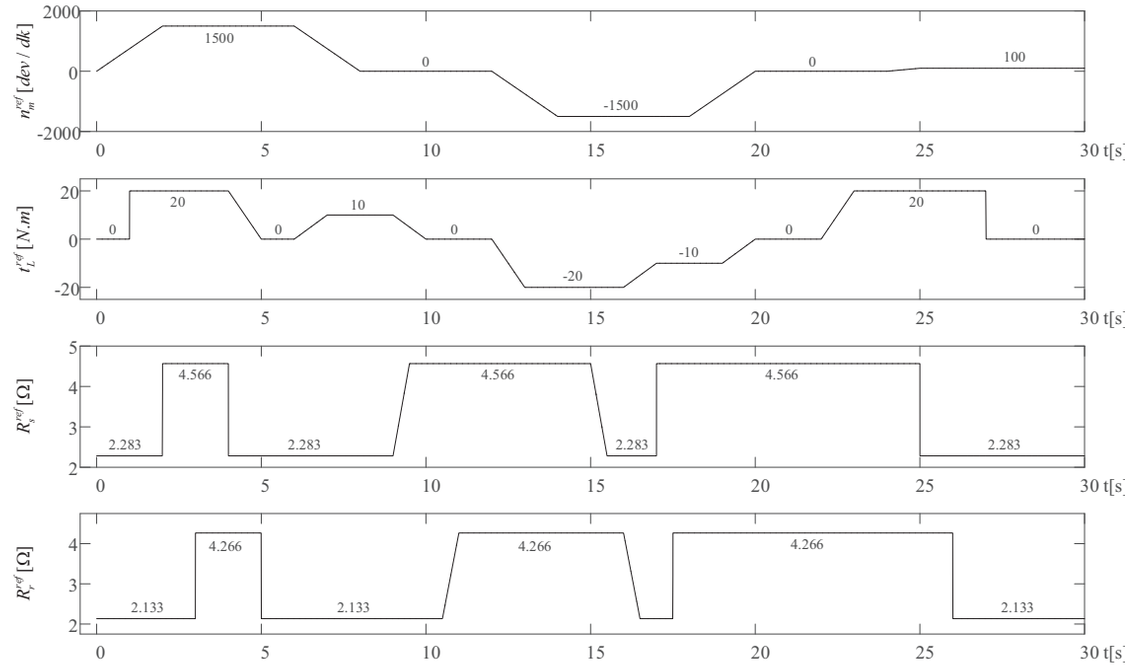
Şekil 1: İDGKF'nin akış şeması.

- ASM'ye uygulanan yük momenti 20 Nm ile -20 Nm arasında faklı hız bölgelerinde basamak ve doğrusal olarak değiştirilmektedir.
- R_r ve R_s basamak ve doğrusal bir şekilde farklı hız bölgerinde arttırılıp azaltılmaktadır.

Şekil 3'te sunulan zorlayıcı senaryolar altında test edilen İDGKF ve DVK sistemine ilişkin benzetim sonuçları ise Şekil 4 ve 5'te verilmiştir. Şekil 4 ve 5'te, " $\hat{\cdot}$ " kestirilen durumları/parametreleri ve $e_{(.)}$ ise kestirilen ile gerçek değer arasın-



Şekil 2: Önerilen İDGKF'yi kullanan hız algılayıcılı doğrudan vektör kontrollü ASM sürücü sistemi.



Şekil 3: Önerilen İDGKF temelli DVK sistemini test etmek için n_m^{ref}, t_L^{ref}, R_r^{ref} and R_s^{ref} değişimleri.

daki fark olarak tanımlanan hatayı ifade etmektedir.

Şekil 4 ve 5'te verilen benzetim sonuçları incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılabilir:

- Kestirilen durum ve parametrelerin başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmesine rağmen bütün kestirimler hemen gerçek değerlerine yakınsamıştır.
- Farklı yük momenti değerleri altında ($0\ N.m$, $10\ N.m$, $20\ N.m$, $-20\ N.m$), sürekli sıfır/çok düşük, ($0\ rpm$ or $100\ rpm$) ve anma ($1500\ rpm$) hızlarında R_r ve R_s'nin basamak veya doğrusal değişimleri için elde edilen kestirim sonuçları oldukça tatmin edicidir.

Özetle hız-algılayıcılı DVK sistemi için gerekli olan bütün durumlar ($\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$) ile birlikte R_r ve R_s, önerilen İDGKF ile yüksek bir doğrulukla benzetim ortamında kestirilebilmektedir.

Başarım testlerine ilave olarak bu çalışmada, önerilen İDGKF algoritması ile aynı durum ve parametreleri kestiren [4]'deki TDGKF algoritmasının kullanıldığı DVK'lı sürücü sistemleri işlem süreleri bakımından da karşılaştırılmışlardır. Bu amaçla, her iki algoritmayı içeren sürücü sistemleri, Şekil 3'de verilen senaryolar altında aynı bilgisayar ortamında 100 defa çalıştırılp ortalama çalışma süreleri Matlab "tic, toc" komutu yardımı ile belirlenerek, elde edilen ortalam çalışma süreleri Tablo 2'de sunulmuştur. Sonuçlar, bu çalışmada önerilen İDGKF algoritmasının, [4]'deki TDGKF algoritmasına kıyasla daha az işlem yüküne sahip olduğunu onaylamaktadır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, ASM'nin hız-algılayıcılı yüksek başarımlı kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$'ya ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen R_s ve R_r'yi eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir İDGKF tabanlı kestirici tasarlanarak, DVK'lı sürücü sistemde kullanılıp başarımı test edilmektedir. Sürekli sıfır, çok düşük ve anma hız bölgelerinde yüklü/yüksüz durumları için R_r ve R_s'nin basamak/doğrusal değişimlerini içeren senaryolardan elde edilen benzetim sonuçları,

- önerilen İDGKF tabanlı sürücünün oldukça iyi bir başarıma
- eş değeri TDGKF'ye kıyasla daha az bir işlem yüküne

sahip olduğunu göstermektedir. Tasarlanan sürücüye alanzayıflama bölgesinde çalışma özelliğinin kazandırılması, gelecek çalışma olarak planlanmaktadır.

Tablo 2: Önerilen İDGKF ve TDGKF algoritmalarının Çalışma süreleri.

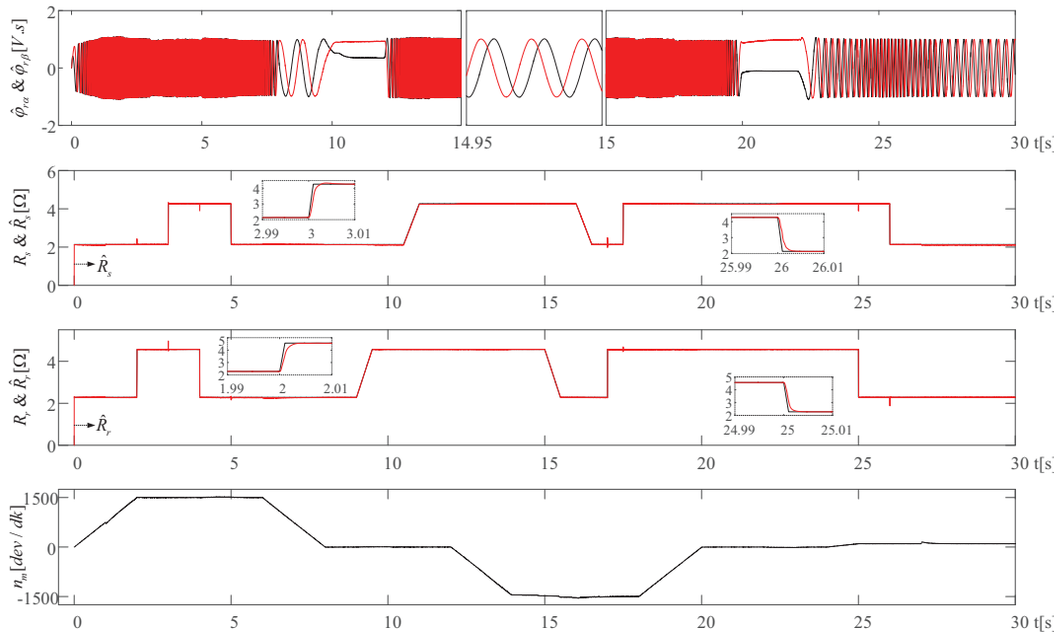
Önerilen İDGKF	TDGKF
$7.5627\ s$	$8.7442\ s$

6. Teşekkür

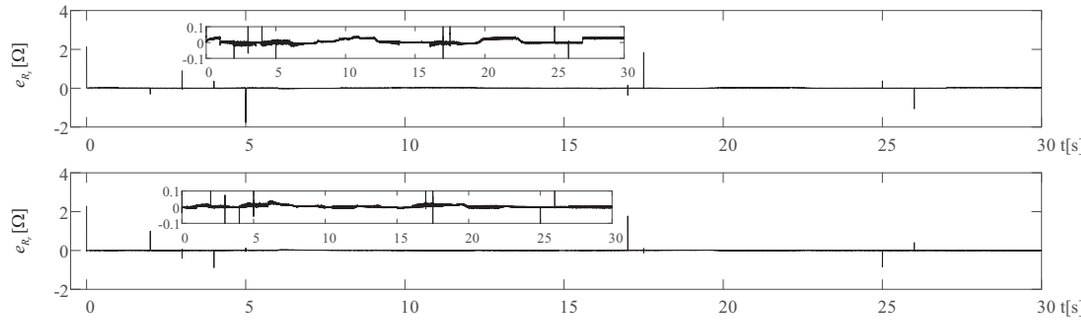
Bu çalışma, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi "FEB 2016/09 BAGEP" nolu proje ile desteklenmektedir.

7. Kaynakça

[1] F. R. Salmasi and T. A. Najafabadi, "An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor,"



Şekil 4: DVK'lı sürücü sistemi ve önerilen İDGKF tabanlı kestiricinin benzetim sonuçları.



Şekil 5: DVK'lı sürücü sistemi ve önerilen İDGKF algoritmasına ilişkin izleme ve kestirim hataları.

IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 46, No. 8, pp. 1209-1222, 2011.

[2] K. Shinohara, T. Nagano, H. Arima, and W. Z. W. Mustafa, "Online tuning method of stator and rotor resistances in both motoring and regenerating operations for vector-controlled induction machines," *Elect. Eng. Jpn.,* Vol. 135, No. 1, pp. 56-64, 2001

[3] B. Karanayil, M. F. Rahman and C. Grantham, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 4, pp. 771-780, 2005.

[4] J. Talla, Z. Peroutka, V. Blahnik and L. Streit, "Rotor and stator resistance estimation of induction motor based on augmented EKF," *in 2015 International Conference on Applied Electronics (AE),* pp. 253-258, Sep. 2015.

[5] J. Kan, K. Zhang, and Z. Wang, "Indirect vector control with simplified rotor resistance adaptation for induction machines," *IET Power Electron.,* pp. 1284-1294, 2015.

[6] F. L. Mapelli, D. Tarsitano, and F. Cheli, "MRAS rotor resistance estimators for EV vector controlled induction motor traction drive: Analysis and experimental results," *Electric Power Systems Research*, pp. 298-307, 2017.

[7] M. Barut, "Bi Input-extended Kalman filter based estimation technique for speed-sensorless control of induction motors", *Energy Conversion and Management*, pp. 2032-2040, 2010.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ
1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)
Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

9. OTURUM
Elektrik Makinaları, Endüstriyel Sürücüler ve Denetimi-2

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Hüseyin Altun**

- **Sürekli Mıknatıs Doğrusal Senkron Motorun Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniği ile Modellenmesi ve Hız Kontrolü** – *Yusuf Ulu, Metin Aydın*
- **Bir Doğrusal Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Manyetik Eşdeğer Devre ve Sonlu Eleman Analizi Tabanlı Tasarımı** – *Ayşe Barış, Mehmet Güleç, Yücel Demir, Metin Aydın*
- **Manyetik Rezonanslı Kuplaj ile Kablosuz Enerji Transferinde Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Limitlerinin İncelenmesi** – *Ali Ağçal, Nur Bekiroğlu, Selin Özçıra*
- **Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarda Mıknatıs Yerleşiminin Performansa Etkisi** – *Alper Tap , Liridon Xheladini , Taşdemir Aşan , Murat İmeryüz , Murat Yılmaz , Lale T. Ergene*
- **Tümleşik Modüler Motor Sürücü Sistemi Tasarımı** – *Mesut Uğur, Ozan Keysan*

Sürekli Mıknatıs Doğrusal Senkron Motorun Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniği ile Modellenmesi ve Hız Kontrolü

Modeling and Speed Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor with Space Vector Pulse Width Modulation Technique

Yusuf Ulu[1], Metin Aydın[2]

[1] Akım Metal Ar-Ge Merkezi
Akım Metal A.Ş. Tuzla/İSTANBUL
arge33@akimmetal.com.tr

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/KOCAELİ
metin.aydin@kocaeli.edu.tr

Özet

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorların (SMDSM), yüksek hız ve hassasiyet, düşük termal kayıp, yüksek itme kuvveti yoğunluğu ve düşük ataleti sayesinde yüksek dinamik cevap gibi birçok avantajları mevcuttur. Bu yüzden, yüksek hassasiyet gerektiren doğrusal tahrik uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmada, bir sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor (SMDSM) için uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) ve alan yönlendirmeli kontrol olarak da adlandırılan vektör kontrol yöntemine dayanarak hız denetimi gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun mekanik, ve elektriksel denklemlerine göre dinamik modeli tanıtılmıştır. İkinci olarak ise uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi ve SMDSM'nin vektör kontrolü açıklanmıştır. Son olarak vektör kontrol yöntemi ve UVDGM kullanılarak SMDSM'nin hız kontrolünün Matlab/Simulink simülasyon sonuçları sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor(SMDSM), uzay vektör DGM, alan yönlendirmeli kontrol.

Abstract

Permanent magnet linear synchronous motors (PMLSMs) have lots of benefits such as high dynamic response thanks to low inertia, high speed and precision, low thermal loss and high thrust force density. Therefore, it is frequently used in various linear drive applications which are required high precision. In this paper, speed control of a permanent magnet linear synchronous motors (PMLSMs) is carried out based on space vector pulse width modulation (SVPWM) and vector control technique also known as field-oriented control. Firstly, a dynamic model of the permanent magnet linear synchronous motor (PMSLM) according to the electrical and mechanical equations, is introduced. Secondly, space vector pulse width modulation technique and vector control of PMSLM are described. Finally, Matlab/Simulink simulation results of speed control of PMLSM using vector control method and SVPWM are presented.

Keywords: Permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM), space vector PWM, field-oriented control.

1. Giriş

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorlar (SMDSM), döner motorlardaki gibi kayış, dişli kutusu ve vidalı mil gibi dolaylı bağlantı mekanizmalarına ihtiyaç duymadan doğrudan bir doğrusal tahrik hareketi sağlayan motorlardır [1]-[2]. Özellikle bu tür bağlantı mekanizmalarına ihtiyaç duymaması sayesinde sistemin toplam ataleti, döner motorlarla yapılan bir sisteme oranla çok düşük olmaktadır. Bu da sistemin dinamik cevabını arttırmak da ve sisteme daha yüksek ivmelenme ve hız kazandırmaktadır. Ayrıca yukarıda belirtilen bu bağlantı mekanizmalarının olmaması, bu mekanizmalardan kaynaklanan, sürtünme, dişli boşluğu gibi olumsuz etkilerden de kurtulmayı sağlamakta ve bu sayede daha verimli ve daha yüksek pozisyon hassasiyetinde bir sistem elde etmeyi mümkün kılmaktadır. SMDSM'ye dayalı doğrudan tahrik sisteminin içerdiği diğer faydaları ise; hava aralığında yüksek güç yoğunluğu, daha yüksek rijitlik sağlayan basit mekanik yapısı, düşük maliyet ve ısı kaybı olarak sıralanabilir [1]-[3-7].

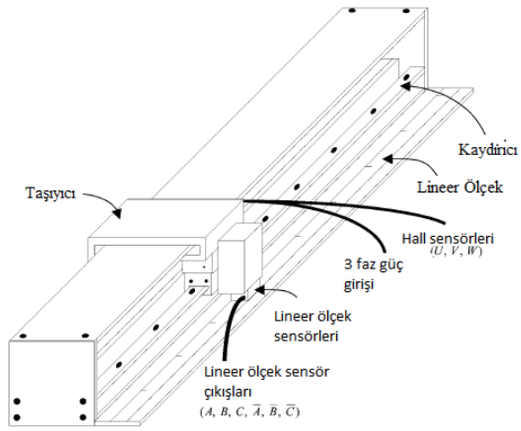
Yukarıda belirtilen avantajlarına rağmen, SMDSM'nin bazı dezavantajları da mevcuttur. Bunlar arasında en önemlisi ve bilineni vuruntu kuvveti. Bu vuruntu kuvveti, stator dişleri ile rotordaki sürekli mıknatıslar arasındaki relüktans değişiminden kaynaklanır ve mıknatıs hareketi sırasında itme kuvvetinde değişiklik olur. Vuruntu kuvveti özellikle düşük hızlarda hızda salınım ve titreşim gibi istenmeyen kötü etkilere sebebiyet verebilir. Bu sorunun çözümü için motor mekaniksel yapısında veya kontrol algoritmasında çeşitli yöntemler kullanılmaktadır [1]-[8-10].

Doğrusal motorlarda servo uygulamalarında en çok kullanılan ve yüksek performanslı motor uygulamalarında tercih edilen vektör kontrol yöntemi(alan yönlendirmeli kontrol) sıklıkla kullanılmaktadır. Vektör kontrol yönteminde DGM yöntemi olarak uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) tekniği üç fazlı eviricilerde kullanılan popüler bir teknik olup sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorlarda da uygulanmaktadır.

Bu çalışmanın amacı; literatürde var olan SMDSM temellerini özetlemek ve SMDSM'nin vektör kontrol yöntemi ve UVDM tekniği ile hız kontrolünün detaylı olarak modellenmesidir. Bu amaç doğrultusunda bu çalışmada temel bilgiler kısaca özetlendikten sonra sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun Simulink üzerinden modellenmesi verilmiştir. İkinci kısımda vektör kontrol yöntemi anlatılmıştır. Üçüncü kısımda uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği anlatılmış olup, son olarak Matlab/Simulink ile yapılan SMDSM'nin vektör kontrol hız simülasyon sonuçları verilmiştir.

2. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Modellenmesi

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun mekanik yapısı Şekil 1'de gösterilmektedir. Hareketli bölüme üç fazlı stator sargıları konsantre sargı şeklinde yerleştirilmiş olup, sürekli mıknatıslar hareketin yapıldığı kızak üzerinde bulunmaktadır. Motorun matematiksel denklemleri; d-q eksen gerilimlerinden, 3-fazlı abc motor gerilimlerinin d-q eksen gerilimlerine dönüşümünden, elektromanyetik kuvvet ve mekanik denklemlerinden oluşmaktadır [1]-[11].



*Şekil 1:*SMDSM mekanik yapısı [3]

İdeal bir SMDSM'nin d-q eksen gerilim denklemleri,

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + P\lambda_{qs} + \pi v\, \lambda_{ds}/\tau \quad (1)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + P\lambda_{ds} + \pi v\, \lambda_{qs}/\tau \quad (2)$$

şeklinde verilmiştir.

Akı ve elektrik hız denklemleri ise

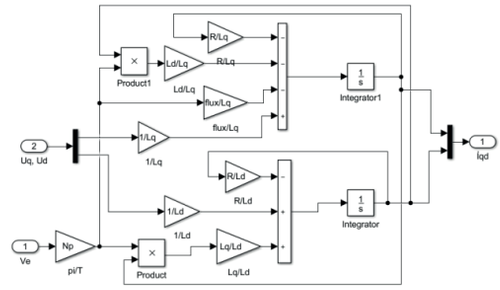
$$\lambda_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (3)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \lambda_{PM} \quad (4)$$

$$\omega_e = \pi v / \tau \quad (5)$$

olarak tanımlanmıştır.

Burada V_{qs} , V_{ds} ve i_{qs} , i_{ds} d-q eksen gerilim ve akımlarını, R_s stator direncini, λ_{qs} , λ_{ds} ve L_{qs} , L_{ds} d-q eksen akı ve endüktanslarını, P türev operatörü, v elektriksel doğrusal hızı, τ kutup aralığı ve λ_{PM} ise sürekli mıknatısın akısını ifade etmektedir. Bu *d-q* gerilim denklemlerinden Simulik'te oluşturulan modeli Şekil 2'de gösterilmiştir.

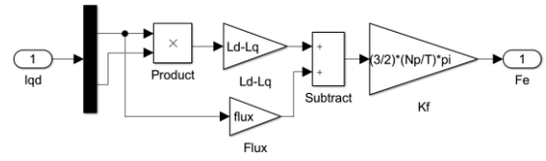


*Şekil 2:*d-q eksen gerilim denklemi simulink modeli

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun için elektromanyetik kuvvet denklemi

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} P\left[\lambda_{PM} i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}\right] \quad (6)$$

şeklinde gösterilmiştir. Denklem (6)'da F_e değeri elektriksel kuvveti ifade etmektedir. Elektromanyetik kuvvet denkleminin Simulink modeli Şekil 3'de verilmiştir.



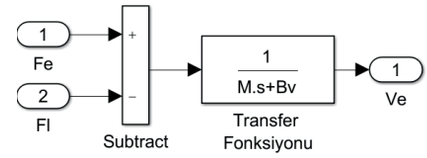
Şekil 3: Elektromanyetik kuvvet simulink modeli

Motora ait mekanik denklem ise

$$F_e - F_d = M\frac{dv_m}{dt} + Bv \quad (7)$$

olarak tanımlanmıştır.

Denklem (7)'de F_d motora uygulanan yük, M motordaki hareketli sistemin kütlesi, B sönümleme katsayısı, V_m ise mekanik hızı ifade etmektedir. Mekanik denklem için simülasyon modeli ise Şekil 4'de gösterilmiştir.

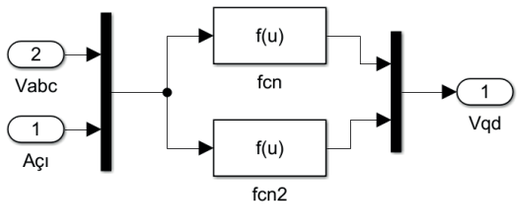


Şekil 4: Mekanik denklem simulink modeli

Üç fazlı durağan stator abc gerilimlerinin senkron iki eksen d-q gerilimlerine dönüşüm formülü

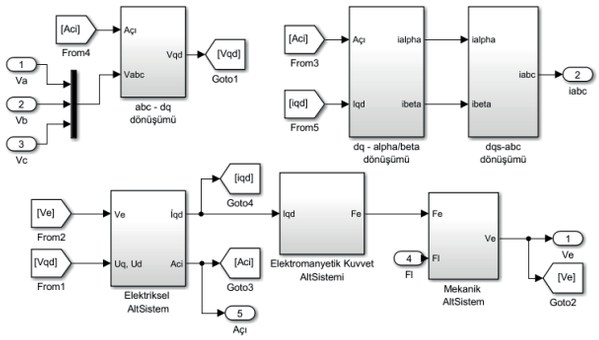
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

olarak belirtilmiştir. Denklem (8) için simülasyon modeli Şekil 5'de gösterilmiştir.



Şekil 5: abc - dq dönüşümü simulink modeli

Yukarıda verilen simulink modellerinin birleştirilmesi ile oluşturulan nihai SMDSM modeline ise Şekil 6'da yer verilmiştir.



Şekil 6: SMDSM simulink modeli

3. Vektör Kontrol Yöntemi

Vektör kontrol ya da diğer adıyla alan-yönlendirmeli kontrol, asenkron ve senkron motorlara uygulanabilen ve uygulamada sıkça kullanılan bir yöntemdir. Vektör kontrol yönteminin doğrusal motorların kontrolünde de tercih edilen bir yöntem olduğu bilinmektedir [12]-[13]. Motordan alınan pozisyon bilgisi ve üç fazlı motor akımları ile sırasıyla Clarke ile alpha-beta eksen motor akımları ve Park dönüşümleri yapılarak d-q eksen motor akımları elde edilir. Bu iki eksendeki akımlardan, d-eksen akımı ile akıyı ve q-eksen akımı ile motor stator akımları kontrol edilir. Motorda bulunan sürekli mıknatısların oluşturduğu akı değiştirilmeyip d-eksen akımı sıfır alınırsa, elektromanyetik kuvvet doğrudan q-eksen akımı ile kontrolü gerçekleştirilebilir. Pozisyon denetimi için üç kapalı çevrim içeren bir kontrol gerekmektedir. En iç çevrimden en dış çevrime doğru sırasıyla, akım, hız ve pozisyon çevrimleri yapılmaktadır. En içerideki akım çeviriminde iki adet PI denetleyici kullanılmaktadır. q-eksen akımı referansı hız denetleyicisinin çıkışı olarak ayarlanırken, d-eksen akımı referansı sıfır olarak verilir. Diğer bir PI denetleyici ise hız çevrimi için tasarlanır. En dışarıdaki çevrim ise pozisyon çevirimi olup ve P ve PI denetleyici yapıları kullanılmaktadır. Şekil 7'de SMDSM'nin vektör kontrolünün genel blok şeması verilmiştir.

Vektör kontrolde önce 3 faz stator akımları ve motorun elektriksel açısı ile önce Clarke dönüşümü daha sonra ise Park dönüşümü yapılmıştır. Clarke Park dönüşüm denklemleri

$$i_\alpha = i_a \tag{9}$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \tag{10}$$

$$I_q = I_\beta * \cos(\theta) - I_\alpha * \sin(\theta) \tag{11}$$

$$I_d = I_\alpha * \cos(\theta) + I_\beta * \sin(\theta) \tag{12}$$

olarak özetlenmiştir.

Park Clarke dönüşümlerinden elde edilen d-q eksen akımları, akım denetleyicilere geri besleme olarak verilir. Benzer şekilde motordan elde edilen hız ve pozisyon bilgileri de hız ve pozisyon denetleyicilere geri besleme olarak uygulanır.

Akım denetleyicilerin çıkışları d-q eksendeki motor gerilimlerini ifade etmektedir. Akım denetleyicinin çıkışındaki bu gerilimler sırasıyla ters Park ile alpha-beta eksen motor gerilimlerine ve ters Clarke dönüşümleri yapılarak nihai olarak motora vermek istediğimiz abc faz gerilimlerini edilir. Ters Park Clarke dönüşümü denklemleri

$$V_\alpha = V_d * \cos(\theta) - V_d * \sin(\theta) \tag{13}$$

$$V_\beta = V_q * \cos(\theta) + V_d * \sin(\theta) \tag{14}$$

$$V_a = V_\alpha \tag{15}$$

$$V_b = \frac{-V_a + \sqrt{3} * V_\beta}{2} \tag{16}$$

$$V_c = \frac{-V_a - \sqrt{3} * V_\beta}{2} \tag{17}$$

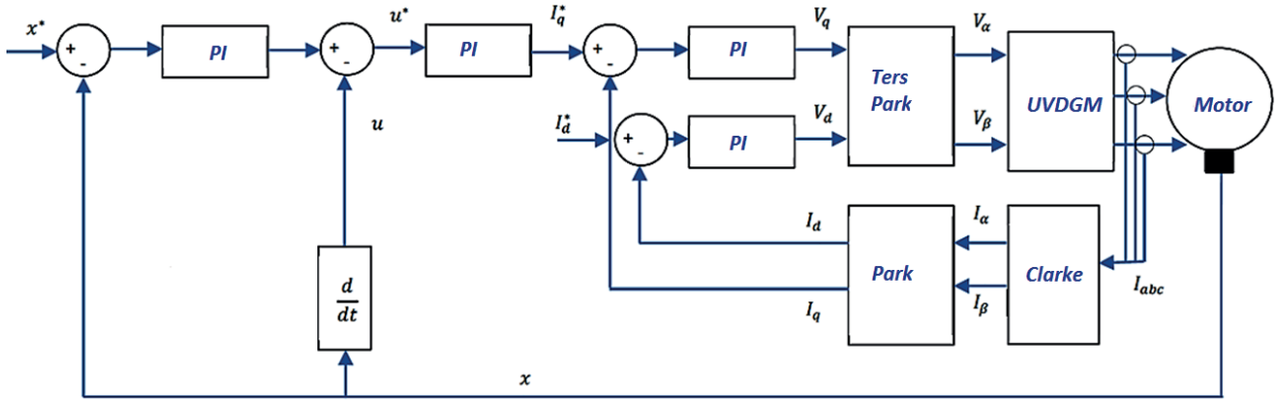
olarak gösterilmiştir.

Motora verilmek istenen abc stator gerilimlerini elde ettikten sonra bu gerilimleri elde etmek için 3 fazlı eviricinin anahtarlarına verilmesi gereken DGM 'lerin doluluk oranları hesaplanır. Bu işlem uzay vektör darbe genişlik modulasyonu tekniği ile yapılmakta olup bir sonraki bölümde detaylı anlatılmıştır.

4. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülatörü(UVDGM)

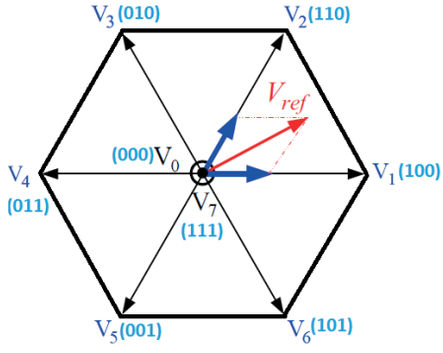
Motor sürücülerin performansında, anahtarlar için kullanılan modülasyon tekniği kontrol performansı açısından büyük önem taşımaktadır. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu düşük harmonik performansı, düşük gerilim dalgalanmaları ve DC bara gerilimini daha verimli kullanımı gibi özelliklere sahiptir [14].

Şekil 8'de verilmiş olan altıgen vektör düzlemine yerleştirilen anahtar durumlarında V_{ref} vektörünün uzunluğu motora uygulanmak istenen stator gerilimlerinin genliğini ve açısı motorun elektriksel açı ifade etmektedir. Bu vektör düzleminde 8 farklı vektör olup, bunlardan 6 tanesi aktif ve 2 tanesi de sıfır vektör olarak adlandırılır. Sıfır vektör durumlarında motora enerji akışı olmamaktadır.



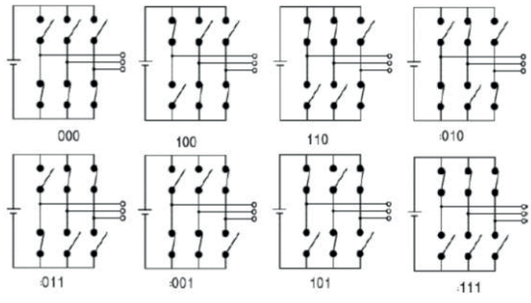
Şekil 7: Vektör kontrol genel blok şeması

Vektörlerin yanındaki 1 ve 0 rakamları anahtar durumlarını ifade etmekte olup 1 durumunda anahtar kapalı, 0 durumunda ise anahtar açık durumdadır.



Şekil 8: Altıgen uzay vektörü

3 fazlı eviricide 6 aktif ve 2 sıfır vektörleri için anahtar durumları ise Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 9: 3 fazlı eviricide anahtar durumları [14]

Uzay vektör darbe geniş modülatör uygulaması için yapılacak işlemler aşağıdaki şekilde özetlenebilir:

- Elektriksel açı ve V_{ref} referans gerilim vektörü alpha-beta eksen gerilimleri üzerinden hesaplanır.
- Açı değeri dikkate alınarak referans gerilim vektörünün hangi sektörde olduğu belirlenir.
- T_s (anahtarlama periyodu) ve açı ile T_a, T_b ve T_o anahtarlama zaman süreleri bulunur.
- Her bir anahtar için bulunduğu sektörde dikkate alınarak toplam anahtarlama süreleri belirlenir.

4.1. Açı ve Referans Gerilim Vektörü

İki eksen alpha-beta gerilimleri üzerinden referans gerilimi vektörünün genliği ve açısı

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{18}$$

$$\theta = \tan^{-1}\frac{V_\beta}{V_\alpha} \tag{19}$$

şeklinde elde edilmiştir.

4.2. Sektör Belirleme

Anahtar zamanlarını belirlemek için referans vektörünün hangi sektörde olduğu bilinmelidir. Bu işlem referans vektörün konum açısına bakılarak yapılmaktadır. Tablo 1'de vektörün hangi açı aralığında hangi sektörde olduğu bilgisi verilmiştir.

Tablo 1: Sektör Belirleme

Sektör	Açı
1	$0 < \theta < 60$
2	$60 < \theta < 120$
3	$120 < \theta < 180$
4	$180 < \theta < 240$
5	$240 < \theta < 300$
6	$300 < \theta < 360$

4.3. Anahtarlama Zaman Sürelerinin Hesaplanması

Bu aşamada T_a, T_b, ve T_o zaman süreleri

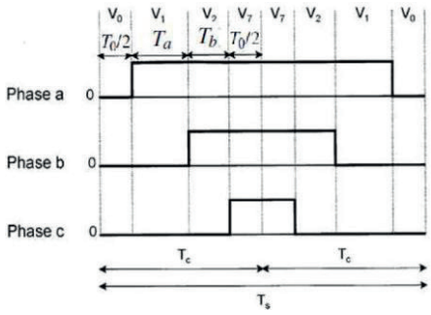
$$T_a = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right)\right) = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi - \alpha\right)\right) \tag{20}$$

$$T_b = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right)\right) \tag{21}$$

$$T_0 = T_z - T_a - T_b \tag{22}$$

olarak tanımlanmıştır. T_z anahtarlama periyodunun yarısını ve n ise sektör numarasını ifade etmektedir.

Bir anahtarlama periyodunda T_a, T_b ve T_o anahtar sürelerinin yerleşimi Şekil 10'de gösterilmiştir.



Şekil 10: Anahtar zaman sürelerinin yerleşimi [13]

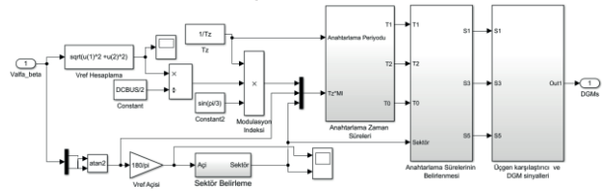
4.4. Anahtarlama Sürelerinin Her Bir Anahtar İçin Belirlenmesi

Anahtar zaman süreleri hesaplandıktan sonra, sıra bunların sektörlere ve anahtara göre ayarlanarak, her bir anahtara uygulanacak olan darbe genişlik modülatörünün doluluk oranları hesaplanır. Tablo 2'de sektörlere göre her bir anahtar için doluluk oranlarının hesaplanışı verilmiştir.

Tablo 2: Anahtarların sektörlere göre anahtarlanma süreleri

Sektör	Üst Anahtarlar: S1, S2, S3	Alt anahtarlar S4, S6, S2
1	S1 = T_a+T_b+T_0/2 S3 = T_b+T_0/2 S5 = T_0/2	S4 = T_0/2 S6 = T_a+T_0/2 S2= T_a+T_b+T_0/2
2	S1 = T_a+ T_0/2 S3 = T_a+T_b+T_0/2 S5 = T_0/2	S4 = T_b+T_0/2 S6 = T_0/2 S2= T_a+T_b+T_0/2
3	S1 = T_0/2 S3 = T_a+T_b+T_0/2 S5 = T_b+T_0/2	S4 = T_a+T_b+T_0/2 S6 = T_0/2 S2= T_a+T_0/2
4	S1 = T_0/2 S3 = T_a+T_0/2 S5 = T_a+T_b+T_0/2	S4 = T_a+T_b+T_0/2 S6 = T_b+T_0/2 S2= T_0/2
5	S1 = T_b+T_0/2 S3 = T_0/2 S5 = T_a+T_b+T_0/2	S4 = T_a +T_0/2 S6 = T_a+T_b+T_0/2 S2= T_0/2
6	S1 = T_a+T_b+T_0/2 S3 = T_0/2 S5 = T_a+T_0/2	S4 = T_0/2 S6 = T_a+T_b+T_0/2 S2= T_b+T_0/2

Yukarıda anlatılmış olan adımlar izlenerek Matlab/Simulink programında oluşturulan uzay vektör darbe genişlik modülasyonunun modeli Şekil 11'de gösterilmiştir. Oluşturulan modelde anahtarlama periyodu 20kHz alınmış ve modelin çıkışında 3 fazlı eviricinin anahtarlarına verilecek olan DGM'ler elde edilmiştir.



Şekil 11: Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu simulink modeli

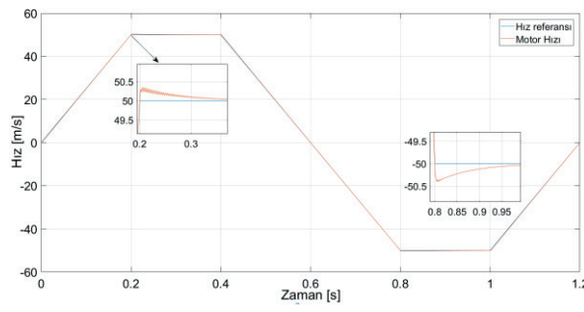
5. SMDSM Simülasyon Sonuçları

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) ile hız denetimi için MATLAB/Simulink programında oluşturulan simülasyonu Şekil 13'de verilmiştir. Matlab/Simulink'de gerçekleştirilen hız simülasyonunda kullanılan motorun parametreleri ise Tablo 3'de gösterilmiştir. Simülasyonda hız çevriminin PI denetleyicilerin kazanç değerleri: K_p=18, K_i=12, akım çevriminin ise: K_p= 50, K_i=30 olarak seçilmiştir.

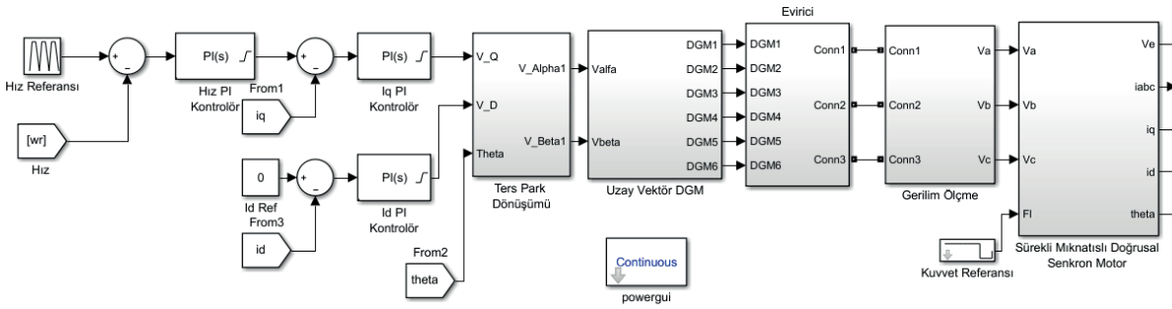
Tablo 3: SMDSM Parametreleri

Motor Parametreleri	Değer
R_s	3.2
L_{qs} , L_{ds}	8mH
λ_{PM}	0.085Wb
τ	32mm
M	4.5kgs
P	5

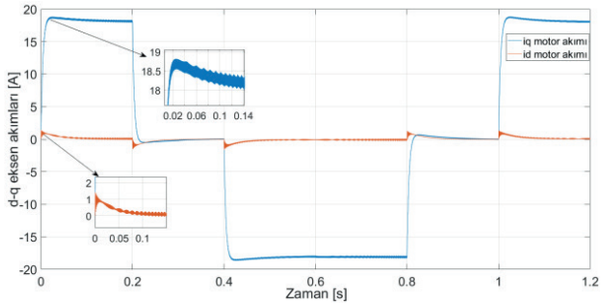
Kontrol sistemine Şekil 12'de gösterilen hız profili verilmiştir. Bu hız profili için motor hızında %0.8 oranında ihmal edilebilir bir aşım gözlemlenmiştir. Verilen hız profili göre d-q eksen akımları Şekil 14'deki gibi gözlemlenmiştir. q-eksen akımı hız değişiminin olduğu zaman aralıklarında 18A değerlerine ulaşmış ve yaklaşık %3 oranında düşük bir aşım meydana gelmiştir. Hızın sabit olduğu zaman aralılarında herhangi bir yük kuvveti olmadığı için 0A akım değerini almıştır. d-eksen akımında ise q-eksen akımının ani değişimlerinin olduğu anlarda 1A bir aşım meydana gelmiş, ve d-eksen akımı PI denetleyicisinin bu aşımı 0.05 saniye sönümlediği görülmüştür.



Şekil 12: Hız referansı ve motor hızı

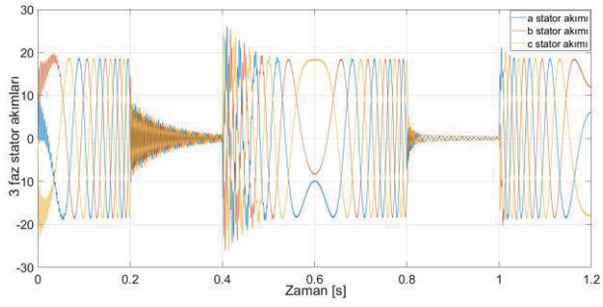


Şekil 13: Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun hız denetimi

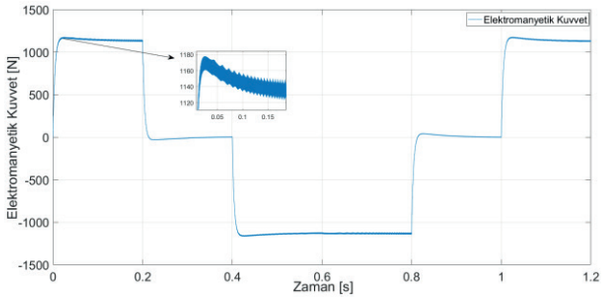


Şekil 14: d-q eksen motor akımları

Hız denetim sisteminde oluşan d-q eksen akımları için stator akımı ise Şekil 15'de belirtilmiştir. Hız denetim sistemdeki Şekil 16'de verilmiş olan elektromanyetik kuvvet de ise herhangi bir kuvvet dalgalanması olmadığı görülmüştür.



Şekil 15: 3 faz stator akımları



Şekil 16: Elektromanyetik Kuvvet

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, Matlab/Simulink ile sürekli mıkna doğrusal senkron motorun (SMDSM) modellemesi vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği ile hız yapılmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçlarında ver referansında motorun hız, akım çevrimlerini aya istenilen hız referans değerlerine başarılı bir şekilde görülmektedir. Bundan sonraki çalışmada üretilmek sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun p denetiminin gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmesi v hızlarda sorun olan vuruntu kuvvetinin bas planlanmıştır.

7. Kaynaklar

[1] Y. W. Zhu and Y. H. Cho, "Thrust Ripples Sup of Permanent Magnet Linear Synchronous in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no 2537-2539, June 2007.

[2] K. K. Tan and S. Zhao, "Adaptive force suppression in iron-core permanent magnet motors," *Proceedings of the IEEE Inte Symposium on Intelligent Control*, 2002, pp. 266-

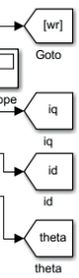
[3] Faa-Jeng Lin, Kuo-Kai Shyu and Chih-Hon "Incremental motion control of linear sync motor," in *IEEE Transactions on Aerospac Electronic Systems*, vol. 38, no. 3, pp. 1011-1 2002.

[4] Nasar, S.A., and Boldea, I., *Linear Electric Theory, Design, and Practical Applications*. Eng Cliffsi NJ: Prentice-Hall, 1987

[5] Boldea, I. and Nasar, S. A., *Linear Electric A and Generators*. London: Cambridge Universit 1997

[6] X. Z. Xu, H. C. Feng, X. D. Wang and B. "Characteristics analysis of PM linear synchronou with non-uniform air-gap," *2015 IEEE Inter Conference on Applied Superconductivit Electromagnetic Devices (ASEMD)*, Shanghai, 2 199-200.

[7] M. N. Ma and L. Y. Li, "Modeling and flux analysis for long-stator PM linear motor i longitudinal end effects," *2015 IEEE Inter Conference on Applied Superconductivit*



Electromagnetic Devices (ASEMD), Shanghai, 2015, pp. 494-495.

[8] Y. w. Zhu, K. s. Jung and Y. h. Cho, "The Reduction of Force Ripples of PMLSM Using Field Oriented Control Method," *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Shanghai, 2006, pp. 1-5.

[9] S. W. Youn, J. J. Lee, H. S. Yoon and C. S. Koh, "A New Cogging-Free Permanent-Magnet Linear Motor," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp. 1785-1790, July 2008.

[10] N. Bianchi, S. Bolognani and A. D. F. Cappello, "Back EMF improvement and force ripple reduction in PM linear motor drives," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, pp. 3372-3377 Vol.5.

[11] Alicemary, K., Arundhati, B. and Maridi. Padma, "Modelling, Simulation and Nonlinear Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", IJAREEIE, vol. 1, issue 6, December 2012

[12] H. A. Hussain and H. A. Toliyat, "Field Oriented Control of tubular PM Linear Motor using linear Hall Effect sensors," *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Anacapri, 2016, pp. 1244-1248.

[13] H. A. Hussain and H. A. Toliyat, "Back-EMF based sensorless vector control of tubular PM linear motors," *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, ID, 2015, pp. 878-883

[14] Phuong Hue Tran. Matlab/simulink implementation and analysis of three pulse-width-modulation (pwm) techniques. A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical Engineering, Boise State University. 2012.

Bir Doğrusal Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Manyetik Eşdeğer Devre ve Sonlu Eleman Analizi Tabanlı Tasarımı

Magnetic Equivalent Circuit and Finite Element Analysis Based Design of a Linear Permanent Magnet Synchronous Motor

Ayşe Barış[1], Mehmet Güleç[2], Yücel Demir[1] ve Metin Aydın[1,2]

[1]Ar-Ge Departmanı
MDS Motor Tasarım Ltd.
ayse@mdsmotor.com, yucel@mdsmotor.com

[2]Mekatronik Müh. Böl.
Kocaeli Üniversitesi
mehmet.gulec@kocaeli.edu.tr, metin.aydin@kocaeli.edu.tr

Özet

Doğrusal motorlar, dişli kutusu gibi ekstra aktarma elemanlarına olan ihtiyacı ortadan kaldırdığı için özellikle otomasyon uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmada bir sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun (SMDSM) basit bir otomasyon uygulaması için 2-boyutlu (2B) manyetik eşdeğer devre (MED) modeli oluşturulmuş ve hava aralığı, stator dişleri gibi kritik bölgelerdeki akı yoğunlukları hesaplanmıştır. Analitik olarak yapılan hesaplamalar ile zıt elektromotor kuvveti (EMK) gerilimi ve çıkış kuvveti elde edilmiştir. Son olarak motorun detaylı sonlu elemanlar analizi (SEA) gerçekleştirilerek MED modeli ve SEA sonuçlarının karşılaştırması yapılmıştır.
Anahtar kelimeler: doğrusal motor, doğrusal SM senkron motor, sürekli mıknatıslı senkron motor, senkron motor

Abstract

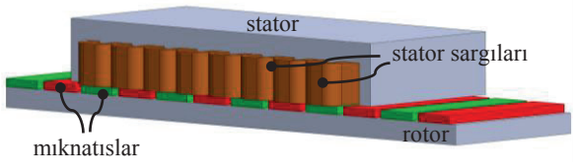
Linear motors are often used in automation applications since they remove the need for extra transmission elements such as gearboxes. In this study, a two-dimensional (2D) magnetic equivalent circuit (MEC) model of a permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) is created for a simple automation application and flux densities at critical regions such as air gap, stator teeth are calculated. Back electromotor force (EMF) voltage and output force are obtained by analytical calculations. Finally, in depth finite element analysis (FEA) of the motor is performed to compare the MEC model and FEA results.
Keywords: linear motor, linear PM synchronous motor, permanent magnet synchronous motor, synchronous motor

1. Giriş

Doğrusal motorların tasarım prensipleri uzun yıllardır bilinmesine rağmen gelişimi son yılarda, özellikle de kullanılan yazılımların gelişmesi ve bilgisayarların iyileşmesiyle, artış göstermiştir. Güç elektroniği alanında yaşanan gelişmeler sürücü sistemlerini de geliştirmiş ve bu motorların dinamik özelliklerinin iyileştirilmesiyle kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır.

Doğrusal motorlar asenkron ya da fırçalı DC olabileceği gibi senkron motor olarak da tasarlanmakta ve kullanılmaktadır. Günümüzde doğrusal sürekli mıknatıslı senkron motorlar diğer topolojilere kıyasla daha sık uygulamalarda görülmektedir. Bu motorlar döner motorların bir düzlem üzerine açılmış hali olarak düşünülebilir. Bu motorlarda, bobin ve mıknatısların elektromanyetik olarak etkileşmesiyle manyetik enerji yüksek verimli doğrusal mekanik enerjiye dönüştürülür. Bu da döner motorlarda doğrusal hareket elde etmek amacıyla kullanılan kayış kasnak, dişli mekanizması gibi yapıları ortadan kaldırarak motorların daha yüksek hızlara ulaşabilmelerini, hassas pozisyonlama yapabilmelerini, hızlı cevap yeteneğine sahip olmalarını ve geniş aralıkta kontrol edilebilmelerini sağlar. Bunun yanında doğrusal motorların kayıplarının düşük olması ve kuvvet yoğunluğunun yüksek olması gibi etmenler de günümüzde bu tip motorların endüstride kullanımını arttırmaktadır [1]-[3].

Sürekli mıknatıslı (SM) doğrusal motorlarda bahsedilen avantajların yanında vuruntu kuvveti, kuvvet dalgalanması gibi motor performansını etkileyen dezavantajlar da mevcuttur. Bu dezavantajlar doğrusal motor tasarımında yapılan optimizasyonlar ve belirlenen oluk-kutup kombinasyonlarının bazı avantajları sayesinde ortadan kaldırılabilir [4]-[10]. SM doğrusal motor yapısı farklı stator ve rotor sayılarına sahip olabilir: 2-stator 1-rotor, 1-stator 1-rotor (Şekil 1), 1-stator 2-rotor alternatifleri uygulamalarda sıklıkla görülmektedir.



Şekil 1: 1-stator 1-rotorlu SM doğrusal motor 3B modeli.

SM doğrusal motorlarda akı yoğunlukları motor performansını etkileyen önemli parametrelerden birisidir. Bu sebeple doğrusal motorların kritik bölgelerindeki akı yoğunlukları temelde nümerik yöntem [20], manyetik alan hesabı [4] ve manyetik eşdeğer devre (MED) modeli kullanılarak elde edilmektedir [11]. MED modeli, SM motorlarda motorun tasarım aşamasında sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Basitleştirilmiş MED modeli, motorun basit olarak akı yoğunluklarının tespitinde nümerik yöntemlere göre zamandan tasarruf sağlaması bakımından oldukça büyük avantaj sağlamaktadır. Ancak basitleştirilmiş MED modelinde kaçak akılar ve dişlerdeki doyumlar modellenemez. Bu tip modellemeler için doğrusal olmayan MED modeli tercih edilir. Doğrusal olmayan MED modeli, basitleştirilmiş MED modeline göre gerçeğe daha yakın sonuçlar vermektedir. Doğrusal olmayan MED modellemede çok sayıda düğüm noktası ve relüktanslar kullanılarak detaylı bir eşdeğer devre modeli oluşturulur. Bu tip modellemeler 2-boyutlu (2B) ve 3-boyutlu (3B) olarak gerçekleştirilerek daha detaylı hale getirilebilir [12]-[18].

Bu çalışmada bir sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun 2B MED modeli oluşturulmuş ve kritik bölgelerdeki akı yoğunlukları tespit edilmiştir. Ardından gerçekleştirilen hesaplamalar ile zıt elektromotor kuvveti (EMK) gerilimi ve çıkış kuvveti elde edilmiştir. Son olarak motorun sonlu elemanlar analizi (SEA) gerçekleştirilerek MED modeli ve SEA sonuçlarının karşılaştırması yapılmıştır.

2. SM Doğrusal Motor Ön Tasarımı

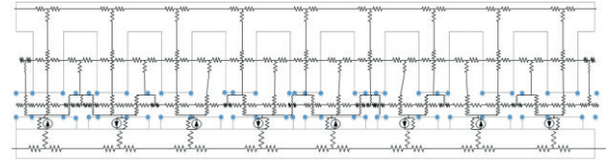
Doğrusal motorun yerleştirileceği uygulama, ihtiyaç duyulan doğrusal kuvvet ve rotor hızı göz önüne alınarak bir ön tasarım gerçekleştirilmiştir. Doğrusal motorun tasarım kriterleri Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 1: Doğrusal motorun tasarım kriterleri

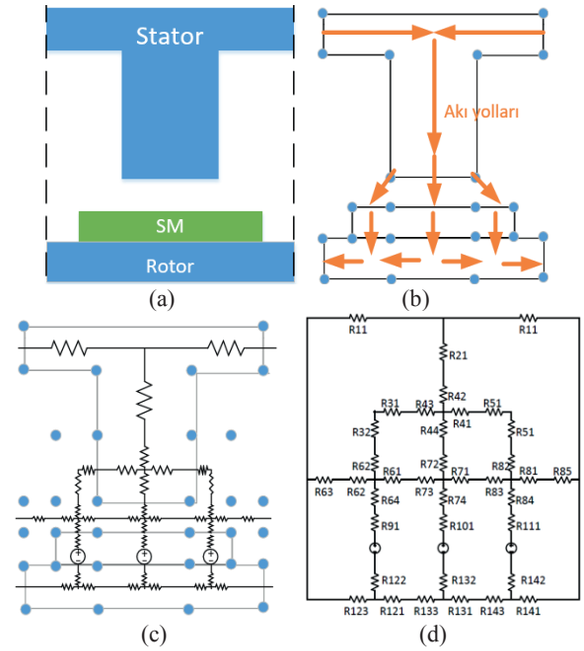
Sürekli Kuvvet	540 N
Sürekli Akım	15 A_{max}
Max. Motor Uzunluğu	240 mm
Max. Kuvvet	1100 N
DC Bara Gerilimi	310 V
Hız	2 m/s

3. Doğrusal Motor MED Modeli

Bu bölümde, sürekli mıknatıslı doğrusal bir senkron motorun 2B gelişmiş manyetik eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan manyetik eşdeğer devre modelinde, motorun kritik bölgelerine düğüm noktaları belirlenmiş ve her bir düğüm noktası arasına 2 boyutta relüktanslar tanımlanmıştır. Bu yöntemle oluşturulan doğrusal senkron motorun manyetik eşdeğer devre modeli Şekil 2'de gösterilmiştir. Modelde yaklaşık olarak 350 adet relüktans tanımlanması ve 50 adet matris oluşturulması gerekmektedir. Bu durum doğrusal motorun manyetik eşdeğer devre modelini oldukça karmaşık bir yapıya dönüştürmektedir. Yapının relüktans sayısının fazla olması ve manyetik eşdeğer devre modelinin karmaşıklığı işlem yükünü arttıracağından motorun sadece 1-oluk ve 1-mıknatısı dikkate alınarak MED modellemesi gerçekleştirilmiştir. 1-oluk 1-mıknatıs modeli, bu modelin akı yolları, akı yollarına bakılarak belirlenen düğüm noktaları ve 2B oluşturulan manyetik eşdeğer devre modeli Şekil 3'de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi model yüksüz durum için incelenmiştir. Dolayısıyla, manyetik eşdeğer devre modeline stator sargılarının oluşturacağı EMK bileşeni eklenmemiştir.



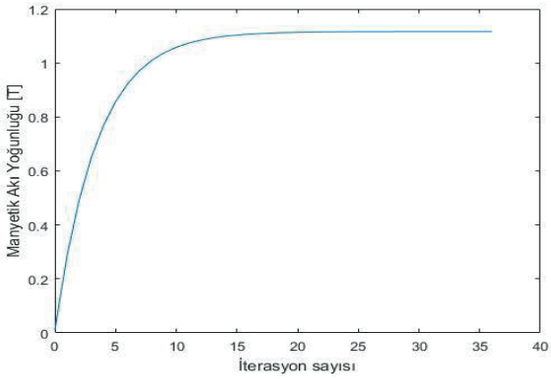
Şekil 2: 9-oluk 8-kutuplu motorun karmaşık manyetik eşdeğer devre modeli.



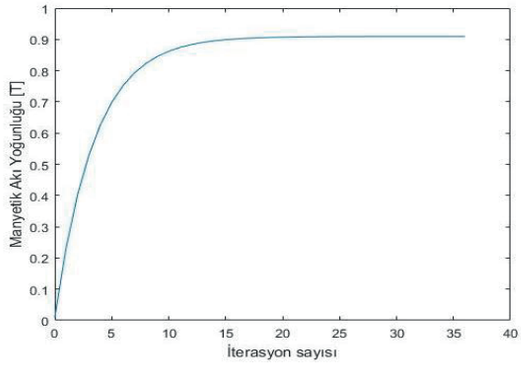
Şekil 3: 1-oluk 1-mıknatıs modeli (a), akı yolları (b), belirlenen düğüm noktaları (c) ve manyetik eşdeğer devre modeli (d).

Gerçekleştirilen hesaplamalar sonucunda stator diş ortası, stator diş başı ve hava aralıklarındaki manyetik akı yoğunluklarının değişimi sırasıyla Şekil 4 ve Şekil 6 arasında verilmiştir. Buna göre stator diş ortası manyetik akı yoğunluğu 1.12 T, stator diş başı manyetik akı yoğunluğu 0.91 T ve hava aralığı manyetik akı yoğunluğu 0.85 T seviyelerinde elde edilmiştir. Yaklaşık bir model kullanılarak elde edilen sonuçlar, bir sonraki bölümde gerçekleştirilecek detaylı SEA

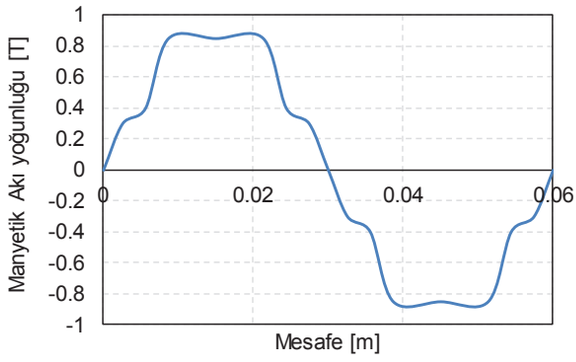
sonuçları ile karşılaştırılacaktır ve modeling doğruluğu sınanacaktır.



Şekil 4: Stator diş ortası manyetik akı yoğunluğu değişimi.



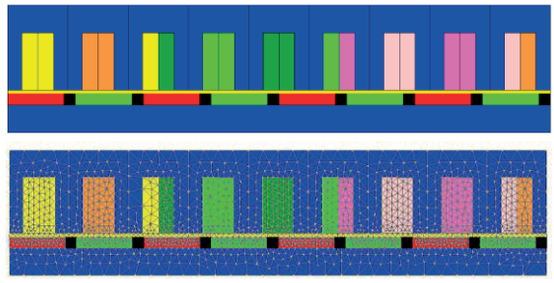
Şekil 5: Stator diş başı manyetik akı yoğunluğu değişimi.



Şekil 6: Hava aralığı ortasında yüksüz durum manyetik akı yoğunluğu değişimi.

4. SEA ile Performans Kontrolü

Bu kısımda 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motorun 2B SEA analizleri gerçekleştirilmiştir. Flux® 2B yazılımı kullanılarak analizleri gerçekleştirilen açık oluklu doğrusal motor modeli ve motor ağ yapısı Şekil 7'de gösterilmiştir. Motorda enerji dönüşümünün gerçekleştiği hava aralığında ağ yapısı oldukça yoğun olarak oluşturulmuştur. Bu durum motorun analizinde sonuçların doğruluğunun artmasını sağlamaktadır.

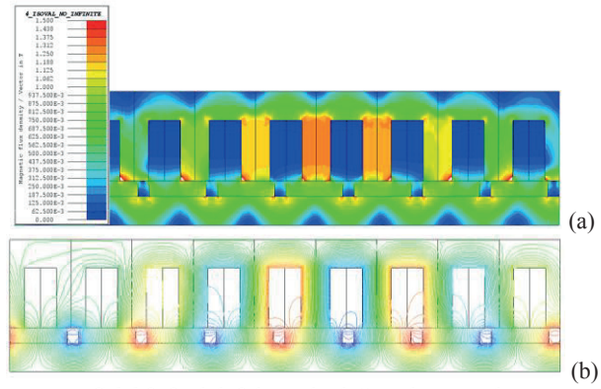


Şekil 7: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor modeli ve ağ yapısı.

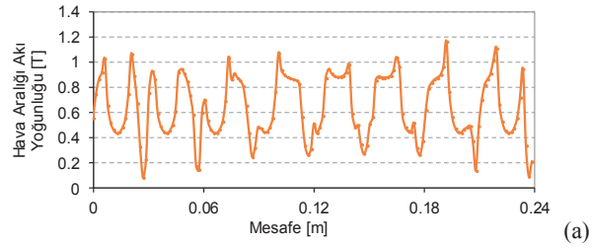
Motorda rotor ve stator sac malzemesi olarak M19 silisyumlu çelik, mıknatıs malzemesi olarak ise *Br* değeri 1.15 T seviyelerinde olan NdFeB türü bir mıknatıs kullanılmıştır. Yüklü ve yüksüz durum SEA analizleri gerçekleştirilen motorun stator ve rotor nüvesi, stator dişi ve hava aralığı gibi kritik bölgelerindeki akı yoğunlukları ile motor akı çizgileri elde edilmiştir. Ayrıca, motora ait vuruntu kuvveti, zıt-EMK gerilimi, çıkış kuvveti ve kuvvet dalgalanması gibi performans verileri de SEA analizleriyle elde edilmiştir.

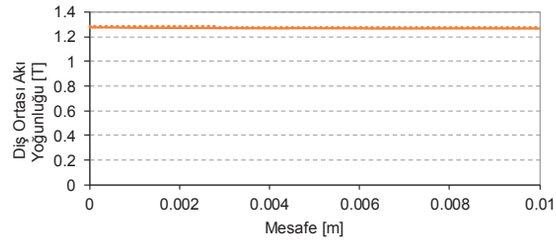
4.1. Yüksüz Durum Analizleri

9-oluk 8-kutuplu motorun yüksüz durum analizi sonucu elde edilen akı yoğunlukları ve akı çizgileri Şekil 8'de verilmiştir. Buna göre ortalama hava aralığı akı yoğunluğu 0.64 T, ortalama stator diş ortası için 1.28 T ve ortalama stator diş başı için 1.15T olarak elde edilmiştir. Bu manyetik akı yoğunluklarının değişimi Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 8: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor akı yoğunluğu dağılımı (a) ve akı çizgileri (b).

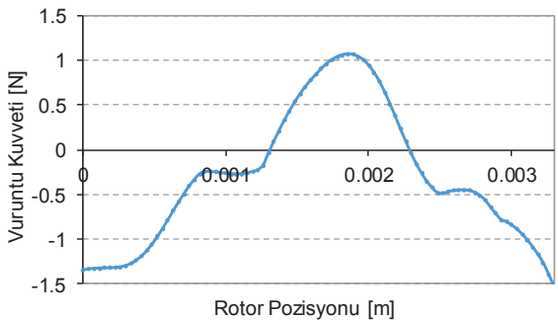




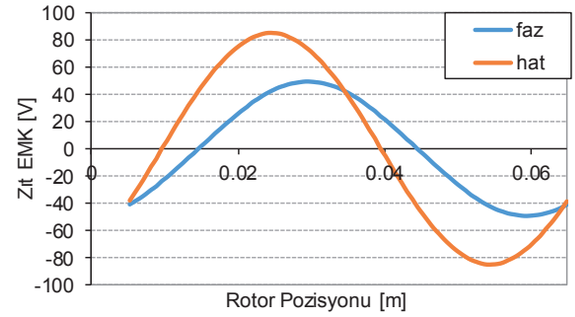
Şekil 9: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor hava aralığı (a), stator diş ortası (b), stator diş başı akı yoğunlukları.

Tepe değeri 1.1 N seviyelerinde olan vuruntu kuvvetinin değişimi ise Şekil 10'da verilmiştir. Bu değer ortalama çıkış kuvvetinin %0.2'sine karşılık gelmektedir. Sürekli mıknatıslı doğrusal motorlarda vuruntu kuvveti mekanik titreşim, akustik gürültü, hız ve kuvvet dalgalanması gibi problemlere sebep olduğundan vuruntu kuvvetinin ortalama çıkış kuvvetine göre yüzdesinin düşük olması doğrusal motorlar için istenilen özelliklerdendir [19]. Burada elde edilen %0.2'lik oran oldukça düşük bir değer olduğunu unutmamalıdır.

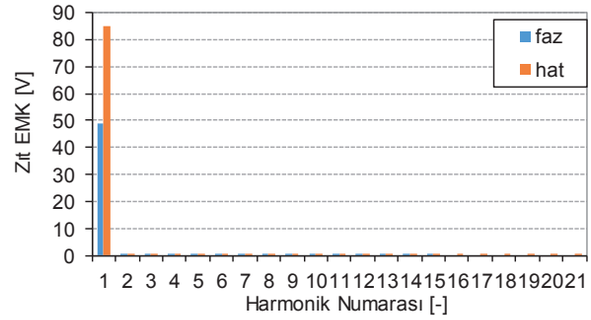
Motorun 2 m/s hız değeri için zıt-EMK faz ve hat gerilimlerinin değişimi Şekil 11'de verilmiştir. Şekil 12'de ise gerilim dalga şekillerinin harmonik içerikleri gösterilmiştir. Hat geriliminin tepe değeri 85 V, hat gerilimi % toplam harmonik bozunumu (THB) değeri ise %0.37 seviyelerinde elde edilmiştir.



Şekil 10: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor vuruntu kuvveti değişimi (SEA).



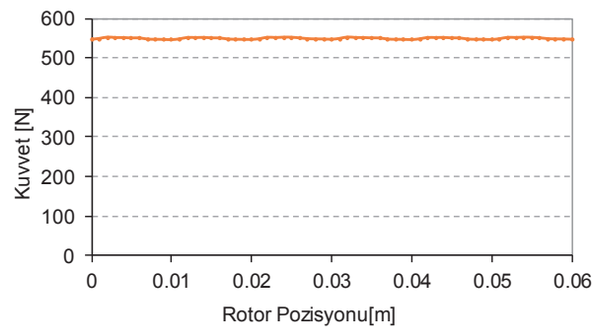
Şekil 11: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor faz ve hat gerilimi değişimleri (@2m/s) (SEA).



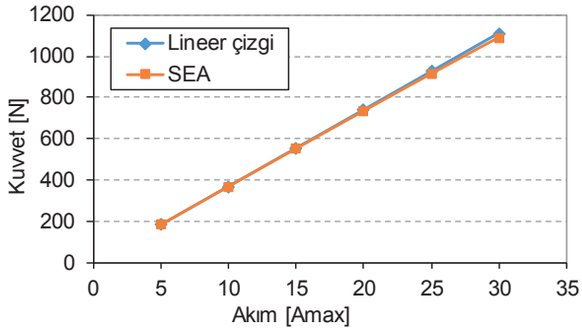
Şekil 12: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor faz ve hat gerilimi harmonikleri (@2m/s) (SEA).

4.2. Yüklü Durum Analizleri

Motorun 15 A_{max} faz akımında gerçekleştirilen yüklü durum analizleri sonucu elde edilen çıkış kuvveti değişimi Şekil 13'de gösterilmiştir. Burada ortalama kuvvet 549N, ortalama kuvvete göre kuvvet dalgalanması %1 seviyelerindedir. Ayrıca Şekil 14'da verilen kuvvet-akım grafiğinde motorun çıkış kuvvetinin herhangi bir doyum problemi olmadan akıma bağlı olarak doğrusal bir şekilde arttığını göstermektedir. Tasarlanan SM doğrusal motor 30 A_{max} akım altında anlık olarak 1110N kuvvet kabiliyetine sahiptir.



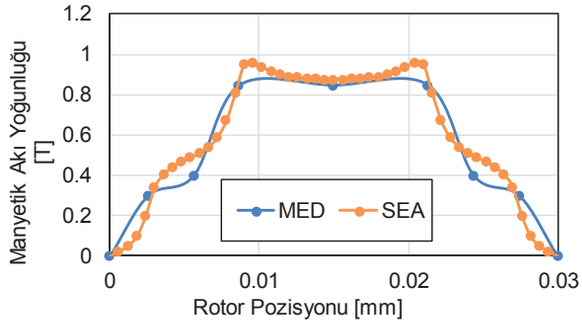
Şekil 13: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor çıkış kuvveti değişimi (@15A_{max}) (SEA).



Şekil 14: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor kuvvet-akım değişimi (SEA).

5. MED ile SEA Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde, MED ve SEA analizleri sonucunda elde edilen hava aralığı, stator diş başı ve stator diş ortası akı yoğunlukları ile zıt-EMK gerilimi ve çıkış kuvveti verileri karşılaştırılmıştır. Şekil 15'de verilen hava aralığı akı yoğunlukları arasında yaklaşık olarak %5 fark olduğu görülmüştür. Bunun yanında stator diş ortası ve zıt EMK gerilimi temel harmonik tepe değeri karşılaştırmaları da gerçekleştirilmiş, SEA ve MED sonucu elde edilen veriler ve aralarındaki farklar da Tablo 2'de verilmiştir.

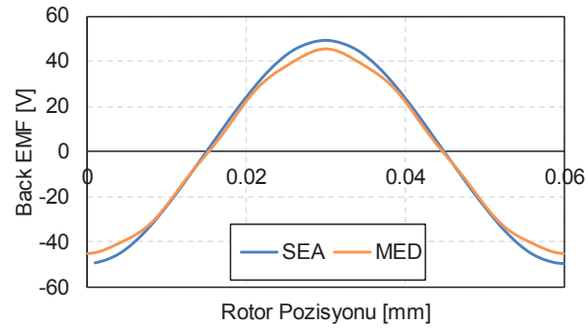


Şekil 15: Hava aralığı akı yoğunlukları karşılaştırması.

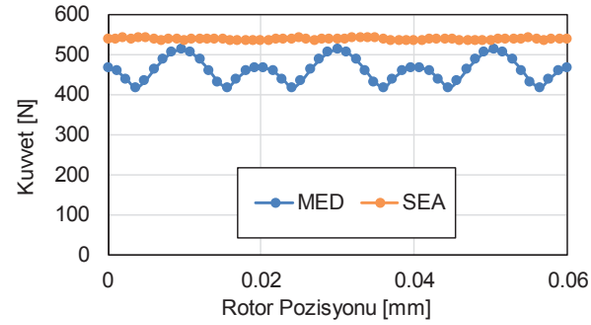
Tablo 2: Stator akı yoğunluklarının karşılaştırması

	MED	SEA	% Fark
Stator diş ortası akı yoğ. (T)	1.12T	1.28T	%12.5
Hava aralığı akı yoğ (T)	0.85T	0.9T	%5.5
Temel harmonik tepe değeri (V)	45.6V	49.4V	%7

Şekil 16'da MED ve SEA sonucu elde edilen zıt-EMK gerilimleri karşılaştırılmıştır. Zıt-EMK gerilimlerinin tepe değerleri arasında %7'lik bir fark söz konusudur. Şekil 17'de verilen çıkış kuvvetleri arasında ise %14'lük bir fark olduğu tespit edilmiştir. Akı yoğunlukları, zıt-EMK gerilimleri ve çıkış arasındaki farklar kullanılan manyetik eşdeğer devre modeli ve varsayımlar göz önüne alındığında bu farkların makul seviyelerde olduğu söylenebilir.



Şekil 16: Zıt-EMK gerilimlerinin karşılaştırması.



Şekil 17: Çıkış kuvvetlerinin karşılaştırması.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, basit bir otomasyon uygulaması için bir doğrusal sürekli mıknatıslı senkron motor tasarımı yapılmış, motorun 2B MED modeli oluşturulmuş ve motorun kritik bölgelerdeki akı yoğunluğu değişimleri elde edilmiştir. SMDSM'nin zıt-EMK gerilimi, hava aralığı akı yoğunluğu değişimi ve çıkış kuvveti gibi performans parametreleri analitik olarak elde edilmiştir. Ayrıca, detaylı sonlu elemanlar analizleri gerçekleştirilerek MED modeli ile SEA sonuçları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalı sonuçlardan, özellikle, enerji dönüşümünün gerçekleştiği hava aralığındaki akı yoğunlukları arasındaki farkın makul seviyelerde kaldığı söylenebilir. Bunun yanında, MED modelinin 1-oluk 1-kutup şeklinde oluşturulmasına rağmen analitik sonuçların SEA sonuçları ile uyum içerisinde olduğu görülmektedir. Bir sonraki aşamada motor prototipi üretilerek uygulama özelinde motor parametreleri doğrulanacaktır.

7. Kaynaklar

[1] C. Jiefan, W. Chengyuan and F. Guihong, "Force analysis of short pitch permanent magnet linear servo motors", *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1596-1598 Vol.2, 2003.

[2] J. P. Jastrzembski and B. Ponick, "Different methods for reducing detent force in a permanent magnet linear synchronous motor," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, pp. 823-828, 2010.

[3] S. Jiang, P. Ye, G. Jin, Y. Qi and H. Lin, "Optimization design to reduce detent force and standardize back-EMF for permanent magnet synchronous linear motor,"

IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016, pp. 1716-1720

[4] X. Wang, P. Wang and X. Xu, "Magnetic field analytical calculation of the permanent magnet synchronous linear motor with fractional slot concentrated windings," 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou, 2014, pp. 1762-1767

[5] S. W. Youn, J. J. Lee, H. S. Yoon and C. S. Koh, "A New Cogging-Free Permanent-Magnet Linear Motor," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 7, pp 1785-1790, July 2008.

[6] Shi, H. Kong, L. Huang, Q. Lu and Y. Ye, "Influence of flux gaps on the performance of modular PM linear synchronous motors," 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou, 2014, pp. 1566-1571.

[7] Y. Bai, T. Yang and B. Kou, "Reducing detent force and three-phase magnetic paths unbalance of PM linear synchronous motor using modular primary iron-core structure," 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou, 2014, pp. 1743-1748.

[8] H. J. Ahn, S. H. Lee, D. Y. Lee, K. B. Jang and G. T. Kim, "A Study on the Characteristics of PMLSM According to Permanent Magnet Arrangement," 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, Alta., 2008, pp. 1-6.

[9] Y. Yao, Y. Chen, Q. Lu, X. Huang and Y. Ye, "Analysis of thrust ripple of permanent magnet linear synchronous motor with skewed PMs," 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya, 2015, pp. 1141-1146.

[10] C. Li, B. Kou and S. Cheng, "Research on a large thrust force permanent magnet synchronous linear motor used in space electromagnetic launcher," 2012 16th International Symposium on Electromagnetic Launch Technology, Beijing, 2012, pp. 1-4.

[11] S. Vaez-Zadeh and A. H. Isfahani, "Enhanced Modeling of Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 1, pp. 33.

[12] R. Qu and T. A. Lipo, "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet Machine," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 1, pp. 121-127, Jan.-Feb. 2004.

[13] N. R. Tavana and V. Dinavahi, "Design of slotted permanent magnet linear synchronous motor for improved thrust density," 2013 International Electric Machines & Drives Conference, Chicago, IL, 2013, pp. 1225-1228.

[14] B. Sheikh-Ghalavand, S. Vaez-Zadeh and A. H. Isfahani, "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Model for Iron-Core Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 1, pp. 112-120, Jan. 2010.

[15] H. K. Yeo, D. K. Lim, D. K. Woo, J. S. Ro and H. K. Jung, "Magnetic Equivalent Circuit Model Considering Overhang Structure of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 3, pp. 1-4, March 2015.

[16] E. Kazan and A. Onat, "Modeling of Air Core Permanent-Magnet Linear Motors With a Simplified Nonlinear Magnetic Analysis," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 6, pp. 1753-1762, June 2011.

[17] J. Y. Song, J. H. Lee, D. W. Kim, Y. J. Kim and S. Y. Jung, "Analysis and Modeling of Concentrated Winding Variable Flux Memory Motor Using Magnetic Equivalent Circuit Method," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 53, no. 6, pp. 1-4, June 2017.

[18] Z. Ferkova, M. Franko, J. Kuchta and P. Rafajdus, "Electromagnetic design of Ironless Permanent Magnet Synchronous Linear Motor," 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Ischia, 2008, pp. 721-726.

[19] Y. W. Zhu, D. H. Koo, Y. H. Cho, "Detent Force Minimization of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor by Means of Two Different Methods," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 11, pp. 4345-4348, Nov. 2008.

[20] L. Zheng, J. Jin, Y. Guo and J. Zhu, "Electromagnetic analysis of a permanent magnet linear synchronous motor," 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, 2008, pp. 3453-3458.

Manyetik Rezonanslı Kuplaj ile Kablosuz Enerji Transferinde Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Limitlerinin İncelenmesi

Examination of Limitations for Aligned and Unaligned Positions for Magnetic Resonant Coupling Wireless Power Transfer Systems

Ali Ağçal, Nur Bekiroğlu ve Selin Özçıra

Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
agcal@yildiz.edu.tr, nbekir@yildiz.edu.tr, sozcira@yildiz.edu.tr

Özet

Bu çalışmada; manyetik rezonanslı kuplaj teorisi kullanılarak kablosuz enerji transferi (KET) sistemi alıcı ve verici bobinlerinin konumsal ve açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumları incelenmiştir. Eşdeğer devrenin bazı parametreleri ANSYS® Maxwell 3D programı ile hesaplanmıştır. Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için yüksek verimin hangi hava aralığı limitlerine kadar ulaşabildiği gösterilmiştir. Bu çalışmada devrenin analitik çözümü MATLAB programında sistemin matematiksel modeli yazılarak yapılmıştır. Sistemin nümerik çözümü ise bir devre simülasyon programı olan PSIM ile yapılmıştır. Ayrıca ANSYS® Maxwell 3D programı yardımıyla sonlu elemanlar yöntemi (SEY) kullanılarak üç boyutlu sistemin geçici hal analizi yapılmıştır. Bu çalışmada verici bobin sinüsoidal gerilim kaynağı ile beslenerek alıcı bobinin akım ve gerilimi gözlenmiştir. Giriş ve çıkış güçleri hesaplanarak sistemin verimi hesaplanmış. Bu değerler yukarıda adı geçen 3 program içinde karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, belirli bir mesafeye kadar hizalanmış duruma ve hizalanmamış duruma göre verimli bir şekilde güç aktarıldığını göstermiştir. Verimin düşmeye başladığı yerler ise tasarlanan KET sisteminin hava aralığı ve açısal limitlerini bize göstermiştir.
Anahtar kelimeler: kablosuz enerji transferi, manyetik rezonanslı kuplaj, sistem verimi

Abstract

In this paper, the conditions for both the angular aligned and unaligned positions of the receiver and transmitter coils of wireless power transfer (WPT) systems are examined by using theory of magnetic resonance coupling. Some parameters of the equivalent circuit were calculated with ANSYS® Maxwell 3D software. It has been presented to which air gap limits could be reached within aligned and un aligned conditions for high efficiency. The analytical solution of the circuit was calculated in MATLAB program through the composition of the system's mathematical modeling. The numerical solution of the system, however, was calculated using PSIM, which is circuit simulation software. In addition, with the use of the finite element method (FEM) in ANSYS® Maxwell 3D software, transient analysis of the three-dimensional system was performed. In this study while the transmitter coil was fed with sinusoidal voltage source, the current and voltage of the receiver coil was observed. The efficiency of the system was estimated through the calculation of input and output power. The results demonstrated that power was efficiently transmitted to a certain extent in aligned and unaligned positions.
The results were compared with one another in three software that was mentioned above. These outcomes demonstrated that power was efficiently transmitted to a certain extent in aligned and unaligned positions. The points where the efficiency began to drop showed us the air gap limits and angular limits of the WPT system that was designed.
Keywords: wireless power transfer, magnetic resonant coupling, system efficiency

1. Giriş

Enerjinin kablosuz olarak aktarılması 200 yıla aşkın bir süredir üzerinde çalışılan bir konu olmasına rağmen, çözümünün elektrik-elektronik mühendisliği kültüründe etkin olarak yaşama geçirilememesi konu ile ilgili en önemli sorunlardan biridir. Nikola Tesla ile başlayan bu serüven, teknolojinin çok disiplinli bir alan olarak yol almasıyla önemini giderek artırmış, kablosuz enerji transferini farklı disiplinlerin ortak bir çalışma alanı haline gelmiştir. Dahası ilerde hayatta daha sık kullanılacak elektrikli araçlar, ev elektroniği ve medikal uygulamalar gibi bir takım önerilerin hayata geçirilmesinde kablosuz enerji transferi önemli rol oynamaktadır.

Kablosuz enerji transferi bugüne kadar elektromanyetik radyasyonla, mikrodalgayla, lazerle, elektromanyetik endüksiyonla ve en son manyetik rezonanslı kuplaj ile gerçekleştirilmiştir.
İlk kablosuz enerji transferi çalışmaları Nicola Tesla ile elektromanyetik radyasyon üzerine elektrik enerjisini kablosuz olarak tüm dünyaya iletme amacıyla başlamış, ancak sponsorların projeden desteğini çekmesi üzerine bu proje tamamlanamamıştır [1-3].

Mikrodalga ile kablosuz enerji transferi fikri, İkinci Dünya Savaşı'ndan sonra yüksek güçlü mikrodalga vericilerinin gelişimiyle ortaya çıkmıştır. Mikrodalga güç transferi

öncülerinden William Brown, 1964'te bütün uçuş gücünü mikrodalga ışınlardan alan model helikopter tasarlamıştır [4]. Sahai ve Graham, yüksek mesafelerde düşük verimde çalışan, bir çeşit kablosuz enerji olan lazerle enerji transferini gerçekleştirmişlerdir. Daha çok uzay uygulamalarında uygun olan bu tip enerji aktarımında kullanılan lazer radyasyonu oldukça zararlı olmakla birlikte, düşük güçlerde bile insanı kör edebilmekte, yüksek güçlerde canlıları kısmi ısınmayla öldürebilmektedir [5].

Zaho, etkin çalışma mesafesi yalnızca birkaç cm olan elektromanyetik endüksiyon teknolojisi üzerine çalışmalar yapmış ve yüksek verimler elde etmiştir. Ancak mesafenin çok yakın oluşu ve bu yakınlıktan dolayı sekonder bobinin primer bobine hizalanmasının zor oluşu bu yöntemin dezavantajlarındandır [6].

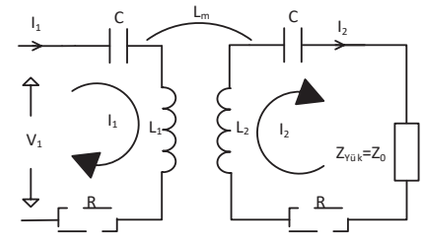
Manyetik rezonanslı kuplaj teorisi, 2007 yılında MIT'den bilim insanlarının kablosuz enerji transferi teknolojisinde devrim yaratan ve adını Witricity koydukları buluşla başlamıştır. Kullandıkları bu manyetik rezonanslı kuplaj teorisiyle, 60 W'lık bir lamba 2 metreden daha uzak bir mesafede, %40 civarında bir verimle kablosuz olarak yakılabilmiştir. Böylece orta mesafe elektrik güç aktarımı gerçekleştirilmiştir. Witricty sisteminde enerji, magnetik rezonanslı kuplaj ile transfer edilir. Primer rezonans bobinindeki enerji, ideal çalışmada sekonder rezonans bobini tarafından tamamen çekilir. Dolayısıyla bu teoride aktarılan enerji, verimli bir şekilde rezonanslı nesneler arasında; ayrıca zayıf şekilde de olsa rezonanslı olmayan nesneler arasında paylaşılabilir [7,8].

Son yıllarda literatürde magnetik endüksiyon teorisine dayanan endüktif güç transferi ile yapılan çalışmalar düşük verimli olması nedeniyle popülerliğini yitirmiş, yerini manyetik rezonanslı kuplaj çalışmalarına bırakmıştır.

Bu çalışmada, verimin konumsal ve açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumların farklı hava aralıkları ve farklı açılar için değişimi gösterilmiştir. Ayrıca hizalanmış ve hizalanmamış durumlardaki hava aralığı ve açı limitleri, karşıt endüktansın değişimi, rezonans frekansın değişimi, giriş ile çıkış akımlarındaki değişimler gösterilmiştir. Manyetik rezonanslı kuplaj sisteminin eşdeğer devre simülasyonu PSIM ile yapılmıştır. Ayrıca ANSYS® Maxwell 3D programı kullanılarak alıcı ve verici endüktanslar tasarlanmıştır. ANSYS® Maxwell Circuit Editör (MCE) Programında manyetik rezonanslı kuplaj sistemin eşdeğer devresi kurulmuştur. ANSYS® Maxwell 3D programındaki alıcı ve verici bobinler ile MCE programındaki devreyi kullanarak sonlu elemanlar yöntemiyle KET sisteminin geçici durum analizi yapılmıştır.

2. Manyetik Rezonanslı Kuplaj Eşdeğer Devresi ile Verim ve Eşdeğer Empedans Hesabı

Bu bölümde eşdeğer devrenin basit teorisi açıklanacaktır. Giriş empedansını, aktarılan gücü ve verimi analitik olarak ifade edebilmek için Şekil 1'de gösterilen kablosuz enerji sisteminin basitleştirilmiş eşdeğer devresi kullanılacaktır.



Şekil 1: Kablosuz güç aktarım sisteminin eşdeğer devresi [9,10]

Bu eşdeğer devrede I_1 giriş akımını (verici akımını), I_2 çıkış akımını (alıcı akımını), V_1 giriş gerilimini, R verici ve alıcı sistemlerin ayrı ayrı iç dirençlerini, C alıcı ve verici rezonans kondansatörlerini, L_1 verici bobini, L_2 alıcı bobini, L_m karşıt endüktansı ve $Z_{yük}$ (Z_0) yük empedansını (karakteristik empedansı) gösterir.

Denklem (1) verici kısmın çevre denklemini göstermektedir. Denklem (2) ise alıcı kısmın çevre denklemini göstermektedir.

$$V_1 = I_1\left(R + jL_1\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_1}\right)\right) - I_2.\left(jL_m\omega\right) \tag{1}$$

$$0 = I_2.\left(jL_2\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R + Z_0\right) - I_1.\left(jL_m\omega\right) \tag{2}$$

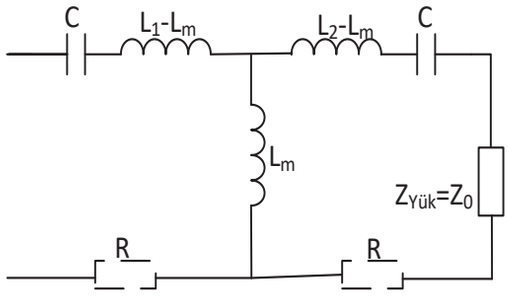
Denklem (1) ve Denklem (2)'den yararlanılarak alıcı ve verici bobinlerin akımları arasındaki ilişki Denklem (3)'deki gibi elde edilir.

$$I_2 = I_1\left(\frac{jL_m\omega}{jL_2\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R + Z_0}\right) \tag{3}$$

Denklem (1)'in içine Denklem (3)'ü yerleştirerek ve oluşan gerilim denklemini giriş akımına bölerek, eşdeğer empedans (giriş empedansı) Denklem (4)'deki gibi elde edilir.

$$Z_{eq} = R + \frac{1}{j\omega C_1} + j(L_1 - L_m)\omega + \left(\frac{1}{jL_m\omega} + \frac{1}{j(L_2 - L_m)\omega + (1/j\omega C_2) + Z_0 + R}\right)^{-1} \tag{4}$$

Şekil 1'deki eşdeğer devre aynı zamanda Şekil 2'deki gibi T tipi eşdeğer devre ile gösterilebilir.



Şekil 2: KET sistemi T tipi eşdeğer devresi [11]

Bu sistemin verimi Denklem (5)'deki şekilde ifade edilir.

$$\eta = \frac{P_{çıkış}}{P_{giriş}} = \frac{I_{çıkış}^2 Z_{çıkış}}{I_{giriş}^2 Z_{giriş}} \quad (5)$$

Burada Içıkış akımı alıcıdan gecen akıma I2'ye eşit, Igiriş akımı vericiden geçen akıma I1'e eşit, Zçıkış empedansı Zyük empedansına eşittir. Denklem (3)'ü çıkış akımının giriş akımına oranı şeklinde yazarsak denklem (6) elde edilir.

$$\frac{I_{çıkış}}{I_{giriş}} = \frac{jL_m\omega}{jL_2\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R + Z_0} \quad (6)$$

Denklem (5)'in içine Denklem (6) ve Denklem (4) yerleştiğinde verim denklemi Denklem (7)'deki gibi elde edilir.

$$\eta = \left[\frac{jL_m\omega}{jL_2\omega + \frac{1}{j\omega C} + Z_0 + R_2}\right]^2 \frac{Z_0}{(R + jL_1\omega + \frac{1}{j\omega C} + \frac{L_m^2\omega^2}{jL_2\omega + \frac{1}{j\omega C} + Z_0 + R_2})} \quad (7)$$

Denklem (7); maksimum verim için L_m karşıt endüktans, L alıcı ve verici endüktans, Z_0 karakteristik empedans ve R iç direnç koşullarını tanımlar. Denklem (9) koşulunda sistem çift rezonans frekansına sahiptir. Denklem (10) koşulunda ise sistem düşük bir verimle tek rezonans frekansına sahiptir [11]. Aslında denklem (10) yardımıyla hava aralığının yüksek olduğu yerlerde tek rezonans frekansı ve denklem (9) yardımıyla hava aralığının düşük olduğu yerlerde çift rezonans frekansının olduğu, denklem (8) yardımıyla ise bu sistemin çift veya tek rezonans frekansı oluşma limiti gösterilmiştir.

$$L_m^2 = \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (8)$$

$$L_m^2 > \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (9)$$

$$L_m^2 < \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (10)$$

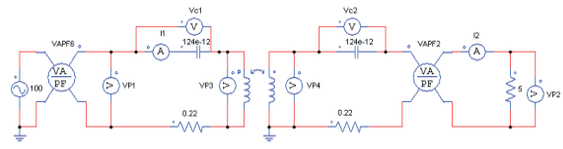
3. Parametrelerin KET Sisteminin Eşdeğer Devresi Kurularak Analitik Olarak ve SEY ile Hesaplanması

Bu bölümde analitik devre çözümü için MATLAB programı [12], eşdeğer devre çözümü için PSIM programı [13] ve sonlu elemanlar yöntemi ile çözüm için ANSYS® Maxwell 3D programı kullanılmıştır [14]. Devrenin parametreleri ANSYS® Maxwell 3D ile hesaplanmıştır.

3.1. Konumsal Olarak Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Karşılaştırması

Sistemde L parametresi, sistemi akımına bağlı değişen lineer olmayan bir parametredir. Hizalanmış durum için her bir sistem parametresi Tablo 1'deki gibi hesaplanmıştır. Hizalanmamış durum için her bir sistem parametresi ise Tablo 2'deki gibi hesaplanmıştır.

Devre simülasyonunda KET sistemini tepe gerilimi 100 V olan sinüsoidal gerilim kaynağı ile Şekil 3'te gösterilen pşekilde beslenmiştir. Şekil 3'te gösterilen model PSIM devre simülasyon programında yapılmıştır.



Şekil 3: PSIM manyetik rezonanslı kuplaj eşdeğer devresi

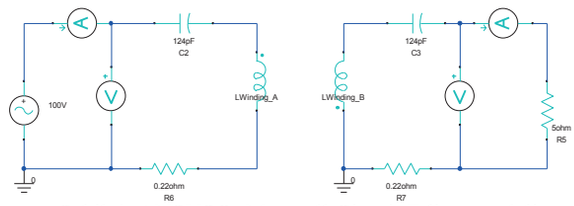
Yine aynı devre ANSYS® Maxwell Circuit Editor (MCE) programında Şekil 4'teki gibi modellenerek, alıcı ve verici sargıların devreleri oluşturulmuştur. ANSYS® Maxwell 3D programında ise alıcı ve verici bobinler Şekil 5'teki gibi oluşturulmuştur.

Tablo 1: Hizalanmış durum için ANSYS® Maxwell 3D kullanılarak ölçülen eşdeğer devre parametreleri

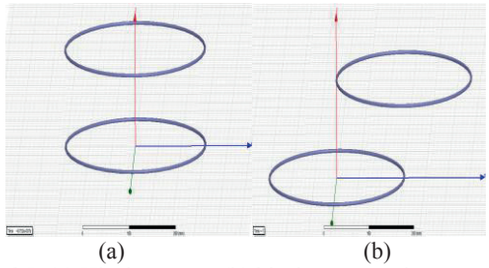
Parametre/Hava aralığı	1cm	5cm	10cm	15cm	20cm	30cm	40cm	50cm
L [nH]	981,9	982,4	983,8	1010,5	991	994	1014,8	1011,1
M [nH]	548,5	241,8	128,3	80,5	46,4	20,9	11,1	5,9
C [pF]	124	124	124	124	124	124	124	124

Tablo 2: Hizalanmamış durum için ANSYS® Maxwell 3D kullanılarak ölçülen eşdeğer devre parametreleri

Parametre/Hava aralığı	1cm	5cm	10cm	15cm	20cm	30cm	40cm	50cm
L [nH]	1040	1000,8	996,5	988,8	1020,1	996,6	993,5	1009,1
M [nH]	118	81,6	56,3	38,3	26,3	14	8,2	4,8
C [pF]	124	124	124	124	124	124	124	124



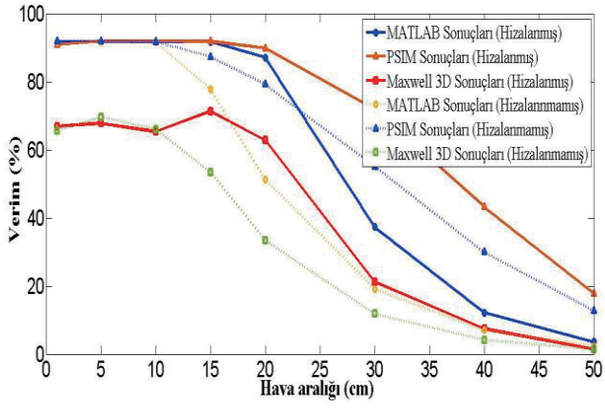
Şekil 4: ANSYS® Maxwell Circuit Editör modeli



(a) (b)

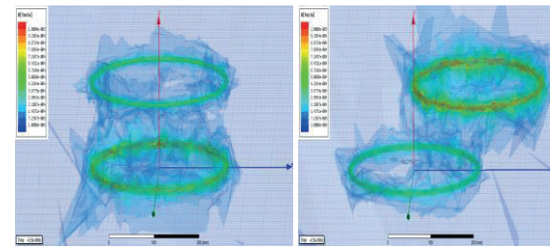
Şekil 5: (a) Hizalanmış ve (b) hizalanmamış alıcı ve verici ANSYS® Maxwell 3D modeli

Magnetik rezonanslı kuplaj ile çalışan KET sisteminde farklı hava aralıkları için hizalanmış ve hizalanmamış durumlarda tespit edilen verim değerleri Tablo 3'te 3 ayrı program için verilmiştir. Ayrıca hava aralığına göre verimin değişimi şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6: Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı hava aralıklara göre verim grafiği

ANSYS® Maxwell 3D ile manyetik akı dağılımları Şekil 7'deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 7: Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için manyetik akı yoğunluğu dağılımları

ANSYS® Maxwell 3D ile sistemin giriş ve çıkış akımları, alıcı ve verici rezonans kapasitelerinin maruz kaldığı tepe gerilimleri, giriş ve çıkış gerilimleri, giriş ve çıkış güçleri her bir hava aralığı ve konumsal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durum için Tablo 4'te verilmiştir.

3.2. Açısal Olarak Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Karşılaştırması

Aynı hava aralıkları için açısal olarak hizalanmış ve farklı açılarda hizalanmamış durumlar için verim değerleri verilmiştir. Bu bölümde hava aralığı olarak 10 cm hava aralığı değeri seçilmiştir. Bunun sebebi ise 10 cm'den daha düşük hava aralıklarında sistemlerin hizalanma açıları değiştirildiğinde alıcı ve vericinin iç içe girmesidir.

Sistemde L parametresi sistemin akımına bağlı değişen ve lineer olmayan bir parametredir. Açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durum için her bir sistem parametresi Tablo 5'deki gibi hesaplanmıştır.

Tablo 5: 10cm hava aralığı için farklı açılarda hizalanmış KET sistemin ANSYS® Maxwell 3D kullanılarak ölçülen eşdeğer devre parametreleri

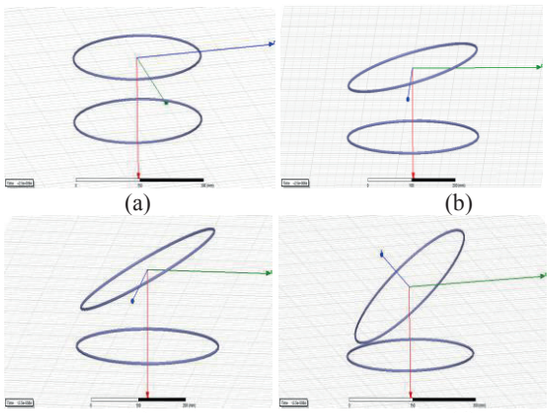
Parametre/Derece	0°	10°	20°	30°
L [nH]	983,8	1023,2	1000,3	984,5
M [nH]	128,3	6,8	2,7	1,5
C [pF]	124	124	124	124

Tablo 3: Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı hava aralıklara göre verim tablosu

Hizalanmış	Hava aralığı							
Programlar	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
MATLAB verim denklemi sonuçları	%91.75	%91.75	%91.75	%91.75	%87.15	%37.29	%12.21	%3.63
PSIM sonuçları	%90.94	%91.93	%91.93	%91.80	%89.80	%72.01	%43.22	%17.77
Maxwell 3D sonuçları	%66.89	%67.79	%65.29	%71.30	%62.76	%21.07	%7.38	%1.42
Hizalanmamış	Hava aralığı							
Programlar	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
MATLAB verim denklemi sonuçları	%91.75	%91.75	%91.66	%77.88	%51.21	%19.13	%7.00	%2.45
PSIM sonuçları	%91.90	%91.90	%91.71	%87.3	%79.23	%55.07	%29.91	%12.71
Maxwell 3D sonuçları	%65.49	%69.67	%66.05	%53.45	%33.44	%11.87	%4.19	%1.42

Devre simülasyonunda KET sistemi tepe gerilimi 100 V olan sinüsoidal gerilim kaynağı ile Şekil 3'te gösterilen şekilde beslenmiştir. Şekil 3'te gösterilen çalışma PSIM devre simülasyon programında yapılmıştır.

Yine aynı devre ANSYS® Maxwell Circuit Editor (MCE) programında Şekil 4'teki gibi modellenmiştir. ANSYS® Maxwell 3D programında ise alıcı ve verici bobinler Şekil 8'teki gibi oluşturulmuş ve MCE programı ile alıcı ve verici sargıların devreleri oluşturulmuştur.

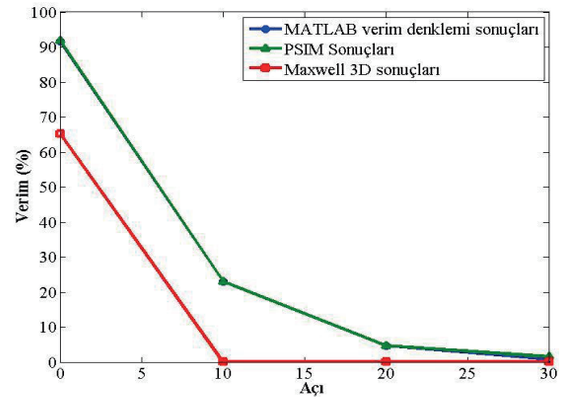


Şekil 8: (a) Hizalanmış, (b) 10° hizalanmamış, (c) 20° hizalanmamış ve (d) 30° hizalanmamış alıcı ve verici ANSYS® Maxwell 3D modeli

Magnetik rezonas kuplajlı KET sisteminin farklı hizalanma açılarına göre verimleri Tablo 6'da 3 ayrı program içinde verilmiştir. Ayrıca bu açıya bağlı verimin değişimi Şekil 9'da gösterilmiştir

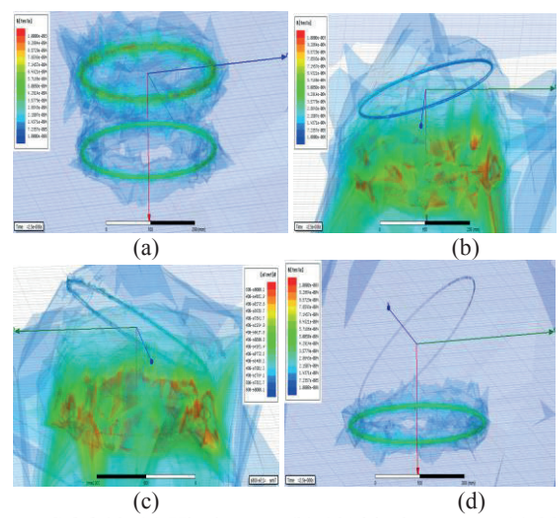
Tablo 6: Açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için verim tablosu

10 cm hava aralığı	Açı			
Programlar	0°	10°	20°	30°
MATLAB verim denklemi sonuçları	%91.75	%23.07	%4.66	%0.756
PSIM sonuçları	%91.93	%23.07	%4.64	%1.5153
ANSYS® Maxwell 3D sonuçları	%65.29	%0.0144	%0.0026	%0.0007



Şekil 9: Açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için verim tablosu

ANSYS® Maxwell 3D ile farklı hizalanma açılarına göre manyetik akı dağılımları Şekil 10'daki gibi gösterilmiştir.



Şekil 10: (a) Hizalanmış, (b) 10° hizalanmamış, (c) 20° hizalanmamış ve (d) 30° hizalanmamış manyetik akı yoğunluğu dağılımları

Tablo 4: Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı hava aralıklarına göre giriş ile çıkış akım, gerilim ve güç tablosu

Hizalanmış	Hava aralığı							
Maxwell 3D	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
Verici Akımı (A)	8.89	10.15	10.69	8.90	18.05	40.19	45.99	48.34
Alıcı Akımı (A)	8.48	9.87	9.75	9.43	12.63	10.97	6.87	3.45
Giriş Gerilimi (V)	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71
Cihaz Gerilimi (V)	42.42	49.35	48.75	47.14	63.14	54.83	34.35	17.24
Giriş Gücü (W)	579	715.25	730.5	623.45	1274.5	2853.5	3251.5	3417.5
Aktarılan Güç (W)	360	487	476.8	444.5	797.5	601.5	240	60.5
Hizalanmamış	Hava aralığı							
Maxwell 3D	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
Verici Akımı (A)	12.08	10.56	13.81	24.26	34.54	44.34	47.59	48.53
Alıcı Akımı (A)	10.52	10.17	11.3	13.52	12.72	8.65	5.33	3.12
Giriş Gerilimi (V)	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71
Cihaz Gerilimi (V)	52.59	50.86	56.51	67.62	63.62	43.26	26.65	15.62
Giriş Gücü (W)	844.5	742.5	967	1711	2442.5	3152	3386	3430.5
Aktarılan güç (W)	553	517.5	638.5	914.5	817	374	142	48.5

ANSYS® Maxwell 3D ile sistemin giriş ve çıkış akımları, alıcı ve verici rezonans kapasitelerinin maruz kaldığı tepe gerilimleri, giriş ve çıkış gerilimleri, girişten verilen güçler ile çıkıştan alınan güçler için hizalanmış durum ve hizalanmamış farklı açılardaki durumlarla Tablo 7'de verilmiştir.

Tablo 7: Açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı açılara göre giriş ile çıkış akımı, gerilim ve güç tablosu

10 cm hava aralığı	Açı			
ANSYS® Maxwell 3D	0°	10°	20°	30°
Verici Akımı (A)	10.69	48.96	49.24	49.44
Alıcı Akımı (A)	9.75	0.33	0.19	0.1
Giriş Gerilimi (V)	70.71	70.71	70.71	70.71
Cihaz Gerilimi (V)	48.75	1.63	0,935	0,525
Giriş Gücü (W)	730.5	3462	3482	3520
Aktarılan Güç (W)	476.8	0.5	0.09	0.025

4. Sonuçlar

Bu çalışmada; manyetik rezonanslı kuplaj ile çalışan KET sistemi için konumsal olarak ve açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumların verime bağlı olarak limitleri incelenmiştir. Yapılan simulasyonlarda hizalanmış durum için; 15-20 cm kadar yüksek verimle güç aktarıldığı, 20 cm'den sonraki hava aralıklarında ise verimin hızlı bir şekilde düştüğü görülmüştür. Konumsal olarak hizalanmamış durum için ise 10 cm hava aralığına kadar yüksek verimle kablosuz enerji transferinin yapıldığı, 10 cm'den sonraki hava aralıklarında ise verimin hızlı bir şekilde düştüğü görülmüştür.

Ayrıca bu çalışmada açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar da ele alınmıştır. Hizalanmamış kablosuz enerji transferinde karşıt endüktans çok fazla düştüğünden ve buna bağlı olarak verimin çok büyük oranda düştüğü bu nedenle hizalanmış kablosuz enerji transferi yapmanın önemi anlaşılmıştır. Ama belirli hava aralığı değerlerine kadar hizalanmamış şekilde de yüksek verimli kablosuz enerji transferinin yapılabileceği gösterilmiştir

Farklı yazılımlar kullanılarak gerçekleştirilen simülasyon sonuçlarına bakıldığında analitik çözümün yapıldığı MATLAB sonuçları ve nümerik çözümün yapıldığı PSIM devre proramında ANSYS® Maxwell 3D yazılımına göre verimin daha yüksek olduğu görülmüştür. Bunun sebebi; MATLAB ve PSIM sonuçlarında kablosuz enerji aktarım sisteminin alıcı ve verici bobinlerdeki deri etkisi ve yakınlık etkisi ihmal edilmişken, ANSYS® Maxwell 3D yazılımında bu etkilerin göz önüne alınmış olmasıdır. Bu tasarımda tek sarım kablo kullanılması ve çok telli kablo (Litz) kullanılmaması sebebiyle deri etkisi ve yakınlık etkisi verimi oldukça düşürmüştür. İlerleyen çalışmalarda bu konuya önem verilmesi, çok telli kablolar kullanılarak KET sistem tasarlanması önem taşımaktadır.

Bu çalışma, belirtilen her bir hava aralığı için rezonans frekansı 13-14 MHz arasında tespit edilerek yapılmıştır.

5. Kaynaklar

[1] Tesla, N., "Apparatus for Transmission of Electrical Energy", U.S. Patent No. 649,621, 1900

[2] Tesla, N., "Means for Increasing the Intensity of Electrical Oscillations," U.S. Patent No. 685,012, 1901

[3] Tesla, N., "Art of Transmitting Electrical Energy through Natural Mediums," U.S. Patent No. 787,412, 1905

[4] Brown, W. C., "Experimental Airborne Microwave Supported Platform," Raytheon Co Burlington, MA Microwave and Power Tube Div, 1965

[5] Sahai, A. ve Graham, D., ''Optical wireless power transmission at long wavelengths'', *IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications* (ICSOS), Santa Monica, 2011, pp. 164–170.

[6] Zaho, J., ''A Contrastive Studies between Magnetic Coupling Resonance and Electromagnetic Induction in Wireless Energy Transmission'', *Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF)*, Dalian-China, 2012, pp. 1-4

[7] Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P., ve Soljacic, M., "Wireless power transfer via strongly coupled magneticresonances," *Science*, vol. 317, pp. 83–86, 2007

[8] Karalis, A., Joannopoulos, J. D., ve Soljacic, M. "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," *Ann. Phys*., vol. 323, pp. 34–48, 2008

[9] Agcal A., Ozcira S. ve Bekiroğlu N., ''Examination of Efficiency Based on Air Gap and Characteristic Impedance Variations for Magnetic Resonance Coupling Wireless Energy Transfer'' *Journal of Magnetics*, vol. 20(1), pp. 57-61, 2015

[10] Agcal A., ''Kablosuz Enerji Transferinde Farklı Hava Aralıkları Ve Karakteristik Empedanslara Göre Verim Analizi'', Yüksek Lisans Tezi YTÜ, 2014

[11] Imura T. ve Hori Y., ''Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula'', *IEEE Trans. Ind. Electron*., vol. 58(10), pp. 4746-4752, 2011

[12] The MathWorks, Simulink SimPowerSystems Toolbox , The MathWorks, Inc., 2009

[13] "PSIM Help", PSIM User Manual, Powersim Inc.

[14] ANSYS® Maxwell v.17 User Guide, Ansoft, 2016

Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarda Mıknatıs Yerleşiminin Performansa Etkisi

Effects of Magnet Positioning on Performance in Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines

Alper Tap , Liridon Xheladini , Taşdemir Aşan , Murat İmeryüz , Murat Yılmaz , Lale T. Ergene

Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
tap@itu.edu.tr, djeladini@itu.edu.tr, asan@itu.edu.tr, imeryuz@itu.edu.tr, myilmaz@itu.edu.tr, ergenel@itu.edu.tr

Özet

Senkron Relüktans Motorları (SynRM) ve Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorları (PMaSynRM) günümüzün en popüler motorlarındandır. Bu popülerliğin sebebi olarak artan verimlilik ve az bakım gerektirmesi gösterilebilir. SynRM ve PMaSynRM'ler fırçasız yapıları, rotorlarında iletken bulunmayışı ve akı bariyerli boşluklu yapıdaki rotoru nedeniyle oluşan az bakım gereksinimi, düşük malzeme kullanımı, düşük maliyetleri ve üretim kolaylıkları sebebi ile tercih edilmektedirler. PMaSynRM'lerin en büyük problemi olan moment titreşimini azaltmak için literatürde yapılan birçok çalışma vardır. Bunlar stator ve rotor tarafı olarak ikiye ayrılır. Fakat yoğunlukla rotor tasarımının performansa etkisi üzerinde durulmaktadır. Bu çalışmada Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarında rotorun akı bariyerleri içerisine yerleştirilen sürekli mıknatısların konumlarının ve hacimlerinin makinenin performansına etkisi incelenmiştir. Bu inceleme ortalama moment, moment titreşimi, güç faktörü ve verim temelinde yapılmıştır. İlk aşamada referans SynRM modellenmiş ve modelin test sonuçları ile tutarlılığı gösterilmiştir. Ardından farklı sürekli mıknatıs yerleşim ve hacim kombinasyonlarına sahip oluşturulan modeller geometrileri ve sonuçları ile birlikte karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Senkron Relüktans Motor, Sürekli Mıknatıs Desteki Senkron Relüktans Motor, Sürekli Mıknatıs, Sürekli Mıknatıs Demanyetizasyonu, Sonlu Elemanlar Yöntemi

Abstract

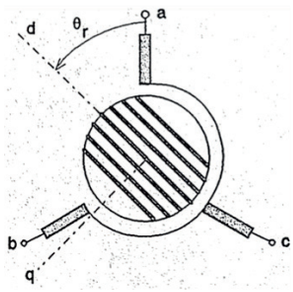
Synchronous Reluctance Motors and Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors have gained a lot of attention in the recent years. This attention is due to their advantages compared to other motors such as induction motor. Lacking an exciter circuit, windings or a squirrel cage in the rotor means no rotor conductor losses and a cooler rotor. The flux barriers inside the rotor means there is less magnetic material is used for the same rotor diameter compared to an induction motor. Being a brushless design means there are less periodic maintenances. Also the control of the SynRMs and PMASynRMs are easier compared to induction motor and they have a wide speed range. Such advantages made the researchers concentrate on the subject and a lot of progress is made for tackling the SynRMs and PMASynRMs biggest drawback: the torque ripple. A lot of design methods were proposed to reduce the torque ripple. These structural design concerns can be considered as stator side and rotor side methods. In this study, the placement of permanent magnets inside a PMASynRM rotor is investigated in terms of magnet position and magnet volume. First the reference SynRM is modelled and compared with the test results to validate the used method. Following that, models with different magnet positions and volumes are constructed and analyzed. The results are shown comparatively at the end.

Keywords: Synchronous Reluctance Motor, Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, Permanent Magnet, Permanent Magnet Demagnetization, Finite Element Method

1. Giriş

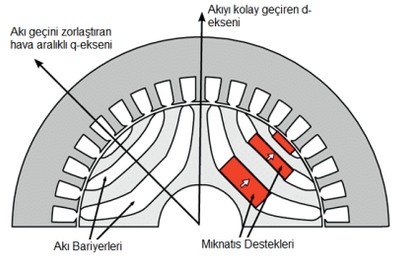
Senkron Relüktans ve Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorları günümüzde yoğun ilgi ile karşılaşmakta ve popülerliği günden güne artmaktadır. Yüksek verim ve yüksek güç yoğunluklu tasarımların gündeme gelmesi ile SynRM ve özellikle PMaSynRM'ler hala çok yaygın olarak kullanılan Asenkron Motor ve Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara karşı güçlü bir alternatif olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu sebeple literatürde SynRM ve PMaSynRM'ler üzerine çalışmalara sıkça rastlanmaktadır.
SynRM'ler ve PMaSynRM'ler relüktans momenti ile yüklerini sürerler. Yapısal olarak diğer çok fazlı alternatif akım motorları ile hem benzerlikleri hem farklılıkları vardır. Stator yapısı herhangi bir AC motor ile aynıdır. Dağıtık sargılı veya konsantrik sargılı olabilirler. Rotor yapısı ise relüktans momentini en büyük yapacak biçimde özel bir süreç ile tasarlanmaktadır. Relüktans momenti manyetik olarak anizotropik bir yapının manyetik alan içerisinde bulunması ile oluşur. Bu moment, manyetik alan içerisindeki yapının farklı yollar üzerinde farklı relüktans değerlerine sahip olması ile, yani belirli bir akı yolunun daha düşük relüktansa sahip olması ve daha fazla mıknatıslanması ile indüklenir. İndüklenen moment manyetik alan ve düşük relüktans ekseni arasındaki açı ile doğrudan ilintilidir. Buradaki manyetik anizotropiklik veya sık bilinen adı ile çıkıklık, rotor tarafındaki geometri ile

tasarım aşamasında sağlanır. Öncelikle relüktans momentini tanımlamak için gerekli olan düşük ve yüksek relüktansa sahip manyetik akının geçeceği yollara zahiri eksenler tanımlanır. Bu eksenler düşük relüktans yolunda d-ekseni, yüksek relüktans yolunda q-ekseni olarak adlandırılır. q-ekseninin relüktansını artırarak manyetik akının d-ekseni üzerinden geçmesi istenir. Bu durum d-ekseni relüktansını olabildiğince düşük tutarak sağlanabilir. Bu noktada q-ekseni üzerinde relüktansı yükseltmek için en sık uygulanan yöntem akı bariyeri yöntemidir. q-ekseni üzerinden akacak olan akıya karşı en fazla manyetik direnci oluşturabilmek amacı ile q-ekseni dik bir biçimde ve her bir kutup altında rotor boyunca uzanan hava aralıkları eklenir. Bu yapılara akı bariyeri adı verilir ve bu yapının kullanıldığı rotorlar akı bariyerli rotorlar olarak adlandırılır. Şekil 1'de akı bariyerli bir rotor yapısı görülebilir.



Şekil 1: İki kutuplu akı bariyerli bir SynRM [1].

Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarda ise akı bariyerleri içerisine sürekli mıknatıslar yerleştirilir. Bu sürekli mıknatıslar, statordan gelen ve q-ekseni üzerinden geçen akıyı azaltacak şekilde akı yönlerine de dikkat ederek konumlandırılır. Şekil 2'de bir PMaSynRM rotoru verilmiştir.



Şekil 2: Bir PMaSynRM Rotoru [2].

Hem SynRM hem de PMaSynRM'nin matematik modeli incelendiğinde Denklem 1.1'de verilen moment ifadesi görülecektir. Bu moment ifadesi incelendiğinde, d ve q eksenleri arasındaki indüktans farkı büyüdükçe indüklenen momentin büyüyeceği görülebilir. Dolayısı ile tasarım yapılırken en önemli nokta bu iki eksen endüktansları arasındaki farkı maksimize etmektir. Sürekli Mıknatıs desteğinin momente olan katkısı da ayrıca Denklem 1.1'de görülebilir. Mıknatısın sebep olduğu uyarma akısının d ve q ekseni bileşenleri kalın yazı ile vurgulanmıştır.

$$T_e = \frac{3}{2} p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d + \boldsymbol{\lambda_{dm} i_q} - \boldsymbol{\lambda_{qm} i_d}) \quad (1.1)$$

Bir SynRM ve PMASynRM'nin en büyük problemi moment titreşimidir. Moment titreşimini azaltmak amacı ile tasarım aşamasında geometri ile ilgili birçok parametreyi göz önünde bulundurmak gerekir. Bu amaçla literatürde yapılan çok sayıda çalışma vardır. Literatür incelendiğinde, tasarım aşamasında rotordaki akı bariyeri sayısı ve stator oluk sayısını kombinasyonlarının doğru seçilmesi, doğru izolasyon oranı seçimi, stator oluk sayısını artırıp azaltmanın uzay harmoniklerine etkileri, rotor ve stator burma teknikleri, oluk şekli ve oluk açıklığının etkileri, statorda kullanılan sargı tiplerinin (dağıtık, konsantrik, tek katman, çift katman v.b.) etkileri ve mıknatıs yerleşimindeki konumlar ve hacimler gibi birçok farktörün hem ortalama momente hem de moment titreşimine ciddi etkileri olduğu görülmektedir [3-6].

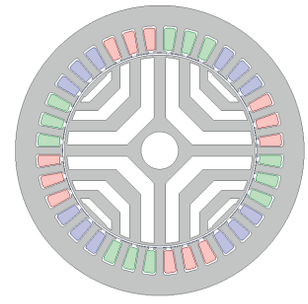
Bu parametreler arasında tanımlanan izolasyon oranı Denklem 1.2'de görülmektedir. Hem d-ekseni hem de q-ekseni için toplam hava uzunluğunun toplam demir uzunluğuna oranı olarak tanımlanmıştır ve SynRM ve PMASynRM tasarımındaki en önemli kriterlerden biridir.

$$k_{d,q} = \frac{\sum Hava\ Uzunluğu(d,q)}{\sum Demir\ Uzunluğu(d,q)} \quad (1.2)$$

Bu bilgiler ışığında referans bir SynRM önce Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) kullanan bir paket program ile modellenmiş ve SEY sonuçları verilmiştir. Ardından bu referans motorun akı bariyerleri içerisine çeşitli kombinasyonlar ile mıknatıslar yerleştirilmiş ve motorun işletmede istenen momenti verdiği modeller kendi içlerinde mıknatıs hacimleri, mıknatıs konumları, güç faktörleri ve verimleri bakımından karşılaştırılmıştır. Çalışmada yerleştirilen mıknatısların yerleştirildikleri bariyerlerin ve yerleştirildikleri eksenin moment üretimine, moment titreşimine ve verime etkileri incelenecektir.

2. Referans SynRM

Çalışmada referans olarak alınan SynRM Şekil 3'de görülmektedir. Geometri SEY programında modellenmiştir ve sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Referans motor üç fazlı, 36 oluklu dağıtık stator sargısına sahiptir. Dört kutuplu olup rotorunda kutup başına üç akı bariyeri vardır. d ve q-eksenleri izolasyon oranları sırası ile 1 ve 0.9'dur.



Şekil 3: Referans motor geometrisi

Tablo1: Referans SynRM değerleri

İşletme Akımı	1,62 A
İşletme Hızı	563 min^{-1}
İşletme Momenti	0,565 Nm
Hava aralığı	0,8 mm
Stator çapı	120 mm
Paket boyu	35 mm
k_d	1

k_q	0,9

Tablo 2'de referans motorun anma çalışmasındaki SEY analizindeki hız, moment, moment titreşimi, akım, güç faktörü ve verimi verilmiştir.

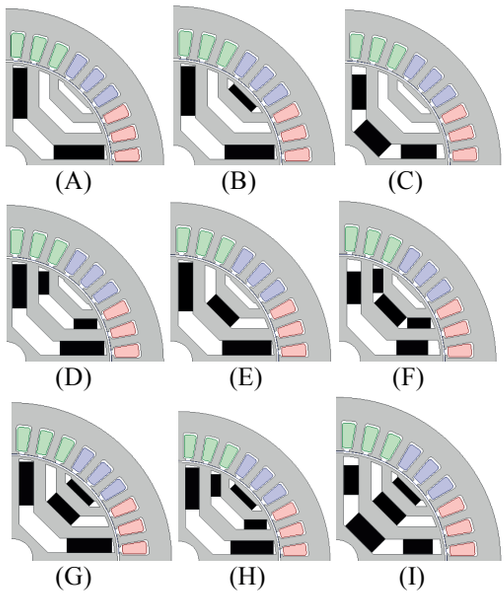
Tablo 2: Referans SynRM analiz sonuçları

Akım (rms, A)	1,62
Hız [min^{-1}]	563
Moment [Nm]	0,565
Mutlak Titreşim [Nm]	0,075
Moment Titreşimi [%]	13,27
Güç faktörü	0,696
Verim [%]	38,4

Referans motor geniş bir hız aralığında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Motorun işletmedeki hızı 563 min^{-1}'de 1.2 Nm moment üretmesi istenmektedir. Bunun için referans motorun akı bariyerlerinin içerisine çeşitli şekillerde mıknatıslar yerleştirilecek ve aynı akım değerinde istenilen çalışma koşuluna ulaşması sağlanacaktır.

3. Mıknatıs Yerleşim Kombinasyonları

Referans SynRM'nin akı bariyerleri içerisine sürekli mıknatıslar yerleştirilerek bir PMaSynRM haline getirilmiştir. Mıknatıslar, manyetik alan yönü statorun q-ekseni akısını azaltacak şekilde olmalıdır. Bu koşul gözetilerek hem d-ekseni boyunca, hem de q-ekseni üzerine farklı kombinasyonlar ile mıknatıslar yerleştirilerek birçok model oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modellerden performans hedefleri olan 563 min^{-1} devir hızında, 1.2 Nm moment üreten modeller geometrileri ve analiz sonuçları ile birlikte aşağıda verilmiştir. Şekil 4'de bu modeller görülmektedir.



Şekil 4: Farklı mıknatıs kombinasyonlarına sahip modeller

Oluşturulan SEY modelleri anma akımında sinüsoidal bir akım kaynağı ile sürülerek mıknatıs yerleşimlerinin ve hacimlerinin ortalama momente, moment titreşimine, güç faktörüne ve verime etkisi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar tablo halinde Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 3: Farklı mıknatıs yerleşimlerine sahip modellerin SEY analizi moment ve moment titreşimi sonuçları

Model	Mıknatıs Hacmi [cm^3]	Moment [Nm]	Mutlak Titreşim [Nm]	Titreşim [%]
Ref.	0	0,565	0,075	13,27
A	25,64	1,21	0,103	8,51
B	28,71	1,2	0,125	10,42
C	29,79	1,22	0,127	10,41
D	31,01	1,22	0,113	9,26
E	32,32	1,22	0,1	8,20
F	32,39	1,23	0,137	11,14
G	34,37	1,2	0,11	9,17
H	35,14	1,22	0,12	9,84
I	37,72	1,21	0,112	9,26

Tablo 4: Farklı mıknatıs yerleşimlerine sahip modellerin SEY analizi güç faktörü ve verim sonuçları

Model	Güç Faktörü	Verim [%]
Ref.	0,696	38,4
A	0,895	57,2
B	0,895	57
C	0,902	57,43
D	0,897	57,36
E	0,896	57,5
F	0,899	57,56
G	0,89	56,8
H	0,899	57,52
I	0,894	57,18

Elde edilen modellerin SEY sonuçları incelendiğinde motorun istenilen moment değerine ulaştığı görülmektedir. Referans motor geniş bir hız aralığına sahiptir. Düşük hız işletme koşullarında mıknatıs yerleştirilmeden düşük verime sahip olduğu görülmektedir. Mıknatıs eklenmiş modellerde ise yaklaşık % 20'lik bir verim artışı sağlanmıştır. Hedeflenen 1.2 Nm'lik momente tüm modellerde ulaşılmıştır. Motorun işletme hızında (563 min^{-1}) tüm modellerin verimi ve güç faktörü birbirine çok yakındır, yaklaşık % 57 ve 0.9'dur. Motorun işletme hızı anma hızından farklıdır.

Motorun mıknatıslarının bariyerlere ve eksenlere göre dağılımı Tablo 5'de verilmiştir.

Tablo 5: Toplam mıknatıs hacminin bariyerlere göre dağılımı

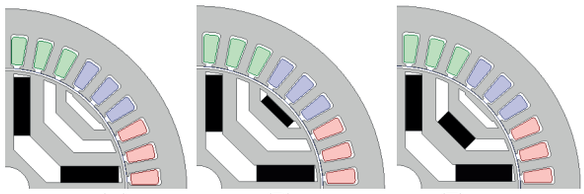
Bariyer Sayısı		1. Bariyer		2. Bariyer		3. Bariyer	
Eksen		d	q	d	q	d	q
Mıknatıs hacimleri [cm^3]	A	25,64	0	0	0	0	0
	B	24,58	0	0	0	0	4,13
	C	18,18	11,62	0	0	0	0
	D	22,50	0	8,52	0	0	0
	E	24,58	0	0	7,74	0	0
	F	16,13	0	8,52	7,74	0	0
	G	22,50	0	0	7,74	0	4,13
	H	22,50	0	8,52	0	0	4,13
	I	14,23	11,62	0	7,74	0	4,13

Bununla beraber yüksek güç faktörü ve görece düşük verimin sebebi olarak, motorun dağıtık sargıları ve paket boyunun kısalığı nedeniyle sargı uçlarının oluşturduğu yüksek dirençten kaynaklı bakır kayıpları gösterilebilir.

Tablo 6: Toplam mıknatıs hacimlerinin eksenlere göre dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
28,71	B	24,58	4,13
29,79	C	18,18	1,62
31,01	D	31,01	0
32,32	E	24,58	7,74
32,39	F	24,65	7,74
34,37	G	22,50	11,87
35,14	H	31,01	4,13
37,72	I	14,23	23,49

Tablo 5 ve 6'daki sonuçlar kullanılarak mıknatıs yerleşimlerinin bariyerlere ve eksenlere göre performansa etkileri incelenebilir. Öncelikle, yerleştirilen mıknatısların içten dışa doğru 1. , 2. veya 3. bariyere yerleştirilmesinin ve q-ekseni veya d-ekseni üzerine yerleştirilmesinin motorun momentine, moment titreşimine ve verime etkileri incelenmiştir. Motor momentinin tüm modellerde yaklaşık 1,2 Nm olduğu dikkate alındığında işletme büyüklüklerindeki değişim, kullanılan sürekli mıknatıs hacimleri ve bu mıknatıs hacminin ne kadarının hangi bariyere yerleştirildiği veya ne kadarının hangi eksen üzerine yerleştirildiği ile ilintilidir. Elde edilen sonuçlardan mıknatıs yerleşimi ile ilgili modeller ikişerli olarak karşılaştırılarak, mıknatıs yerleşimi açısından en uygun noktalar yorumlanacaktır.



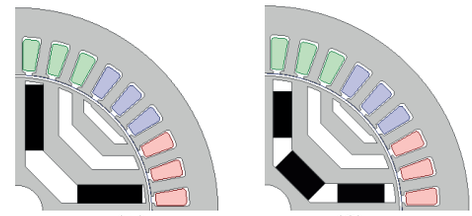
(A) (B) (E)

Şekil 5: Model A, B ve E

Tablo 7: Modeller A, B ve E'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
28,71	B	24,58	4,13
32,32	E	24,58	7,74

Şekil 5 ve Tablo 7'de görülen A, B ve E modelleri incelendiğinde d-ekseni boyunca yerleştirilen mıknatıs hacimlerinin B ve E modellerinde eşit olduğu, A modelinde ise B ve E modeline göre 1,06 cm^3 daha fazla olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, B ve E modellerinde, q-ekseni üzerinde de mıknatıslar vardır. Bu üç modelin 1,62 A akım değerinde ve 563 min^{-1} devir hızında ürettiği momentler yaklaşık olarak eşittir ve sırasıyla 1,21, 1,2 ve 1,22 Nm değerindedir. Bu noktadan hareketle q-ekseni üzerine 2. ve 3. bariyerlere yerleştirilen mıknatısların moment üretimine katkısının çok az olduğu sonucuna varılmaktadır. Toplam mıknatıs hacmi B modelinde 3,07 cm^3 ve E modelinde 6,68 cm^3 daha fazladır. Bunun yanı sıra, q-eksenine yerleştirilen mıknatısların moment üretimine katkısının çok az olmasına karşın, moment titreşimine ve verime etkisinin olduğu söylenebilir.



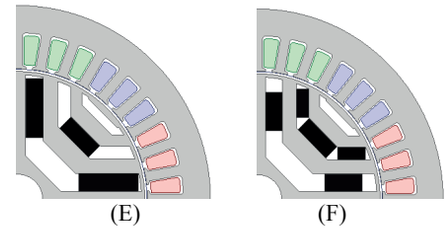
(A) (C)

Şekil 6: Modeller A ve C

Tablo 8: A ve C modellerinin mıknatıs hacimlerinin eksenlere göre dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
29,79	C	18,18	11,62

Mıknatıs dizilimlerinde Şekil 6 ve Tablo 8'de verilen modeller A ve C incelendiğinde d-ekseni boyunca bulunan mıknatısların bir kısmının q-eksenine taşındığı ve toplam mıknatıs hacminin de arttığı görülmektedir. Toplam mıknatıs hacmi artmasına rağmen yine üretilen moment 1,2 Nm'dir Bunun yanı sıra moment titreşimi de %8,51'den %10,41'e çıkmıştır. Bu durum moment titreşimi açısından mıknatısların d-ekseni boyunca yerleştirilmesinin daha uygun olduğunu göstermektedir.



(E) (F)

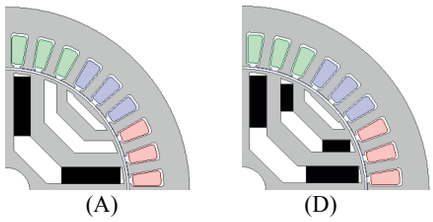
Şekil 7: Modeller E ve F

Tablo 9: E ve F modellerinin mıknatıs hacimlerinin eksenlere göre dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
32,32	E	24,58	7,74
32,39	F	24,65	7,74

Şekil 7 ve Tablo 9'da verilen modeller ve sonuçları incelendiğinde q-ekseni mıknatısları sabit kalmak üzere d-ekseni birinci bariyerdeki mıknatısların bir kısmının d-ekseni ikinci bariyerine aktarıldığı görülmektedir. Tablo 3'deki sonuçlara göre toplam mıknatıs hacmi yaklaşık 4 cm^3 artmasına karşın, moment 1,2 Nm değerinde sabit kalmaktadır. Bu durumda, mıknatısların d-ekseninde dış

bariyerlere yerleştirilmesi durumunda, bariyer sayısında rotor dışına doğru gidildikçe mıknatısın momente olan etkisinin azaldığından söz edilebilir. Bu durum SynRM'lerde akının büyük bileşeninin d-ekseni üzerinden akmasının bir sonucudur. Dolayısı ile d-eksenine yakın mıknatıslar manyetik alan ile daha iyi etkileşime girmektedir. E ve F modelleri moment titreşimi açısından incelendiğinde, q-ekseni mıknatıs hacmi sabit tutularak, mıknatısların bir kısmının d-ekseninin birinci bariyerinden ikinci bariyerine aktarılmasının moment titreşimini artırdığı görülmüştür. Bu sonuç, mıknatısların d-ekseni boyunca ve olabildiğince d-eksenine yakın yerleştirilmesi gerektiği sonucunu desteklemektedir.



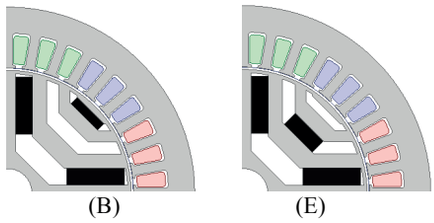
(A) (D)

Şekil 8: Modeller A ve D

Tablo X: Modeller A ve D'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
31,01	D	31,01	0

Şekil 8, Tablo 6 ve Tablo 10 incelendiğinde A modelinin birinci bariyer d-ekseni yönünde yerleştirilen mıknatısının hacminin 3,14 cm^3 azaltıldığı ve mıknatısın yine d-ekseni yönünde ikinci bariyerine 8,52 cm^3 mıknatıs eklendiği görülmektedir. Toplam mıknatıs hacmi 5,37 cm^3 artmasına rağmen moment yine 1,2 Nm değerinde sabit kalmıştır. Bununla birlikte d-ekseni 1. bariyerinde en iyi performansı veren mıknatıs hacminin azalması ile moment titreşiminin yaklaşık % 1 arttığı görülmektedir. Bu sonuç E ve F modellerinde moment titreşimi bakımından varılan sonucu desteklemektedir.



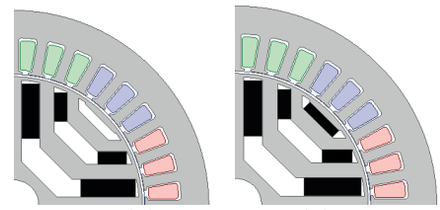
(B) (E)

Şekil 9: Modeller B ve E

Tablo 11: Modeller B ve E'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
28,71	B	24,58	4,13
32,32	E	24,58	7,74

Şekil 9 ve Tablo 11'deki B ve E modelleri incelendiğinde E modelindeki toplam mıknatıs hacmi fazla olmasına karşın üretilen momentlerin 1,2 Nm olduğu görülmektedir. Bunun yanı sıra, q-eksenindeki mıknatıs hava aralığına yaklaştıkça moment titreşimi artmaktadır. Tablo 3 incelendiğinde, E modelindeki q-ekseni ikinci bariyer mıknatısının birinci bariyere taşınması, mıknatıs hacmini küçültmesine rağmen, moment titreşimini yaklaşık olarak % 2 oranında artırmıştır. B ve E modelleri karşılaştırmasından q-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatısların, hava aralığına yakın bariyerlere gidildikçe moment titreşimini artırdığı sonucuna ulaşılmaktadır. Mıknatıs q-ekseninde mile doğru yaklaştıkça titreşim azalmaktadır.



(D) (H)

Şekil 10: Modeller D ve H

Tablo 12: Modeller D ve H'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm^3]		Mıknatıs Hacmi [cm^3]	
		d-ekseni	q-ekseni
31,01	D	31,01	0
35,14	H	31,01	4,13

Şekil 10, Tablo 3 ve Tablo 12 incelendiğinde modeller D ve H'nin d-eksenleri mıknatıs hacimleri aynı iken q-ekseni üçüncü bariyerine eklenen mıknatısın etkisi görülebilir. d-ekseni boyunca birinci ve ikinci bariyer mıknatısları sabit tutularak, q-ekseni üzerinde üçüncü bariyere 4,13 cm^3 mıknatıs eklenmiştir. Bu durumda moment titreşimini % 0,6 artarken üretilen moment aynı değerde kalmıştır. Dolayısı ile q-ekseni üzerinde üçüncü bariyere eklenen mıknatısın en düşük etkiyi yaptığı söylenebilir.

4. Sonuçlar

Kurulan ve SEY ile analizleri yapılan PMaSynRM'lerin sonuçları incelendiğinde, q-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatısların moment üretimi katkıları, d-ekseni boyunca yerleştirilen mıknatıslara göre çok daha düşüktür. Dolayısı ile aynı hacimde mıknatıslar yerleştirilirken aynı hacimden maksimum performans elde edebilmek için mıknatıslar d-eksenine yerleştirilmelidir. Bununla beraber d-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatısların hava aralığına yaklaşması moment titreşimini azaltmaktadır.

Diğer taraftan mıknatısların en iyi performansı verdiği akı bariyeri merkeze en yakın olan birinci akı bariyeridir. Milden yarıçapsal olarak dışa doğru gidildikçe bariyerlere eklenen mıknatısların etkileri giderek azalmaktadır. Ayrıca d-ekseni üzerine ikinci bariyere yerleştirilen mıknatıslar ve q-ekseni üzerinde yerleştirilen mıknatıslar hava aralığına yaklaştıkça moment titreşimini artırmaktadır.

5. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu'nun 115E416 no'lu projesi ve İTÜ Bilimsel Araştırma Projeleri Biriminin ITU-BAP-39466 no'lu araştırma projesinin destekleri ile hazırlanmıştır.

6. Kaynaklar

[1] I. Boldea, Reluctance Synchronous Machines and Drives. Clerandon Press, Oxford, 1996

[2] Bianchi, N., Bolognani, S., Carraro, E., Castiello, M., Fornasiero, E., "Electric Vehicle Traction Based on Synchronous Reluctance Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 6, pp

[3] Morimoto, S., Sanada,M., & Takeda Y. (2001). Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operationi IEEE Transactions on Industry Applications, 37 (5), 1234-1240.

[4] Vagati, A., Pastorelli, M., Francheschini, G., & Petrache, S. C. (1998). Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(4), 758-765.

[5] Wang, K., Zhu, Z. Q., Ombach, G., Koch, M., Zhang, S., & Xu, J. (2013, March). Optimal slot/pole and flux-barrier layer number combinations for synchronous reluctance machines. In Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013 8th International Conference and Exhibition on (pp. 1-8) IEEE.

[6] Dulanto, A. O. Design of a synchronous reluctance motor assisted with permanent magnets for pump applications. Yüksek Lisans Tezi, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, 2015

Tümleşik Modüler Motor Sürücü Sistemi Tasarımı
Design of an Integrated Modular Motor Drive System

Mesut Uğur[1], Ozan Keysan[2]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
ugurm@metu.edu.tr

[2]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
keysan@metu.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, bir Tümleşik Modüler Motor Sürücü (TMMS) sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir. TMMS sistemi için modüler bir kesirli oluklu, konsantre sargılı (FSCW), sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) ile birlikte Galyum Nitrat (GaN) teknolojisine dayalı modüler motor sürücü güç katı tasarımı yapılmıştır. Konvansiyonel sistemlere göre %2'lik verim artışı sağlanmıştır. Tümleşik motor sürücü sistemine uygun DA bara kondansatör seçimi gerçekleştirilmiştir. Interleaving tekniği kullanılarak kondansatör boyutu, sığa ve akım gereksinimi yaklaşık yarı yarıya azaltılmıştır. Tasarlanan sistemin başarımı, MATLAB/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile elde edilmiştir. TMMS sistemi ile konvansiyonel sistemlerde mümkün olmayan 15 W/cm^3'ün üzerinde güç yoğunluğuna ulaşılmıştır.
Anahtar kelimeler: Tümleşik modüler motor sürücü, sabit mıknatıslı senkron motor, galyum nitrat, DA bara kondansatör bankası

Abstract

In this study, design of an Integrated Modular Motor Drive (IMMD) System is performed. Design of a modular fractional slot concentrated winding (FSCW) permanent magnet synchronous motor (PMSM) and the modular motor drive power stage is performed which is based on Gallium nitride (GaN) technology. The efficiency of the motor drive is increased by 2% compared to conventional motor drive system. Selection of optimum DC bus capacitor suitable for the IMMD is achieved. DC Link capacitor bank size is reduced to its half in terms of both capacitance and current requirement with the utilization interleaving technique. The performance of the designed system is obtained via the simulations carried on MATLAB/Simulink. Power density values larger than 15 W/cm^3 has been achieved with the IMMD system which is not possible for a conventional drive.
Keywords: Integrated modular motor drive, permanent magnet synchronous motor, gallium nitride, DC bus capacitor bank

1. Giriş

Geleneksel motor sürücü sistemlerinde, motor sürücü üniteleri ayrı birimler olarak kullanılır ve motora uzun kablolar ile bağlanırlar. Motorun ve sürücünün ayrı birimler olarak bulunması, sistemin toplam hacminin ve ağırlığının artmasına, böylece toplam güç yoğunluğunun azalmasına neden olmaktadır. Özellikle elektrikli çekiş sistemlerinden ve havacılık ve uzay uygulamalarında güç yoğunluğunun azaltılması önemlidir [1]. Buna ek olarak, uzun kablo bağlantılarından dolayı, darbe genişlik modülasyonu (PWM) operasyonu ile motor sargılarında geçici rejim yüksek gerilimleri oluşmakta, bu gerilimler yüzünden stator sargılarındaki izolasyonun üzerinde kaçak akımlar meydana gelmekte ve bu da izolasyonların yıpranmasına neden olarak motor ömrünü kısaltmaktadır [2].

Son yıllarda, bahsedilen problemlere çözüm olabilecek, Tümleşik Modüler Motor Sürücüler (TMMS) kavramı ortaya atılmıştır. Buna göre, motor sürücü sisteminde yer alan tüm sürücü bileşenleri (güç katı, kontrol elektroniği, pasif elemanlar ve soğutucu) motor üzerine bütünleştirilebilir ve böylece tek bir tümleşik birim elde edilir [1]. Bu sayede motor sürücü sisteminin güç yoğunluğu önemli ölçüde arttırılabilmektedir [3],[4]. Buna ek olarak, panoların ve bağlantı elemanlarının elimine edilmesinden dolayı % 20'ye varan maliyet azaltılması mümkün olmaktadır. Ayrıca, bağlantı kablolarının olmamasından dolayı motor ömrü uzatılabilmekte ve elektromanyetik girişim (EMI) problemleri en aza indirgenebilmektedir [5].

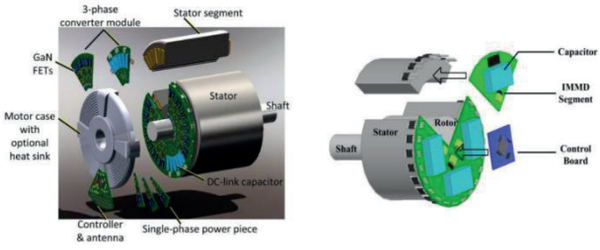
Bu uygulamada sistem ayrıca, toplam gücü eşit olarak paylaşan alt parçalara bölünerek modüler hale getirilmektedir. Bu sayede, sistemin hata toleransı büyük oranda artmaktadır, yani sistem bir veya daha fazla birimde hata oluşması durumunda bile düşük güçte çalışmaya devam edebilmektedir [6],[7]. Bunun yanında, her bir birim ve sargı üzerindeki gerilim düşürülebilmekte ve böylece düşük dayanma gerilimine sahip güç yarıiletkenleri kullanılabilir hale gelmektedir [8]. Isı üreten parçaların daha geniş bir alana yayılmasından dolayı da güç elektroniğinin ısıl başarımı iyileştirilmekte ve sıcak nokta oluşumu olasılığı azalmaktadır. Buna ek olarak, modüler yapı sayesinde, üretim, kurulum, bakım ve onarım maliyetleri düşürülebilmektedir [1],[8].

Tüm bu avantajların yanında, motorun ve sürücünün bütünleştirilmesinden dolayı pek çok zorlukla

karşılaşılmaktadır [8]. İlk olarak, sürücüdeki tüm elemanları küçük bir hacme yerleştirmek, boyut optimizasyonu ve parçaların en uygun şekilde yerleştirilmesini gerektirmektedir. Ayrıca, motorun ve sürücünün aynı anda soğutulması zordur ve detaylı ısıl analiz gerektirmektedir. Buna ek olarak, tüm elektronik devre elemanları doğrudan fiziksel titreşime maruz kalmaktadır [6]. Pasif elemanların boyutunu küçültmek için Galyum Nitrat (GaN) gibi yeni nesil geniş bant aralıklı (WBG) güç yarıiletkenlerinin yüksek anahtarlama frekansında kullanımı önerilmiştir [8]. Bu yarıiletkenler ile ayrıca yüksek verimlere çıkılarak soğutucu boyutunu küçültmek de mümkündür. Yüksek frekansta GaN kullanıldığında, hem kapı sürücü devresinde hem de güç katında yer alan parazitik bileşenler kritik hale gelmekte ve devre yerleşim tasarımı önem kazanmaktadır [3].

2. TMMS Teknolojisi İncelemesi

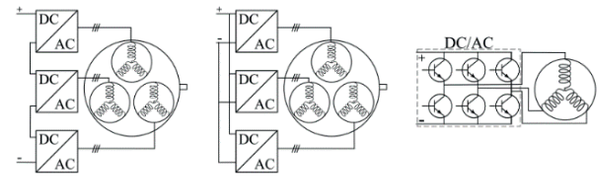
Motor sürücünün motorla bütünleştirilmesi farklı şekillerde yapılabilmektedir. Bu makalede, stator nüvesi üzerinde bütünleştirme adı verilen ve sistemi aynı zamanda modüler haline getiren yapı üzerinde durulmuştur. Bu yapıda her bir parça, bir bölünmüş stator kutbu, konsantre sargı ve denetleyicisi üzerinde olan ve ilgili stator sargısına özel güç çeviricisinden oluşur. Bahsedilen TMMS yapısına dair örnekler Şekil 1'de incelenebilir [1].



Şekil 1. TMMS örnekleri [1]

Geleneksel motorlarda genellikle farklı kutuplardaki stator sargıları seri bağlanarak her bir fazda tek bir sargı elde edilir. Modüler motorlarda ise kutup sargıları farklı motor sürücülere bağlanırlar. Bu nedenle bu tip motorlara ayrık sargılı motorlar da denir. Bu yapı sayesinde sistem modüler hale gelmekte, yedeklilik özelliği ve hata toleransı artmaktadır. Ayrıca motor sürücü parçalarının farklı şekillerde bağlanabilmesi sayesinde tasarımdaki esneklik artmaktadır. Konsantre sargılı motorlar üretim kolaylığı açısından ve modüler stator yapısına uygunluğundan dolayı tercih edilmektedir. FSCW-PMSM motorlar, yüksek güç ve moment yoğunluğuna, yüksek verime, düşük vuruntu momentine sahiptir ve hata toleransları iyidir [9].

Motor sürücü çeviricileri için, sistemin çalışma değerlerine bağlı olarak çeşitli topolojiler ortaya atılmıştır. TMMS'lerde çok sayıdaki motor sürücü parçalarının DA bara üzerinde seri ve/veya paralel olarak bağlanabilmesi ile bu topolojiler büyük oranda çeşitlendirilebilmektedir. Şekil 2'de geleneksel motor sürücü yapısı ve ayrık sargılı motor yapısı farklı tipte çevirici bağlantıları için gösterilmiştir [8]. Ayrıca, ayrık sargı yapısından dolayı sürücülerin bağlandığı yükün doğası gereği izole olması sayesinde çeviriciler arasında dolaşım akımları oluşmamaktadır. Yüksek DA bara gerilimi olduğu durumda bu özellik kullanılarak, düşük gerilim değerlerine sahip yarıiletken anahtarların kullanılması ile oluşturulan sürücü parçaları DA bara üzerinde seri bağlanabilmektedir. Bu durum, yeni nesil yüksek güç yarıiletkenlerinin (GaN gibi) motor sürücülerde kullanılmasına olanak vermiştir.



Şekil 2. Ayrık sargılı motor yapısı ve farklı tipte motor sürücü bağlantıları [8]

TMMS uygulamaları WBG yarıiletkenlerinin kullanımına oldukça uygundur, çünkü bu tip yarıiletkenler düşük iletim durumu direncine, yüksek anahtarlama hızına ve yüksek maksimum jonksiyon sıcaklığına sahiptirler. Geleneksel yarıiletkenlerle (IGBT gibi) yapılan yüksek güç uygulamalarında anahtarlama frekansı 20 kHz ile sınırlı iken Silikon Karbür (SiC) veya GaN gibi yarıiletkenlerde kW mertebesinde dahi 100 kHz'e kadar çıkılabilmektedir. Düşük iletim direncinden dolayı iletim kayıplarının düşürülebilmesi, yüksek anahtarlama hızlarından dolayı yüksek anahtarlama frekanslarında çalıştırılabilmesi ve böylece sürücü sistemi pasif elemanlarının boyutlarının küçültülebilmesi ve ısıl başarımlarının iyi olmasından dolayı TMMS uygulamalarına yönelik ilk örnek çalışmalarında GaN transistorları sıklıkla tercih edilmiştir [8], [10]. GaN ile geliştirilen TMMS sistemlerinin verimleri de, hem anma değerlerinde hem de tüm güç çıkışı aralığında yüksek olmuştur [10].

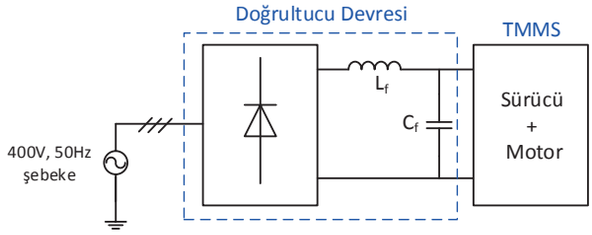
TMMS uygulamalarında DA baranın modellenmesi ve DA bara kondansatörü seçimi özellikle kritiktir çünkü bu kondansatörler sistemin hacminin %20'sini, ağırlığının ise %30'unu oluşturmaktadır [1]. Ayrıca motor sürücü devresinin yüksekliğini yine bu elemanlar belirlemektedir. Motor sürücü uygulamalarında alüminyum elektrolitik kondansatörler ucuz olmaları ve hacim başına sığa değerlerinin yüksek olması sebebiyle tercih edilmektedir. Ancak bu kondansatör tipinin ömrü çalışma değerlerine bağımlıdır ve görece kısadır [11]. Ayrıca hacim başına akım dayanma değerleri düşüktür. Diğer bir taraftan, metal film tipi kondansatörler ömür ve akım değerleri açısından daha iyidir. Bu sebeple TMMS sistemleri için daha uygun oldukları söylenebilir. Standart uygulamaların aksine, TMMS'lerde kondansatör bankası tasarımında gerilim, sığa ve dalgalanma akımına ek olarak güç yoğunluğu, maliyet, kondansatör yüksekliği, ısıl model ve çalışma sıcaklığının kondansatör ömrü üzerine etkileri gibi parametreler de incelenmelidir.

3. TMMS Tasarımı

Bu bildiride gerçekleştiren tasarımda motor sürücü giriş devresi standart diyot köprü doğrultucu olarak düşünülmüştür ve giriş tarafının motor sürücüye etkileri kapsamın dışında bırakılmıştır. Sistemde kullanılan doğrultucu devre şeması Şekil 3'te gösterilmiştir. Motor olarak ise konsantre sargılı kesirli oluklu stator yapısına sahip, üç fazlı sabit mıknatıslı senkron motor kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan anma değerleri Tablo 1'de gösterilmiştir.

Tasarım aşamasında belirlenmesi gereken ilk parametre kullanılacak modül sayısıdır. Daha önce bahsedildiği gibi,

önerilen TMMS topolojisi esnek bir yapıya sahiptir, yani istenilen sayıda sürücü modülü DA bara üzerinde seri ve/veya paralel olarak bağlanabilmektedir. Yüksek sürücü verimine ulaşabilmek için yeni nesil WBG güç yarıiletkenlerinden olan GaN'lar kullanılacaktır. Şu anda piyasadan hazır temin edilebilen GaN ürünleri en fazla 650V dayanma gerilimine sahiptir [12]. İki seviyeli evirici modülleri kullanıldığında mevcut DA bara gerilimine uyumlu olarak gerekli olan transistor minimum dayanma gerilimi DA baranın 1,5 katı, yani 810 V olmalıdır. Bu değer hesaplanırken motor sürücüdeki parazitik indüktansların (transistor, kondansatör ve DA baradan kaynaklı) anahtarlama anlarında transistorlar üzerinde yarattığı gerilim yükselmelerinden dolayı güvenlik payı bırakılmıştır. Sözü geçen GaN malzemeleri kullanıldığında en az 2 adet seri bağlantı ihtiyacı olduğu görülebilir. Buradan seri bağlı modül sayısının 2 olması gerektiği sonucuna varılmıştır. Ayrıca toplam modül sayısı da çift sayılı olmak zorundadır.



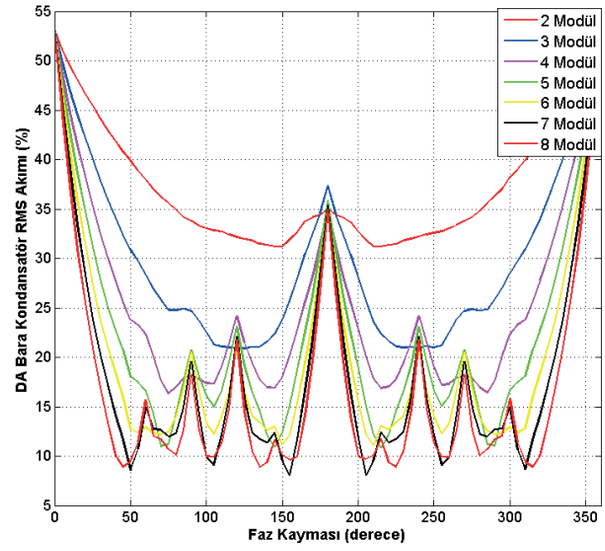
Şekil 3. Sistemde kullanılan doğrultucu devre şeması

Tablo 1: TMMS sisteminin anma değerleri

DA bara gerilimi	540 V
Motor toplam çıkış gücü	8 kW
Stator oluk sayısı	48
Motor güç faktörü	0.9
Motor anma verimi	% 90
Rotor kutup sayısı	40
Motor anma hızı	540 rpm
Motor uzunluğu	150 mm
Stator dış çapı	230 mm
Stator iç çapı	150 mm

Paralel bağlı modül sayısı açısından belirleyici olan bir çok parametre vardır. Bunlardan birisi modül başına düşen güç ihtiyacıdır. Bu parametre seçilen transistorların akım anma değerini ve sistemin verimini etkiler. Diğer bir parametre ise stator yapısının, yani oluk sayısının uygunluğudur. Standart motorlarda faz ve kutup başına düşen oluk sayısı bir parametre olarak kullanılır. TMMS'de yer alan motorlarda ise faz ve modül başına oluk sayısı kullanılmalıdır (w). Bu değer en az 1 olmalı ve tam sayı olmalıdır. Buna göre, örneğin 48 oluklu bir motor için seçilebilecek modül sayısı 2, 4 ve 8'dir. Seçilebilecek modül sayıları arasından en iyisini bulabilmek için, son olarak DA bara kondansatör akımları düşünülmüştür. Bu akımlar ve kondansatör bankası boyutuna etkisi interleaving tekniği ile doğrudan bağlantılıdır.

Interleaving tekniği uygulanarak DA bara akımının dalgalanması düşürülebilir ve böylece DA bara kondansatörü akım gereksinimi azaltılabilir. Interleaving ve faz kaymalı PWM tekniği kullanıldığında, farklı modül sayıları için, uygulanan faz kayması miktarı ile DA bara dalgalanma akımının değişimi Şekil 4'te gösterilmiştir. Bu çalışmaya göre, DA bara akımının etkin değerindeki düşüş, 4 modülden sonra çok fazla olmamaktadır. Bu çalışmadan da faydalanılarak en iyi modül sayısını 4 olarak seçilmiştir. Bu seçim sonucu da paralel bağlı modül sayısı 2 olur. Sonuç olarak tasarlanan TMMS güç katı topolojisi devre şeması Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 4. Interleaving tekniği kullanıldığında DA bara akımının etkin değerinin farklı modül sayıları ve faz kayması açılarına göre değişimi

Tasarımda bir sonraki aşama yarıiletken anahtarların seçimidir. 600 Volt ve üzeri dayanma gerilimlerinde şu anda piyasada iki tip GaN bulunmaktadır: Transphorm tarafından üretilen kaskod yapıdaki GaN'lar ve GaN Systems tarafından üretilen enhancement mode GaN'lar. GaN seçiminde ilk olarak gerekli anma akımı değeri hesaplanmalıdır. Bunun için de, stator sargıları üzerinde indüklenen gerilimden yola çıkılabilir.

Bir modülün bir fazına ait stator sargı indüklenen gerilimi etkin değeri Eşitlik 1'de gösterilmiştir. Bu eşitlikte, N_{phm}, faz başına ve modül başına sarım sayısı olarak tanımlanabilir. Bu çalışmada sarım içi tur sayısı 22 olarak seçilmiştir. Toplam tur sayısı ise Eşitlik 2'de gösterildiği gibi 88 olarak bulunmuştur. Ayrıca motor hava aralığındaki tepe akı yoğunluğu, motor nüvesini doyuma ulaştırmayacak şekilde 0.9 olarak alındığında, kutup başına akı yoğunluğu Eşitlik 3'te gösterildiği gibi bulunabilir. Kesirli oluklu makinalara yönelik var olan tablolara bakıldığında sarım faktörü 48/40 oluk/kutup oranı için 0.933'tür [9]. Son olarak, gerekli anma rotor hızı için gerekli olan stator akım frekansı da Eşitlik 4'teki gibi bulunmuş ve faz ve modül başına indüklenen gerilim etkin değeri 69.6 V olarak hesaplanmıştır. Motor sürücü modüllerinin sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu ile anahtarlandığında (S-PWM) gerekli olan modülasyon endeksi değeri Eşitlik 5'teki gibi 0,8 olarak hesaplanabilir. Bu hesapta modül ve faz başına sürücü çıkış gerilimi ($V_{p\text{-}rms}$), yüzde 10'luk gerilim düşümü hesaba katılarak 76.5 V olarak alınmış ve modül başına DA gerilim ($V_{dc\text{-}m}$), seri bağlı modül sayısından elde edilmiştir. Sonuç olarak, motor güç faktörü ve anma verimi kullanılarak faz ve modül başına sürücü çıkış akımı Eşitlik 6'da gösterildiği gibi 10,75 amper olarak bulunmuştur.

$$E = 4.44\ N_{phm}\ f\ \Phi_{pp}\ k_w \qquad (1)$$

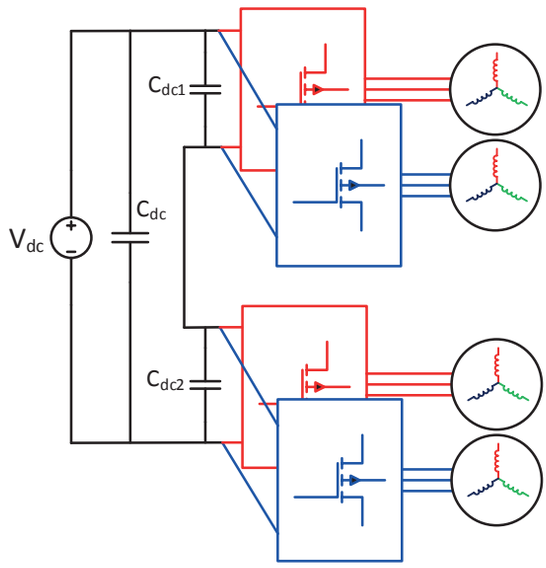
$$N_{phm} = \frac{katman\ zQ\ w}{2} \quad (2)$$

$$\Phi_{pp} = \frac{2\ L\ D\hat{B}}{p} \quad (3)$$

$$f = \frac{N\ p}{120} \quad (4)$$

$$m_a = \frac{V_{p-rms}\ 2\sqrt{2}}{V_{dc-m}} \quad (5)$$

$$I_{p-rms} = \frac{P_{out-m}}{3\ \eta\ \cos(\varphi)\ V_{p-rms}} \quad (6)$$



Şekil 5. Önerilen TMMS güç katı topolojisi devre şeması

Bu çıkarımlar doğrultusunda, iki farklı tipte GaN seçilmiş ve bu iki anahtar üzerinde kayıp analizi yapılarak en iyi anahtarlama frekansı seçilmiştir. Bu analiz sırasında sürücü verimi (yalnızca yarıiletkenler dâhil olmak üzere) hedefi % 98 olarak belirlenmiştir. TMMS'lerde anahtarlama frekansı seçiminde iki kritik durum vardır. Anahtarlama frekansı arttıkça DA bara kondansatör boyutları küçültülebilmektedir. Diğer bir taraftan, anahtarlama frekansı arttıkça yarıiletkenlerin kayıpları artmaktadır. Bu çalışmada anahtarlama frekansı verim hedefi kullanılarak belirlenecektir. TMMS sistemini standart motor sürücü sistemi ile karşılaştırmak amacıyla, aynı anma değerlerinde tek bir motor sürücü eviricisine sahip IGBTli bir devre daha tasarlanmıştır. Bu tasarımda kullanılan IGBT ve seçilen iki farklı tipte GaN transistorlar ve parametreleri Tablo 2'de gösterilmiştir.

Güç yarıiletken kayıpları, transistor iletim kayıpları (P_{tc}) ve anahtarlama kayıpları (P_{ts}), ters paralel diyot (veya ters iletim transistor) iletim kayıpları (P_{dc}) ve anahtarlama kayıpları (P_{dr}) şeklinde incelenmiştir. Sözü geçen kayıpların hesaplanmasında kullanılan formüller Eşitlik 7-11'de görülebilir. Bu eşitliklerde, E_{on} ve E_{off} açılma ve kapanma enerjileri, I_{cp} ve I_{ep} iletim ve ters iletim tepe akımları, $V_{ce,sat}$ doyma gerilim düşümü, $R_{ds,on}$ iletim durumu direnci, V_{ec} diyotun gerilim düşümü, I_{rr} ve t_{rr} diyotlar için toparlanma akımı ve zamanı, ve $V_{ce,p}$ ise ters toparlanma gerilimi tepe değeridir. Kayıp analizi sonuçları ve karşılaştırmalar 4. Bölümde sunulmuştur.

Tablo 2: Seçilen GaN'lar ve parametreleri

Transistör	FP35R12KT4P	TPH3205WSB	GS66508B
Tipi	IGBT	Cascode GaN	E-mode GaN
Üretici	Infineon	Transphorm	GaN systems
Gerilim	1200 V	650 V	650 V
Akım	35 A	35 A	30 A
$V_{ce,sat}$	2,15 V	-	-
$R_{ds,on}$	-	60 mΩ	50 mΩ

$$P_{tc} = I_{cp}\ V_{ce,sat} \left(\frac{1}{8} + \frac{M\ pf}{3\ \pi}\right) \quad (IGBT) \quad (7)$$

$$P_{tc} = {I_{cp}}^2\ R_{ds,on} \left(\frac{1}{8} + \frac{M\ pf}{3\ \pi}\right) \quad (GaN) \quad (8)$$

$$P_{ts} = \left(E_{on} + E_{off}\right) \frac{f_{sw}}{\pi} \quad (9)$$

$$P_{dc} = I_{ep}\ V_{ec} \left(\frac{1}{8} - \frac{M\ pf}{3\ \pi}\right) \quad (10)$$

$$P_{dr} = I_{rr}\ t_{rr} V_{ce,p}\ \frac{f_{sw}}{8} \quad (11)$$

Daha önce de bahsedildiği gibi, TMMS sistemlerinde DA bara kondansatörü seçimi oldukça kritiktir. Bu çalışmada, tasarımı yapılan TMMS sistemi için metal film kondansatörler kullanılarak optimum DA bara kondansatör bankası seçimi yapılmıştır. Ayrıca yine konvansiyonel IGBT'li sistem için aynı tasarım yöntemi kullanılarak kondansatör seçimi yapılmış ve karşılaştırılmıştır. Kondansatör seçimini etkileyen temel parametreler DA gerilim değeri (V_{dc}), gerilim dalgalanması sınırlaması için gerekli sığa değeri (C_{dc}) ve kondansatör dalgalanma akımından dolayı gereken akım etkin değeridir ($I_{c,rms}$). Buna ek olarak, kondansatör sıcaklık artışı (T_{core}) da kondansatör ömrünü etkilediğinden dolayı incelenmelidir. Tüm bu parametrelerin analitik olarak elde edilmiş ve Eşitlik 12-15'te gösterilmiştir [11]. Eşitliklerde yer alan parametrelerden M modülasyon derinliğini, $V_{dc,r}$ DA bara gerilimi tepe-tepe dalgalanma değerini, f_{sw} anahtarlama frekansını, pf güç faktörünü, T_a ortam sıcaklığını, $R_{th,c}$ kondansatör ısıl direncini ve R_c kondansatör ESR değerini ifade etmektedir.

$$C_{dc} = \frac{M\ \left(\hat{I_s} - I_{avg}\right)}{2\ V_{dc,r}\ f_{sw}} \quad (12)$$

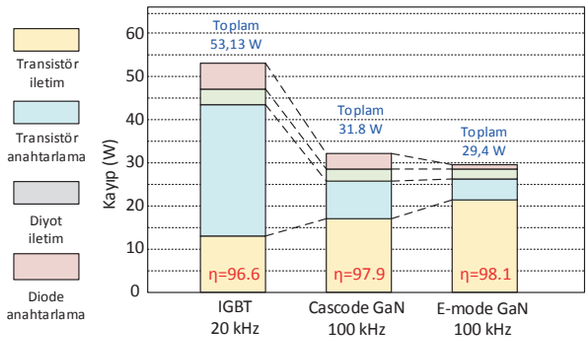
$$I_{c,rms} = I_{s,rms} \sqrt{\left[2M\left(\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + pf^2\left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M\right)\right)\right]} \quad (13)$$

$$T_{core} = T_a + p_c(T_{core})\ R_{th,c} \quad (14)$$

$$p_c = {I_{c,rms}}^2\ R_c(T_{core}) \quad (15)$$

4. Benzetim Sonuçları

Konvansiyonel IGBT'li motor sürücü ile iki farklı tipte GaN'lı TMMS sistemi kayıp analizi karşılaştırmalı sonuçları Şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6. Konvansiyonel motor sürücü sistemi ile TMMS sistemi kayıp analizi sonuçları

Kayıp analizi sonuçlarına bakıldığında GaN kullanımı ile her iki tipte de anahtarlama frekansı beş katına çıkartılmasına rağmen yarıiletken kayıplarının toplamda hemen hemen yarıya düştüğü gözlenmiştir. IGBT'lerde pratikte anahtarlama frekansı üst sınırı 20 kHz'tir, bu nedenle daha yüksek frekanslarda analiz yapılmamıştır. Kayıp bileşenleri ayrı ayrı incelendiğinde ise, öngörüldüğü gibi kayıptaki ana düşüş transistor ve diyot anahtarlama kayıplarında olmaktadır. Diğer bir taraftan, diyot iletim kayıplarında büyük bir değişim gözlenmemiştir ancak transistor iletim kayıpları GaN'larda daha yüksek olmuştur. Bu durumun başlıca nedenleri, IGBT'lerin yüksek akımlı uygulamalarda iletim durumunda genel olarak iyi performans göstermesi ve GaN gibi WBG anahtarların henüz teknolojik olarak istenilen iletim durumu düzeyine ulaşamamasıdır. Diğer bir neden ise sistemin iki paralel ve iki seri modülden oluşmasıdır. Tamamının paralel bağlanmasına durumuna oranla her bir modül iki kat fazla akım taşımakta ve GaN'larda iletim kayıpları akımın karesi ile artmaktadır. Sonuç olarak, 100 kHz anahtarlama frekansında hem Kaskod hem de E-mode GaN'da yaklaşık %98 verime ulaşılmıştır ve daha yüksek verim hedeflendiğinde anahtarlama frekansı düşürülebilir.

Bu çalışmada, elde edilen kayıp analizi bilgileri doğrultusunda optimum anahtarlama frekansı DA bara kondansatör bankası tasarımı ile son haline gelecektir. Sistemin DA barası iki adet seri bağlı çevirici olduğundan dolayı iki adet seri kondansatör bankası olarak düşünülmüştür. DA bara kondansatörü seçiminde ilk olarak tasarlanan sistemde gerekli olacak kondansatör dalgalanma akımı etkin değeri ve sığa değerleri Eşitlik 12 ve 13'teki gibi belirlenmiştir. Daha sonra bu değerler, hem interleaving uygulandığı hem de uygulanmadığı durumlar için benzetimlerle doğrulanmıştır.

Buna göre tek bir modülün DA baradaki akımının ortalama değeri 8.23 A, dalgalanma akımı etkin değeri ise 6.39 A olmaktadır ve dalgalanma akımı ortalama akımın %77'sine karşılık gelmektedir. Interleaving tekniği uygulanmadığında her bir kondansatördeki akım etkin değeri 12.78 A'dir. Interleaving tekniği ile en uygun açı değeri olan 90 derece faz kayması uygulandığında ise her bir kondansatörün akım etkin değeri 6.69 A'e düşmüştür ve bu %48 oranında iyileştirmeye karşılık gelir.

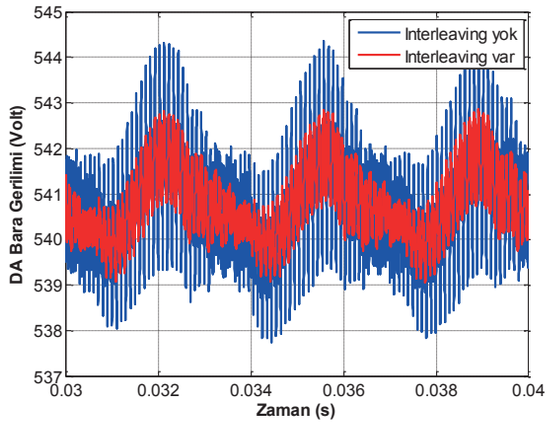
Kondansatör bankası toplam sığa değeri DA bara gerilimi dalgalanmasına ve seçilen anahtarlama frekansına göre belirlenir. Bu çalışmada sistemin soğutmasını kolaylaştırmak ve bu amaçla verimi daha da arttırmak adına anahtarlama frekansı 40 kHz olarak düşülmüştür ve DA bara gerilimi dalgalanma sınırı tepe-tepe değeri %1, yani 5.4V olarak alınmıştır. Buna göre gerekli en düşük sığa değeri interleaving uygulanmadığında 26 µF, uygulandığında ise yine %48'lik iyileşme ile 14 µF olarak bulunur. Aynı tasarım, merkezi ve IGBT'li tek bir motor sürücü olduğu durum için de tekrarlanmış ve bu durumda DA bara kondansatör bankası akımı etkin değeri 12.78 A, 10 kHz anahtarlama frekansındaki en düşük sığa değeri 100 µF olarak bulunur. Bu durumda interleaving tekniği uygulamak mümkün değildir.

Hesaplanan değerlere göre DA bara kondansatör bankası seçimi yapılmış ve seçilen kondansatörler ile benzetim çalışması yapılmıştır. Seçilen kondansatör veri sayfası teknik bilgileri Tablo 3'te gösterilmiştir. Kondansatör seçiminde belirleyici etmen akım etkin değerinden çok sığa değeri olmuştur ve bu da metal film kondansatörler için beklenen bir durumdur. Benzetim çalışmaları sonucu elde edilen, interleaving tekniği ile ve olmadan DA bara gerilim dalgalanması Şekil 7'de, kondansatör bankası akım dalgalanması Şekil 8'de, interleaving tekniği ile oluşan her bir çeviricinin çektiği DA bara akımı ve toplam DA bara akımı Şekil 9'da gösterilmiştir. Ayrıca her bir kondansatörün ısınma miktarı Eşitlik 14 ve 15'ten ve veri sayfası parametrelerinden yola çıkılarak 1^0C olarak bulunmuştur. Buna göre, motor sargılarının ısınmasından dolayı oluşan yüksek ortam sıcaklığına rağmen kondansatör iç sıcaklıkları kabul edilebilir değerlerde olacak ve bu sayede de kondansatör ömrü uzun olacak ve ısınmanın kondansatör akım değeri üzerine etkisi olmayacaktır.

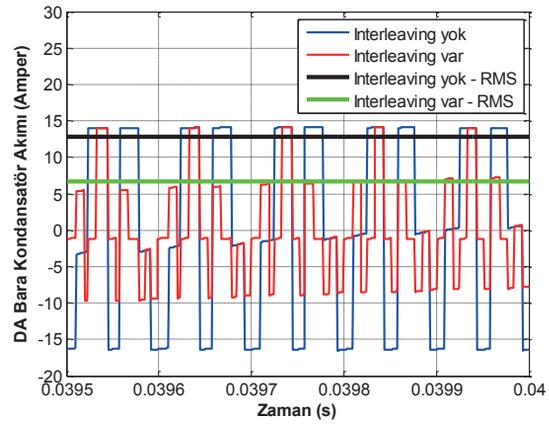
Son olarak, hem kondansatör bankasına yönelik hem de tüm sürücü sistemine yönelik güç yoğunluğu analizi yapılmış ve sistemin başarımı doğrulanmıştır. Kondansatör boyutlarından yola çıkılarak elde edilen kondansatör bankası güç yoğunluğu değeri 35.27 W/cm^3 olarak bulunmuştur. Ayrıca tüm sistemin güç yoğunluğunu bulmak için sürücü baskı devre kartı boyutları stator ve rotor iç ve dış çapları düşünülerek bulunmuştur. Baskı devre kartı yüksekliği ise doğrudan kondansatör yüksekliği ile ilişkilidir çünkü TMMS sisteminde kondansatörler hem en büyük hacme sahiptir hem de en yüksek devre elemanlarıdır. Bundan yola çıkılarak da tüm sürücü sistemi güç yoğunluğu 16.57 W/cm^3 olarak bulunur. Başlangıçta konan, endüstriyel ve özel uygulamalardaki konvansiyonel motor sürücü sistemlerinde ulaşılması mümkün olmayan ve TMMS prototiplerinde ulaşılmaya çalışılan 15 W/cm^3 güç yoğunluğu hedefine mevcut tasarım ile ulaşılabileceği görülmüştür.

Tablo 3: Seçilen kondansatör veri sayfası teknik bilgileri (seri baranın bir parçası)

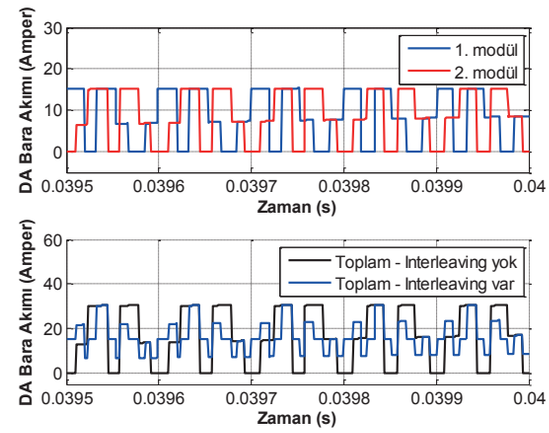
Kodu	B32676G3306	Bağlantı	2 adet paralel
Tipi	Metal Film	Toplam sığa	60 µF
Sığa	30 µF	Gerilim	300 V
ESR	2.8 mΩ	Akım	26 A
Boyutlar	30x42 mm	ESL	12 nH
Termal direnç	10 ^{0}C/W	Yükseklik	45 mm



Şekil 7. DA bara gerilimi dalgalanması



Şekil 8. DA bara kondansatör bankası akım dalgalanması



Şekil 9. Her bir modülün DA baradan çektiği akım ve toplam akım

5. Sonuçlar

Bu çalışmada konvansiyonel motor sürücü sistemlerine alternatif olabilecek tümleşik ve modüler yapıda bir motor sürücü sistemi önerilmiş ve tasarımı yapılmıştır. Sistemin getirdiği belli başlı avantajlar hem ağırlık hem hacim açısında yüksek güç yoğunluğu, arttırılmış hata dayanıklılığı ve güvenilirlik, yarıiletkenlerde ve motor sargılarındaki gerilim streslerinin ve aşırı salınımların azaltılması ve ısı kaynaklarının dağıtılması ile soğutmanın kolaylaşması olarak sıralanabilir. Bu özellikleri ile önerilen sistemin özellikler havacılık, uzay ve elektrikli araçlar gibi uygulamalarda önemli rol oynayacağı düşünülmektedir.

Mevcut TMMS teknolojisi incelenmiş ve henüz laboratuvar prototipi aşamasında olan çalışmalar ve başarımları irdelenmiştir. Özellikle seri modüler yapıdaki seri bağlı motor sürücü topolojisi üzerinde durulmuş ve bu topoloji hem seri hem paralel bağlı bir topoloji olarak geliştirilmiştir. DA bara kondansatör bankasını küçültmek amacıyla uygulanan interleaving tekniği sonucu kondansatör akımı etkin değerinde meydana gelen küçülmeye bakılarak topolojideki optimum modül sayısı 4 olarak belirlenmiştir. Bunun yanında piyasadaki GaN yarıiletkenlerinin kullanılabileceği bir topolojide 2 seri 2 paralel modül olması gerektiği anlaşılmıştır. Bu topolojiye göre seçilen örnek bir motor üzerinde tasarım yapılmıştır.

Seçilen GaN'lar ile kayıp analizi yapılmış ve standart IGBT'li sürücü sistemi ile karşılaştırılmıştır. Bunun sonucunda her iki tipte de standart sisteme göre beş katı anahtarlama frekansına rağmen yüzde iki verim artışı sağlanmıştır. Buna ek olarak, DA bara kondansatör bankası seçimi gerçekleştirilmiş ve yapılan tasarım benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır. Interleaving tekniği ile kondansatör akım etkin değeri ve sığa değeri yarı yarıya düşürülmüştür. Ayrıca tüm sistemin güç yoğunluğu hedeflenen değerin üzerinde elde edilmiştir. Gelecekte tasarımı yapılan sistemin prototipi üretilecek ve laboratuvarda test edilecektir. Bu testler arasında verim, güç yoğunluğu ve hata dayanıklılığı yer alacaktır.

6. Kaynaklar

[1] G. Lo Calzo *et al.*, "Integrated motor drives: state of the art and future trends," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 10, no. 8, pp. 757–771, Sep. 2016.

[2] A. Shea and T. M. Jahns, "Hardware integration for an integrated modular motor drive including distributed control," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 4881–4887.

[3] S. M. Lambert, B. C. Mecrow, R. Abebe, G. Vakil, and C. M. Johnson, "Integrated Drives for Transport - A Review of the Enabling Electronics Technology," *IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1–6, 2015.

[4] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, "Evaluation and design for an integrated modular motor drive (IMMD) with GaN devices," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, no. Immd, pp. 4318–4325, 2013.

[5] J. J. Wolmarans, M. B. Gerber, H. Polinder, S. W. H. De Haan, J. A. Ferreira, and D. Clarenbach, "A 50kW integrated fault tolerant permanent magnet machine and motor drive," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 345–351, 2008.

[6] M. D. Hennen, M. Niessen, C. Heyers, H. J. Brauer, and R. W. De Doncker, "Development and control of an integrated and distributed inverter for a fault tolerant five-phase switched reluctance traction drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 547–554, 2012.

[7] A. Galassini, A. Costabeber, C. Gerada, G. Buticchi, and D. Barater, "State space model of a modular

speed-drooped system for high reliability integrated modular motor drives," *Electr. Syst. Aircraft, Railw. Sh. Propulsion, ESARS*, vol. 2015–May, 2015.

[8] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, "Integrated Modular Motor Drive Design With GaN Power FETs," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. c, pp. 3198–3207, 2015.

[9] A. Roekke and R. Nilssen, "Analytical Calculation of Yoke Flux Patterns in Fractional-Slot Permanent Magnet Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 9464, no. c, pp. 1–1, 2016.

[10] T. Morita *et al.*, "99 . 3 % Efficiency of Three-Phase Inverter for Motor Drive Using GaN-based Gate Injection Transistors," pp. 481–484, 2011.

[11] J. W. Kolar and S. D. Round, "Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 4, p. 535, 2006.

[12] E. A. Jones, F. F. Wang, and D. Costinett, "Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 707–719, 2016.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ KONGRESİ

1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)

Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

10. OTURUM
Yenilenebilir Enerji – Elektrik Enerjisi Dönüşümü-2

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Şevki Hoşağası**

- **Rüzgar Enerji Dönüşüm Sistemlerinde Finsler Geometrisi Tabanlı Yeni Bir Yaklaşım –** *Emrah Dokur, Salim Ceyhan, Mehmet Kurban*
- **Türkiye Elektrik Şebekesinin Alçak Gerilim Sisteminin Fotovoltaik Sistemlerin Varlığında Değerlendirilmesi –** *Erencan Duymaz, Murat Göl*
- **1 MW'lık Bir Güneş Enerji Santralinin Bir Yıllık Performans Analizi –** *Anıl Akar, Ahmet Orhan, Merve Boydak*
- **Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Kampüsü için Tasarlanmış bir AA Mikro Şebekede Enerjinin Optimal Yönetimi –** *İpek Çetinbaş, Bünyamin Tamyürek, Mehmet Demirtaş*

Rüzgar Enerji Dönüşüm Sistemlerinde Finsler Geometrisi Tabanlı Yeni Bir Yaklaşım

A Novel Approach Based on Finsler Geometry in Wind Energy Conversion Systems

Emrah Dokur[1], Salim Ceyhan[2], Mehmet Kurban[1]

[1,3]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Türkiye
emrah.dokur@bilecik.edu.tr, mehmet.kurban@bilecik.edu.tr

[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Türkiye
salim.ceyhan@bilecik.edu.tr

Özet

Günümüzde artan enerji ihtiyacına paralel olarak üretilen enerjinin temiz ve sürdürülebilir olma hedefi, yenilenebilir enerji sistemlerine olan yönelimi hızla artırmıştır. Bu çalışma, yenilebilir enerji kaynakları arasında yer alan rüzgar enerji dönüşüm sistemleri alanındaki özgün yaklaşımlı Finsler geometri tabanlı modellemeleri içermektedir. Rüzgar enerji dönüşüm sistemlerinde rüzgar hızı modellemesi büyük öneme sahiptir. Bu çalışma kapsamında da, 2-boyutlu Finsler uzaylarının metrik fonksiyonu ve bunlara ilişkin geodezikler, rüzgar hızı modellemesinde sıklıkla kullanılan iki parametreli Weibull dağılımı için elde edilmiştir. Weibull olasılık dağılım fonksiyonuna Finsler geometrisi ile yeni ve farklı bir yaklaşım getirilerek, 2-boyutlu Finsler uzayında metrik tanımlaması yapılmıştır. Bu özgün yaklaşım ile iki parametreli yeni bir dağılım fonksiyonu geliştirilip asimetrik yapılarda daha hassas modellemelerin oluşturulabilmesi sağlanmıştır. Finsler geometri tabanlı yeni yaklaşım, rüzgar hızı modellemesinde sıklıkla kullanılan Rayleigh ve Weibull dağılımları ile karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Rüzgar enerjisi, Rüzgar hızı modellemesi, Finsler geometri, Weibull dağılımı.

Abstract

Today, the use of renewable energy systems are increased rapidly in parallel with the growing energy demand in order to produce clean and sustainable energy. In this paper includes novel approach models based on Finsler Geometry in terms of wind energy systems which is one of the most important renewable energy sources. In this study, two-dimensional Finsler space metric function is obtained for Weibull distribution. The metric definition for two-parameter Weibull probability density function in two-dimensional Finsler space is realized using a different approach by Finsler geometry. New probability and cumulative probability density functions based on Finsler geometry are derived for more accurate modeling. The novel approach based on Finsler geometry is analyzed comparatively with other methods, which are commonly used in the wind speed model.

Keywords:Wind energy, Wind speed modelling, Finsler geometry,Weibull distribution.

1. Giriş

Enerji ihtiyacını karşılamak için kullanılan fosil yakıtların zararlı etkileri sebebiyle, dünyada yeni enerji kaynakları arayışına gidilmekte ve bu kapsamda yenilenebilir enerji kaynaklarının önemi hızla artış göstermektedir. Dünya enerji kaynaklarının yaklaşık % 80'ini teşkil eden petrol, kömür, doğalgaz vb. kaynakların ciddi bir azalma göstermesi yenilenebilir enerji kaynakları ile enerji üretim yöntemlerine yönelimi artırmaktadır [1]. Günümüzde yenilenebilir enerji kaynakları arasında en yaygın olarak kullanılan enerji dönüşüm sistemlerinden biri de rüzgar enerji sistemleridir.

Günümüz dünyasında 2016 yılı sonu itibariyle 486.749 MW'lara ulaşan kurulu rüzgar gücü kapasitesinin üstünlüklerinin yanı sıra en büyük devantajları arasında süreksizliği, kararsızlığı ve asimetrik bir yapıda var olması sayılabilir [2]. Zamanla değişen yük talebi sebebiyle, elektrik enerjisi üreten rüzgar enerjisi güç sistemlerinin tasarımı, işletilmesi ve analizi oldukça önem arz etmektedir. Bu kapsamda rüzgar enerjisi sistemlerinde, rüzgar hızı modellemesi kavramı karşımıza çıkmaktadır. Rüzgar enerjisi dönüştürme sistemlerinin ilk kurulum maliyetinin yüksek olması sebebiyle bir bölgeye rüzgar enerjisi dönüştürme sistemi kurulmadan önce o bölgenin rüzgar hızı karakteristiğinin modellenmesi ve belirlenmesi gerekmektedir.

Bir bölgenin rüzgar enerji potansiyelinin belirlenmesinde önemli bir etken olan rüzgar hızı modellemesi üzerine yapılan çalışmalarda ise iki parametreli Weibull dağılım fonksiyonunun literatürde en sık kullanılan modeller arasında yer aldığı görülmektedir [3-10]. Rüzgar hızının doğru modellenebilmesi için Log-normal dağılımı [11-14], ters Gauss dağılımı [15,16], iki parametreli Gamma dağılımı [17-19], hibrit dağılımlar [20-22], Burr dağılımı [23], üç parametreli Weibull dağılımı [24,25], Weibull dağılımının özel bir formu olan Rayleigh dağılımı [26,27], 2016 yılında önerilen ters Weibull dağılımı [28] ve benzer dağılım fonksiyonları rüzgar enerjisi dönüştürme sistemi çalışmalarında önerilmiş ve kullanılmıştır.

Doğru ve hassas bir model yapısının geliştirilebilmesi amacı ile yeni bir dağılım fonksiyonu yapısının belirlenmesi farklı

bölgelere ait rüzgar hızı modellemesinde önem teşkil etmektedir. Rüzgar hızı ve benzeri dağılımların simetrik olmayan ve kararsız bir karaktere sahip olması modelleme konusunda da birçok zorluğu beraberinde getirmektedir. Rüzgar enerjisi dönüşüm sistemlerinde de rüzgar hızı modellemesi büyük öneme sahiptir. Bu kapsamda yapılan çalışmada kullanılan Finsler geometrisi, asimetrik ve/veya izotropik olmayan fiziksel olguları modellemek için en iyi bilinen Riemann geometrisine göre çok daha güçlü bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır.

İkinci bölümde Finsler metrik koşulları ele alınırkan, geodezikleri iki parametreli Weibull eğri ailesi olan iki boyutlu bir Finsler uzayında, Finsler metrik fonksiyonları üçüncü bölümde elde edilmiştir. Aynı zamanda bu metrik fonksiyonlarından elde edilen Finsler geometrisi tabanlı olasılık ve kümülatif olasılık yoğunluk fonksiyonları yine aynı bölümde hesaplanmıştır. Yeni yöntemin rüzgar hızı modellemesinde kullanımına yönelik uygulama Bozcaada Ekim 2015- Eylül 2016 verileri üzerinden gösterilmiştir. Dördüncü bölüm olan son bölümde ise sonuçlar ve öneriler sunulmuştur.

2. Finsler Geometri

M.Ö.300 de Öklid, düzlem geometriyi ünlü beş aksiyomu ile tanımlamıştır. Öklidyen geometri, Rn de noktalar, doğrular, düzlemler, açılar gibi kavramları ve Öklid geometrisinin aksiyomlarıyla oluşturulmuş önerme ve teoremleri baz alır (Pisagor teoremi, trigonometrik formüller,vb.). Doğayı anlamak için düz olmayan uzaylar üzerinde geometri inşa etmeye ihtiyaç vardır. İlk olarak Gauss bu amaçla R^3 te 2−boyutlu yüzeyleri çalışarak düz olmayan uzayları tanımlamıştır. Daha sonra, B. Riemann, Öklidyen uzaylara yerel olarak homeomorfik olan manifold tanımını vermiştir. Sonra bir manifold üzerinde, vektörler arasındaki açıları, iki nokta arasındaki uzaklığı ve eğrilerin uzunluğunu ölçmeyi sağlayan Riemann metriğinin tanımını vermiştir. Bununla birlikte, Riemann sonsuz küçük bir büyüklüğün verilmesiyle, genel düzgün mesafe fonksiyonlarını ifade etme problemini de ortaya atmıştır.

P. Finsler tarafından bir Finsler manifoldu üzerinde varyasyonlar hesabı yöntemleriyle, bu problem inceleninceye kadar yaklaşık 60 yıl süren çalışmalardan somut bir sonuç elde edilememiştir. Finsler'in 1918 deki doktora tezi çalışması bu doğrultudaki ilk adım olmuş ve izleyen bir kaç yıl içinde varyasyonlar hesabının notasyonları yerini tensör hesabı notasyonlarının kullanımına bırakmıştır.

Synge, Taylor ve Berwald hemen hemen eş zamanlı olarak bu yeni uzay için tensör hesabı metotlarını kullanmışlardır. Tensör notasyonları ile bir Finsler uzayının metrik tensörünün bileşenleri, Riemann geometrisindeki metrik tensöre eşdeğer olarak şeklinde tanımlanmıştır. Berwald da bir Finsler manifoldu üzerinde Berwald konneksiyonu tanımını ve bazı Riemannian olmayan büyüklükleri vermiştir. Daha sonraki yıllarda Cartan ve Chern kendi konneksiyonlarını Finsler uzayı için tanımlamışlardır [29].

İki boyutlu bir uzayda, sürekli bir fonksiyon M manifoldunda aşağıdaki koşulları sağlıyorsa bir Finsler metriği olarak ifade edilebilir.

i. $F(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{\mathrm{x}},\dot{\mathrm{y}})$, $TM\setminus\{0\}$ da C^{∞} sınıfındadır

ii. $F(\mathrm{x},\mathrm{y};\lambda\dot{x},\lambda\dot{\mathrm{y}}) = \lambda\,\mathrm{F}(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{x},\dot{\mathrm{y}}),\lambda>0.$

iii. $g_{ij}(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{x},\dot{\mathrm{y}})$, temel metrik tensörü pozitif tanımlıdır. Burada (x,y), M manifoldunun bir p noktasının koordinatlarını ve $(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{x},\dot{\mathrm{y}})$, TpM teğet demetinin $(\dot{x},\dot{\mathrm{y}})$ 'deki yerel koordinatlarını gösterir.

Doğayı anlamak amacıyla düz olmayan uzaylar içerisinde geometri inşa etmek uygulamalı bilimler açısından büyük önem arz etmektedir. Finsler geometrisi de bu uygulama alanı içerisinde hassas bir yaklaşım ile asimetrik yapılarda modelleme ve tanımlama yeteneğini bizlere getirmektedir.

Bu çalışmada 2-boyutlu Finsler uzaylarının metrik fonksiyonu, rüzgar hızı modellemesi gibi bir çok uygulama alanında kullanılan iki parametreli Weibull dağılımı için elde edilmiştir. Şekil (k) ve ölçek (c) parametrelerine sahip olan Weibull olasılık dağılım fonksiyonuna Finsler geometrisi ile farklı bir yaklaşım getirilerek 2-boyutlu Finsler uzayında metrik tanımlaması gerçekleştirilmiştir. Buna ek olarak Finsler geometri tabanlı yeni olasılık ve kümülatif olasılık yoğunluk fonksiyonları önerilmiştir. Gelecek çalışmalara ışık tutması açısından bu yeni yaklaşım ile özellikle bir bölgenin rüzgar enerji potansiyelinin belirlenmesinde kullanılan iki parametreli Weibull olasılık dağılım fonksiyonunu içeren daha hassas modellerin oluşturulabilmesi hedeflenmektedir.

İki parametreli dağılımlara ait iki boyutlu Finsler uzayında farklı Finsler metrikleri ve ilişkili geodezikleri belirlemek amacı ile bir sonraki bölümdeki hesaplamalar yapılmıştır.

3. İki Parametreli Weibull Dağılımında Yeni Yaklaşımla Finsler Metriklerinin Belirlenmesi ve Karşılaştırmalı Analizi

Rüzgar hızı frekans eğrisinin belirlenmesinde bir çok farklı yöntem bulunmaktadır. Literatür de enerjisi potansiyeli hesaplanmasında en yaygın kullanılan yaklaşım iki parametreli Weibull dağılımıdır. Weibull dağılımının genel formu eşitlik 1 'de verilmiştir.

$$f(\mathrm{v}) = \frac{k}{c}\left(\frac{v}{c}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^{k}} \qquad (1)$$

Burada olasılık yoğunluk fonksiyonu olan f (v), rüzgar hızının (v) gözlemlenme olasılığını göstermektedir. k ve c ise sırasıyla iki parametreli Weibull dağılımının şekil ve ölçek parametrelerini ifade eder. Weibull dağılımının kümülatif olasılık fonksiyonu ise eşitlik 2' de verilmiştir.

$$\mathrm{F(v)} = 1 - e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^{k}}. \qquad (2)$$

şeklindedir. Weibull kümülatif dağılım fonksiyonu, rüzgar hızının, belli bir v değerinden küçük ya da eşit gerçekleşme olasılığını verir. Bir sonraki bölümde ele alınan Rayleigh dağılımı ise Weibull dağılımının özel bir formu (k=2). olarak karşımıza çıkmaktadır.

İki parametreli eğri aileleri

$$y = f\left(x;a,b\right) \tag{3}$$

eşitlik 3 ile verilir. Bu eşitlik ile verilen (x,y) düzleminde C(a,b) eğri ailesini ele alalım. Öncelikli amacımız, $F^2 = \left(\mathbb{R}^2, L(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{x},\dot{\mathrm{y}}\right)$ iki boyutlu Finsler uzayının nasıl bulunacağını göstermektir. Bu sorunun çözümüne ilişkin Darboux'un metodu çalışmamızda ele alınmıştır.

İlk olarak Eşitlik 3'den;

$$z\left(=y'\right) = f_x(x;a,b), \tag{4}$$

elde edilir ve 3-4 eşitliklerinden x, y ve z'nin fonksiyonları olarak a ve b'nin çözümleri aşağıdaki gibi olur.

$$a = \alpha(\mathrm{x},\mathrm{y},\mathrm{z}), \quad \mathrm{b} = \beta(\mathrm{x},\mathrm{y},\mathrm{z}). \tag{5}$$

Daha sonra,

$$\mathrm{z}' = f_{xx}\left(x;\alpha,\beta\right) = u(\mathrm{x},\mathrm{y},\mathrm{z}), \tag{6}$$

ifadesi, C(a,b) iki parametreli eğri ailesini karakterize eden y'nin ikinci mertebeden diferansiyel denklemidir.

F^2 Finsler uzayında (x^1, x^2) ve $(\mathrm{y}^1, \mathrm{y}^2)$ yerine, sırasıyla, (x,y) ve $(\dot{x},\dot{\mathrm{y}})$ =(p,q) kullanacağız. Buna göre C(a,b) eğrisinin s yay uzunluğunun diferansiyeli

$$ds = L\left(x,y;\dot{\mathrm{x}},\dot{\mathrm{y}}\right)dt, (\dot{\mathrm{x}},\dot{\mathrm{y}}) = \left(\frac{dx}{dt},\frac{dy}{dt}\right). \tag{7}$$

$\dot{x} > 0$ varsayarak, $ds = L\left(x,y;1,\dfrac{\dot{y}}{\dot{x}}\right)\dot{\mathrm{x}}\,dt$ olur. Buna göre

$y' = \dfrac{dy}{dx}$, sembolünü kullanarak

$$ds = A\left(x,y,\mathrm{y}'\right)dx, \tag{8}$$

elde edilir. Buradan

$$A\left(x,y,\mathrm{y}'\right) = L\left(x,y;1,y'\right) \tag{9}$$

ilişkisi elde edilir. Tersine olarak A'dan L'de

$$L\left(x,y;\dot{x},\dot{y}\right) = A\left(x,y,\frac{\dot{y}}{\dot{x}}\right)\dot{x}. \tag{10}$$

ilişkiside görülebilir.

Geodezik, bir eğri boyunca hesaplanan $s = \int_{t_0}^{t} L\left(x,y;\dot{x},\dot{y}\right)dt$ uzunluk integralini minimum yapan eğridir ve

$$\ddot{x}^i + 2G^i(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{\mathrm{x}},\dot{\mathrm{y}}) = 0 \tag{11}$$

Euler denkleminden elde edilir. Burada

$$G^i\left(x,y;\dot{x},\dot{y}\right) = \frac{1}{2}g^{il}\left\{\frac{\partial^2 F}{\partial x^j \partial y^l}y^j - \frac{\partial F}{\partial x^l}\right\} \tag{12}$$

şeklinde tanımlanan spray katsayıları ve $F(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{\mathrm{x}},\dot{\mathrm{y}}) = \dfrac{L^2(\mathrm{x},\mathrm{y};\dot{\mathrm{x}},\dot{\mathrm{y}})}{2}$ finsler metriğini ifade eder.

Geodezikleri veren Euler denkleminin Rashevsky formunu ele alırsak

$$A_{zz}y'' + A_{yz}y' + A_{zz} - A_y = 0, z = y' \tag{13}$$

eşitliği yazılır. Burada A(x,y,z) ilişkili temel fonksiyondur ve Eşitlik 9 'da tanımlanmıştır.

Darboux'un teoremine göre genel temel metrik tanımı [30];

$$A(\mathrm{x},\mathrm{y},\mathrm{z}) = \int_0^z (\mathrm{z}-\mathrm{t})\,\mathrm{H}(\mathrm{t},\mathrm{y}-\mathrm{tx})\,\mathrm{dt} + \mathrm{zE}_y + E_x \tag{14}$$

şeklinde verilmiştir. Burada $H(\alpha,\beta)$ ve E(x,y) keyfi olarak seçilebilir. Temel metrik fonksiyonu bir başka formda Eşitlik 15'de

$$\mathrm{L}(\mathrm{x},\mathrm{y},\dot{x},\dot{\mathrm{y}}) = \dot{x}\int_0^z (\mathrm{z}-\mathrm{t})\,\mathrm{H}(\mathrm{t},\mathrm{y}-\mathrm{tx})\,\mathrm{dt} + \dot{x}E_x + \dot{y}\,\mathrm{E}_y\,. \tag{15}$$

şeklinde verilmiştir [30].

Şimdi eşitlik 2 tanımlanan iki parametreli Weibull kümülatif fonksiyonunu ele alarak;

$$C(\mathrm{k},\mathrm{c}) : \mathrm{y} = \mathrm{f}(\mathrm{v};\mathrm{k},\mathrm{c}) \tag{16}$$

iki parametreli bir eğri ailesi tanımlayalım.Verilen eğri ailesi doğrusal olması durumunda gerekli bazı büyüklükler aşağıdaki gibi elde edilir [30].

$$\alpha = z, \beta = y - zx, U = 1, V = 1.$$

iki parametreli Weibull kümülatif fonksiyonunun doğrusal hali

$$y = \log[-\log(1-F(\mathrm{v}))] = k\log\frac{v}{c} \tag{17}$$
$$= k\,\mathrm{x} - k\log c.$$

şeklinde elde edilir.

İki parametreli Weibull dağılımına sahip eğri aileleri için $H(\alpha,\beta)$ ve E(x,y) fonksiyonlarının keyfi seçimlerine bağlı olarak farklı Finsler metrikleri ve ilişkili geodezikler hesaplanmalıdır. Buna göre iki parametreli Weibull dağılımı için metrik fonksiyonu Eşitlik 15'de $\mathrm{H}(\alpha,\beta) = \beta^n$ seçimiyle n keyfi negatif olmayan reel sayılar için farklı Finsler metrikleri elde edilecektir. Bunun için Eşitlik 15'de

$H(z, y-zx) = \beta^n = (y-zx)^n$ ve $E = sabit$ seçimi ile iki parametreli Weibull dağılımına ait metrik fonksiyonu;

$$L(x, y, \dot{x}, \dot{y}) = \frac{y^{(n+2)}\dot{x}}{x^2}\sum_{k=0}^{n}\binom{n+2}{k+2}\left(-\frac{x\dot{y}}{y\dot{x}}\right)^{(k+2)}. \quad (18)$$

formunda elde edilir. Elde edilen fonksiyonun Finsler metriği koşullarını sağladığı kolayca görülebilir.

Negatif olmayan rasyonel sayılar için, n = 1 / 2 ve 11 / 12 değerleri için Finsler metriklerinin hesabı eşitlik 19'da ki gibi hesaplanır.

$$L_{1/2}(x, y, p, q) = \frac{15q^2x^2\sqrt{y}}{8x^2p}$$
$$L_{11/12}(x, y, p, q) = \frac{805q^2x^2y^{11/12}}{288x^2p} \quad (19)$$

Hesaplanan spray katsayıları ise eşitlik 20'de gösterilmiştir.

$$G_{1/2}{}^1 = G_{11/12}{}^1 = 0$$
$$G_{1/2}{}^2 = \frac{q^2}{8y} \quad (20)$$
$$G_{11/12}{}^2 = \frac{11q^2}{48y}$$

Eşitlik 20'de ki spray katsayılarını geodezikleri veren Euler denklemlerinde yerine yazarsak K, n'e bağlı bulunan katsayı olmak üzere y'nin x'e göre ikinci dereceden diferansiyel denklemi eşitlik 21'de ki gibi elde edilir.

$$y'' = K\frac{y'^2}{y} \quad (21)$$

n=1/2 ve 11/12 için, sırasıyla, K=-1/4 ve -11/24 değerlerindedir. Bu durumda, n ile K arasındaki ilişkinin $K = -\frac{1}{2}n$ olduğu kolaylıkla görülebilir. Tüm negatif olmayan rasyonel sayılarda, eşitlik 21'de verilen diferansiyel denklem çözülürse eşitlik 22 elde edilir.

$$y = \left(C_2x + \frac{2}{n+2}C_1\right)^{\frac{2}{n+2}} \quad (22)$$

Burada C_1 ve C_2 integrasyon sabitleridir. eşitlik 22, denklem 17'de yerine koyulduğunda iki paramatreli yeni kümülatif fonksiyon denklem 23'de ki gibi hesaplanmış olur.

$$F_{Finsler}(v; C_1, C_2) = 1 - e^{-\frac{2}{n+2}v^{C_2}e^{\frac{2}{n+2}C_1}} \quad (23)$$

Burada $a = \frac{2}{n+2}$ değişkeni atandığında Denklem 24 elde edilir.

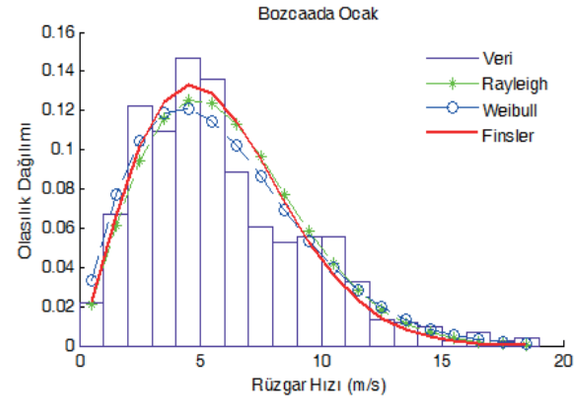
$$F_{Finsler}(v; C_1, C_2) = 1 - e^{-av^{C_2}e^{aC_1}}. \quad (24)$$

$f_{Finsler} = \frac{dF_{Finsler}}{dv}$ ilişkisinden olasılık yoğunluk fonksiyonu Denklem 25'de ki gibi hesaplanmış olur.

$$f_{finsler}(v; C_1, C_2) = aC_2e^{a(C_1 - V^{C_2}e^{aC_1})}v^{C_2-1}. \quad (25)$$

n keyfi değerinde negatif olmayan tam sayılar kullanılarak elde edilen diferansiyel denklemin çözümü iki parametreli Weibull fonksiyonu ile aynı geodezikleri verirken, n negatif olmayan rasyonel sayılarda tanımlı yeni fonksiyon, iki boyutlu eğri ailesi için hesaplanmıştır.

Yeni fonksiyonda, C_1 ve C_2 parametreleri gözlem değerlerine göre belirlenerek gerçek dünya problemlerinde modelleme alt yapısını bizlere sunabileceği öngörülmektedir. Bu kapsamda Finsler geometri tabanlı elde edilen geodezikler, lineer olmayan rüzgar hızı modellemesi gibi gerçek dünya problemi üzerinden örneklendirilirse; Şekil 1'de Bozcaada rüzgar hızı verileri kullanılarak Weibull, Rayleigh ve Finsler metrik tabanlı bulunan yeni eğri ailelerine ilişkin fonksiyon değerlerindeki parametreler, sınır değer problemi ile belirlenip farklı n değerleri için karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir (Tablo 1). Şekil 1'de Bozcaada bölgesi örnek bir ay için metotların karşılaştırmalı gösterimi yer almaktadır.



Şekil 1: Bozcaada örnek ay için dağılım fonksiyonunun grafiksel değişimi

Her bir ay için model performansı, hataların ortalamasının karesinin karekökü olan (RMSE) performans kriteri değeri ile karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir (Eşitlik 26).

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (26)$$

Burada yi gerçek değeri ifade ederken $\hat{y}$ i ise tahmin değeri olarak belirtilir. N ise gözlem sayısı olarak ele alınır.

Tablo 1: Bozcaada aylık analiz ve hata performans sonuçları

Aylar	BOZCAADA								
	Weibull			Finsler				Rayleigh	
	k	c	RMSE	n	C_1	C_2	RMSE	c	RMSE
Ocak	1.8045	6.6332	0.0130	11/12	-4.9712	2.0236	0.0140	4.8133	0.0283
Şubat	1.6015	6.1985	0.0173	1/2	-3.0812	1.4494	0.0172	4.6698	0.0245
Mart	1.7867	5.8550	0.0149	11/12	-4.1565	1.8521	0.0148	4.2631	0.0186
Nisan	1.6364	4.1676	0.0238	11/12	-3.0125	1.6354	0.0237	3.1097	0.0342
Mayıs	2.0583	4.9181	0.0090	11/12	-4.0956	1.9919	0.0088	3.4576	0.0090
Haziran	1.6549	5.5660	0.0184	1/2	-3.0917	1.4573	0.0152	4.1143	0.0247
Temmuz	2.5944	7.0754	0.0177	11/12	-6.4527	2.4017	0.0166	4.8267	0.0286
Ağustos	2.7271	7.7120	0.0131	11/12	-6.9527	2.4717	0.0128	5.2297	0.0240
Eylül	2.0247	5.8461	0.0129	1/2	-3.8117	1.8073	0.0126	4.1237	0.0128
Ekim	2.0730	7.2087	0.0129	11/12	-5.6927	2.1317	0.0126	5.0618	0.0128
Kasım	1.6233	5.7244	0.0321	1/2	-3.3561	1.5973	0.0321	4.2814	0.0399
Aralık	1.9482	6.8862	0.0156	11/12	-4.9927	1.9017	0.0153	4.8969	0.0163

Ekim 2015-Eylül 2016 Bozcaada verileri için modellere ait hesaplanan aylık parametre değerleri ve hata performans kriteri sonuçları Tablo1'de gösterilmektedir. Hata performans kriterleri karşılaştırıldığında Tablo 1'den de görülebileceği gibi Finsler ve Weibull, Rayleigh dağılım fonksiyonuna göre rüzgar hızı verilerine daha iyi uyum sağlamaktadır. Finsler ve Weibull dağılımları yakın hata oranlarına sahip olsada tüm aylar bazında Finsler geometrisi ile elde edilen yaklaşımın diğer modellere göre daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmektedir

4. Sonuçlar

Rüzgar enerji dönüşüm sistemleri kurulmadan önce, tesis edilecek bölgenin rüzgar hızı karakteristiği incelenmeli ve modellenmelidir. Bu amaç doğrultusunda geodezikleri Weibull dağılımı olan Finsler metrik fonksiyonları bu çalışmada hesaplanarak elde edilen yeni olasılık ve kümülatif olasılık yoğunluk fonksiyonları ile rüzgar hızı modellemesi önerilmiştir. Bu kapsamda yeni metrik fonksiyonu ve bunlara ilişkin geodezikler ile hesaplanan model de daha hassas yaklaşımda rüzgar hızları modellendiği sonucuna ulaşılmıştır.

Yeni modelin analizi Ekim 2015-Eylül 2016 Bozcaada verileri üzerinden uygulamalı olarak gösterilmiştir. Özellikle uygulamada Finsler geometrisi ile yapılan analizde, dağılımın aşım noktalarının modelleme konusunda iyi sonuçlar verdiği söylenebilir. Ocak verisinin hata performans kriterleri referans alındığında Finsler geometrisi Weibull dağılımına göre hata oranı düşük olsa da tepe değerlerinde ki yaklaşımı diğer modellere göre daha hassastır.

Önerilen model, parametrelerinin değiştirilmesi sayesinde dünyadaki tüm bölgelerde rüzgar verileri için kullanılabilir niteliktedir. Bu çalışmada geliştirilen Finsler geometri tabanlı modelde farklı parametre kestirim yöntemlerinin de gelecek çalışmalarda kullanılabileceği düşünülmektedir.

5. Kaynaklar

[1] IEA., Key World Energy Statistics, IEA: https://www.iea.org/publications., (Ziyaret Edilme Tarihi, 24.03.2017).

[2] GWEC, "Global Wind Report 2016", http://www.gwec.net/publications, 2016.

[3] Baseer, M. A., Meyer, J. P., Rehman, S. and Alam, M. M., "Wind power characteristics of seven data collection sites in Jubail, Saudi Arabia using Weibull parameters", *Renewable Energy*, 102: 35-49 (2017).

[4] Bassyouni, M, Gutub, S. A, Javaid U., Awais, M., Rehman, S., Hamid SS, Abdel-Aziz M. H., Abouel-Kasem, A. and Shafeek, H. "Assessment and analysis of wind power resource using weibull parameters", *Energy Exploration & Exploitation,* 33(1): 105-22 (2015).

[5] Akdağ, S. A. and Güler, Ö., "Weibull Dağılım Parametrelerini Belirleme Metodlarının Karşılaştırılması", *VII. Ulusal Temiz Enerji Sempozyumu,* (2008).

[6] Akdağ, S. A., and Güler, Ö., "Wind characteristics analyses and determination of appropriate wind turbine for Amasra—Black Sea region, Turkey", International Journal of Green Energy, 7(4): 422-433 (2010).

[7] Kantar, Y. M., Kurban, M. and Hocaoglu, F. O., "Comparison of six different parameter estimation methods in wind power applications", *Scientific Research and Essays*, 6(32): 6594-6604 (2011).

[8] Kurban, M., Hocaoğlu, F. O. and Kantar, Y. M., "The comparative analysis of two different statistical distributions used to estimate the wind energy potential", *Pamukkale University Journal of Engineering Sciences,* 13(1):103-9 (2007).

[9] Celik, A. N., "A statistical analysis of wind power density based on the Weibull and Rayleigh models at the southern region of Turkey", *Renewable Energy*, 29(4): 593-604 (2004).

[10] Dokur, E., and Kurban, M., "Wind Speed Potential Analysis Based on Weibull Distribution", *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 3(4):231-235 (2015).

[11] Garcia, A., Torres, J. L., Prieto, E. and De Francisco A., "Fitting wind speed distributions: a case study", *Solar Energy*, 62(2): 139-144 (1998).

[12] Justus, C.G., Hargraves, W. R. and Yalcin, A., "Nationwide assessment of potential output from wind-powered generators" *Journal of Applied Meteorology* 15(7): 673-678 (1976).

[13] Luna, R. E. and Church, H. W., "Estimation of long-term concentrations using a "universal" wind speed distribution", *Journal of Applied Meteorology*, 13(8): 910-916 (1974).
[14] Kiss, P. and Jánosi, I. M., Comprehensive empirical analysis of ERA-40 surface wind speed distribution over Europe", *Energy Conversion and Management*, 49(8): 2142-2151 (2008).
[15] Brano, V. L., Orioli, A., Ciulla, G. and Culotta, S., "Quality of wind speed fitting distributions for the urban area of Palermo, Italy", Renewable Energy, 36(3): 1026-1039 (2011).
[16] Bardsley, W. E., "Note on the use of the inverse Gaussian distribution for wind energy applications" *Journal of Applied Meteorology*, 19(9): 1126-1130 (1980).
[17] Morgan, E. C., Lackner, M., Vogel, R. M. and Baise, L.G., "Probability distributions for offshore wind speeds", *Energy Conversion and Management,* 52(1): 15-26 (2011).
[18] Kaminsky, F. C., "Four probability densities/log-normal, gamma, Weibull, and Rayleigh/and their application to modelling average hourly wind speed", *In International Solar Energy Society Annual Meeting*, 19-6 (1977).
[19] Sherlock, R.H., "Analyzing winds for frequency and duration", *In On Atmospheric Pollution American Meteorological Society*, 42-49 (1951).
[20] Kollu, R., Rayapudi, S. R., Narasimham, S. V. L. and Pakkurthi, K. M. "Mixture probability distribution functions to model wind speed distributions" *International Journal of Energy and Environmental Engineering*, *3*(1): 27 (2012).
[21] Jaramillo, O. A. and Borja, M. A., "Wind speed analysis in La Ventosa, Mexico: a bimodal probability distribution case", *Renewable Energy,* 29(10):1613-1630 (2004).
[22] Takle, E. S. and Brown, J. M., "Note on the use of Weibull statistics to characterize wind-speed data", *Journal of Applied Meteorology*, 17(4): 556-559(1978).
[23] Zaharim, A., Najid, S. K., Razali, A. M. and Sopian, K., "Analyzing Malaysian wind speed data using statistical distribution", *In Proceedings of the 4th IASME/WSEAS International Conference on Energy & Environment,* Cambridge, UK, (2009).
[24] Carta, J. A., Ramirez, P. and Velazquez, S., "A review of wind speed probability distributions used in wind energy analysis: Case studies in the Canary Islands", *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* 13(5): 933-955 (2009).
[25] Van, D. A. L, Meyer D. F and Malet, L. M., "The use of the Weibull three-parameter model for estimating mean wind power densities", *Journal of Applied Meteorology,* 19(7): 819-825 (1980).
[26] Sharma, K. and Ahmed, M. R., "Wind energy resource assessment for the Fiji Islands: Kadavu Island and Suva Peninsula", *Renewable Energy,* 89: 168-180 (2016).
[27] Pishgar-Komleh, S. H., Keyhani, A. and Sefeedpari, P., "Wind speed and power density analysis based on Weibull and Rayleigh distributions (a case study: Firouzkooh county of Iran)", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 42:313-322 (2015).
[28] Akgül, F. G., Şenoğlu, B. and Arslan, T. "An alternative distribution to Weibull for modeling the wind speed data: Inverse Weibull distribution", *Energy Conversion and Management,* 114: 234-240 (2016)
[29] Ceyhan S. ve Çivi G., "Bazı özel kropina uzayları ve kropina metrik dönüşümleri",*Türkiye Alim Kitapları*, (2014).
[30] Dokur, E., Ceyhan, S. and Kurban, M., "Finsler Geometry for Two-Parameter Weibull Distribution", *Mathematical Problems in Engineering*, (2017).

Türkiye Elektrik Şebekesinin Alçak Gerilim Sisteminin Fotovoltaik Sistemlerin Varlığında Değerlendirilmesi

Evaluation of Low Voltage System of Turkish Electricity Considering Presence of Photovoltaic Penetration

Erencan Duymaz[1], Murat Göl[2]

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
[1]erencan.duymaz@metu.edu.tr, [2]mgol@metu.edu.tr

Özet

Bu bildiride, Elektrik Piyasası Düzenleme Kurumu'nun (EPDK) alçak gerilim elektrik sistemine bağlanacak güneş enerjisine dayalı üretim tesisleri ile ilgili yönetmeliği yayınlamasından sonra, sistem operatörlerinin karşılaşabileceği sorunlar ve bu sorunların çözümleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Dağıtım sisteminin, güç akışının tek yöne olacağı kabulü üzerine tasarlanmış olması, tersine güç akışı ile bir çok problemi beraberinde getirecektir. Bu problemlerden en önemlisi yük tarafında meydana gelebilecek olan gerilim yükselmesidir. Bunun yanında, gözlenebilecek düşük güç faktörü, evirgeç sisteminin harmonik katkısı ve üretimdeki belirsizlik diğer önemli başlıklardır. Dolayısıyla güneş enerjisine dayalı küçük ölçekli bu sistemlere verilecek olan kapasitenin hesabı ve kritik değeri büyük önem taşımaktadır. Bahsedilen sorunlar, evirgeçlerin reaktif güç desteğinin arttırılması, endüktif çalışabilen reaktif güç kompanzasyon üniteleri, alçak gerilimin izlenmesi, akıllı şebekelerin sistemin güvenirliğini arttırması ve yük/üretim tahmini ile çözülebilir.

Anahtar kelimeler: Güneş Enerjisi, Tersine Güç Akışı, Dağıtım Sistemi, Yenilenebilir Enerji.

Abstract

In this paper, after the regulation which is about the connection of photovoltaic plants to low voltage system by Energy Market Regulatory Authority (EPDK), problems that system operators will face and solutions to these problems are investigated in detail. The design of distribution system based on the assumption of one-way power flow will bring many problems. The most important problem is the voltage rise on the load side. Besides, poor power factor observation, harmonic contribution of the photovoltaic inverters and the generation uncertainty are other problems. Hence, the calculation of the capacity that will be allowed for small size photovoltaic systems and the critical value of this calculation are quite important. Before mentioned problems can be solved by the increased reactive power support of inverters, inductive operating reactive power compensation units, low voltage monitoring, the increased security of power system by the smart grid employment and also the load/generation forecasting.

Keywords: Solar Energy, Reverse Power Flow, Distribution System, Renewable Energy

1. Giriş

Teknolojideki gelişmeler ve devlet teşvikleri, şebekeye dahil olan yenilenebilir enerji kaynaklarını tüm dünyada arttırmaya devam etmektedir. Hatta, yenilenebilir enerjinin küresel geleceği raporlarında bugün ülkesel ve bölgesel olarak %100 yenilenebilir enerjinin mümkün olup, olmadığı tartışılmaktadır [1]. Küresel ısınmayı engellemek, CO_2 salınımını azaltmak ve doğayı korumak yenilenebilir enerjinin tartışılmaz faydaları arasındadır. Buna rağmen, yenilenebilir enerjinin gelecekte ulaşacağı güç seviyesi ve bu gücün kurulu güce oranı, beraberinde bir çok zorluğu da beraberinde getirecektir. Geleneksel kabullere göre tasarlanmış olan dağıtım sistemleri iletim sistemlerinden bir çok açıdan ayrıldığı için, gelecekte karşılaşabilecek olan zorluklar için şimdiden yeniden irdelenmeli ve sonuçlara göre revize edilmelidir. Türkiye'de dağıtım sistemlerini farklı kılan geleneksel kabullerden bir tanesi, alçak ve orta gerilimde güç akışının kaynaktan yüke doğru olduğudur. Bu kabule göre, transformatör fiderlerinden yük bağlantı noktasına akan güç kablo empendası sebebiyle gerilim düşümüne sebep olacaktır. Ancak, EPDK'nın hakkında yönetmelik yayınlamasını takiben kurulması öngörülen dağıtık alçak gerilim güneş enerji kaynaklarının şebekeye bağlanmasıyla, şu anda orta gerilim sisteminde gözlenmekte olan çift yönlü güç akışı bu kabulün her zaman doğru olmayacağını ortaya koyacaktır. Özellikle günün öğle saatlerinde, güneş enerjisi üretiminin bina tüketiminden fazla olması durumunda aktif güç şebekeye doğru akacaktır. Bu durumun sistemin tasarımında hesaba katılmadığı ve gelecekte EPDK izniyle yaygınlaşacak olan güneş enerjisine dayalı dağıtık enerji kaynaklarının artmasıyla bir çok probleme neden olacağı öngörülmektedir.

Bu bildiride, Türkiye'de alçak gerilim şebekesinden bağlanacak güneş enerjisine dayalı üretim tesislerinin sebep olabileceği teknik problemler değerlendirilecektir. Belirtilen problemlere karşı alınabilecek tedbirler ve uygulanabilecek çözümler vurgulanacaktır.

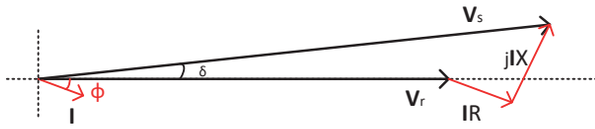
Bildiri şu şekilde organize edilmiştir: 2. Kısım'da öngörülen problemlerin detaylı açıklaması verilmiştir. 3. Kısım ise kullanılabilecek çözüm önerilerine yer verilmiştir. 4. Kısım 2. ve 3. Kısımların sonuçları tartışılırken, 5. Kısım'da bildirinin sonuçları sunulmuştur.

2. Problemlerin Tanımlanması

2.1. Gerilim Regülasyonu

Dağıtık güneş enerjilerinin alçak gerilimde artışıyla ortaya çıkacak problemlerden bir tanesi yük tarafındaki gerilim yükselmesidir. Dağıtım sisteminin radyal olarak tasarlanmış olması gerilimin yük tarafında daha düşük olacağını varsaymaktadır. Bu sebeple, transformatör fider gerilimi nominal 230V olarak kabul edilip, transformatör çıkışından yüke olan mesafede en fazla %5 gerilim düşümüne göre en düşük 220V olacak şekilde projelendirilir [2]. Bu sayede, yük gerilimi, yükün sistemden çektiği akıma göre 220V ile 230V arasında dalgalanmaktadır.

Normal çalışma koşullarındaki yük ve fiderin giriş gerilimi Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekildeki V_r yük gerilimini, V_s fiderin giriş gerilimini, I ise yük akımını göstermektedir. Endüktif olarak kabul edilmiş akım fazörü gerilimin ϕ kadar gerisindedir. (1) numaralı denklem kullanılarak fider giriş gerilimi elde edildiğinde, V_s geriliminin V_r geriliminden büyük olduğu açıktır. Dolayısıyla trafo çıkışındaki V_s gerilimi nominal gerilimin üzerine ayarlanır.

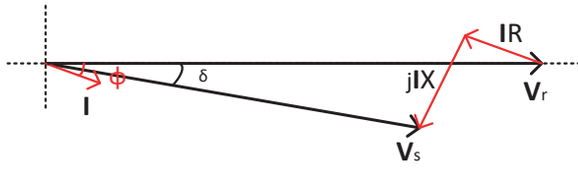


Şekil 1: Endüktif yük için için akım gerilim fazörleri

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_r + \mathbf{IR} + j\mathbf{IX} \quad (1)$$

Ancak, akım yükten kaynağa doğru olduğunda (1) numaralı denklem (2) numaralı denkleme dönüşmektedir. Bu durumda, yük gerilimi fider giriş geriliminin üzerine çıkacaktır. (2) numaralı denkleme göre çizilmiş akım gerilim fazörleri Şekil 2 ile gösterilmiştir. Her iki durum için de fider giriş geriliminin büyüklüğünün sabit olduğu, yük gerilimin değiştiği unutulmamalıdır.

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_r - \mathbf{IR} - j\mathbf{IX} \quad (2)$$



Şekil 2: Tersine güç akışı durumunda akım gerilim fazörleri

Ayrıca tersine güç akışının üretimin tüketimden fazla olduğu durumlarda olduğunun, ve bu durumun gün içinde değişebilmesinden ötürü gerilimin dalgalanmalar göstereceği vurgulanmalıdır. Gerilimdeki dalgalanmalar sistem operatörü ve aboneler için büyük sıkıntılara sebep olabilir. Gerilimin çok yükseldiği durumlarda, fotovoltaik sistemin koruma ayarlarından ötürü, sisteme enerji aktarımı sağlanamayabilir. Bu durum abonenin satış yapamamasına ve dolayısıyla zarar etmesine neden olur. Bunun yanında, yükselecek gerilim ayni baraya bağlı müşterilerin gerilime hassas cihazlarının arızalanmasına sebep olabilir [3]. Oluşacak gerilim tepelerinden ötürü meydana gelebilecek maddi hasarlar, bir çok davanın açılmasına sebep olabilecektir. Bu bağlamda, dağıtım sistemi operatörlerinin fotovoltaik sistemlerin tesis edilmesinden önce detaylı analizler yapması ya da gerekli koruma ayarlarını belirlemesi gereklidir.

2.2. Güç Faktörü

Dağıtık yenilenebilir sistemlerin alçak gerilimden şebekeye bağlanmasıyla ortaya çıkacak diğer bir sorun ise güç faktörüdür. Güç faktörü yükün sistemden ne kadar reaktif güç çektiğinin bir ölçütü olarak düşünebilir ve (3) numaralı denklem ile tanımlanmıştır [4]. Bu denklemde, P sistemden çekilen aktif gücü gösterirken S ise sistemden çekilen görünür güçtür. Sistemden herhangi bir reaktif güç çekilmez ise, görünür güç ve aktif güç birbirine eşit olacağından, güç faktörü 1 olacaktır. Ülkemizde 9 kW ve üzeri güce sahip alçak gerilim müşterilerin hepsi güç faktörü açısından denetlenmektedir.

$$GF = \frac{P}{S} \quad (3)$$

Gece saatlerinde ya da güneşten gelen üretimin çok küçük olduğu zaman dilimlerinde sistemden çekilen aktif güç miktarı yüksektir. Bunun yanında sisteme basılan ya da sistemden çekilen reaktif güç, reaktif güç kompanzasyonu sonucunda aktif gücün yanında ihmal edilebilir, ve güç faktörü izin verilen limitler arasında tutulabilir. Ancak, günün belirli saatlerinde sistemden hiç ya da göz ardı edilebilir miktarlarda aktif güç çekildiği zaman, reaktif güç kompanzasyonu sonucunda artakalan bu reaktif güç aktif güç ile karşılaştırılabilir bir duruma gelir. Bunun sonucunda güç faktörü izin verilen limitlerin dışına çıkacaktır.

Elektrik şebekesine alçak gerilimden bağlanacak fotovoltaik sistemlerin yaratacağı sorunlardan biri de kısa devre akımındaki değişikliktir. Bağlantısı yapılacak PV sistemin kısa devre akımına katkı sağlayacağı yadsınamaz bir gerçektir. [5] 'te yapılan çalışmada, sisteme orta gerilimden bağlı olan büyük ölçekli bir PV sistemin kısa devre durumundaki tepkisi benzetim yöntemi ile incelenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre kısa devre anında kısa devre akımına nominal akımının yaklaşık iki katı bir ekleme yaptığı görülmüş ve bu akımın sistemin kısa devre akımının yanında ihmal edilebileceği belirtilmiştir. Ancak, sisteme alçak gerilimden bağlanacak fotovoltaik sistemlerin, özellikle fotovoltaiklerin yaygın olduğu bir bölge için hesabı ayrıca yapılmalıdır. Bu çalışma bildirinin kapsamı dışındadır.

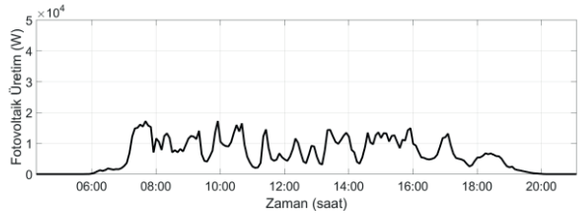
2.3. Harmonik Katkısı

Fotovoltaik evirgeçlerin yaratacağı sorunlardan bir tanesi de sisteme bastığı akımdaki harmoniklerdir. Bu harmoniklerin şebekeye iletilmesi ve dağıtım transformatöründen geçmesi transformatörün doyuma ulaşmasına neden olabilir. Ayrıca, bu harmonikler aynı fider üzerindeki diğer abonelerin harmoniklere maruz kalmalarına sebep olabilir. Bu sebeple, fotovoltaik evirgeçler şebekeye aktif veya pasif filtreler üzerinden bağlanmaktadır. Bu sayede, akımdaki harmonik katkılar şebekeye aktarılmak yerine, yük tarafında tutulabilir. Dolayısıyla, sisteme harmonik katkıda bulunmamak için aktif

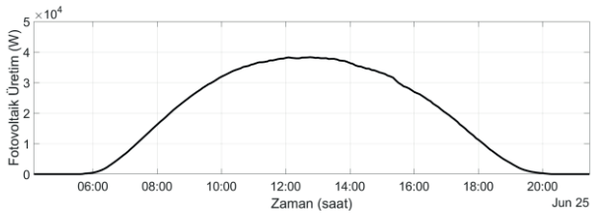
veya pasif filtrelerin tasarımı kritik önem taşımaktadır. İyi tasarlanmamış bir filtreye sahip sistemler şebekeye harmonik akım basacaktır. Dolayasıyla, halihazırda dengesizliğin olduğu alçak gerilim şebekelerinde nötr iletkeni üzerindeki akım artacaktır. Bu sebeple mevcut tasarımların gözden geçirilmesi, ve maliyetlerinin artması beklenmektedir.

2.4. Belirsiz Üretim Karakteristiği

Yenilenebilir enerji kaynaklarının en büyük dezavantajlarından bir tanesi de üretimlerindeki belirsizliktir. Yenilenebilir kaynaklar şu anki teknoloji koşulları ile henüz emre amade olamamakla birlikte, üretim miktarları aynı zaman aralığı içinde dahi fazlasıyla farklılık gösterebilmektedir. Bunu örneklemek adına, Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde Ayaslı Araştırma Merkezi'nde kurulu gücü 50 kW_p olan fotovoltaik sisteminin Haziran ayına ait iki farklı günün üretim eğrileri Şekil 3 ve 4 ile gösterilmiştir. Yaz ayına ait aralarında 5 gün bulunan iki güne ait üretimlerin birbirinden çok farklı olması yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimindeki belirsizliğe örnek gösterebilir. Şekil 4'teki üretim eğrisinin düzenli olmasının yanında Şekil 3'teki üretim eğrisinin kesikli ve dalgalı olması sistem operatörleri için ise ayrıca sorun teşkil etmektedir. Alçak gerilimdeki fotovoltaik sistemlerin çoğalmasıyla, kesikli ve dalgalı üretim eğrileri ekonomik güç dağıtımında zorluklara neden olacaktır. Bununla beraber, bu sistemlerin alçak gerilimde çok fazla yaygınlaşması en uç durumda elektrik şebekesinde frekans dalgalanmalarına sebep olabilir.



Şekil 3:20 Haziran'a ait günlük üretim eğrisi



Şekil 4: 25 Hazirana ait günlük üretim eğrisi

3. Çözüm Önerileri

3.1. Evirgeçlerin Reaktif Güç Desteği

Mevcut koşullardaki evirgeçler sisteme bağlantı noktasındaki güç faktörünü birim yapacak şekilde çalışmaktadır. Bu nedenle fotovoltaik panellerden elde edilen aktif gücün tamamının şebekeye iletmekle yükümlüdürler. Ancak şebekenin değişmekte olan karakteristiği, evirgeçlerin sistemin anlık durumuna destek vermesini gerektirmektedir. Bu desteklerden bir tanesi de evirgeçlerin reaktif güç desteğidir. Evirgeçlerdeki köprü yapısı evirgeçlerin aktif güç – reaktif güç düzleminin dört çalışma bölgesinde de çalışabilmesini sağlamaktadır. Bu nedenle istendiğinde şebekeye reaktif güç sağlaması ya da şebekeden reaktif güç çekilmesi mümkündür.

Evirgeçlerin güneşten elde ettiği güç değeri tepe değerde olmadığı durumlarda, aktif gücün yanında reaktif güç de sağlayabilirler. Böyle bir durumda, mevcut evirgeçler yılın büyük bir bölümünde panelden elde edilen aktif gücün tamamını sisteme aktarırken, görünür gücünü aşmayacak şekilde sisteme reaktif güç sağlayabilir ya da sistemden reaktif güç çekebilir. Ancak, ihtiyaç duyulan reaktif güç miktarına göre mevcut evirciler yetersiz de kalabilmektedir. Bu durum sistemin yılın ne kadarını tepe değere yakın çalışmasıyla alakalıdır. Bu yüzden, sistemin karakteristiğine göre mevcut evirgeçin kapasitans değerinin ya da kullanılan transistör sınıfının arttırılmasını gerektirebilir. Sonuç olarak, bir üst güç sınıfı evirgeçin kullanılması da ihtimaller arasında olabilmektedir.

Mevcut evirgeçlerin, kapasitans değeri müsait olduğu sürece istenilen reaktif gücü sağlayabildiği ayrıca belirtilmelidir. Ancak bu durumda sistem maksimum güç noktasında çalışmasından sapacaktır. Bu yüzden, sistemin görünür gücünü aşmamak için panellerden daha fazla güç elde etmek yerine kapasitesini reaktif enerji için harcayacaktır. Ayrıca, mevcut evirgeçlerin ya da boyutu arttırılmış evirgeçlerin aktif gücün yanında reaktif güç bastığı sürece transistörlerdeki ateşleme ve iletim kayıplarının artacağı; bu nedenle de sistem verimini düşüreceği de unutulmamalıdır.

3.2. Endüktif Çalışabilen Reaktif Güç Kompanzasyon Üniteleri

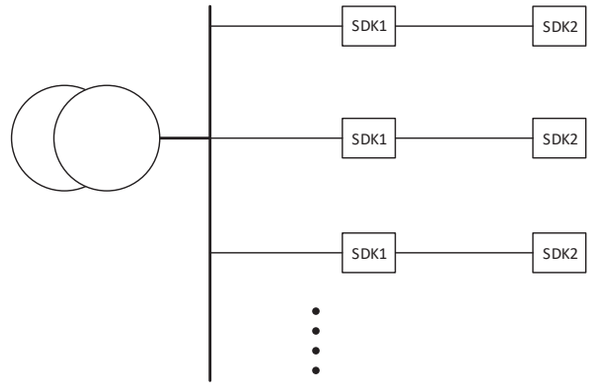
Şebekeye bağlı elektriksel yüklerin neredeyse tamamı endüktif çalışmaktadır. Bu kabule dayanarak, şebekeye bağlantı noktasındaki güç faktörünü iyileştirmek için, şebekeye bağlantı noktasından önce kapasitörlü reaktif güç kompanzasyon panoları kurulmaktadır. Reaktif güç kompanzasyon panoları sistemin güç faktörünü düzenlerken, kapasitif reaktif güç ürettiğinden bağlantı noktasındaki gerilimi yükseltmektedir. Aynı mantıktan hareketle, endüktif çalışabilecek reaktif kompanzasyon panoları sistemin gerilimini azaltarak düzenlemede kullanılabilir. Dolayısıyla, tersine güç akışının gerilimdeki yükselmesi endüktif olarak çalışabilen reaktif kompanzasyon üniteleri ile engellenebilir. Ancak, gerilimi düzenleyecek olan reaktif güç, güç faktörünün izin verilen sınırlar dışına çıkmasına sebep olabilir. Bu yüzden, gerilimi sınırlar içerisinde tutacak en düşük reaktif güç tercih edilmelidir.

3.3. Alçak Gerilimin İzlenmesi

EPDK yönetmeliği ile şebekeye alçak gerilimden bağlanması beklenen fotovoltaik sistemlerin sistemde yaratacağı sorunların çözümünde en önemli noktalardan bir tanesi alçak gerilim güç kalitesinin sürekli bir biçimde izlenmesidir. Öncelikle, alçak gerilimin, orta ve yüksek gerilim kadar ayrıntılı izlenmemesi sistemin tehlike altında olmasına sebep olacaktır.

Alçak gerilim dağıtım sisteminde dağıtım transformatöründen çıkan fiderler abonelere ulaşana kadar Ankara gibi şehirlerde Saha Dağıtım Kutularından (SDK) geçmektedir. Bir transformatörden en fazla 12 adet fider çıkmakta; ve bu fiderler iki adet SDK ile Şekil 5'te gösterildiği gibi abonelere

dağıtılmaktadır. Her bir SDK 5 ya da 10 aboneyi beslemektedir.



Şekil 5: SDK ile Dağıtım Sistemi

Alçak gerilim şebekesinin şu anda izlenmiyor olması, çatı üstü fotovoltaik sistemlerin devreye girmesiyle, sistemin yapısından ötürü bir takım operasyonel sorunlara neden olacaktır. Örneğin, fotovoltaik sistemin SDK 1 içerisindeki bir aboneye kurulması ile SDK 2 içerisindeki bir aboneye kurulması arasında kablo seçimi, gerilim düşlümü, vb. konularda farklılıklar yaratacağı aşikardır..

Fotovoltaik sistemin bir fider üzerindeki hangi SDK üzerine kurulu olduğu, ilgili SDK'ya bağlı abonelerin geriliminin gün içerisinde ve gece saatlerindeki geriliminde dalgalara sebep olacaktır. Örneğin, SDK1 üzerindeki bir aboneye kurulu bir fotovoltaik sistem varsa, SDK1 abonelerinin gerilimi (ilgili fotovoltaik sistemin SDK1 abonelerinin tüketiminden fazla üretmesi durumunda) transformatör çıkışındaki ve SDK2 geriliminden yüksek olacaktır. Tam tersi durumda ise, SDK2 üzerindeki abonelerin gerilimi radyal sistemin en alt kısmında olmalarına rağmen daha yüksek olacaktır. Bu nedenle, alçak gerilim baralarında güç kalitesinin sürekli olarak izlenmesi kaçınılmaz hale gelecektir. Bu güç kalitesi parametrelerinden hareketle dağıtım şirketi, kullanıcılarını gerilim yükselmesini çözecek sorumlulukları yerine getirmek üzere bilgilendirebilir. SDK üzerinden alınacak güç kalitesi parametrelerinden bir diğeri de güç faktörüdür. Güç faktörü 9 kW ve üzeri kullanıcılarda hem önlem olarak reaktif güç kompanzasyonu hem de reaktif güç ölçebilen elektrik sayaçları tesis edilerek hali hazırda izlenmektedir. Ancak, diğer binalar için güç kalitesi parametreleri kayıt altına alınmamaktadır. Alçak gerilimde güç kalitesinin SDK'lar ve dağıtım transformatörü çıkışında izlenmesi ile güç kalitesine ait, güç faktörü, gerilim yükselmesi/düşümü, harmonik bozulumu gibi önemli güç kalitesi parametrelerin bölge bazında tespiti mümkün hale gelecektir.

3.4. Akıllı Şebekelerin Sistemin Güvenirliğini Arttırması

Akıllı şebeke sistemlerinin şebekede arttırılması ile sistemin daha güvenilir bir hale geleceği tartışılmaz bir gerçektir. Bu bağlamda, bu sistemlerin şebekedeki tersine güç akışının doğuracağı problemlerin çözümünde akıllı sistemler büyük önem taşımaktadır. Özellikle karar verme aşamasında akıllı şebeke sistemleri sistemdeki problemleri çözebilecek yetiye sahiptir.

Şebekedeki orta gerilim, döngü (loop) yapacak şekilde tasarlanmış fakat alçak gerilimdeki gibi radyal şekilde işletilmektedir. Bu yüzden dağıtım sistem operatörleri problemlerin çözümünde ya da arızaların onarılmasında sistemin döngü yapısını fazlasıyla kullanmaktadır. Manevra adı verilen bu operasyon akıllı şebekelerin karar verme yetisini kullanarak sistemi daha optimal bir hale getirebilir. Bu noktada, akıllı şebeke sistemlerinin güç kalitesi izleme cihazlarıyla koordinasyon içerisinde çalışması sistem operatörlerine etkili çözümler sunabilir.

3.5. Yük ve Üretim Tahminleri

Güç sistemlerinin stabilizasyonu yük ve üretim arasındaki dengeye bağlıdır. Bu nedenle, sistem operatörlerinin en önemli görevlerinden biri üretim ile tüketim arasındaki dengeyi sürekli olarak sağlamaktır. Ancak, daha önce belirtildiği gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimlerindeki belirsizlik bu dengenin kurulmasını güçleştirecektir. Yük tahmini güç sistemlerindeki planlama, işletme ve ekonomik dağıtım operasyonları için kritik öneme sahiptir [6]. Bu yüzden, yük tahminin dağıtık üretime uygulanması ve akıllı şebekeler ile entegre edilmesi yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimindeki belirsizliğini en aza indirebilecek çözümdür. Hava durumu verileri ve tarihsel veriler kullanılarak şebekenin belirli bir zaman dilimi için tüketimini ve yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimini yeterince doğru tahmin edecek yöntemler literatürde mevcuttur [7]-[8]-[9]. Ancak, dağıtık üretimin bu yöntemleri daha karmaşık hale getireceği de unutulmamalıdır.

4. Tartışma

Tersine güç akışı sonucu ortaya çıkan iki büyük sorun sistemin yük tarafındaki gerilim yükselmesi ve güç faktörünün birim değerden uzaklaşmasıdır. Gerilim yükselmesinin çözümünde reaktif güç üretimi ya da tüketiminin sistem gerilimini ayarlamaya yardım edeceği sunulan çözümler arasındadır. Fakat, gerilimi düzenlemek için kullanılan reaktif güç üretimi/tüketimi güç faktörünü izin verilen sınırlar dışına çıkarabilir. Bu nedenle, mevcut şartlar altında reaktif güç üretiminin izin verilen aralıklar arasında tutulması abonenin reaktif güç kullanım cezasına tabi tutulmaması açısından önemlidir.

Ayrıca, EPDK izniyle kurulacak olan çatı üstü fotovoltaik sistemlerin kapasitesi de ayrıca önem taşımaktadır. Bu sistemlerin toplam kapasitesinin dağıtım transformatörün kapasitesine olan oranı dikkatlice hesaplanmalıdır. Ayrıca izin verilen kapasitesinin SDK'lar arasında paylaştırılması da büyük önem taşımaktadır. Dolayısıyla, üretilen elektrik enerjisinin ilgili SDK içerisindeki başka bir abone tarafından tüketilmesi tersine güç akışının engellenmesini sağlayacaktır. Abonelerden satın alınacak olan enerjinin aynı SDK yerine aynı fider üzerindeki diğer SDK'ya ait bir abone tarafından tüketilmesi aralarındaki mesafe ve kablo kesitine bağlı olarak bir kayba uğrayacağı açıktır. Bu nedenle, kapasitenin SDK'lar arasında paylaştırılması, bir başka deyişle fotovoltaik sistemlerin bir SDK üzerinde toplanmasının engellenmesi hem sistemde tersine güç akışına sebep olmayacak hem de dağıtım kayıplarını azaltacaktır.

5. Sonuçlar

Bu bildiride, EPDK yönetmeliğinin yayınlamasıyla kurulması beklenen küçük ölçekli fotovoltaik sistemlerin alçak gerilim şebekesinde meydana getireceği sorunlar ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu sorunlardan biri tersine güç akışından dolayı gerilimin yük tarafında yükselmesidir. Bir diğer sorun ise abonelerin tükettiği güç kadar üretmesi durumunda güç faktörünün izin verilen aralıklar dışında çıkma ihtimalidir. Hiç üretim olmaması durumunda güç faktörünü izin verilen aralıklar dışına çıkaramayacak olan reaktif güç, sistemin şebekeden hiç ya da küçük miktarda aktif güç talep etmesi durumunda güç faktörünü sıfıra yaklaştıracak ve güç faktörünü izin verilen limitler dışına çıkaracaktır.

Bu sorunlara çözümlerden biri evirgeçlerin reaktif güç desteği sağlamasıdır. Sistemdeki mevcut evirgeç (görünür güçten aktif gücün vektörel olarak çıkarılmasıyla kalan kapasitede) ya da kapasitansı ve transistörün nominal akım değeri büyütülmüş olan evirgeç sisteme reaktif güç sağlayarak ya da sistemden reaktif güç çekerek sistemin gerilimini düzenleyebilir. Ancak, transistörlerdeki ateşleme ve iletim kayıplarının sistemdeki görünür güçle orantılı olduğundan böyle bir desteğin sistemin kayıplarını arttıracağı da belirtilmelidir. Bunun yanında, bu kayıplara uğramadan endüktif de çalışabilen reaktif kompanzasyon panoları sistemlerin gerilim açısından regülasyonu için kullanılabilir. Ayrıca sistemde yaşanması beklenen sorunların saptanması için alçak gerilimin güç kalitesi açısından olabildiğince izlenmesi sistemin güvenliği için kritik önem taşımaktadır. Son olarak da listelenen çözümlere ek olarak, sistemin güvenirliğinin akıllı şebeke sistemleri ile daha da güçlendirilmesi ve yük-üretim tahmini sunulan çözümler arasındadır.

Sunulan çözümlerin gerilimi düzenlemek adına sisteme reaktif güç aktarması ya da sistemden reaktif güç çekmesi şebekeye bağlantı noktasındaki güç faktörünü zedeleyecektir. Bu yüzden, güç faktörünün sınırlarının tekrardan güncellenmesi sistemin gelecekteki sıkıntılarla başa çıkabilmesi için gerekli olabilecektir. Ayrıca, izin verilecek fotovoltaik sistemlerin sistem içerisine düzenli bir şekilde dağıtılması ya da belirli bölgelerde yoğunlaşmaması ve bu sistemlere verilecek olan toplam kapasitenin hesabının kritik önem taşıdığı unutulmamalıdır.

6. Teşekkür

Yazarlar, TÜBİTAK 115E146 numaralı Alçak Gerilim Dağıtım Sistemi Verilerinin İzlenmesi Ve Kayıt Altına Alınması ARDEB projesinde sağlanan destekler için TÜBİTAK'a teşekkür eder.

7. Kaynaklar

[1] REN21, "Renewables Global Futures Report: Great debates towards 100% renewable energy," Paris, 2017.

[2] İ. İlisu and E. Yüksek, "Gerilim Düşümü ve Hesapları," *TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI İSTANBUL ŞUBESİ BÜLTENİ*, pp. 42–46, 2016.

[3] R.C.Dugan, M.F.Mcgranaghan, S.Santoso, and H.W.Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 3rd Ed. McGraw-Hill, 2012.

[4] EPDK, "Elektrik Şebeke Yönetmeliği," 2017.

[5] T. S. Sidhu and D. Bejmert, "Short-circuit current contribution from large scale PV power plant in the context of distribution power system protection performance," *IET Conf. Renew. Power Gener. (RPG 2011)*, pp. 134–134, 2011.

[6] M. De Felice and X. Yao, "Short-Term Load Forecasting with Neural Network Ensembles: A Comparative Study [Application Notes]," *IEEE Comput. Intell. Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 47–56, 2011.

[7] Z. Li, C. Zang, P. Zeng, H. Yu, and H. Li, "Day-ahead Hourly Photovoltaic Generation Forecasting using Extreme Learning Machine," *5th Annu. IEEE Int. Conf. Cyber Technol. Autom. Control Intell. Syst.*, pp. 779–783, 2015.

[8] D. C. Park, M. a. El-Sharkawi, R. J. Marks, L. E. Atlas, and M. J. Damborg, "Electric load forecasting using an artificial neural network," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 6, no. 2, pp. 442–449, 1991.

[9] D. W. Bunn, "Forecasting loads and prices in competitive power markets," *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 2, pp. 163–169, 2000.

1 Mw'lık Bir Güneş Enerji Santralinin Bir Yıllık Performans Analizi

Anıl Akar[1], Ahmet Orhan[2], Merve Boydak[3]

[1]Else Enerji Ltd. Şti.

anilakar@elseenerji.com.tr

[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Fırat Üniversitesi, Elazığ 23119, Türkiye

aorhan@firat.edu.tr

[3]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Fırat Üniversitesi, Elazığ 23119, Türkiye

merve23boydak@gmail.com

Özet

Günümüzde enerjiye olan bağımlılık ve ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır. Enerji ihtiyacının karşılanması ve kaynak çeşitliliğinin artırılması dünyada olduğu gibi ülkemizde de önemli bir gündem maddesidir. Enerji talebinin çevreye zarar verilmeden karşılanması küresel ısınma açısından da oldukça önemlidir. Karbondioksit salınımının minimize edilmesi için kullanılabilecek en önemli kaynak yenilenebilir enerji kaynaklarıdır. Bu çalışmada, ülkemizde son yıllarda kullanımı eksponansiyel olarak artan güneş enerji santrallerinden 1 MW'lık bir santralin bir yıllık performansı analiz edilmiştir. Analizde tesisin ekonomik ömrü ve bir yıllık süreçte enerji kesintilerinin oluşturduğu mali kayıplar ortaya konulmuştur.

Anahtar kelimler: Güneş enerji santralleri, PVSYST

1. Giriş

Yenilenebilir enerji; doğanın kendi evrimi içinde, bir sonraki gün aynen mevcut olabilen enerji kaynağı olarak tanımlanabilir. Yeni ve yenilenebilir enerji kaynakları; çevreyi kirleten ve tüketilmesi kaçınılmaz olan birincil enerji kaynaklarının yerini alabilecek, çevre kirliliği yaratmayan kaynaklardır [1]. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında güneş enerjisi, rüzgar enerjisi, jeotermal enerji, hidrolik enerji, hidrojen enerjisi yer almaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının öneminin artmasıyla birlikte güneş enerjisinin verimli kullanımı üzerine yapılan çalışmalar da çoğalmıştır.

Ülkemiz, coğrafi konumu itibariyle sahip olduğu güneş enerjisi potansiyeli açısından birçok ülkeye göre daha avantajlı durumda olmasının yanı sıra ısısal güneş enerjisi üretimi ve kullanımı açısından Çin, ABD ve Japonya'dan sonra dünya dördüncüsü durumundadır. Ancak elektrik enerjisi üretim ve kullanımı açısından bakıldığında aşılması gereken birçok sorun bulunmaktadır [2].

Ülkemizde ortalama yıllık toplam güneşlenme süresi metrekarede 2640 saat olup, ortalama toplam ışınım şiddeti metrekarede yılda 1311 kW olarak tespit edilmiştir. Türkiye'de GES'lere gerekli yatırımların yapılması halinde Türkiye, günde birim metrekaresinden 1100 kWh'lik güneş enerjisi üretebilir [3].

Mevcut GES sistemlerinde; işçilik, kullanılan malzeme ve çevresel etkiler sebebiyle ışınım kayıpları meydana gelmekte ve sistem veriminde bu etkilere bağlı olarak azalma görülmektedir. GES sistemlerinde oluşabilecek kayıplar; ışınım kayıpları, spektrum kayıpları, yansıma kayıpları, gölgelenme kayıpları, tozlanma ve karlanma kayıpları olarak sıralanabilir. Sistem kayıpları; modül teknik özelliklerindeki sapmalar, sıcaklık kayıpları, uyumsuzluk kayıpları ve kablo kayıplarıdır. Bu kayıplar sistem performansı üzerinde de etkilidir [4]. Ülkemizdeki GES'lerin yıllık performanslarına etki eden bir diğer önemli parametre şebeke tarafı enerji kesintileridir. Bu kesintilerin belirlenmesi bu çalışmanın en önemli çıktılarındandır.

2. 1 MW'lık Haymana Güneş Enerjisi Santrali

Bu çalışmada 2014 Kasım ayında inşası tamamlanan Ankara ili Haymana ilçesi Balçıkhisar beldesi, Hisar mevkiinde kurulan 1150 kWp/1000 kW kapasiteli Haymana güneş enerji santrali incelenmiştir. Arazinin mevcut konum ve özelliklerine göre tasarlanan PV Güç Sisteminde 1. hücre teknolojilerinden olan polikristal hücre ve dizi inverter teknolojisi tercih edilmiştir.

PV sistemin kurulum alanı; Haymana şehir merkezine yaklaşık 27 km uzaklıktadır. Haymana'da İç Anadolu karasal ikliminin genel özellikleri görülür. Yazları sıcak ve kurak; kışları soğuk geçer. Yağış daha çok kış ve ilkbahar aylarında düşer. Yazın ve sonbaharda yağışlar iyice azalır. Yıllık yağış miktarı 367 kg/m^2 kadardır. Kış aylarında don olayı görülür. Sıcaklık ocak ayında nadiren de olsa –15°C'ye kadar düşer. En çok kar yağışı Ocak ayında olmaktadır. Gündüz ile gece; yaz ile kış mevsimleri arasındaki sıcaklık farkları önemli ölçüde büyüktür. İlçede ilkbahar ve yaz mevsimlerinde güneybatı; sonbahar mevsiminde güneydoğu; kışın ise daha çok kuzey rüzgarları etkilidir.

Şekil 2: Santral alanı

2.1. Haymana Güneş Enerjisi Santralinde Kullanılan Panel İnverter Özellikleri ve Sistem Üretim Öngörüsü

Santralde pik gücü 250 Wp olan polikristal hücre teknolojisine dayalı PV panel kullanılmıştır. Panelin elektriksel değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

PV sistemde dizi tipi 20 kW gücünde sahip inverterler kullanılmıştır. Kullanılan dizi invertere ait elektriksel değerler Tablo 2'de verilmiştir.

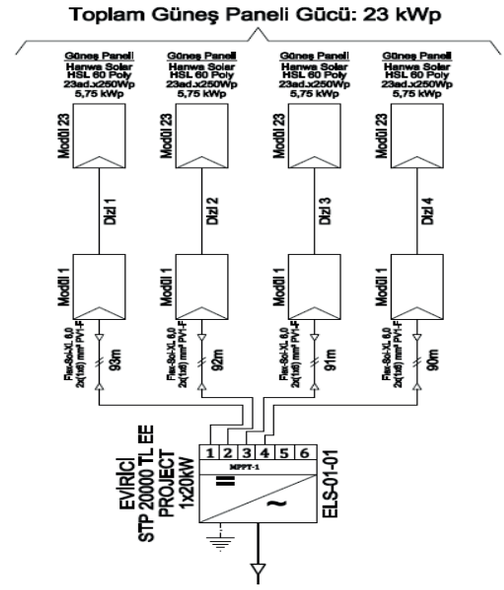
Tablo 1: Sistemde kullanılan fotovoltaik panele ait elektriksel özellikler

Panel Özellikleri		
Panel Gücü	P_{nom}	250 Wp
Açık Devre Gerilimi	U_{AD}	37.70 V
Kısa Devre Akımı	I_{KD}	8.79 A
Nominal Gerilim	U_{nom}	30.4 V
Nominal Akım	I_{nom}	8.23 A
Gerilim için Sıcaklık Katsayısı	-	% -0,31 /°C
Güç için Sıcaklık Katsayısı	-	% -0,43 /°C
Akım için Sıcaklık Katsayısı	-	% +0,05 /°C

Tablo 2: Sistemde kullanılan dizi invertere ait elektriksel veriler

İnverter Özellikleri		
Maksimum Giriş Gücü	-	20450 W
Maksimum Giriş Gerilimi	$U_{INV\text{-}Max.Giriş}$	1000 V
Minimum Giriş Gerilimi	$U_{INV\text{-}Min..Giriş}$	570 V
Maksimum Giriş Akımı	$I_{MPPT\text{-}1}$	36 A
Maksimum Çıkış Akımı	-	29 A
Maksimum Çıkış Gücü	-	20000 W

Santral, 4400 adet 250Wp gücünde panel ve 50 adet 20kWe gücünde inverter kullanılarak tesis edilmiştir. Bir dizide seri bağlı panel sayısı 23 adet olarak hesaplanmıştır.



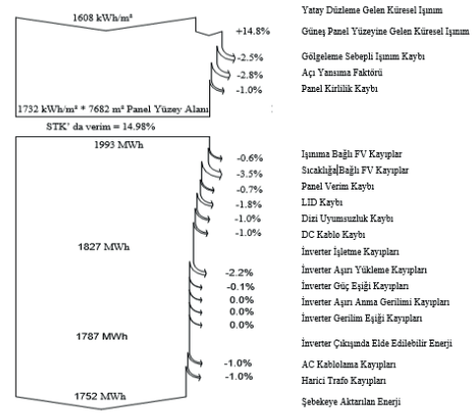
Şekil 3: Panel dizilerinin inverter bağlantısı tek hat şeması

Arazi tipi tesislerde, güneş panellerinin oluşabilecek gölgelerden etkilenmemesi için dizi grupları arasında, gölge boyuna bağlı olarak bırakılacak açıklıkların ve panel açılarının optimum seçimi için PVSYST simülasyon programı kullanılmıştır. Bu programla; meteorolojik veriler, bölgenin kirlilik oranı, güneş ışınım değerleri, yerleşim planları, inverter özellikleri, kablo mesafeleri, bağlantı noktası sayısı ve şebeke özellikleri gibi birçok parametre göz önüne alınarak analizlerin gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.

2.2. Simülasyon Verilerinden Haymana GES'in Performans Analizi

PV sistemlerde sistem performans oranı (S.P.O), birim ışınım miktarı için üretilen elektrik enerjisine göre belirlenir ve yüzdesel olarak hesaplanır. Sistem performans oranı PV sistemlerde kısaca verim hesaplaması olarak da adlandırılabilir. S.P.O denklem 1'deki gibi hesaplanır.

$$S.P.O = \frac{Eac \times Istc}{Pnom \times H} \quad (1)$$



Şekil 4: Tasarlanan sisteme ait kayıp diyagramı

1'deki denklem takımında yer alan Eac sistemin belirlenen zamanda kWh cinsinden üreteceği elektrik enerjisini ifade ederken; Istc STK altında 1 kWp/m^2 olarak alınan gün ışığı radyasyon değerini; Pnom sistemin kWp cinsinden toplam gücünü ve H (kW/m^2) belirlenen zaman dilimi içinde güneş panellerinin üzerine düşen küresel ışınım değerini ifade etmektedir.

Sistem performans oranı belirlenirken, güneş panellerine ait belgelerde belirtilen yıllara bağlı olarak panellerde oluşacak verim azalmaları da göz önünde bulundurulmaktadır.

Genel anlamda kristal yapılı PV güneş panellerinin verimleri, üretildikleri ilk yıldan sonra %2- 4, sonraki yıllar için de her yıl %0.7 - %1.0 arasında azalma gösterir. Pnom sistemin kWp cinsinden DC gücünü (toplam panel gücünü) simgeler. Ancak burada dikkat edilmesi gereken en önemli hususlardan biri kWp cinsinden toplam kapasite belirtilirken yıllara bağlı olarak verimde meydana gelecek düşüşlerin de dikkate alınmasıdır.

Sistem performans oranını reel sonuçlar ile kıyaslayabilmek için, santralden bağımsız olacak şekilde santrale bir ölçüm istasyonu montajlanır. Öncelikle reel ışınım miktarını ölçerek kaydetmek amaçlanmaktadır. Işınımı ölçen cihazlar piranometre olarak tanımlanırlar. Piranometrenin doğru ölçüm yapması tesisin S.P.O'nın doğru belirlenebilmesi için önemlidir. Yatay düzleme gelen ışınım değeri ile belli bir açı ile yerleştirilmiş bir düzleme gelen ışınım miktarları aynı olmayacağından piranometrenin güneş panelleri ile aynı açıda montajlanmış olması gerekir.

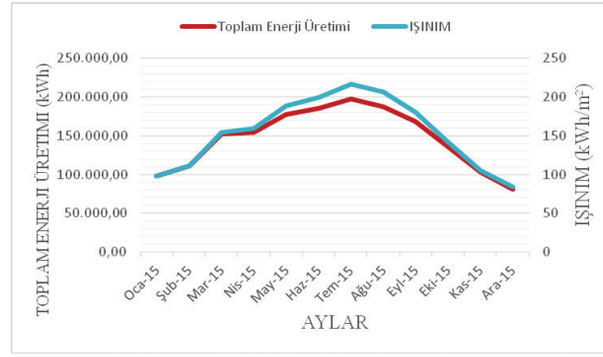
Tablo 3: PVSYST raporunda, aylara göre S.P.O. ışınım ve üretim değerleri

Tarih	S.P.O	Işınım (kW/m^2)	Toplam Enerji Üretimi (kWh)
Oca.15	87%	97.600	97,600.000
Şub.15	87%	110.800	111,100.000
Mar.15	86%	153.900	151,900.000
Nis.15	84%	159.300	154,600.000
May.15	82%	188.700	177,300.000
Haz.15	81%	199.700	184,900.000
Tem.15	79%	216.900	197,500.000
Ağu.15	79%	206.100	187,700.000
Eyl.15	81%	180.500	168,600.000
Eki.15	83%	142.500	135,700.000
Kas.15	85%	105.200	102,600.000
Ara.15	84%	83.800	81,200.000
TOPLAM	82.5%	1,845.000	1,750,700.000

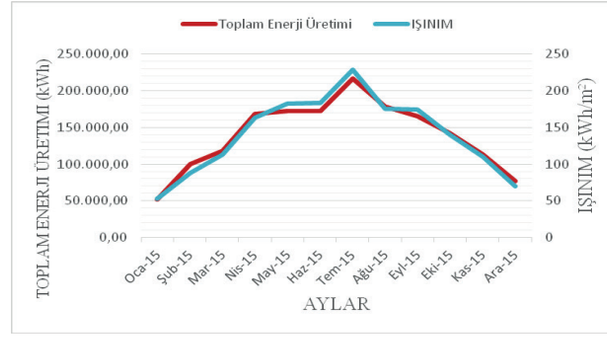
Tablo 3'de güneşin daha dik geldiği yaz aylarında ışınım miktarı ile toplam enerji üretimi değerlerinin arasındaki fark artmaktadır. Bu farkla birlikte S.P.O'nın azaldığı görülmektedir. S.P.O.'daki düşüşe sıcaklığın artması neden olmaktadır.

2.3. Simülasyon Sonuçları ile Santralden Elde Edilen Verilerin Kıyaslanması

2015 yılı için PVSYST ile yapılan modellemeden elde edilen aylara göre toplam enerji üretimi ve ışınım değerleri Şekil 5 ve Şekil 6'da verilmiştir.



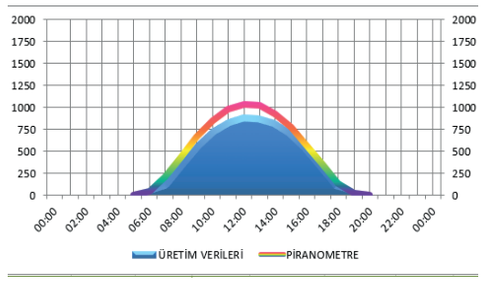
Şekil 5: PVSYST ile elde edilen aylara göre toplam enerji üretimi ve ışınım değerleri



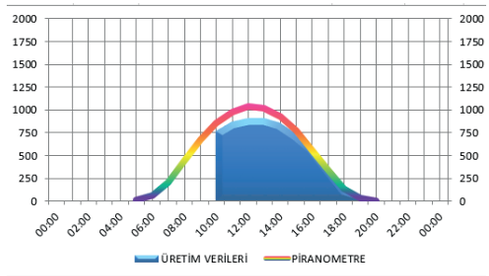
Şekil 6: Santralden elde edilen aylara göre toplam enerji üretimi ve ışınım değerleri

Şekil 5 ve 6'da ışınım miktarının değişimi ile toplam enerji üretiminin değişiminin paralel olduğu görülmektedir. Ancak yaz aylarında havanın sıcaklık değerinin artmasından dolayı sistemde sıcaklığa bağlı kayıplar yaşanması beklenen bir durumdur. Santralden elde edilen Şekil 6 da bu düşünceyi doğrular niteliktedir.

Işınım ile toplam enerji üretimi arasında fark oluşmasına neden olan etkenlerden bir tanesi de bağlı bulunan şebekede yaşanan elektrik kesintisidir. Şekil 7'de elektrik kesintisi yaşanmayan bir gün için ışınım-toplam elektrik üretim grafiği ve Şekil 8'de ise elektrik kesintisi yaşanan bir günde için ışınım-toplam elektrik üretim grafiği verilmiştir. S.P.O. belirlenirken kesinti yaşanan saatlere bağlı üretim kayıpları dikkate alınmalıdır.



Şekil 7: 29.07.2015 tarihinde ölçülen ışınım ve toplam elektrik üretimi değerleri



Şekil 8: 28.07.2015 tarihinde ölçülen ışınım ve toplam elektrik üretimi değerleri

Şekil 8'de görüldüğü gibi saat 06:00-10:30 arasında elektrik kesintisi yaşanmıştır. Işınımın ölçülmesi piranometre ile gerçekleştirildiğinden olası elektrik kesintilerinde ışınım ölçümü devam etmiştir.

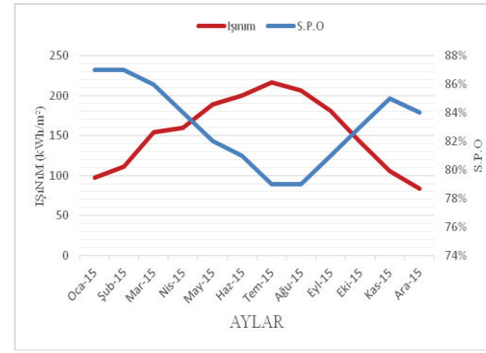
İlgili tesise ait veriler incelendiğinde 2015 yılı içerisinde en çok Eylül ayı içerisinde şebekeye bağlı elektrik kesintilerinin yaşandığı tespit edilmiştir. Eylül ayı içerisinde günlere bağlı elektrik kesintilerinin süresi, kayıp ışınım, ve üretim kayıpları Tablo 4'de gösterilmiştir.

Tablo 4: Eylül ayı elektrik kesintilerine bağlı değerler

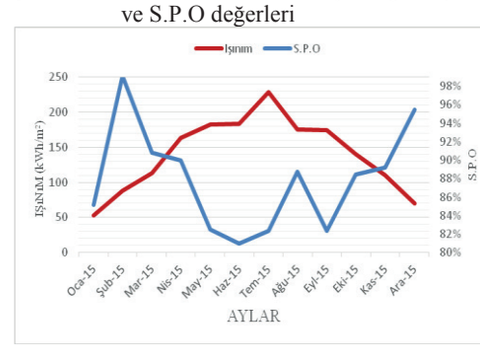
Tarih	Kesinti Süresi (dk.)	Kayıp Işınım Miktarı (kW/m^2)	Üretilemeyen Enerji Miktarı (kWh)
01/09/2015	180	1,4034	1176,56
03/09/2015	150	0,2193	149,42
06/09/2015	240	3,0910	2456,46
09/09/2015	480	4,9112	4796,23
15/9/2015	360	4,1717	4097,33
16/9/2015	180	1,2700	1107,96
17/09/2015	450	4,2465	3535,06
18/09/2015	180	3,9529	3410,98
21/09/2015	330	1,6417	2315,58
22/09/2015	180	1,3296	1772,74
Toplam Üretilemeyen Enerji Miktarı:			24,818,32

Üretilemeyen Enerjinin finansal karşılığı 24818,32 x 0,133$ = 3.300,83$'dır.

2015 yılı için PVSYST modellinden elde edilen aylara göre ışınım miktarı ve sistem performans oranı grafiği Şekil 9 ve Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 9: PVSYST ile elde edilen aylara göre ışınım ve S.P.O değerleri



Şekil 10: Santralden elde edilen aylara göre ışınım ve S.P.O değerleri

Şekil 9 ve 10 incelendiğinde PVSYST raporuna göre beklenen ışınım değerleri ile santralden elde edilen ışınım değerlerinin aynı olmadığı görülmektedir.

PVSYST raporuna göre sistem performans oranı %79 ile %87 aralığında iken; santralden elde edilen verilere göre bu oran %81 ile %99 aralığında olmuştur. Tablo 5'de santralden elde edilen değerler verilmiştir.

Tablo 5: Santralden elde edilen değerler

Tarih	S.P.O	Işınım (kW/m^2)	Toplam Enerji Üretimi (kWh)
Oca.15	85%	52.680	51,593.580
Şub.15	99%	87.570	99,787.520
Mar.15	91%	112.991	117,979.410
Nis.15	90%	162.887	168,564.100
May.15	83%	181.879	172,575.230
Haz.15	81%	183.582	171,971.538
Tem.15	82%	228.593	216,556.880
Ağu.15	89%	175.112	178,742.359
Eyl.15	82%	174.272	165,023.514
Eki.15	88%	140.000	142,450.212
Kas.15	89%	110.000	112,850.780
Ara.15	95%	70.000	76,850.870
TOPLAM	86.7%	1,679.566	1,674,945.993

3. Sonuçlar

Fotovoltaik güç sisteminde arazinin konumuna ve kullanılacak ekipman türüne göre tesisin PVSYST paket programında 1 yıllık simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Yapılan simülasyon raporuna göre 2015 yılı için PV santralden elde edilebilecek olan toplam enerji üretimi 1,750,700.000 kWh olarak bulunmuştur. Toplam enerji üretimi ile şebekeye satılan elektrik enerjisinin birim fiyatı olan 0.133 $'e göre tesisin 1 yıllık elektrik kazancı 232,843.1 $ (518,378.59 TL)* olarak hesaplanmıştır. Tesis yatırım maliyeti 3,462,385.5 TL olarak alınıp santralde yıllara bağlı herhangi bir kayıp ve döviz kurunda değişiklik olmadığı varsayıldığında tesis yatırım maliyetinin elektrik kazancına oranı hesaplanarak, santralin amortisman süresi 6.679 yıl olarak belirlenmiştir.

* 1 $ = 2.2263 TL olarak alınmıştır.

Sıcaklığın sistem üzerindeki olumsuz etkisi simülasyon programı ile tespit edilmiş olup, alınan reel sonuçlar ile de bu tespit doğrulanmıştır.

2015 yılı içerisinde yıllık sistem performans oranı ortalama %82,5 olarak PVSYST programı aracılığı ile belirlenmiş olup, alınan reel ölçümler sonucunda santralin 2015 yılı içerisindeki gerçek performansının ortalama %86,7 olduğu görülmüştür. Yani beklenen sistem performans oranına göre yaklaşık %5 daha fazla bir sistem performans oranı tespit edilmiştir. Santrale gelmesi beklenen ışınım miktarının yaklaşık olarak %9 oranına düşük olması sistem performans oranını arttırıcı yönde bir etki yaparken ışınımın düşük olmasına bağlı olarak üretilen enerjinin de yaklaşık %5 daha az üretilmesi sistem performans oranına azaltıcı bir etki yapmıştır.

Denklem 1'deki formül göz önünde bulundurulduğunda simülasyon sonucuna göre formülün pay kısmının %5 oranında azalması, sistem performans oranını %5 oranında azaltacaktır. Formülün payda kısmında bulunan ışınım değerinin de simülasyon sonucuna göre %9 azalması, sistem performans oranının %9 oranında artmasını sağlayacaktır. Bu iki değere göre düşünüldüğünde payda kısmının yaklaşık olarak %4 azalması, sistem performans oranının %4 artmasını gerektir. Alınan bu değerlere göre; gerçek sonuçlar ile simülasyon sonucu arasında yaklaşık %1 oranında bir fark olmuştur ki bu fark, simülasyon programı hata oranı olarak nitelendirilebilir.

Şebeke bağlantılı (on grid) Güneş enerjisi santrallerinde bağlı bulunulan şebekenin kalitesi, sistemin üretim değerleri ile doğrudan ilgilidir. Bağlı bulunulan şebeke elektriğinin sürekliliği tesisin sürekli üretim yapmasını sağlayacağından, güneş enerji santrallerinin performansları değerlendirilirken şebeke kaynaklı elektrik kesintileri göz önünde bulundurulmalıdır.

Hazırlanan simülasyon raporlarında şebeke elektrik kesintisi olmayacağı varsayılarak raporlar oluşturulmaktadır. Teorik olarak durum böyle olsa da, uygulamada kesintisi olmayan ya da olmayacak bir şebekeden söz etmek çok da mümkün değildir.

Alınan üretim değerlerini daha doğru bir şekilde değerlendirebilmek için, bir tesiste elektrik kesintisi olduğu dönemlerde sahaya gelen ışınımlar, sahada hazır bulunan ölçüm istasyonu pironometresi aracılığı ile tespit edilerek kesinti süresince üretilmesi gereken enerji miktarı belirlenip performans raporuna bu değerler işlenerek, santralin performansını değerlendirmek daha doğru olacaktır.

4. Kaynaklar

[1] Önal E., Yarbay R.Z., Türkiye'de Yenilenebilir Enerji Kaynakları Potansiyeli ve Geleceği, İstanbul Ticaret Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, **18,** 9, 2010.

[2] Dinçer F, Türkiye'de Güneş Enerjisinden Elektrik Üretimi Potansiyeli - Ekonomik Analizi ve ABD Ülkeleri ile Karşılaştırmalı Değerlendirme, KSU Mühendislik Dergisi**, 14,** 2011.

[3] Koç E., Şenel M.C., Dünyada Ve Türkiye'de Enerji Durumu - Genel Değerlendirme, Mühendis ve Makina Dergisi, Cilt **54,** 32-44 2013.

[4] Deniz E., Güneş Enerjisi Santrallerinde Kayıplar.

[5] Anıl AKAR, Bir Güneş Enerji Santralinin Kurulumu ve Performansının Analizi, Yüksek Lisans Tezi

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Kampüsü için Tasarlanmış bir AA Mikro Şebekede Enerjinin Optimal Yönetimi

Optimal Management of Energy in an AC Microgrid Designed for Eskişehir Osmangazi University Campus

İpek Çetinbaş[1], Bünyamin Tamyürek[1], Mehmet Demirtaş[2]

[1]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi
ipekcetinbas@ogu.edu.tr, btamyurek@ogu.edu.tr

[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi
mehmetd@gazi.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi (ESOGÜ) Kampüsü için yenilenebilir enerji kaynaklı bir alternatif akım (AA) mikro şebeke tasarlanmış ve optimal enerji yönetimi yapılmıştır. Fotovoltaik (FV) güç sisteminden oluşan bir dağıtık üretim birimi, bir enerji depolama birimi ve yüklerden oluşan mikro şebekenin bir günlük simülasyonu MATLAB/Simulink programında fazör çözüm metoduyla yapılmıştır. Kampüs bünyesinde yer alan yüklerden dört yük grubu seçilmiş ve gerçek tüketim profilleri elde edilmiştir. 24 saatlik üretim ve tüketim profiline göre mikro şebekenin enerji ihtiyacının fotovoltaik güç sisteminden ve enerji depolama biriminden karşılanması amaçlanmıştır. AA mikro şebeke için enerji depolama biriminin şarj ve deşarj durumu planlanarak iki çalışma senaryosu önerilmiştir. Senaryoya göre; elektrik enerjisi fiyatının düşük olduğu ve FV güç sisteminin de yeterli olduğu zamanlarda batarya şarj edilmiştir. Sonrasında, FV güç sistemi yüke enerji sağlarken bataryada elektrik enerjisi fiyatının yüksek olduğu durumda yüke enerji sağlamıştır. Sonuç olarak, kampüs için bir AA mikro şebeke tasarlanmış, çalışma senaryosu ile toplam elektrik enerjisi fiyatında düşük maliyet tercih edilmiş ve kampüsün temiz enerji hedeflerine ulaşması sağlanmıştır.

Anahtar kelimeler: *AA mikro şebeke, dağıtık üretim, enerji depolama, fotovoltaik enerji sistemleri*

Abstract

This paper presents the design and optimal energy management of an AC microgrid for Eskisehir Osmangazi University Campus supported by a renewable energy source. The designed microgrid, which consists of a distributed generation unit, an energy storage unit and various loads, is simulated using MATLAB/Simulink program in phasor mode for an operation period that lasts a day. The simulation uses the actual power consumption data for four different load types located in the campus. The objective is to supply the energy demand of these loads in the microgrid mainly from the renewables: a photovoltaic (PV) power system combined with a battery. The current design considers the generation and load profiles obtained over a 24-hour period. For this purpose, two operation schemes are proposed for the design of the AC microgrid according to the charge status of the battery. In these strategies, the battery is charged when the electricity price is the lowest also when the photovoltaic power generation is abundant. Then the PV power supplies the load when it is available and battery supplies the load when the electricity price is the highest. In conclusion, the AC microgrid designed for the campus and the preferred operating schemes provide the lowest cost in overall electricity price also achieve the clean energy objectives for the campus.

Keywords: *AC micro grid, distributed generation, energy storage, photovoltaic energy systems*

1. Giriş

Elektrik enerjisinin üretimi ve tüketimi arasındaki denge; teknolojik gelişmelerin, nüfus artışının ve sanayileşmenin sürekli devam ettiği modern toplumlar için kritik öneme sahiptir. Yapılan araştırmalar, artan enerji tüketimi seyrine karşılık petrol, doğalgaz ve kömürü içeren fosil yakıtlı enerji üretiminin aynı oranda karşılık veremeyeceğini göstermiştir. Petrole 51 yıl, doğalgaza 53 yıl ve kömüre ise 114 yıl rezerv ömrü tahmini yapılmıştır. Fosil yakıtların kritik rezerv seviyeleri için 2016-2040 yılları arasında enerji sektörüne yeni ve yenilenebilir kaynaklardan yatırımlar planlanmaktadır. Yaklaşık 66,5 trilyon dolarlık yatırımın %35'i enerji verimliliğine ve %11'i yenilenebilir enerji sektörüne olacağı tahmin edilmektedir [1]. Bu sebeple enerjinin hem etkin ve verimli kullanımı hem de enerji sektörüne yenilenebilir enerji kaynaklarının dahil edilmesi ile klasik enerji şebekesine karşılık mikro şebeke gibi alternatif fikirler ortaya çıkmıştır.

Mikro şebekeler, farklı yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonuna esnek bir şekilde olanak sağlayan, düşük veya

orta gerilimli küçük ölçekli enerji dağıtım sistemine verilen isimdir. Dağıtık üretim kaynakları, enerji depolama birimleri ve yüklerden oluşan ve yerel enerji ağı olan mikro şebekeler ana güç şebekesi açısından değerlendirildiğinde kontrol edilebilen tek bir varlık olarak davranır [2-3].

Mikro şebekeler klasik güç şebekeleri ile kıyaslandığında birçok avantaja sahiptir. Mikro şebekeler ile enerji üretim sistemlerine yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu sağlanmaktadır. Karbon salımının azaltılması ve fosil yakıt bağımlılığına çözüm olması gibi birçok ekonomik ve çevresel kazanım elde edilmektedir. Küçük ölçekli şebekeler olan mikro şebekeler, ana güç şebekesiyle bağlantılı çalışabildiği gibi ana şebekeden ayrılarak ada modlu otonom çalışabilir ve kritik yüklere güvenilir enerji temini sağlanır. Daha az yatırım maliyeti, yerinde üretim ve yerinde tüketim özelliği ile daha az iletim kaybı ve sürdürülebilir enerji için mikro şebeke güvenilir bir güç olarak karşımıza çıkar [4-5]. Bu sebeple mikro şebekeler enerji sektöründe gelecek vadeden uygulamalar arasında gösterilmektedir.

Mikro şebekelerde birincil kontrol, ikincil kontrol ve üçüncül kontrol olmak üzere üç kontrol yapısı mevcuttur ve bu kontrol yapıları hiyerarşik kontrol olarak isimlendirilir. Hiyerarşik kontrolün ilk basamağında yer alan birincil kontrol; dağıtık üretim birimleri arasındaki yük paylaşımından, ada modlu çalışma durumundaki gerilim ve frekans kararlılığından sorumludur. İkinci basamağında yer alan ikincil kontrol; gerilim ve frekans sapması ve ana güç şebekesine senkronizasyondan sorumludur. Üçüncül kontrol ise ana güç şebekesi ve mikro şebeke arasındaki enerji alışverişinden ve piyasa katılımından sorumludur. Ayrıca maliyet vb. değişkenlerin optimizasyonu ile üçüncü kontrol basamağı ilgilenir.

Mikro şebekeler ile ilgili literatürde çeşitli çalışmalar mevcuttur. Ada modlu mikro şebekelerde depolama sistemlerinin programlanması [6], yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı ile ortaya çıkan güç kalitesi problemleri ve enerji depolama birimlerinin yerleşiminin analiz edilmesi [7], mikro şebekelerin optimal planlanması ve tasarımı ile ilgili çalışmalarda mikro şebekenin enerji kalitesinin arttırılması ve daha güvenilir bir sistem oluşturulması amaçlanmıştır [8].

Bu çalışmada ise ESOGÜ kampüsü için yenilenebilir enerji kaynaklı bir AA mikro şebeke tasarlanmıştır. Mikro şebekenin 24 saatlik simülasyonu MATLAB/Simulink programında fazör çözüm metoduyla yapılmıştır. Kampüs bünyesinden seçilen dört yük grubunun gerçek tüketim profilleri elde edilmiştir. Üretim ve tüketim profiline göre 24 saatlik çalışma iki çalışması senaryosu planlanmış ve mikro şebekenin enerji ihtiyacının öncelikli olarak FV güç sisteminden ve enerji depolama biriminden karşılanması amaçlanmıştır. Yükün talep ettiği enerjinin üretilen veya depolan enerjiden fazla olduğu durumda ise mikro şebekenin enerji talebi ana güç şebekesinden karşılanmıştır. Tasarlanan AA mikro şebeke ile enerji depolama biriminin optimum kullanımı sağlanmıştır.

2. AA Mikro Şebeke Tasarımı

AA mikro şebeke tasarımı; fazör çözüm metodu, mikro şebeke modeli, çalışma senaryosu ve simülasyon sonuçları olmak üzere üç bölüm halinde incelenmiştir.

2.1. Fazör Çözüm Metodu

MATLAB/Simulink ortamında sürekli, ayrık ve fazör olmak üzere üç çözüm yöntemi mevcuttur. Sürekli ve ayrık metodun simülasyon süresi mikro saniyeler ve dakikalar arasında değişkenlik göstermektedir. Fakat değişken adımlı entegrasyon algoritmasıyla çalışan yöntem olan fazör metodun zaman aralığı dakikalar ile yıllar arasındadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımına ve bu kaynakların mikro şebekeye entegrasyonuna fırsat veren bu metotta elektromekanik osilasyonlar ve kararlılık çalışmaları yapılabilir. Buna ek olarak güç kalitesi, üst düzey kontrol stratejileri ve global çalışma stratejileri yenilenebilir enerji kaynaklı mikro şebekelere uygulanabilir. Bu çalışmada ise üretim birimi, depolama birimi ve yükler ile tasarlanan AA mikro şebekenin bir günlük çalışmasının benzetimi gerçekleştirilerek incelenmiştir.

2.2. AA Mikro Şebeke Modeli

Fazör modda çalışan üç fazlı fazlar arası gerilimi 380 Volt (V) etkin değere sahip olan mikro şebeke MATLAB/Simulink programında modellenmiştir. Mikro şebeke modeli Şekil 1'de görüldüğü gibi ana güç şebekesi, FV güç üretim birimi, enerji depolama birimi ve yükler olmak üzere dört bölümden oluşmaktadır.

- *Ana Güç Şebekesi*

Üç fazlı 380 V AA'da çalışan mikro şebekeye, enerji ihtiyacı olduğu durumda ana güç şebekesinden enerji sağlanmaktadır. Ana güç şebekesinde 154 kV olan yüksek gerilim, düşürücü transformatör aracılığıyla 34,5 kV orta gerilim seviyesine indirilmiştir. Üç kilometrelik iletim hattından sonra 34,5 kV gerilim seviyesi 380 V dağıtım gerilim seviyesine düşürülmüş ve AA mikro şebekeye bağlanmıştır.

- *FV Güç Üretim Sistemi*

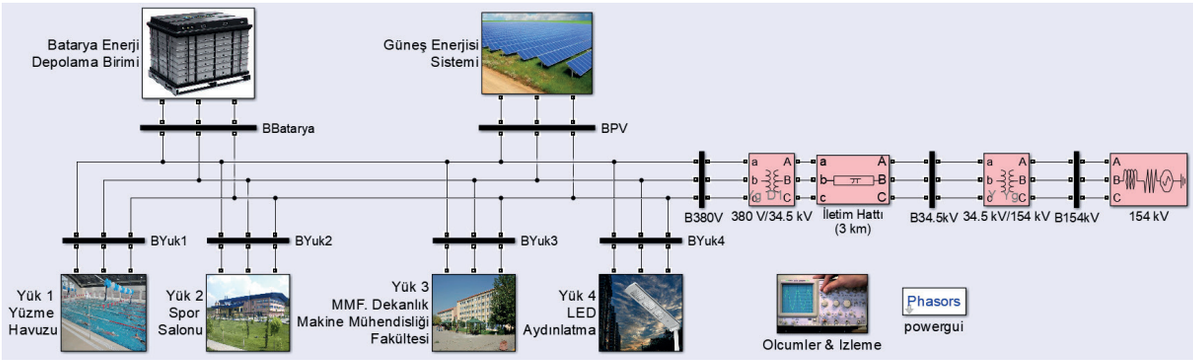
Kontrollü akım kaynağı olarak modellenen FV güç üretim sistemi 24 saatlik çalışma süresince maksimum 100 kW enerji üretebilmektedir.

- *Batarya Enerji Depolama Birimi*

Batarya enerji depolama biriminde iki farklı senaryo için farklı kapasite değerleri belirlenmiştir. 150 kWh ve 300 kWh olarak seçilen ve kontrollü akım kaynağı olarak modellenen batarya her iki senaryo için %10 başlangıç şarjına sahiptir.

- *Yük Tüketim Birimleri*

Yüzme havuzu, spor salonu, mühendislik mimarlık fakültesi dekanlık (MMF) ve makine mühendisliği fakültesi (MM) birlikte olarak ve LED armatürlü aydınlatma birimleri olmak üzere üniversite bünyesinde bulunan dört adet yük grubundan oluşmaktadır. Yük tüketim birimleri benzer şekilde kontrollü akım kaynağı olarak modellenmiştir.



Şekil 1: Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Kampusü için tasarlanan AA mikro şebeke modeli.

2.3. Çalışma Senaryosu ve Simülasyon Sonuçları

Çalışma senaryosu üretim, depolama ve yük birimleri arasında ki ilişkiyi kurarak bu birimlerin birlikte çalışmasını organize eder. Mikro şebekenin üretim ve tüketim durumuna göre enerji eksikliği ya da fazlalığı olduğu durumda; bataryadan ya da ana güç şebekesinden enerji ihtiyacını karşılama veya bataryaya ya da ana güç şebekesine enerji sağlama durumunun belirleyicisi olmaktadır. Çalışma senaryosunun en önemli bölümünü üretim ve tüketim arasındaki ilişki oluşturmaktadır. Şekil 2(a)'da 1 dakika aralıklarla kaydedilen yüklerin 24 saatlik değişimi verilmiştir. Şekillerin zaman ekseni saniyedir. Yüzme havuzu, spor salonu, MMF-MM ve LED aydınlatma olmak üzere dört yük grubunun zamana göre değişimindeki en düşük ve en yüksek güç tüketim değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Mikro şebekenin bir günlük üretim-tüketim durumunun minimum ve maksimum değerleri

Yükler	**Tüketim (kW)**	
	Minimum	**Maksimum**
Yüzme Havuzu	26.4	62.72
Spor salonu	7.2	51.5
MMF-MM	7.2	48.08
LED aydınlatma	6.88	18.742

Yüklerin 24 satlik değişimleri ve tüketimleri, şekilden ve tablodan incelendiğinde değişken profillere sahip oldukları görülmektedir. Yük grupları içinde yüzme havuzu yükü en yüksek enerji tüketim değerine ve MMF-MM ile birlikte en değişken profile sahiptir. LED aydınlatma ise en düşük maksimum tüketim değerine ve diğer yük gruplarına göre daha az değişken yük tüketim profiline sahiptir.

Toplam tüketimle birlikte toplam FV enerji üretim profili 24 saatlik bir periyot için Şekil 2(b)'de verilmiştir. FV güç sisteminin üretim kapasitesi 0 kW ile 100 kW arasında değişirken, toplam yük tüketimi ise 51,76 kW ile 156,76 kW arasında değişkenlik göstermektedir.

ESOGÜ için tasarlanan AA mikro şebeke modeli iki senaryo ile çalıştırılmış ve test edilmiştir. Çalışma senaryoları planlanırken AA mikro şebekenin üretim durumu, tüketim durumu, ana güç şebekesinin tarife düzenlemeleri ve puant saatler dikkate alınmıştır. Toplam üretime karşın toplam tüketim incelendiğinde; her zaman için üretim tüketimden daha düşük profilde seyretmiştir. Bu sebeple mikro şebekeye üretilen ve tüketilen enerjinin farkı kadar ana güç şebekesinden enerji alımı yapılmış, tarife ve puant saatlere göre bataryanın şarj-deşarj durumu planlanmıştır. Çalışma senaryoları, enerji tarifesine göre elektrik enerjisinin ucuz olduğu saatler için bataryanın ana güç şebekesinden şarj edilmesi, ana güç şebekesinin puant saatlerinde ise bataryanın mikro şebekeye enerji sağlaması için planlanmıştır.

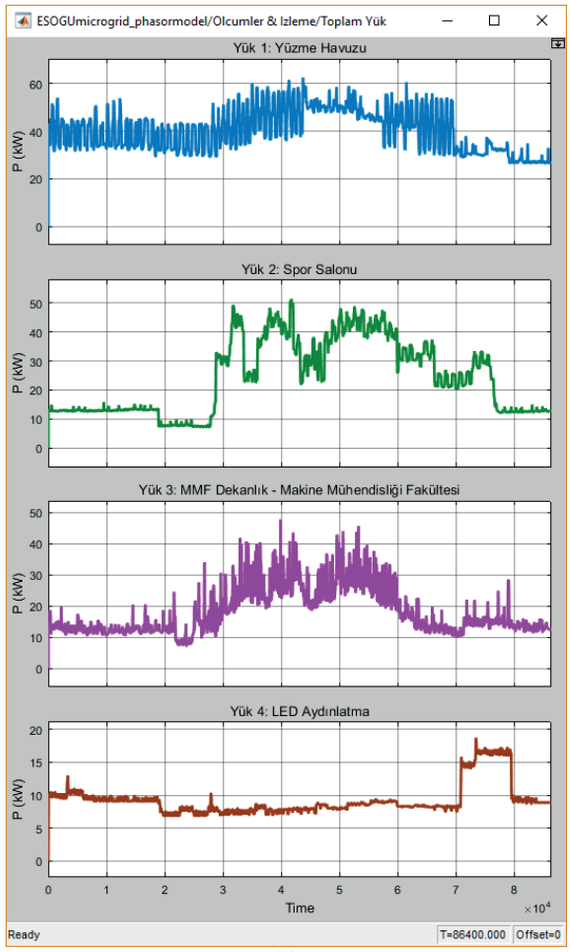
1. Çalışma Senaryosu

1. senaryoya göre; batarya 00.00-05.00 saatleri arasında sabit 30 kW olmak üzere toplamda 150 kWh enerji ile şarj edilmiştir. Bu zaman aralığında ana güç şebekesi hem mikro şebekenin yüklerine hem de bataryaya enerji sağlanmıştır. Batarya kapasitesi 150 kWh olarak belirlenmiş ve %10 başlangıç şarj durumundan bu süre sonunda %100 şarj seviyesine ulaşmıştır.

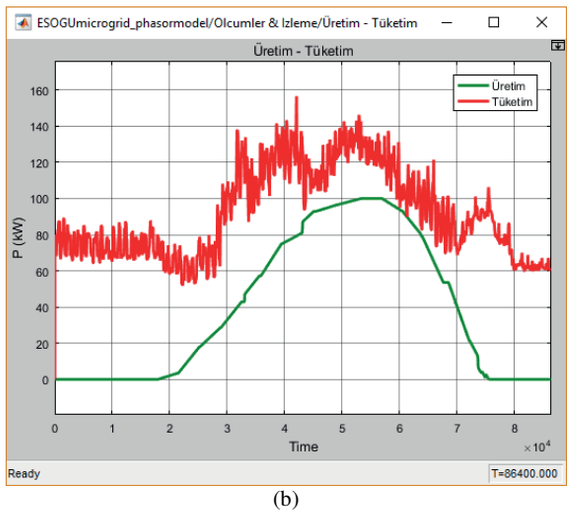
05.00-19.00 saatleri arasında yükün enerji talebi öncelikli olarak FV güç sisteminden karşılanmıştır. FV güç sistemi tarafından üretilen enerji ile yükün talep ettiği enerji arasındaki fark ana güç şebekesinden mikro şebekeye sağlanmıştır. Ana güç şebekesinin enerji talebinin büyük bir kısmı FV güç sisteminden karşılanmıştır. Batarya %100 şarj seviyesindedir ve bu zaman aralığında kullanılmamıştır.

Ana güç şebekesinin puant saatlerine karşılık gelen 19.00-24.00 saatleri arasında mikro şebekenin enerji ihtiyacı hem ana güç şebekesi hem de batarya tarafından karşılanmıştır. 150 kWh enerji bu zaman aralığı sonunda %100 şarj seviyesinden %10 seviyesine kadar mikro şebekenin yüklerine deşarj edilmiştir.

Enerji tarifesinin ucuz olduğu zamanda şarj edilen batarya, puant saatte ana güç şebekesiyle birlikte mikro şebekeye enerji sağlamıştır. 1. çalışma senaryosuna göre 24 saatlik simülasyon sonuçları neticesinde elde edilen zamana göre göre üretim-tüketim gücü, ana güç şebekesi gücü, batarya gücü ve bataryanın % şarj-deşarj durumu grafikleri Şekil 3'de verilmiştir.

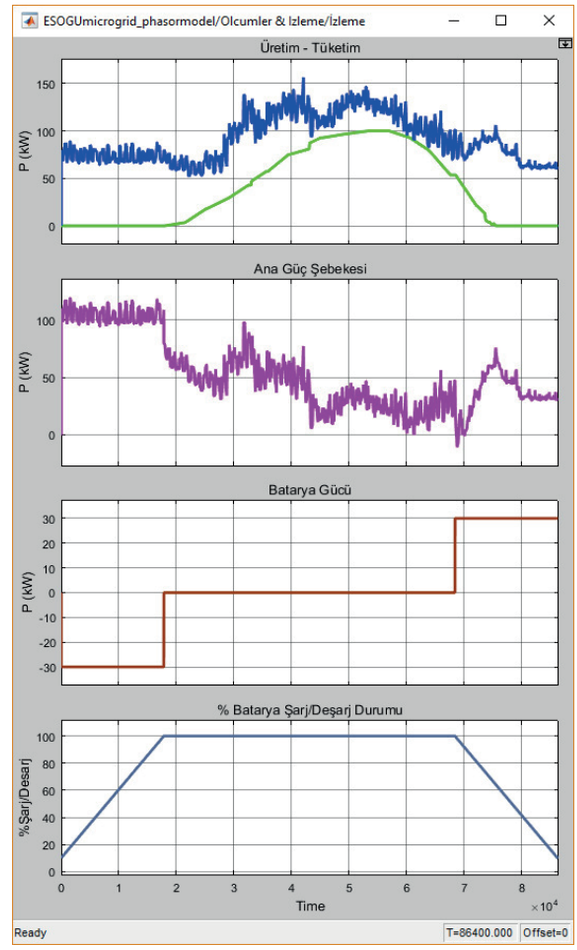


(a)



(b)

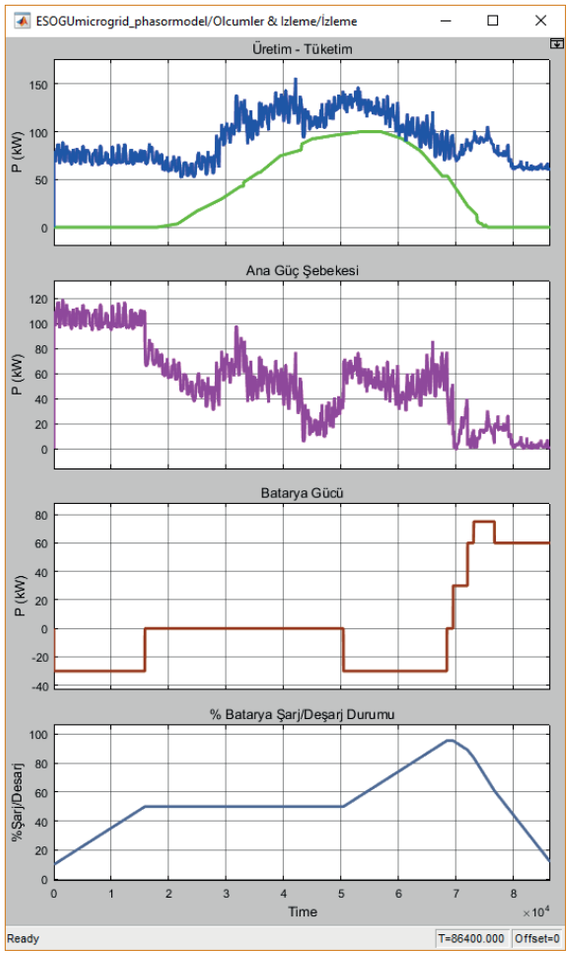
Şekil 2: Yük tüketim profilleri: (a) dört farklı yükün tüketim profilleri, (b) FV üretim ve toplam yük tüketim profili.



Şekil 3: Zamana göre üretim-tüketim gücü, ana güç şebekesi gücü, batarya gücü ve bataryanın % şarj-deşarj durumu.

2. Çalışma Senaryosu

2. senaryoya göre batarya iki farklı zaman diliminde şarj edilmiştir. 2. çalışma senaryosuna göre 24 saatlik simülasyon sonuçları neticesinde elde edilen zamana göre üretim-tüketim gücü, ana güç şebekesi gücü, batarya gücü ve bataryanın % şarj-deşarj durumu grafikleri Şekil 4'de verilmiştir. 1. Senaryoda olduğu gibi batarya 00.00-05.00 saatleri arasında sabit 30 kW olmak üzere toplamda 150 kWh enerji ile şarj edilmiştir. Böylece 00.00-05.00 saatleri aralığında ana güç şebekesi hem mikro şebekenin yüklerine enerji sağlamış hem de bataryayı şarj etmiştir. Batarya kapasitesi 300 kWh olarak belirlenmiştir. %10 başlangıç şarj durumundan 5 saatlik süre sonunda %50 şarj seviyesine ulaşılmıştır.



Şekil 4: Zamana göre üretim-tüketim gücü, ana güç şebekesi gücü, batarya gücü ve bataryanın % şarj-deşarj durumu.

05.00-14.00 saatleri arasında yükün enerji talebi öncelikli olarak FV güç sisteminden ve üretim-tüketim farkı ise ana güç şebekesinden karşılanmıştır. Batarya %50 şarj seviyesindedir ve bu zaman aralığında kullanılmamıştır.

Mikro şebekede gün içinde FV güç sisteminden üretilen ve yük grupları tarafından tüketilen enerji farkının en aza indiği 14.00-19.00 zaman diliminde batarya ikinci kez şarj edilmiştir. 150 kWh saate ek olarak tekrardan 150 kWh daha şarj edilerek toplamda 300 kWh enerji bataryada depolanmıştır. Bu zaman süresince ana güç şebekesi hem mikro şebekeye hem de bataryaya enerji sağlamıştır. İlk şarj aralığında %50 şarj olan batarya ikinci 5 saatlik şarj diliminde %50'den %100 şarj seviyesine ulaşmıştır.

Ana güç şebekesinin puant saatlerine karşılık gelen 19.30-24.00 saatleri arasında batarya mikro şebekeye kademeli olarak 300 kWh enerji sağlamıştır. Bataryadan mikro şebekeye 19.30-20.00 saatleri arasında 30 kWh, 20.00-20.30 saatleri arasında 60 kWh, 20.30-21.00 saatleri arasında 75 kWh, 21.00-21.30 saatleri arasında 75 kWh ve 21.30-24.00 saatleri arasında ise 60 kWh enerji aktarılmıştır. 19.30-24.00 saatleri arasında bataryanın sabit bir değerde deşarj edilmesi yerine zamana bağlı olarak kademeli deşarj edilmesi ile ana güç şebekesinin puant saatinde mikro şebekenin enerji ihtiyacının yaklaşık olarak tamamı bataryadan karşılanmıştır. 300 kWh enerji bu zaman aralığı sonunda %100 şarj seviyesinden %10 seviyesine kadar deşarj edilmiştir. Enerji tarifesinin ucuz olduğu zamanda ve FV güç sisteminin katkısıyla mikro şebekenin enerji talebinin en az olduğu iki zaman diliminde şarj edilen batarya puant saatte ana güç şebekesiyle birlikte mikro şebekeye enerji sağlamıştır.

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Kampüsü için gerçek tüketim verileri kullanılarak tasarlanan AA mikro şebeke iki farklı senaryo ile test edilmiştir. Senaryolar değerlendirildiğinde; 1. senaryoda bataryanın şarjı ana güç şebekesi açısından değerlendirilmiş ve elektrik enerjisinin ucuz olduğu zaman aralığı seçilmiştir. Batarya deşarj zamanı için ise ana güç şebekesinin puant zaman dilimi seçilmiştir. Böylece mikro şebekenin ana güç şebekesiyle enerji alışverişinde ekonomi kavramı önem kazanmıştır.

2. senaryoda batarya iki farklı zaman diliminde şarj edilmiştir. Şarj için ilk zaman dilimi ana güç şebekesi açısından değerlendirilmiş ve elektrik tarifesinin ucuz olduğu zaman aralığı seçilmiştir. İkinci şarj zamanı mikro şebekenin üretim-tüketim profili açısından değerlendirilmiştir. Üretim ve tüketim arasındaki farkın en az olduğu ve ana güç şebekesinden en az enerjinin talep edildiği zaman aralığı ikinci şarj aralığı olarak belirlenmiştir. Batarya deşarj zamanı için ise 1. senaryoda olduğu gibi ana güç şebekesinin puant zaman dilimi seçilmiştir. Fakat 1. senaryoya ek olarak 2. Senaryoda bataryadan kademeli deşarj ile mikro şebekeye enerji aktarılmıştır. Böylece mikro şebekenin yük talebinin yaklaşık tamamı enerji depolama biriminden karşılanmıştır. Böylece mikro şebekenin hem ana güç şebekesiyle hemde kendi üretim-tüketimi dolayısıyla FV güç sisteminden en optimum şekilde yararlanılması ve yüklere enerji temini sağlanmıştır. Böylece, bataryanın şarj ve deşarj dilimlerinin zamana bağlı olarak değiştirilmesi ile enerji depolama biriminden optimum şekilde yararlanılmıştır.

3. Sonuçlar ve Değerlendirme

ESOGÜ Kampüsünde belirlenen yük grupları için güneş enerjisi kaynaklı bir AA mikro şebeke tasarlanmıştır. Mikro şebekenin tüm yükünü ana güç şebekesinden karşılamak yerine temel enerji kaynağı olarak FV üretim birimi ve depolama biriminden destek sağlanmıştır. FV üretim biriminin tüm potansiyeli mikro şebekenin değişken tüketim profiline sahip yüklerini beslemek için kullanılmıştır. FV güç sisteminin yükler karşısında yetersiz kaldığı durumda ise iki farklı senaryoya göre batarya ve ana güç şebekesi FV üretim birimi ile birlikte yüklere enerji sağlamıştır. Bataryanın zamana göre şarj-deşarj durumunun planlanması ile enerji depolama biriminden optimum şekilde faydalanılmıştır. Çalışmanın MATLAB/Simulink ortamında yeni bir uygulama modeli olan fazör mod ile yapılmış olması, modellemenin 24 saatlik zaman aralığını incelenmesine olanak vermiş ve geniş zaman aralıkları için üretim, depolama ve tüketim birimlerinin davranışları daha net incelenebilmiştir.

4. Kaynaklar

[1] Dünya ve Türkiye enerji ve tabii kaynaklar görünümü, Web adresi: http://www.enerji.gov.tr/File/?path=ROOT%2f1%2fDocuments%2fEnerji%20ve%20Tabii%20Kaynaklar%20G%c3%b6r%c3%bcn%c3%bcm%c3%bc%2fSayi_15.pdf, Erişim Tarihi: 17.06.2017.

[2] Shuai, Z., Sun, Y., Shen, Z.J., Tian, W., Tu, C., Li, Y. ve Yin, X, "Microgrid Stability: Classification and a Review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 58, 167-179, 2016.

[3] Minchala-Avila, L.I., Garza-Castañón, L.E., Vargas-Martínez, A. ve Zhang, Y., "A Review Of Optimal Control Techniques Applied To The Energy Management And Control Of Microgrids", *Procedia Computer Science*, 52, 780-787, 2015.

[4] Hossain, E., Kabalci, E., Bayindir, R. ve Perez, R., "Microgrid Testbeds Around the World: State of Art", *Energy Conversion and Management*, 86, 132-153, 2014.

[5] Karavas, C-S., Kyriakarakos, G., Arvanitis, K.G. ve Papadakis, G., "A Multi-Agent Decentralized Energy Management System Based On Distributed Intelligence For The Design And Control Of Autonomous Polygeneration Microgrids", *Energy Conversion and Management*, 103, 166-179, 2015.

[6] Ross, M., Hidalgo, R., Abbey, C. ve Joós, G., "Energy Storage System Scheduling For An Isolated Microgrid", *IET Renewable Power Generation*, 5, 117-123, 2011.

[7] Fu, Q., Montoya, L.F., Solanki A., Nasiri, A., Bhavaraju, V., Abdallah, T. ve Yu D.C., "Microgrid Generation Capacity Design With Renewables And Energy Storage Addressing Power Quality And Surety", *IEEE Transactions On Smart Grid*, 3, 2019-2027, 2012.

[8] Junga, J., Villaran, M., "Optimal Planning And Design Of Hybrid Renewable Energy Systems For Microgrids", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 75, 180-191, 2017.

ENERJİDÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ
1. ULUSAL
ELEKTRİK ENERJİSİ DÖNÜŞÜMÜ
KONGRESİ (EL-EN)
Fırat Üniversitesi | Elazığ
21-22 Eylül 2017

11. OTURUM
Elektrik Makinaları, Endüstriyel Sürücüler ve Denetimi-3

Oturum Başkanı: **Prof. Dr. Sedat Sünter**

- **Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Senkron Motorun Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(Uvdgm) İle Hız Denetiminde Hareket Profillerinin Karşılaştırılması** – *Meltem Tetik, Fırat Parlak*
- **Senkron Relüktans Motor Kontrolü** – *Mahmut Can Kovan, Ahmet Faruk Bakan*
- **Asenkron Makinaların Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü** – *Çiğdem Gündoğan Türker, Petros Karamanakos, Ralph Kennel*
- **Sensörsüz Vektör Kontrol Performansını Artırmak İçim Bir Yöntem** – *H. Bülent Ertan, Tayfun Filci*

Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Senkron Motorun Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(UVDGM) ile Hız Denetiminde Hareket Profillerinin Karşılaştırılması

Speed Vector Controlled Motion Profiles Comparison in Permanent Magnet Brushless Synchronous Machine with Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM)

Meltem Tetik[1,2], Fırat Parlak[2]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Umuttepe
ttkmeltem@gmail.com

[2] Ar-Ge Merkezi, Akım Metal A.Ş., Tuzla, İSTANBUL
arge40@akimmetal.com.tr, fparlak@akimmetal.com.tr

Özet

Bu çalışmada, kullanım alanları gün geçtikçe artan sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun uzay vektör darbe genişlik modülasyon(UVDGM) tekniği kullanılarak, farklı hız profillerine göre hız denetimi sağlanacaktır. Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun matematiksel modeli MATLAB/Simulink 'de oluşturularak, kontrolün simülasyonu yapılacaktır. Hız kontrolü yapılırken sistemde, Trapezoidal, S-Curve ve Asimetrik S-Curve olmak üzere üç farklı referans profil kullanılacaktır. Farklı hız profillerinin, motor hız kontrolü üzerindeki etkisi kıyaslanacaktır.

Anahtar Kelimeler: Sürekli Mıknatıslı Motor, Vektör Kontrol, Hız Kontrolü, S-Curve, Asimetrik S-Curve, Trapezoidal

Abstract

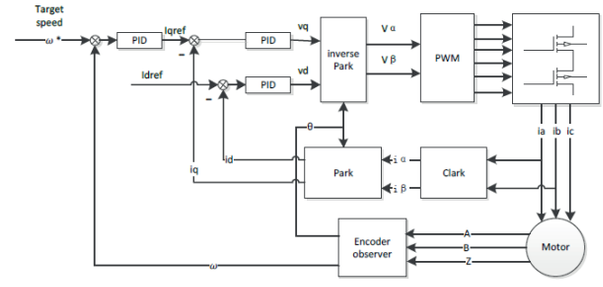
In this paper, speed vector control of the space vector pulse width modulation(SVPWM) technique of the permanent magnet brushless synchronous motor which usage areas are increasing will be provided according to different speed profiles. The mathematical model of the Permanent Magnet Synchronous Machine will be created in MATLAB/Simulink and the control will be simulated. When speed control is performed, three different reference profiles will be used in the system: Trapezoidal, S-Curve and Asymmetric S-Curve. The effect of the different speed profiles on the motor speed control will be compared.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Machine, Vector Control, Speed Control, S-Curve, Asymmetric S-Curve, Trapezoidal

1. Giriş

Senkron motorlar, statorunda ve rotorunda sargıları olan yükten bağımsız olarak sabit hız istenen yerlerde tercih edilirler.

Senkron motorların statorunda indüksiyon motorundaki gibi üç fazlı sargı bulunur. Rotorda sargı yerine kalıcı mıknatısın kullanılmasıyla fırça ve kollektörden kaynaklanan mahsurlar da giderilmiş olur.[1] Rotorda yüksek enerjili kalıcı mıknatıs kullanılması, rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını ortadan kaldırarak aynı güçteki senkron motordan veriminin daha yüksek olmasını sağlamıştır. Sürekli mıknatıslı senkron motorlar bu üstünlüklerine rağmen moment ve hız kontrolünde konum algılayıcı kullanılarak ek bir sürücü sisteme ihtiyaç duyarlar.[2]



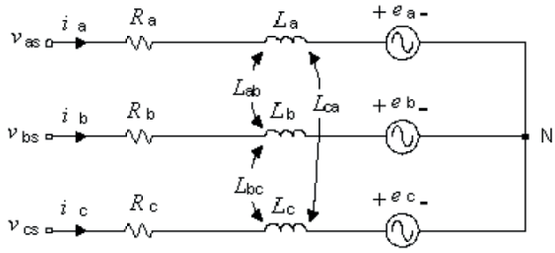
Şekil 1: Kalıcı mıknatıslı fırçasız senkron motorun hız kontrolü[3]

2. Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun matematiksel modeli, stator referans düzlemi ve rotor referans düzlemi olmak üzere iki düzlemde ifade edilir.

2.1. Stator Referans Düzleminde Kalıcı Mıknatıslı Fırçasız Senkron Motorun Modellenmesi

Motorun stator referans düzemlindeki matematiksel modeli çıkarılırken sinüzoidal dalga akım beslemeli ve yıldız bağlı olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 2: Üç fazlı yıldız bağlı motor[3]

Motorun faz sargılarına V_{as}, V_{bs} ve V_{cs} gerilimleri uygulanmakta faz sargılarından i_a, i_b ve i_c akımları geçmektedir. R_a, R_b, R_c, satator faz sargısı dirençlerini, L_a, L_b, L_c, stator faz sargıları endüktanslarını, $L_{ab}, L_{ba}, L_{bc}, L_{cb}, L_{ac}, L_{ca}$, stator fazları arasındaki ortak endüktansları ve e_a, e_b, e_c stator sargılarında meydana gelen zıt emk'i göstermektedir. Şekil-2'den stator gerilimleri Denklem-1'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{d_t} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Zıt emk, rotor mıknatısının manyetik akısı ile rotor hızına bağlıdır ve

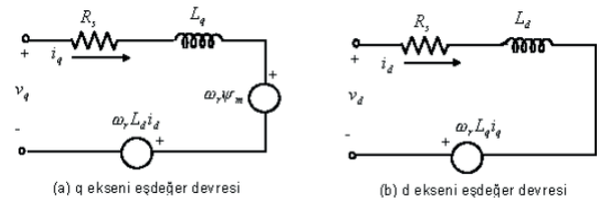
$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \psi_m \begin{bmatrix} sin\,\theta_r \\ sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

ile ifade edilebilir. Motor yıldız bağlı ve sargılar kendi aralarında birbirine eşit ve dengeli olduğundan, Ra=Rb=Rc=R, La=Lb=Lc=L, Lab=Lac=Lbc=Lba=Lca=Lcb=M yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{d_t} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \ldots \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} sin\,\theta_r \\ sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2. Rotor Referans Düzleminde Kalıcı Mıknatıslı Fırçasız Senkron Motorun Modellenmesi

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 3: Motorun rotor referans düzleminde eşdeğer devresi[3]

Şekil-3'e göre motorun d-q eksen gerilim eşitlikleri yazılırsa;

$$V_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (4)$$

$$V_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m \quad (5)$$

d,q eksenleri manyetik akıları;

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (6)$$

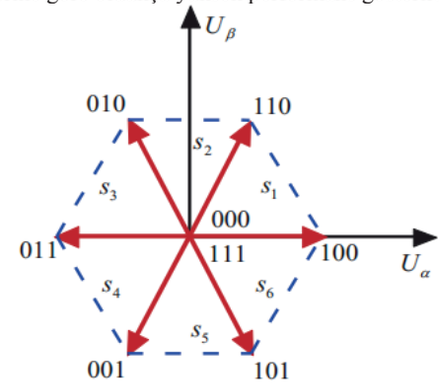
$$\psi_q = L_q i_q \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d + \psi_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

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 akı, ψ_q q-eksen manyetik akı olarak ifade edilmektedir.

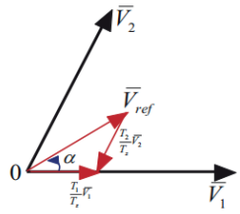
3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülü (UVDGM)

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motor sürücülerinin performansında, anahtarlar için kullanılan modülasyon tekniği çok büyük önem arz etmektedir. UVDGM tekniği çok iyi harmonik performansı, modülasyon indeksi aralığının genişletilmesi, doğru akım giriş geriliminin optimum kullanımı ve düşük akım dalgalanması gibi avantajlara sahiptir. Küçük uzay vektörlerinin uygun seçimi ve eşit anahtarlama süresi ile anahtarlama sıralarının başlangıç ve bitiş durumları, düşük gerilim dalgalanmalarına ve düşük toplam harmonik distorsiyonuna sebep olur. UVDGM tekniği buna benzer bir sıra kullanır. Bundan dolayı performansları diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre daha iyidir. Böylece uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği lineer modülasyon oranında diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça yüksek performans gösterir.[4]



Şekil 4: Uzay vektör darbe genişliği modülasyonu vektör diyagramı[5]

UVDGM tekniğinde üç fazlı referans akımlar "Clarke" dönüşümü kullanılarak α-β uzayında akım uzay vektörü ile temsil edilmektedir. Vektörün uzunluğu ve faz açısı bu üç fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile hesaplanır. Eğer üç fazlı büyüklükler sinüzoidal ve dengeli ise vektör, sabit bir açısal hızla dönecektir ve sabit bir uzunluğa sahip olacaktır. Başka bir deyişle dönen bir gerilim vektörü oluşacaktır. UVDGM tekniği, altıgen içerisindeki bütün referans vektörlerin (Vref), Vref'e komşu olan iki uzay vektörünün ve sıfır vektörlerinin ağırlıklı ortalamaları alınarak oluşturulur.



Şekil 5: Sektör 1 içindeki referans gerilim vektörünün yerleşimi[5]

gerilim vektörü, α-β eksende Denklem-9'da verildiği gibi ifade edilmektedir,

(9)

Altı adet gerilim vektörünün, her bir sektörün sınır bölgesinde alacağı değer, Denklem-10'da verildiği gibidir,

(10)

Burada k, sektör numarasını belirtmektedir.
Uzay vektör PWM tekniği için bir anahtarlama periyodu Ts olarak seçilmiştir. Denklem-14'de, referans geriliminin bir periyot boyunca hesaplanması ile ilgili eşitliği ifade etmektedir,

(11)

(12)

(13)

(14)

(15)

α-β eksen için gerilim vektörleri Denklem-16 verildiği gibi ifade edilmektedir. Burada T_k ve T_{k+1} referans gerilim vektörü bileşenlerinin çalışma sürelerini ifade etmektedir ve Denklem-17'de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır,

(16)

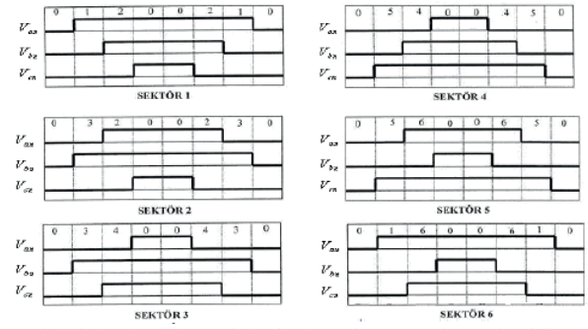
(17)

Uzay vektör PWM tekniğinde, kullanılan yarı iletkenlerin iletim ve kesim zamanları bazı hesaplamalar ile elde edilmektedir. Anahtarların iletim ve kesim durumları ile α,β gerilimleri Tablo-1'de verilmiştir.

Tablo 1: Anahtar konumlarına göre α,β gerilimleri[5]

	T1	T3	T5	U_α	U_β	U_{ref}	Vektör
000	OFF	OFF	OFF	0	0	0	V_0
001	OFF	OFF	ON	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	V_1
010	OFF	ON	OFF	$-U_{DC}/3$	$U_{DC}\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	V_2
011	OFF	ON	ON	$-2U_{DC}/3$	0	$2U_{DC}/3$	V_3
100	ON	OFF	OFF	$2U_{DC}/3$	0	$2U_{DC}/3$	V_4
101	ON	OFF	ON	$U_{DC}/3$	$-U_D\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	V_5
110	ON	ON	OFF	$U_{DC}/3$	$U_{DC}\sqrt{3}$	$2U_{DC}/3$	V_6
111	ON	ON	ON	0	0	0	V_7

Üç fazlı iki seviyeli UVDGM inverter için anahtarlama durumları Şekil-6'da gösterilmektedir. Üst anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre toplam sekiz anahtarlama durumu söz konusudur. İnverter çıkış gerilimi de bu sekiz anahtarlama durumunun birleşmesinden meydana gelir.



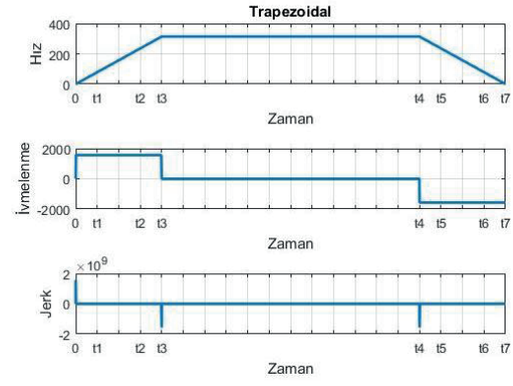
Şekil 6: Altı sektöre için fazlara ait PWM durumları[6]

4. Hız Profilleri

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun hız denetimi yapılırken üç farklı hız profili kullanılacaktır.

4.1. Trapezoidal Hız Referansı

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun hız kontrolünde kullanılacak olan trapezoidal hız referansı Şekil-7'deki gibidir.



Şekil 7: Trapezoidal hız profili

Jerk(J) ve ivmelenme(A) hesaplanarak trapezoidal hız profili oluşturulmuştur. Trapezoidal hız profili için denklem-18,19 ve 20 kullanılmıştır.

(18)

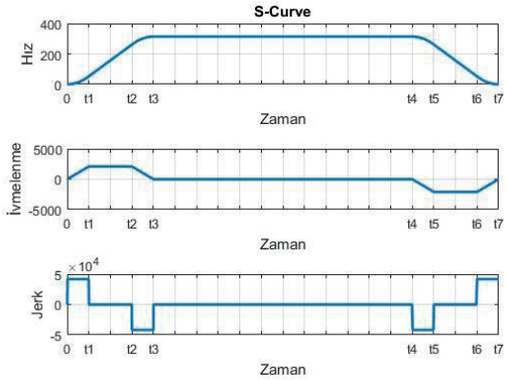
(19)

(20)

Hız profiline göre sıfır hızdan anma hızına(3000rpm) ulaşma süresi 200ms, anma hızında kalma süresi 600ms, anma hızından sıfır hıza inme süresi 200ms olarak belirlenmiştir.

4.2. S-Curve Hız Referansı

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun hız kontrolünde kullanılacak olan S-Curve hız referansı Şekil- 8'deki gibidir.



Şekil 8: S-Curve hız profili

Jerk(J) hesaplanarak s-curve hız profili oluşturulmuştur. S-curve hız profili için Denklem-21 ve 22 kullanılmıştır.[7]

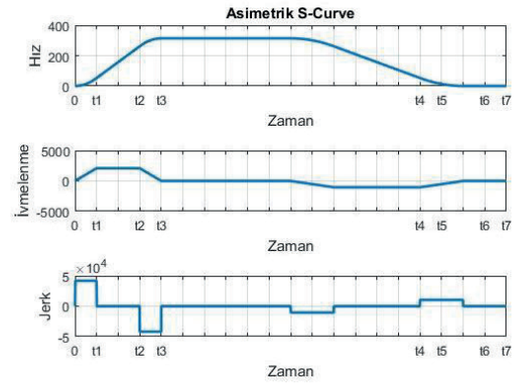
(21)

(22)

Hız profiline göre sıfır hızdan anma hızına(3000rpm) ulaşma süresi 200ms, anma hızında kalma süresi 600ms, anma hızından sıfır hıza inme süresi 200ms olarak belirlenmiştir.

4.3. Asimetrik S-Curve Hız Referansı

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun hız kontrolünde kullanılacak olan Asimetrik S-Curve hız referansı Şekil-9'daki gibidir.



Şekil 9: Asimetrik S-Curve hız profili

Jerk(J) hesaplanarak asimetrik s-curve hız profili oluşturulmuştur. Asimetrik s-curve hız profili için Denklem-23 ve 24 kullanılmıştır.[8]

(23)

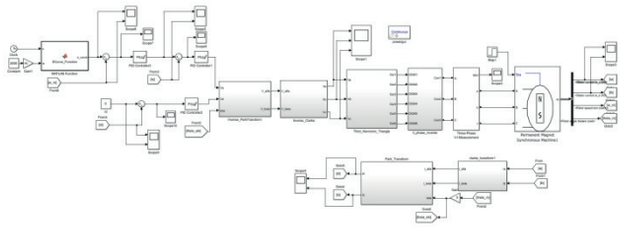
(24)

Hız profiline göre sıfır hızdan anma hızına(3000rpm) ulaşma süresi 200ms, anma hızında kalma süresi 300ms, anma hızından sıfır hıza inme süresi 400ms olarak belirlenmiştir.

Denklem-22 ve 24 'de T kısaltılmış olarak ifade edilmiştir.

5. Sistemin Kontrolü

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun uzay vektör darbe genişlik modülasyonu(UVDGM) ile hız denetimi için MATLAB/Simulink programında simülasyon oluşturulmuştur. Motor anma hızına ulaştığında anma torku ile yüklenerek hızda ve akımlarda oluşan değişim farklı hız profilleri için incelenmiştir.



Şekil 10: Sistem modeli

Simülasyon için SM080-075 motorunun parametreleri kullanılmıştır. Motor parametreleri Tablo-2'de verildiği gibidir.

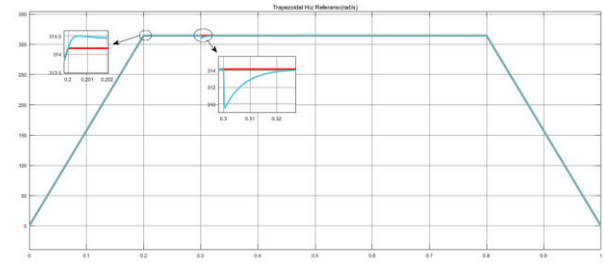
Tablo 2: Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun parametreleri [9-10]

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	(V.s)	0.045255
Atalet Momenti	J (kg	0.00011
Viskoz Sönümleme	F (Nms)	4.047 x

Hız referansı olarak farklı profiller uygulanarak sistem davranışları gözlendi.

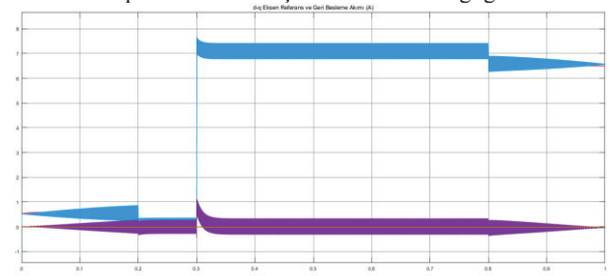
5.1. Sistemin Trapezoidal Hız Referansına Cevabı

Sistemde referans hız profili olarak, trapezoidal hız referansı kullanılmıştır. Hız anma hızına ulaştığında %1'lik aşım(overshoot) olduğu gözlenmiştir. Anma hızında anma torku ile yüklendiğinde hızda 4.66 rad/s'lik çökme gözlenmiş ve 40ms'de hızın referansı yakaladığı görülmüştür.



Şekil 11: Trapezoidal hız referansı ve geri besleme (rad/s)

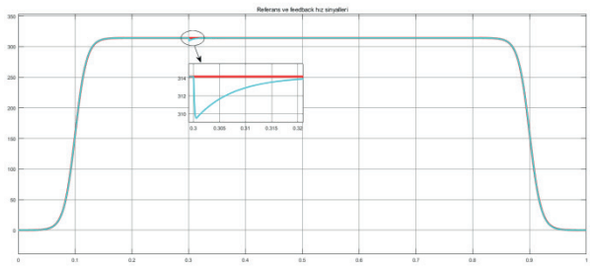
Motorun d-q eksen akımları Şekil-12'de verildiği gibidir.



Şekil 12: d-q eksen akımları(A)

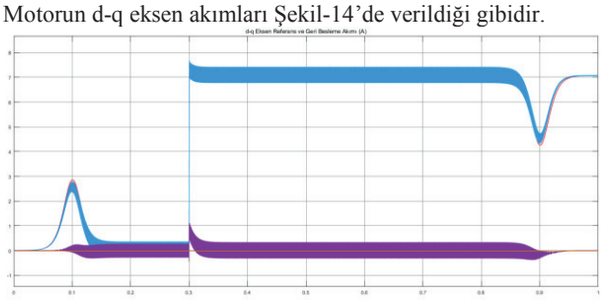
5.2. Sistemin S-Curve Hız Referansına Cevabı

Sistemde referans hız profili olarak, S-curve hız referansı kullanılmıştır. Hız anma hızına ulaştığında aşım(overshoot) olmadığı gözlenmiştir. Anma hızında anma torku ile yüklendiğinde hızda 4.66 rad/s'lik çökme gözlenmiş ve 40ms'de hızın referansı yakaladığı görülmüştür.



Şekil 13: S-Curve hız referansı ve geri besleme (rad/s)

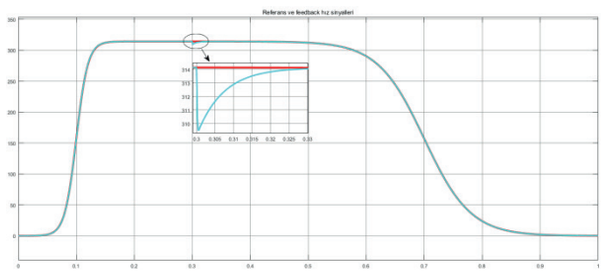
Motorun d-q eksen akımları Şekil-14'de verildiği gibidir.



Şekil 14: d-q eksen akımları(A)

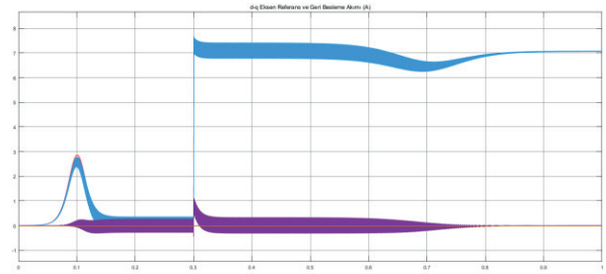
5.3. Sistemin Asimetrik S-Curve Hız Referansı Cevabı

Sistemde referans hız profili olarak, asimetrik S-curve hız referansı kullanılmıştır. Hız anma hızına ulaştığında aşım(overshoot) olmadığı gözlenmiştir. Anma hızında anma torku ile yüklendiğinde hızda 4.66 rad/s'lik çökme gözlenmiş ve 30ms'de hızın referansı yakaladığı görülmüştür.

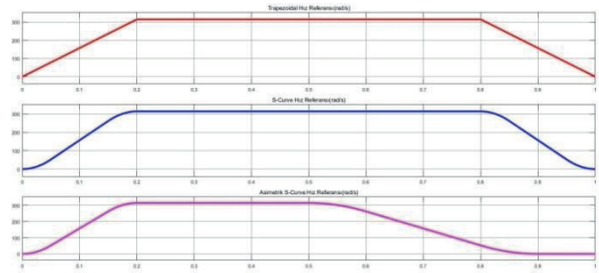


Şekil 15: Asimetrik S-Curve hız referansı ve geri besleme (rad/s)

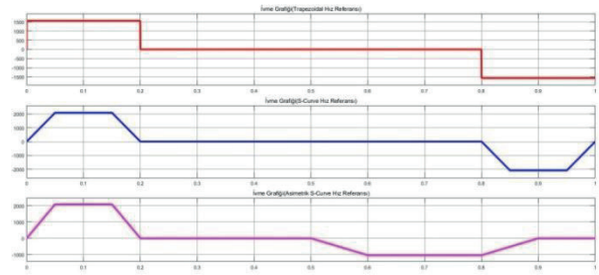
Motorun d-q eksen akımları Şekil-16'da verildiği gibidir.



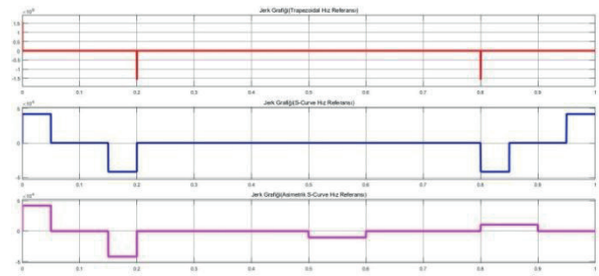
Şekil 16: d-q eksen akımları(A)



Şekil 17: Referans hız profilleri



Şekil 18: Referans hız profillerine göre ivme grafiği



Şekil 19: Referans hız profillerine göre jerk grafiği

Tablo 3: Referans hız profillerine göre sistem cevabı

	Trapezoidal	**S-Curve**	**Asimetrik S-Curve**
Aşım (Overshoot)	%1	-	-
Hızda Oluşan Çökme (rad/s)	4.66	4.66	4.66
Hızın Toparlanma Süresi (ms)	40	40	30

Şekil-11, 12 ve 15'de kırmızı renkli sinyal hız referansını, mavi renkli sinyal motor hızı için kullanılmıştır. Şekil-12, 14 ve 16'daki kırmızı renkli sinyal q-eksen akım referansı, mavi renkli sinyal ise motordan alınan akım için kullanılırken, turuncu renkli sinyal d-eksen akımının referansı, mor renk sinyal ise motordan alınan geri besleme akımını ifade etmektedir. Şekil-17, 18 ve 19'da kırmızı renkli sinyal trapezoidal hız referansı, mavi sinyal S-Curve hız referansı ve mor sinyal ise asimetrik S-curve hız referansı için kullanılmıştır. Sisteme uygulanan üç farklı hız referansının cevapları Tablo-3'te verilmiştir.

6. Sonuçlar

Sürekli mıknatıslı fırçasız senkron motorun uzay vaktör darbe genişlik modülasyonu ile hız denetimi, farklı hız profilleri için gerçekleştirilmiştir. Üç farklı hız profilinde aynı kontrolör katsayıları kullanılarak simülasyon gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar sonucunda Asimetrik S-curve ve S-curve hız profillerinde referans hıza ulaştığında, hızda aşım olmadığı buna karşı trapezoidal hız referansında olduğu gözlenmiştir. Sistemde jerk'den dolayı oluşacak titreşimleri(salınımları) önlemek için; trapezoidal hız referansı kullanmak yerine, S-curve veya asimetrik S-curve hız referansı kullanılabilir. Hız kontrolünde yavaşlama bölgesinde titreşim(salınım) daha az olması için asimetrik S-Curve hız referansı tercih edilebilir.

Kaynakça

[1] Pillay P. And Krishnan R., "Modelling, Simulation and Analysis of Permanat Magnet Motor Drives, Part 1: The Permanent Magnet Synshronous Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, 25(2): 265/273(1989)

[2] Nasar S.A., Boldea. I., Unnewhr L.E., "Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors", CRC Press, USA, 107-215(1993)

[3] Meltem TETİK, "Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Senkron Motorların SVPWM ile Konum ve Hız Denetimi", Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendsiliği, 2015

[4] Rodriguez J., Gonzalez A., Weinstein A., "Regenerative Cell with Reduced Input Current Harmonics for Multilevel Inverters", Industry Applications Conference, Vol.1, pp. 371-378,2000

[5] E. Yolaçan,"Küçük Güçlü Yüzey Mıknatıslı ve Dahili Mıknatıslı Motorlara Vektör Kontrol Yönteminin Deneysel Olarak Uygulanması", Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği, 2012

[6] Göktaş T., "Programlanabilir Sayısal İşaret İşleyici Tabanlı(DSC) Alternatif Akım Motor Sürücü Düzeneğinin Geliştirilmesi", Y. Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Fırat Üniversitesi, 2010

[7] Kuijing Z., Li C., "Adaptive S-Curve Acceleration/Deceleration Control Method", Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control Automation, Chongqing, China, June 25-27, 2008

[8] Chang-Wan H., Keun-Ho R., Kyung-Soo K., "A Complete Solution to Asymmetric S-Curve Motion Profile: Theory & Experiments", International Conference on Control, Automation and Systems, Oct. 14-17, Seoul, Korea, 2008

[9] http://www.smb-technics.com/tr/

[10] http://www.akimmetal.com.tr/tr/uretim/motor-uretim-3

Senkron Relüktans Motor Kontrolü
Synchronous Reluctance Motor Control

Mahmut Can KOVAN, Ahmet Faruk BAKAN

Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
mahmutcankovan@gmail.com,
fbakan@yildiz.edu.tr

Özet

IEC'nin AB ile birlikte çalışarak endüstriyel motorların verimlerinin arttırılması ile ilgili aldığı kararlar doğrultusunda [1] üreticiler yüksek verimli ve düşük maliyetli elektrik motoru arayışına girmişlerdir. Rotor sargılarını ortadan kaldıran sabit mıknatıslı senkron motor, yüksek verimli olmasına karşın rotorunda bulunan değerli mıknatıslar nedeniyle ucuz değildir. Hem yüksek verim hem de düşük maliyetli elektrik motoru arayışı üreticileri relüktans makinelerine yönlendirmiştir. Asenkron motora göre verimi ve moment yoğunluğu yüksek, sabit mıknatıslı senkron motora göre ise ucuz olan senkron relüktans motor endüstride güçlü bir alternatif olarak yer almaya başlamıştır. Bu çalışmada asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron rotor ile hemen hemen aynı stator yapısına sahip ve bu motor tipleriyle aynı sürücü donanımını kullanan senkron relüktans motorun MATLAB üzerinde matematiksel modeli kurulmuştur. Bu matematiksel model üzerinde sensörlü vektör kontrol algoritması incelenmiştir.
Anahtar kelimeler: Senkron Relüktans Motor, Vektör Kontrol,

Abstract

Suppliers set off on a quest of highly productive and low priced electrical motor in accordance with IEC's decision that made with EU to increase efficiency of industrial motors. PMSM is highly productive but it is not cheap because of the valuable magnets in its rotors. Searches for both highly productive and budget friendly electrical motor lead suppliers to reluctance motors. SynRM, which has higher efficiency and torque density in comparison with induction motor, and its cheaper in comparison with PMSM, is a powerful alternative in synchronous reluctance motor industry. In this paper, it is built a mathematical model of a synchronous reluctance motor on MATLAB which has almost the same structure and uses the same driver hardware as to induction motor and PMSM. It is analyzed the sensor- fitted vector control algorithm on this mathematical model.
Keywords:Synchronous Reluctance Motor, Vector Control,

1. Giriş

Relüktans momentini kullanan makineleri tarihte ilk kez 20. yüzyılın başlarında [2] görmek mümkündür. Bu makineler şu an endüstride yaygın olarak kullanılan motorların aksine relüktans momenti adı verilen bir moment türüyle elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirmektedirler. Relüktans momenti; asenkron motor, rotoru uyartımlı senkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motordan farklı olarak statorda oluşturulan manyetik alan çizgilerinin rotor üzerinde en düşük manyetik dirence sahip olduğu yolu takip etme eğilimi sayesinde oluşur ve bu moment vasıtasıyla dönme hareketi sağlanır.

2. Senkron Relüktans Motorun Matematiksel Modeli

Bu bölümde Senkron relüktans motorun kararlı haldeki matematiksel modeli incelenecektir. Senkron relüktans motorun rotorunda bir uyarma sargısı veya sabit mıknatıs bulunmadığı için denklem takımları asenkron motor, rotoru uyartımlı senkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motora göre daha sadedir. Motora ilişkin denklem takımları abc ve d-q eksen sisteminde ayrı ayrı verilerek motorun davranışının incelenmesi kolaylaştırılacaktır.

2.1. Senkron Relüktans Motorun d-q Ekseni Matematiksel Modeli

Senkron relüktans motorun stator sargıları sinüsoidal şekilde dağıldığı için, hava aralığındaki akı harmonikleri sadece stator sızıntı endüktansına katkıda bulunur. Bu yüzden de bu makineye ilişkin denklemler klasik çıkık kutuplu senkron makine denklemlerinden elde edilebilir. Rotorunda uyarma sargısı olmadığı için, çıkık kutuplu senkron makinenin d-q eksenindeki denklemlerinden rotor uyartımı ile ilgili ifadeler çıkartılarak senkron relüktans motora ilişkin denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir. [3]

$$V_{ds} = r_s * i_{ds} + p * \lambda_{ds} - \omega_{re} * \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = r_s * i_{qs} + p * \lambda_{qs} - \omega_{re} * \lambda_{ds} \quad (2)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} * i_{ds} + L_{md} * i_{ds} \quad (3)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} * i_{qs} + L_{mq} * i_{qs} \quad (4)$$

$$T_{re} = \frac{3}{2} * \frac{p}{2} * (\lambda_{ds} * i_{qs} - \lambda_{qs} * i_{ds}) \quad (5)$$

Burada L_{ls}, L_{md}, L_{mq} parametreleri sırasıyla kaçak endüktans, d ekseni mıknatıslanma endüktansı ve q ekseni mıknatıslanma

endüktansını, λ_{ds}, λ_{qs} d ve q eksenini akılarını, r_s stator sargısı direnci (tek faza ait), p kutup sayısını, ω_{re} rotora ilişkin elektriksel açısal hızını, T_{re} rotor elektriksel momentini, i_{ds}, i_{qs} d ve q ekseni stator akımlarını ifade eder. Ayrıca stator dirençlerini ihmal edersek, V_{ds} ve V_{qs} gerilimleri aşağıdaki şekilde de ifade edilebilir:

$$V_{qs} = V_s * \cos(\delta) = X_{ds} * i_{ds} * \cos(\varepsilon) \quad (6)$$

$$V_{ds} = V_s * \sin(\delta) = X_{qs} * i_{qs} * \sin(\varepsilon) \quad (7)$$

$$X_{qs} = \omega_{re} * L_{ds} \quad (8)$$

$$X_{ds} = \omega_{re} * L_{qs} \quad (9)$$

2.2. Senkron Relüktans Motorun abc Ekseni Matematiksel Modeli

Yukarıda dönen eksen takımında (d-q ekseninde) senkron relüktans motora ilişkin denklem takımları verilmiştir. Yine bu motora ilişkin abc eksenindeki denklemler aşağıdaki gibidir.

$$V_{as} = r_s * i_{as} + \frac{d}{dt} * \lambda_{as} \quad (10)$$

$$V_{bs} = r_s * i_{bs} + \frac{d}{dt} * \lambda_{bs} \quad (11)$$

$$V_{cs} = r_s * i_{cs} + \frac{d}{dt} * \lambda_{cs} \quad (12)$$

Yukarıda görülen stator akılarını; stator akımları, öz endüktans ve ortak endüktans olarak aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\lambda_{as} = L_{aa} * i_{as} + L_{ab} * i_{bs} + L_{ac} * i_{cs} \quad (13)$$

$$\lambda_{bs} = L_{ab} * i_{as} + L_{bb} * i_{bs} + L_{bc} * i_{cs} \quad (14)$$

$$\lambda_{cs} = L_{ac} * i_{as} + L_{bc} * i_{bs} + L_{cc} * i_{cs} \quad (15)$$

Burada L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} öz endüktansları, L_{ab}, L_{bc}, L_{ac} ortak endüktansları ifade eder. Yüksek harmonikli ifadeleri ihmal edersek, makinedeki her endüktans; bir ikinci harmonikli elemanı ve sabit değerli bir elemanından oluşur. öz endüktans değerlerinin içinde ortak endüktanstan farklı olarak o faza ilişkin kaçak endüktansı da vardır. Öz endüktansı ve ortak endüktansı aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$L_{aa} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} * \cos(2\vartheta_{re}) \quad (16)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} * \cos(2\vartheta_{re} + \frac{2*\pi}{3}) \quad (17)$$

$$L_{cc} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} * \cos(2\vartheta_{re} - \frac{2*\pi}{3}) \quad (18)$$

$$L_{ab} = -\frac{1}{2} * L_{0s} - L_{2s} * \cos(2\vartheta_{re} - \frac{2*\pi}{3}) \quad (19)$$

$$L_{ac} = -\frac{1}{2} * L_{0s} - L_{2s} * \cos(2\vartheta_{re}) \quad (20)$$

$$L_{bc} = -\frac{1}{2} * L_{0s} - L_{2s} * \cos(2\vartheta_{re} + \frac{2*\pi}{3}) \quad (21)$$

Burada L_{0s} değeri endüktansın sabit değerli bileşeni, L_{2s} değeri endüktansın 2. Harmonikli bileşenini temsil etmektedir. L_{0s} ve L_{2s} değerleri mıknatıslanma endüktansı cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$L_{md} = \frac{3}{2} * (L_{0s} + L_{2s}) \quad (22)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2} * (L_{0s} - L_{2s}) \quad (23)$$

$$L_{0s} = \frac{1}{3} * (L_{md} + L_{mq}) \quad (24)$$

$$L_{2s} = \frac{1}{3} * (L_{md} - L_{mq}) \quad (25)$$

Son olarak d-q ekseni endüktansları; mıknatıslanma endüktansına kaçak endüktans değeri eklenerek bulunabilir.

3. Senkron Relüktans Motorun Vektör Kontrolü

Alternatif akımlı makinelerin (asenkron motor, sabit mıknatıslı senkron motor, fırçasız dc motor vs.) doğru akım makineleri gibi hassas kontrolünü sağlamak, doğru akım makinelerine yakın dinamik cevap sürelerine erişebilmek için kullanılan kontrol yöntemine vektör kontrol yöntemi denir. [4]

Senkron relüktans motora ilişkin vektör kontrolü pek çok yönüyle asenkron ve sabit mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolüne benzerdir. Buna karşın rotorda akı üretilmediği için kontrol algoritmalarındaki rotorda üretilen akıyla ilgili bölümler senkron relüktans motorun kontrolünde yer almamaktadır. Bu çalışmada amper başına en yüksek momenti elde etmek için uygulanması gereken kontrol statejisi ile en yüksek güç faktörü için uygulanması gereken kontrol stratejisi incelenecek ardından amper başına en yüksek moment stratejisine göre bir vektör kontrol benzetimi yapılacaktır.

3.1. Amper Başına En Yüksek Moment Stratejisi

Bu kontrol stratejisinde amaç isminden de anlaşılacağı üzere şebekeden çekilen akımı mümkün olan en yüksek oranda döndürme momentine çevirebilmektir. Bu kontrol stratejisi doğası gereği güç faktörüyle ilgilenmez. Bu yüzden istenilen güç faktörü elde edilemeyebilir.

$$i_{ds} = I_s * \cos(\varepsilon) \quad (26)$$

$$i_{qs} = -I_s * \sin(\varepsilon) \quad (27)$$

d-q ekseni akımları I_s vektörü cinsinden yukarıdaki gibi ifade edilir. Buna göre 5 numaralı denklemde verilen moment ifadesinde yer alan i_{ds} ve i_{qs} akımları 26 ve 27 numaralı denklemlerdeki ifadelerle düzenlenirse yeni moment denklemi aşağıdaki gibi olmaktadır:

$$T_{re} = \frac{3}{2} * \frac{p}{2} * (L_{ds} - L_{qs}) * I_s^2 * \frac{\sin(2\varepsilon)}{2} \quad (28)$$

Burada I_s akımı sabitken momentin en yüksek değerini etkileyen değişken sinüslü ifadedir. Basitçe sinüs ifadesini en büyük yapan açıyı tutmaya çalışarak yapılan motor kontrol stratejisi bize akım başına en yüksek moment değerini verecektir. Buna göre $\sin(2\varepsilon)$ ifadesini en büyük yapacak MMF açısı $\varepsilon = 45^0$ olduğu kolaylıkla görülebilir.

3.2. En Yüksek Güç Faktörü Stratejisi

Bu kontrol stratejisinde amaç inverter girişinde en yüksek güç faktörünü elde etmektir. Bu kontrol stratejisinde motorun performansı belli koşullarda sınırlanmak zorunda kalır. Güç faktörüne ilişkin bir kontrol stratejisinin geliştirilmesinin altında yatan asıl neden, senkron relüktans motorun rakip makinelere göre düşük güç faktörüne sahip olmasıdır. Buna karşın bu kontrol stratejisiyle eşdeğer güç faktörü değerleri elde edilebilir.

Senkron relüktans motorun güç faktörü eğer stator direncini ihmal edersek aşağıdaki gibi ifade edilir: [5]

$$\cos(\varphi) = \frac{V_{qs}*\sin(\varepsilon)+V_{ds}*\cos(\varepsilon)}{\sqrt{V_{qs}^2+V_{ds}^2}} \quad (29)$$

Senkron relüktans motora ilişkin, en yüksek güç faktörü durumu için en büyük giriş gücü aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$P_{pf(max)} = \frac{3}{2} * V_s * I_s * \frac{L_{ds}-L_{qs}}{L_{ds}+L_{qs}} \quad (30)$$

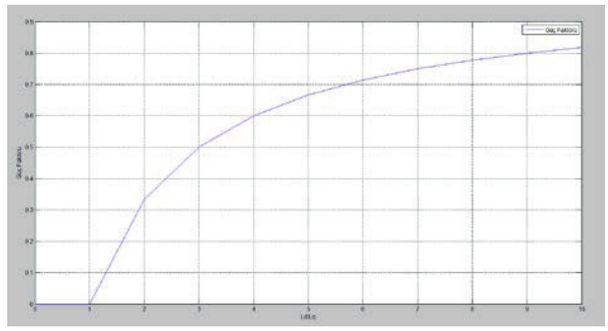
29 numaralı denkleme, motora ilişkin kararlı hal denklemlerini de 6 ve 7 numaralı denklemi çözdüğümüzde Ld/Lq ifadesinin tan(ε) ifadesine eşit olduğunu görebiliriz. Buna göre 6 ve 7 numaralı denklemleri taraf tarafa bölersek tan(ε) ifadesinin bir diğer değişle Ld/Lq oranının tan(δ) ya yani moment açısına eşit olduğunu ifade edebiliriz.

$$\tan(\delta) = \sqrt{\frac{L_{qs}}{L_{ds}}} \quad (31)$$

Buna göre en yüksek güç faktörü koşulunda elde edilebilecek gücü aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$P_{pf(max)} = \frac{3}{2} * \frac{V_s^2}{\omega_{re}} * \frac{1}{\sqrt{L_{ds}-L_{qs}}} * \frac{L_{ds}-L_{qs}}{L_{ds}+L_{qs}} \quad (32)$$

Burada görüleceği üzere motor hızı arttıkça en yüksek güç faktörü koşulunda elde edeceğimiz gücün azaldığını en azından matematiksel olarak öngörebiliriz. En yüksek güç faktörü koşulu için elde edeceğimiz en yüksek güç değerinin rotor tasarımıyla ilişkili olduğunu da görmekteyiz. d-q eksenindeki endüktans değerleri oranı arttıkça daha yüksek güç değerleri için en yüksek güç faktörünü elde edebileceğimizde yine yukarıdaki denkleme bakarak öngörülebilir. Şekil 1'de Ld/Lq oranı ile güç faktörü ilişkisi görülmektedir.



Şekil 1: Ld/Lq oranı-güç faktörü değişimi

3.3. Vektör Kontrol Algoritması Blok Diyagramı

Makalede Şekil 2'de genel şeması görülen vektör kontrol algoritması blok diyagramında yer alan blokların kullanım amacı ve yapığı işler aşağıda genel hatlarıyla açıklanacaktır.

3.3.1. PI Kontrol Blokları

PI Hız Bloğu; gerçek hız (ω_{re}) ve arzu edilen hızın (ω_{re_ref}) farkı PI kontrolcüye girer ve bu kontrolcü referans bir (i_{qs_ref}) akım referans sinyali üretir. PI Akım Blokları ise; hız kontrolcüsünden üretilen referans akım sinyali iqs_ref değeri ile gerçek akım i_{qs} değerinin farkı bir PI kontrolcüye girer ve bu kontrolcü referans V_{qs_ref} gerilim sinyali üretir. Yine benzer olarak seçilen kontrol stratejisine göre üretilen referans akım siyali i_{ds_ref} değeri ile gerçek akım ids değeri farkı bir PI kontrolcüye girer ve bu kontrolcü referans V_{ds_ref} gerilim sinyali üretir. Burada i_{ds_ref} seçilen kontrol stratejisine göre üretilmektedir.

3.3.2. Clarke-Park Dönüşüm Blokları

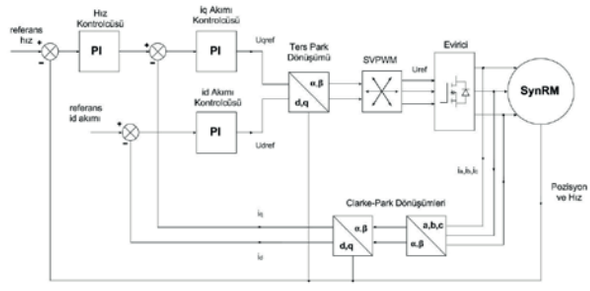
Clarke-Park dönüşümlerinin gerçekleştirildiği blok. Sürücü üzerinden ölçülen i_{as}, i_{bs}, i_{cs} akım değerleri i_{ds} ve i_{qs} akım değerlerine ve d-q ekseninde elde edilen referans stator gerilimleri bu blokta SVPWM bloğunun uygun anahtar işaretlerini üretebilmesi için ihtiyaç duyduğu alfa-beta ekseni değerlerine dönüştürmektedir.

3.3.3. Evirici Bloğu

SVPWM bloğundan çıkan anahtarlama işaretlerinin yarı iletken anahtarlara uygulanmasını sağlayan bloktur. DA bara gerilimi, evirici içindeki 6 adet anahtarın iletime ve kesime girmesiyle stator sargılarına uygulanır.

3.3.4. UVDGM (SVPWM) Bloğu

U_{alfa} ve U_{beta} gerilim sinyallerini işleyerek evirici için anahtarlama sinyallerine dönüştürür.



Şekil 2: Senkron Relüktans Motor Kontrolü Vektör Kontrol Blok Diyagramı

3.4. Benzetim

Benzetim çalışmaları MATLAB kullanılarak yapılmıştır. Yukarıda kısaca açıklanan kontrol blokları ayrı ayrı .mfile olarak oluşturularak algoritmanın anlaşılırlığının arttırılması hedeflenmiştir. Çalışma için "Amper Başına En Yüksek Moment" stratejisi seçilmiş ve buna göre i_{ds_ref} akım değerinin hesaplanması için ayrı bir blok oluşturulmamış, PI kontrolcüsünün içinde yapılmıştır. Benzetim çalışmasında belirtilen stratejinin çalışması denendiği için svpwm ve evirici blokları geçici olarak devre dışı bırakılmış, bu sayede benzetim sırasında oluşabilecek bozucu etkilerin önüne geçilmiştir. Tablo 1'de benzetim çalışmasında kullanılan parametreler görülmektedir:

Tablo 1: Motor Parametreleri

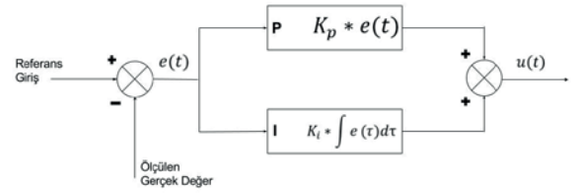
Parametre Adı	Değer
Kutup Sayısı (p)	4
r_s	1,58 ohm
L_d	0,095 H
L_q	0,0084 H
L_{ls}	0,0077 H
J	0,0024
B	0,000015
Yük	2,2 Nm
Hedef Hız	157 rad/sn

3.4.1. Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi

Kontrolcü parametrelerinden I_{dsmax}, I_{qsmax}, V_{dsmax}, V_{qsmax} parametreleri motor sınır koşullarına göre belirlenmiştir. Geçici aşım koşulları motor kontrolünde önemli bir parametre değildir. Fakat system kararlı hale geçtiğinde hatanın sıfır veya sıfıra yakın olması beklenir. Bu yüzden kararlı hal hatası yok edebilen en basit kontrolcü sistemi tercih edilmelidir.
PI kontrolcü doğru parametre seçimi ile kararlı hal hatasını sürekli sıfırda tutabilecek bir kontrolcüdür. PI kontrolcünün frekans tanım bölgesi için transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i\left[1+\left(\frac{K_p}{K_i}\right)*s\right]}{s} \qquad (33)$$

Şekilde PI kontrolcünün zaman tanım bölgesi için diyagramı verilmiştir. Buna göre Referans giriş ile ölçülen gerçek değer arasındaki fark, P ve I bloklarına girip işleme tabi tutulduktan sonra toplanarak çıkışa aktarılmaktadır. Burada I blokunda görünen τ, birim zaman farkını ifade etmektedir. K_p ve K_i parametrelerinin kontrol sistemine genel olarak etkisi aşağıdaki tablo 2'de görülebilir. [5]



Şekil 3: PI Kontrolcü İç Yapısı

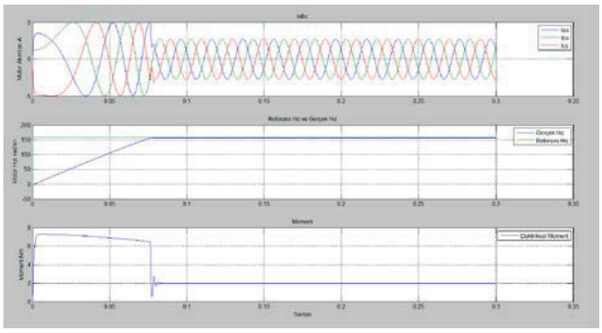
Parametre belirleme işlemi el yordamıyla veya çeşitli yazılımlar kullanılarak belirlenebilir. Parametre belirlerken kontrolcüden beklenen maksimum aşım, oturma süresi gibi etkenler dikkate alınmalıdır. El yordamıyla parameter belirlemede en yaygın yöntem önce her iki kontrolcü parametresini de sıfır yaptıktan sonra osilasyon olana kadar K_p parametresini arttırmaktır. Daha sonra osilasyonun zamanla sönümlendiği durum tespit edilene kadar parametre değiştirilmeye devam edilir ve bu durum yakalanınca Kp geçici olarak sabitlenir. Daha sonra K_i arttırılarak çıkışın referansa oturması sağlanır. Her iki parametre geçici olarak sabitlendikten sonra hızlı cevap için yükselme süresi kısaltılabilir. Bunun için K_p ve K_i parametrelerinin kademeli olarak arttırılması gerekir fakat eğer K_p çok fazla arttırılırsa osilasyona ve aşıma, K_i çok fazla arttırılırsa kararsızlığa neden olabilir.

Tablo 2: PI Parametrelerinin Kontrolcü Çıkışına Etkisi

Parametre	Yükselme Süresi	Aşım	Oturma Süresi	Kararlı Hal Hatası
K_p	Azaltır	Arttırır	Etkisiz	Azaltır
K_i	Azaltır	Arttırır	Arttırır	Yok Eder

3.4.2. Benzetim Sonuçları

Yukarıdaki parametreler doğrultusunda yapılan benzetime göre motor kalık anında faz başına 5 A akım (3,54 Arms) çekmiş, referans hıza oturduğunda ise 2,72 A pik akım ile (1,92 Arms) çalışmayı sürdürmüştür. 0.3 sn ile süren benzetimde motorun hedef hıza (157rad/sn) çıkması 0,076 sn sürmüştür. Buna göre osilasyonu artmasına neden olmakla birlikte bu süreyi bir miktar daha azaltmak mümkündür. Şekil 4'de motor akımları, hız ve moment grafiği bir arada görülmektedir.



Şekil 4: Motor Temel Grafikler

4. Sonuçlar

Bu çalışmada; asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron rotor ile hemen hemen aynı aynı stator yapısına sahip ve bu motor tipleriyle aynı sürücü donanımını kullanan senkron relüktans motorun MATLAB üzerinde matematiksel modeli kurulmuştur. Bu matematiksel model üzerinde sensörlü vektör kontrol algoritması incelenmiştir. Kontrol algoritması sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol algoritmasına bir hayli benzemektedir. Bu benzerlikle birlikte senkron relüktans motorun rotorunda mıknatıs olmadığı için matematiksel model ve dolayısıyla kontrol algoritması sabit mıknatıslı senkron motora göre daha sadedir. Ayrıca senkron relüktans motorun rotorunda mıknatıs bulunmaması, uygulama esnasında ortaya çıkan mıknatıs maliyeti ve yüksek sıcaklıkta demanyetize olma gibi sorunların ortadan kalkmasını sağlar. Senkron relüktans motor, hem görece basit matematiksel modeli, hem de aynı sürücü donanımına gelecek yazılım güncellemesiyle çalışabilme yeteneği sayesinde elektronik sürücü tasarımı için alternatif motor tiplerine göre avantaja sahiptir. Senkron relüktans motor ve sürücü sistemi; sadece yazılım güncellemesiyle mevcut sürücü sistemlerine entegre olabilmesi ve motorun kendisinin ucuz ve dayanıklı olması sayesinde yüksek verimli elektrik motor ve sürücüleri kategorisinde önemli ve güçlü bir alternatif haline getirmiştir.

Algoritma her ne kadar diğer sistemlere göre basit olsa da, manyetik doyum bölgesinde davranış gibi bazı sınır koşulların etkisi ihmal edilmiştir. Bu durum, sistemin gerçeklenmesi sırasında sorunlara yol açabilir. Bu çalışmanın devamında bu sınır koşulların etkileri incelenebilir. Ayrıca Akım eğimleri farkı yönteminin daha az matematiksel işleme ihtiyaç duyacak şekilde geliştirilmesi, sistemin gerçeklenmesini kolaylaştıracak bir çalışma olabilir.

5. Kaynaklar

[1] Avrupa Birliği, (2014). Guidelines accompanying ecodesign requirements for electric motors No. 640-2009, Brüksel

[2] Kostko J. K., (1923) "Polyphase Reaction Synchronous Motors", Journal AIEE: 1162-1168

[3] Lipo T.A. ve Krause P. C. (1967) "Stability Analysis of a Reluctance-Synchronous Machine" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-86 No. 7: 825-834

[4] Vas P., (1998), Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Londra

[5] Matsuo, T., (1994) Design and Control of a Syncronous Reluctance Motor Drive, Doktora Tezi, University of Wisconsin-Madison, Madison

[6] KUO, B. (2006) Otomatik Kontrol Sistemleri, 7. Basımdan Çeviri, Literatür Yayınları, İSTANBUL

Asenkron Makinaların Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü

Variable Switching Point Model Predictive Current Control of Induction Machines

Çiğdem Gündoğan Türker[1], Petros Karamanakos[2], Ralph Kennel[3]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Gedik Üniversitesi
cigdem.gundogan@gedik.edu.tr

[2]Department of Electrical Engineering
Tampere University
petros.karamanakos@tut.fi

[3] Institution of Power Electronics
Technical University of Munich
ralph.kennel@tum.de

Özet

Model öngörülü kontrol yöntemleri, sistem değişkenlerinin optimum değerlerini hesaplamak için sistem modelini kullanmaktadır. Her örnekleme zamanı içerisinde ölçülen sistem değişkenlerinin değerlerine göre olası tüm anahtarlama durumları için değer fonksiyonunu hesaplayarak bir sonraki çalışma adımı öngörülür. Ancak, bu yöntemin önemli dezavantajlardan biri olan kontrol edilen değişkenin dalgalılığını azaltmak için uygulanan gerilim vektörünün bir örnekleme zamanından daha kısa sürelerde değiştirildiği bir algoritma geliştirilmiştir. Bu çalışmada, üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen bir asenkron motorun akım kontrolü için değişken anahtarlama noktalı model öngörülü kontrol algoritması (VSP2CC) uygulanmaktadır.

Anahtar kelimeler: Model Öngörülü Kontrol, Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici, Asenkron Motor

Abstract

Model Predictive Control (MPC) methods uses a system model in order to calculate optimum values for the actuating variables. At each sampling time, cost function results of the next time step are calculated for all of possible switching states, based on the measured values at the current state. A new algorithm is developed by changing the applied voltage vector for shorter time than one sampling interval to reduce the ripples of the controlled variables, which is the one significant drawback of MPC methods. This paper presents a variable switching point predictive current control (VSP2CC) method for induction machines driven by a three-level neutral point clamped (NPC) inverter.

Keywords: Model Predictive Control, Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, Induction Motor

1. Giriş

Üç fazlı elektrik makinaları sürücülerinin kontrolünde Vektör kontrolü (FOC) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) sıklıkla kullanılmaktadır. FOC yönteminde eksen dönüşümleri yapılarak bir PWM anahtarlama modülatörü kullanılmaktadır. İstenen akım davranışına göre modülatör ile gerilim anahtarlama aralığı ayarlanarak akım kontrolü yapılmaktadır. DTC'de ise akı ve moment değerleri için histeresis kontrolör çıkışına göre bir tablodan anahtarlama durumları belirlenmektedir. DTC, FOC'a göre daha hızlı sistem cevabı vermekle beraber daha yüksek akım, akı ve moment dalgalılığı yaratır [1,2].

Model öngörülü kontrol (MPC), elektrik makinaları sürücülerinde ve güç elektroniğinde son zamanlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Asenkron motorların akım kontrolünde eviriciye uygulanacak en uygun anahtarlama durumlarını belirlemek için kullanılan Model Öngörülü Kontrol Algoritması, Vektör Kontrolüne alternatif olmaktadır. Bu algoritma ile belirlenen en iyi anahtarlama durumları evirici sisteminde doğrudan motora uygulanarak PWM modülatör ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır [3-6]. Model öngörülü kontrol, çok değişkenli kontrol problemlerinde uygulanabilmekte ve kontrol tasarımında model içerisine istenen kısıtlar eklenebilmektedir. Kontrol değişkenleri hesaplanırken en iyileme yönteminde kullanılan değer fonksiyonları kullanıcı gereksinimlerine göre tasarlanabilir.

MPC, sistemden ölçülen akım, akı, moment gibi değerleri bir örnekleme zamanı içinde değerlendirir ve çıkış değişkenlerinin kontrolü için en iyi anahtar durumları eviriciye uygulanır. Ancak, aktif anahtarlama durumu daha yüksek akım ve moment dalgalanmalarına sebep olabilmektedir. Sistemin anahtarlama frekansını arttırmadan, kontrol edilen değişkenin dalgalılığını minimize etmek için Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım

Kontrol (VSP2CC) algoritması önerilmektedir. Bu yöntemde öngörü eşitlikleri klasik model öngörülü kontroldeki (MPC) ile aynıdır, tek fark aynı örnekleme zamanı içerisinde (T_s; klasik MPC için), yeni bir anahtarlama noktası (Variable Switching Point, VSP), t_{sw} belirlenir. Bu algoritmaya ($0 \leq t_{sw} \leq T_s$) göre, ilk gerilim vektörü $0 - t_{sw}$ aralığında, ikincisi $t_{sw} - T_s$ aralığında eviriciye uygulanarak akım ve moment dalgalılığı klasik kontrole göre önemli derecede azaltılmış olur [7,8].

Bu çalışmada, üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motorun VSP algoritmasıyla akım kontrolü yapılmaktadır. Bununla beraber, önerilen değer fonksiyonuna uygun bir kısıt eklenerek gerekli olan dc hat gerilimi dengelemesi de kolaylıkla sağlanmaktadır. İkinci bölümde VSP2CC hakkında genel bilgi sunulmaktadır. Üçüncü bölümde üç seviyeli evirici topolojisi ve asenkron motorun matematiksel durum denklemleri verilmektedir. Önerilen algoritmanın simülasyon çalışmaları dördüncü bölümse, deneysel çalışmaları ise beşinci bölümde paylaşılmaktadır.

2. Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü

Öngörülü kontrolde, sistem davranışına göre öngörülen çıkışlar, geçmiş giriş çıkış değerlerine ve gelecekteki kontrol işaretlerine bağlı olarak bulunur. Gelecek çıkış değerleri, her t_s örnekleme anında bir öngörü ufku süresince sistem modeli kullanılarak hesaplanır [9]. Değişken anahtarlama noktalı model öngörülü algoritmada (VSP2CC) ise bir örnekleme zamanı, T_s, , içerisinde ilk anahtarlama gerilim vektörü t_{sw} ile belirlenen zaman aralığında, $(T_s - t_{sw})$ aralığında ise ikinci gerilim vektörü belirlenerek anahtarlama durumları eviriciye uygulanır.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı eviricide, DC hat kapasitörü gerilim dengesi sağlanmalıdır. İlk tahmin aralığında $(0 - t_{sw})$, DC hat kapasitörü gerilim farkı;

$$\Delta v_c(k + t_{sw}) = \Delta v_c(k) + \frac{t_{sw}}{C}\left(\sum_{j=1}^{3} i_{nj}(k)\right) \quad (1)$$

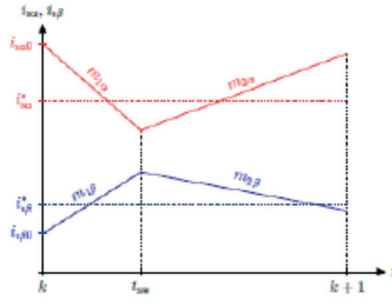
olarak verilir. İkinci zaman aralığı için $(t_{sw} - T_s)$ DC hat kapasitör gerilim farkı;

$$\Delta v_c(k+1) = \Delta v_c(k + t_{sw}) + \frac{T_s - t_{sw}}{C}\left(\sum_{j=1}^{3} i_{nj}(k + t_{sw})\right) \quad (2)$$

Ayrıca, VSP2CC değer fonksiyonu;

$$J_{vsp2cc} = \left(i_{s,tsw} - i_s^*\right)^2 + \left(i_{s,Ts} - i_s^*\right)^2 \quad (3)$$

$$J_{vsp2cc} = J_{vsp2} \quad + \omega_{npc}(\Delta v_c(k + t_{sw}))^2 + (\Delta v_c(k+1))^2 \quad (4)$$



Şekil 1: Bir şekil örneği.

Ortalama akım hatası;

$$e_{rms}^2 = \frac{1}{T_s}\left(\int_0^{t_{sw}} (i_s^* - i_s(t))^2 dt + \int_{t_{sw}}^{T_s} (i_s^* - i_s(t))^2 dt\right) \quad (5)$$

i_s^* akım referansıdır. t_{sw} hesaplamak için, örnekleme zaman aralığında akım eğiminin değişmeyeceği farzedilerek, stator akımları;

$$i_s(t) \approx m_1 . t + i_{s0} \quad (6)$$

İlk anahtarlama durumları $(0 - t_{sw})$ aralığında, sonraki $(t_{sw} - T_s)$ zaman aralığında uygulanmaktadır;

$$i_s(t) \approx m_2 . t + i_{s,t_{sw}} \quad (7)$$

$m_i = \begin{pmatrix} m_{i\alpha} \\ m_{i\beta} \end{pmatrix}$, i=1,2 için akım eğimleri, i_{s0} örneklemenin başlangıcında alınan akım değeri ve $i_{s,t_{sw}}$; t_{sw} zamanındaki akım değeri. Hesaplamayı kolaylaştırmak için bir örnekleme zamanında alınan akım eğrilerinin eğimleri sabit kabul edilir. t_{sw} zamanını hesaplmak için, e_{rms}^2'nin minimumu alınır;

$$\frac{d}{dt} e_{rms}^2 = 0 \quad (8)$$

Hesaplamalar sonucunda değişken anahtarlama noktası, t_{sw};

$$t_{sw} = \frac{(m_{2\alpha} - m_{1\alpha})(2i_{0\alpha} - 2i_\alpha^* + T_s m_{2\alpha})}{(m_{1\alpha} - m_{2\alpha})(2m_{1\alpha} - m_{2\alpha}) + (m_{1\beta} - m_{2\beta})(2m_{1\beta} - m_{2\beta})} + \frac{(m_{2\beta} - m_{1\beta})(2i_{0\beta} - 2i_\beta^* + T_s m_{2\beta})}{(m_{1\alpha} - m_{2\alpha})(2m_{1\alpha} - m_{2\alpha}) + (m_{1\beta} - m_{2\beta})(2m_{1\beta} - m_{2\beta})} \quad (9)$$

t_{sw} ve T_s için değer fonksiyonu;

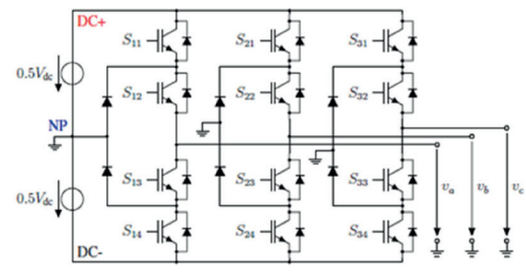
$$j_{vsp} = (i_{s,t_{sw}} - i_s^*)^2 + (i_{s,T_s} - i_s^*)^2 \quad (10)$$

Sistem gürültüleri ve diğer kısıtlar değer fonksiyonuna eklenebilir.

3. Fiziksel sistem

3.1. Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici

Şekil 2'de görülen evirici devresinde DC+ ve DC- sırasıyla pozitif ve negatif dc hatlardır. NP; nötr (sıfır) noktasıdır. İdeal olarak, iki dc-hat kapasitör gerilimi v_{c1} ve v_{c2}, $0.5V_{dc}$' e eşit olmaktadır. V_{dc} ; dc hat gerilimidir.



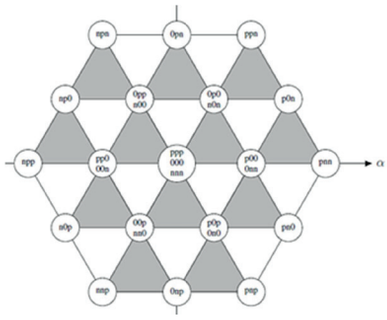
Şekil 2: Üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici.

Üç fazlı üç seviyeli nötr bağlantılı evirici topolojisinde her faz için 4 adet S_{x_i} anahtarı (x; faz bacağının numarası, i=1...4), toplamda 12 adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Fazlarda $-0.5V_{dc}$, 0, $0.5V_{dc}$ gerilimleri üreten -1, 0 ve 1 ile modellenen üç farklı anahtarlama durumu oluşmaktadır. Bu durumda üç seviyeli NPC inverter için üç farklı anahtarlama pozisyonu ve üç faz için $3^3 = 27$ adet anahtarlama durumu bulunmaktadır.

Clarke dönüşümü kullanılarak, üç fazlı bir sistemde abc ($\varepsilon_{abc} = [\varepsilon_a \quad \varepsilon_b \quad \varepsilon_c]^T$) sisteminden αβ ($\varepsilon_{\alpha\beta} = [\varepsilon_\alpha \quad \varepsilon_\beta]^T$) koordinat sistemindeki eşdeğerine çevrilebilir

$$\varepsilon_{\alpha\beta} = K\varepsilon_{abc}\,, \quad K = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{11}$$

Şekil 3'de gösterildiği gibi, 27 farklı anahtarlama durumu için 19 gerilim vektörü elde edilmektedir. Gerilim vektörleri sektör ve bölgelerini gösteren altıgen uzay vektör çizimi Şekil 2'de gösterilmektedir. -1,0,1 durumları sırası ile n, 0 ve p ile gösterilmektedir. 'Nnn', 'ppp' ve '000' anahtarlama kombinasyonlarında sıfır anahtarlama durumu ve sıfır anahtarlama vektörleri olarak adlandırılır. Kalan diğer seçeneklerde ise aktif anahtarlama durumlarında aktif gerilim vektörleri olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 3. Üç seviyeli evirici için gerilim vektörleri.

Evirici devresinde görüldüğü gibi doğrultucu çıkışındaki gerilim dalgalanmasını azaltmak için bulunan iki dc hat kapasitörün gerilimi birbirine eşit ve referans gerilimine yakın olmalıdır;

$$v_{c1}^* = v_{c2}^* = 0.5V_{dc} \tag{12}$$

Gerilim farkı;

$$\Delta V_c^* = v_{c_1} - v_{c_2} = 0 \tag{13}$$

olarak yazılabilir. Sadece sıfır anahtarlama durumunda nötr noktasina akım akar, diger durumlar gerilim dengesini etkilememektedir. Kapasitör diferansiyel eşitliği;

$$i_{c_j} = C\,\frac{dv_{cj}}{dt} \tag{14}$$

olarak verilmektedir. i_{cj} ; kapasitör akimi, C kapasitans, $j = 1,2$. Kirschof akim kanununa göre nötr noktasindaki toplam akim;

$$i_n = i_{c1} - i_{c2} \tag{15}$$

i_n ; Üç fazın nötr noktasından geçen akımların toplamıdır. Sonuc olarak kapasitörlerin gerilim farkından nötr noktasi gerilim eşitliği;

$$\frac{d}{dt}(\Delta v_c) = \frac{d}{dt}(v_{c1} - v_{c2}) = \frac{dv_{c1}}{dt} - \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{c1} - i_{c2}) \tag{16}$$

alınmaktadır.

3.2. Asenkron Makina

ω_k açısal hızıyla döndüğü kabul edilen bir koordinat sisteminde asenkron makinanın temel eşitlikleri;

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \tag{17}$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \tag{18}$$

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_k \psi_s \tag{19}$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_{el})\psi_s \tag{20}$$

Stator değişkenleri $(*)_s$, rotor değişkenleri ise $(*)_r$ alt indisleriyle gösterilmektedir. ψ_s, ψ_r akı, i_s, i_r akımları, R_s, R_r dirençleri, L_s, L_r endüktansları, L_m ise stator ve rotor arası ortak endüktansı göstermektedir. v_s; uygulanan stator gerilimi, v_r; rotor gerilimini ifade etmekte ve j ise $j = \sqrt{-1}$ olmaktadır. Açısal makine hızı ,ω_{el};

$$\omega_{el} = p * \omega_m \tag{21}$$

olarak verilmektedir. p; kutup çifti sayısı, ω_m; mekaniksel makine hızı olarak verilmektedir.
$\omega_k = 0$ alınarak statora göre dönüşüm yapılarak $\alpha\beta$ sisteminde eşitlikler yeniden düzenlenir;

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{1}{r_\sigma} v_s - j\omega_k \tau_\sigma i_s + \frac{k_r}{r_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_{el}\right)\psi_r \tag{22}$$

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_s - j(\omega_k - \omega_{el})\tau_r \psi_r \tag{23}$$

($k_r = \frac{L_m}{L_r}$, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ alınarak $\tau_\sigma = \frac{\alpha L_s}{r_\sigma}$ ve $r_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$)

Mekaniksel moment ifadesi;

$$T_m = \frac{3}{2} p(\psi_s \times i_s) = \frac{3}{2} p(\psi_r \times i_r) \tag{24}$$

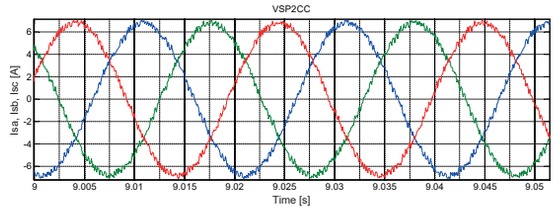
Olarak verilmektedir. Son olarak, mekaniksel hız denklemi türevsel eşitlikle;

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{j}(T_m - T_l) \tag{25}$$

şeklinde alınmaktadır. T_l; mekaniksel yük momenti ve j ise atalet momentidir.

4. Benzetim Çalışması

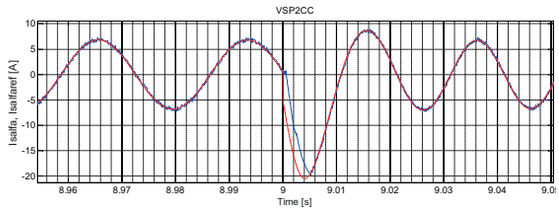
Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı eviriciler için VSP2CC algoritması $T_s = 100\mu s$, $10kHz$ örnekleme frekansı ile simüle edilmektedir. 2800 dev/dk hızda kararlı hal faz akım dalga şekilleri Şekil 4'de verilmektedir. Her bir anahtarlama elemanı IGBT için ortalama anahtarlama frekansı 1.6kHz ve toplam harmonik bozulumu (THD) %3.8 olmaktadır.



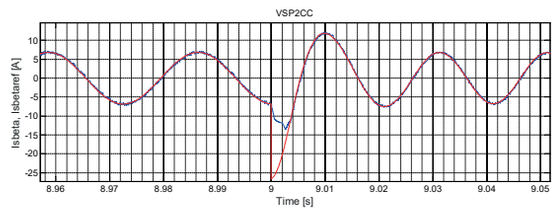
Şekil 4: ω = 2800dev/dk hız ve $T_L = 8Nm$ yükte stator akımları

Şekil 5'de motor hızı 2000dev/dk'dan 2800 dev/dk'ya değiştirildiğinde, PI kontrolörden sağlanan stator alfa beta akım referansı değişimi gösterilmektedir. Dalga şekillerinden

hız değişiminde geçici durumda ve kararlı durumda önerilen algoritma ile akım referansı problemsiz olarak takip edilebilmektedir. Şekil 6, referans hızı değiştirildiğinde, makinanın hız değişimi ve anlık üretilen moment değişimini göstermektedir.

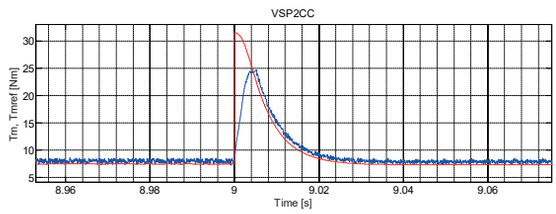


(a)

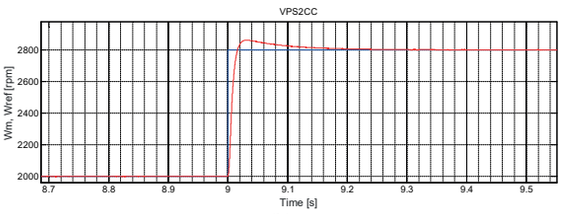


(b)

Şekil 5: $\omega = 2000dev/dk$ - 2800dev/dk hız değişimde stator αβ akım değişimleri



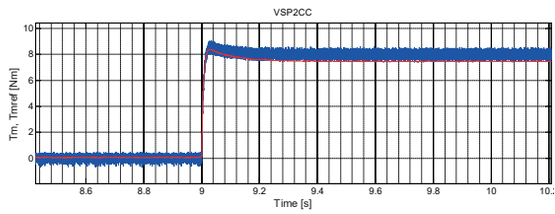
(a)

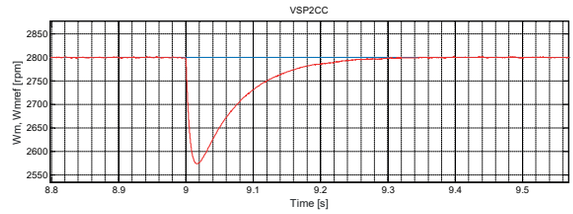


(b)

Şekil 6: ω = 2000dev/dk - 2800 dev/dk değişiminde hız ve makina moment adımları

Şekil 7'de, motor 2800 dev/dk ile dönerken dokuzuncu saniyede bir yük momenti adımı uygulanır. Hız bir miktar düştükten 2sn sonra, referans değerine erişir.

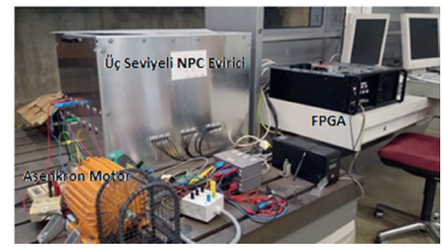




Şekil 7: ω = 2800dev/dk hızda, T_L = 0Nm'den 8Nm'ye yük momenti ve hız değişimi

5. Deneysel Çalışma

Şekil 8'de görüldüğü gibi, Üç faz üç seviyeli evirici ile sürülen asenkron motor test düzeneği Münih Teknik Üniversitesi laboratuvarında kurulmuştur. Eviricinin kontrolü için FPGA tabanlı gerçek zamanlı bir bilgisayar sistemi kullanılmaktadır. Test sisteminde 2.2kW kafes rotorlu motor ve nötr noktası bağlantılı üç seviyeli bir evirici bulunmaktadır. DC hat gerilimi 3kW gücündeki bir DC güç kaynağından sağlanmaktadır.



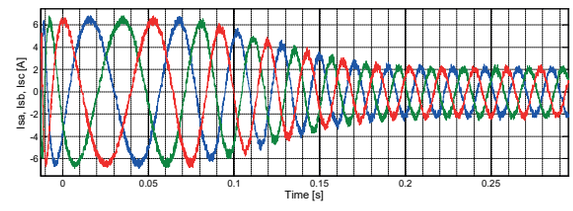
Şekil 8: Üç seviyeli NPC evirici ile sürülen asenkron motor test düzeneği

VSP2CC algoritmasını doğrulamak için, Üç seviyeli inverter test sisteminde asenkron motor kontrolü deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

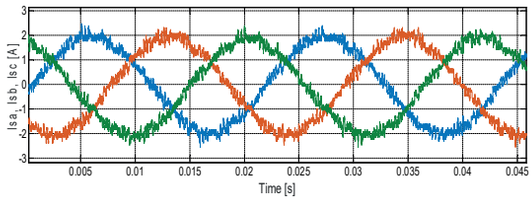
Örnekleme zamanı $T_s = 100\pi s$, $\omega_{quad} = 0.01$, DC hat gerilimi $V_{dc} = 550V$, Rotor akısı referans değeri $\varphi = 0.8Wb$ olarak alınmıştır. Referans moment PI hız kontrolörü ile üretilmektedir.

Şekil 9, başlangıç zamanındaki stator akımlarını göstermektedir. Şekil 10'da VSP2CC algoritması uygulanarak 2800 dev/dk hızda yüksüzken alınan kararlı hal makine akım dalga şekillerini göstermektedir. 2000 dev/dk kararlı hal çalışma için, stator faz akımları Şekil 11'da verilmektedir. Farklı hız durumları için kararlı hal çalışmada, önerilen algoritma sorunsuz bir şekilde akım referanslarını takip edebilmektedir.

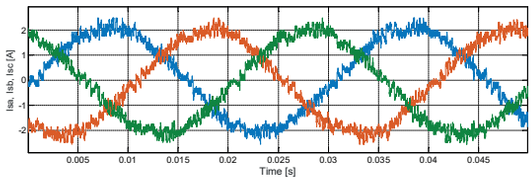
Hız referans değeri 2800 dev/dk'dan 2000 dev/dk'ya ve 2000 dev/dk'dan 2800 dev/dk'ya değiştirildiğinde stator üç faz akımları, alfa beta akım dalga şekilleri ve üretilen makine momenti dalga şekilleri Şekil 12-15'de verilmektedir. Akım dalga şekillerinden, step anlarında çok küçük bir gecikme zamanıyla referans değerini takip ettiği görülmektedir.



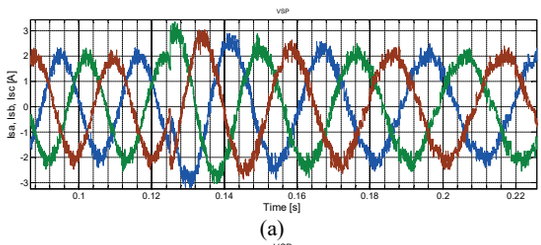
Şekil 9. $\omega = 2800$dev/dk hızda çalışma için başlangıç zamanında stator üç faz akımları dalga şekilleri



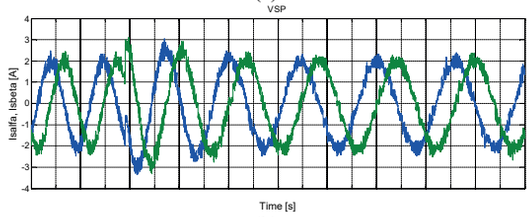
Şekil 10: $\omega = 2800$dev/dk ve $T_L = 0$Nm çalışma değerlerinde üç faz stator akım dalga şekli



Şekil 11: $\omega = 2000$dev/dk ve $T_L = 0$Nm çalışma değerlerinde üç faz stator akım dalga şekli

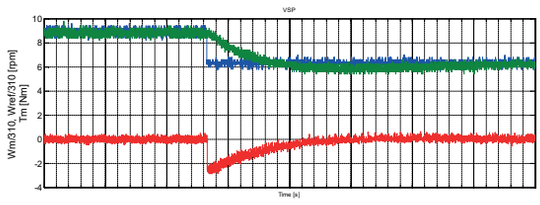


(a)

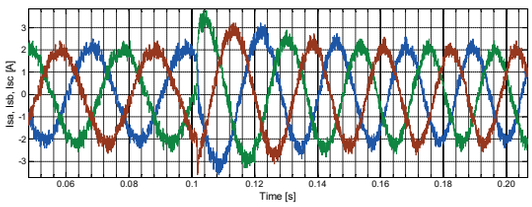


(b)

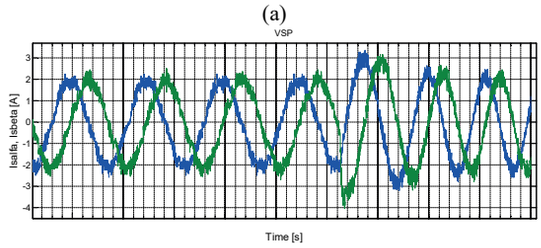
Şekil 12: $T_L = 0Nm$ iken ve $\omega = 2800dev/dk$'dan 2000dev/dk hıza değiştirildiğinde a) I_{s_abc} , b) $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$



Şekil 13: $T_L = 0Nm$ iken ve $\omega = 2800dev/dk$'dan 2000dev/dk hıza değiştirildiğinde hız ve moment değişimi

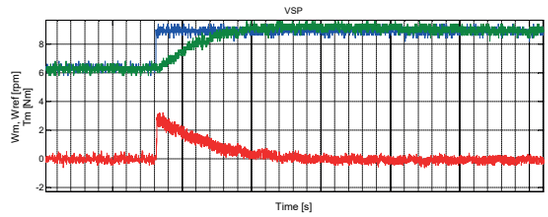


(a)



(b)

Şekil 14: $T_L = 0Nm$ iken ve $\omega = 2000dev/dk$'dan 2800dev/dk hıza değiştirildiğinde a) I_{s_abc} , b) $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$



Şekil 15: $T_L = 0Nm$ iken ve $\omega = 2000dev/dk$'dan 2800dev/dk hıza değiştirildiğinde hız ve moment değişimi

6. Sonuçlar

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı invertere uygulanan VSP2CC algoritması Matlap ortamında farklı yük ve hız durumları için simüle edilmiştir. Deneysel çalışmalar Münih Teknik Üniversitesi Güç Elektroniği Sürücüleri laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Çalışma Tübitak 2219 programı kapsamında da desteklenmiştir.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motor kontrolü VSP2CC yöntemi kullanılarak farklı hız ve moment değişimleri için ve kararlı durum çalışmada test edilmekte ve referans değerleri sorunsuz takip edebildiği açıkça görünmektedir. DC hat kapasitörlerinin gerilim dengelenmesi problemi de değer fonksiyonuna kısıtlar eklenerek çözülmektedir.

Geliştirilen değişken anahtarlamalı model öngörülü akım kontrolünün (VSP2CC) diğer yöntemlerle karşılaştırılması ve farklı yüklerdeki deneysel testleri gelecekte yapılacak çalışmalar olarak planlanmaktadır.

7. Kaynaklar

[1] Kazmierkowski M.P., Krishnan R., ve Blaabjerg, "Cpntrol in Power electronics, NewYork:Academic Press, 2002.

[2] Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodriguez J., Kennel, R.M.,"Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods", IEEE Trans. On Ind.Informations, 11,3, 2015.

[3] Cortes,P.,Kazmierkowski, M.P., Kennel, R.M., Quevedo, D.E. ve Rodriguez, J., "Predictive Control in Power Electronics and Drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55, 12, 4312-4324, Dec.2008.

[4] Geyer, T., Papafotiou, G. And Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control-Part1: Concept, algorithm and Analsis", IEEE Trans. Ind. Electron, 56, 6, 2009, 1894-1905.

[5] Papafotiou, G., Kley, J., Papadopolus, K.G., Bohnen, P., and Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control

–Part II: Implementation and Experimental Evaluation", IEEE Trans. Ind. Electron, 56, 6, 2009, 1906-1915

[6] Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann U. Ve Rodriguez, J., "Model Predictive Control- A simple and powerful method to controlpower converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56,6, 1826-1838, 2009.

[7] Karamanakos, P., Stolze P., Kennel R.M., Manias S., Mouton H.T., "Variable Switching Point Predictive Torque Control of Induction Machines", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2,2, 2014.

[8] Stolze, P., Karamanakos, P., Moiton, T., Manias, S.N., "Heuristic Variable Switching Point Predictive Current Control for the Three-Level Neutral Point Clamped Inverter", SLED, 2013.

[9] Gündoğan Türker Ç., Karamanakos P., Kennel R., "Üç seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici için Model Öngörülü Akım Kontrolü (Model Predictive Current Control for Three Level Neutral Point Clamped Inverter)", ELECO'2016 Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, 1-3 Aralık 2016, Bursa.

SensörsüzVektör Kontrol Performansını Artırmak İçin bir Yöntem

An Approach for Improving Performance of Sensorless Vector Control

H. Bülent Ertan[1], Tayfun Filci[2]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi
bulent.ertan@atılım.edu.tr,

Aselsan A.Ş.
tayfun.filci@metu.edu.tr

Özet

Sensörsüz vektör kontrol yöntemleri, konum veya hız sensörü bulundurmamaları nedeni ile kimi uygulamalara tercih edilirler. Ancak, bu tip yöntemler doğaları gereği rotor manyetik alanının yerinin tesbiti konusunda hata yaparlar. Bunun sonucu olarak bu şekilde sürülen motorların performansı, sensörlü vektör uygulamalrına göre daha düşüktür. Bu bildiri, motor akımı içinde bulunan rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin, vektör kontrol algoritması içinde kullanılabilecek kadar kısa bir süre içinde belirlenmesine imkan sağlayan bir yöntem sunmaktadır. Yöntemin özü; akım içindeki oluk harmoniklerini temel akım bileşeni üzerine bindirilmiş genlik nodülasyonlu bir sinyal olarak ele almaktır. Bu akım sinyalini demodüle ederek rotor oluk harmonik genliği belirlenebilir. Bu bilgiden rotor konumu veya hızı elde edilebilir. Bu amaçla geliştirilen yöntem bir deney motoru üzerinde uygulanmış ve elde edilen sonuçlar bildiride değerlendirilmiştir.

Anahtar kelimeler: sensörsüz vektör kontrol, akım harmonikleri, konum belirleme, motor hızı belirleme

Abstract

Sensorless vector control merhods are preferred in some applications because of lack of position or speed sensor. However, such approaches are prone to error in prediction of rotor magnetic field position. As a consequence, sensorless vector controlled motors have inferior performance as compared to methods, which employ a sensor. The approach presented inn this paper presents an approach, which allows prediction of the magnitude of the rotor slot harmonics embedded in motor current, in a duration so short that they can be computed in the period in which vector control algorithm references are calculated. The essence of the presented approach is recogniton of the fact that the fundamental component of motor current actually is amplitude modulated by a current component at rotor slot harmonic frequency. Using this information, rotor position or motor speed can be obtained. The approach developed for this purpose is described and tested on a motor in the laboratory and the results obtained are presented.

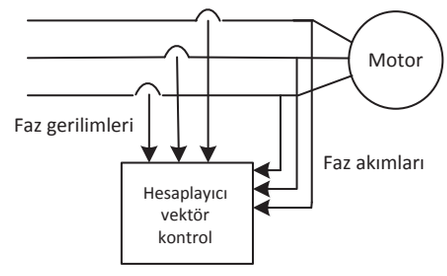
Keywords:Sesorless vector control, current harmonics, position identification, speed identification

1. Giriş

Vektör kontrol amacı ile kullanılan yöntemler genel olarak ikigruba ayrılabilir. Bunlardan birisi "Dolaylı vektör kontrol" yöntemi, diğeri ise doğrudan vektör kontrol yöntemi olarak tanımlanmaktadır.

Dolaylı vektör kontrol yöntemleriakı ölçümüne gerek duymazlar. Ancak rotor şaftına konumlandırılmış bir konum ölçer kullanılmasına gerek vardır. Stator manyetik alanının konumu ve bu amaçla gereken faz akımları; motor parametrelerinden bazıları ve moment referansı ve akı referans bilgileri kullanılarak hesaplanır [1].

Dolaylı vektör kontrol yöntemlerinde ise bir konum sensörü kullanılmasına gerek yoktur. Motoru süren evirici içinde zaten, akım ve gerilim sensörlerinden gelen akım ve gerilim bilgisi, rotor konumunun hesaplanmasında kullanılır. Şekil 1 de şematik olarak bir asenkron motor ve rotor akısı konum hesaplayıcısıbloğu gösterilmektedir. Bu blok (1) ve (2) denklemini kullanarak rotor akısının konumunu ve genliğini hesaplar.



Şekil 1 Sensörsüz vektör kontrol basit blok şeması

$$p\,\boldsymbol{\lambda}^{s}_{qds}=v^{s}_{qds}-r_s\boldsymbol{i}^{s}_{qds} \qquad (1)$$

$$\boldsymbol{\lambda}^{s}_{qdr}=\frac{L_r}{L_m}[\boldsymbol{\lambda}^{s}_{qds}-L_s^{'}i^{s}_{qds}] \qquad (2)$$

Bu denklemlerde üstsimge "s" statordaki bir koordinat sistemine gönderme yapmaktadır. Koyu yazılmış değişknler

uzay vektörüdür. $r_s$stator fazının direnci, $\boldsymbol{\lambda}^s_{qds}$ stator sargısını bağlayan akıyı, $\boldsymbol{\lambda}^s_{qdr}$ rotor sargısını bağlayan akıyı, $\boldsymbol{i}^s_{qds}$ stator akımı,uzay vektörünü temsil etmektedir.L_r, L_m, L'_ssırası ile;rotor endüktansı, mıknatıslama endüktansı ve stator "transient" endüktansıdır.

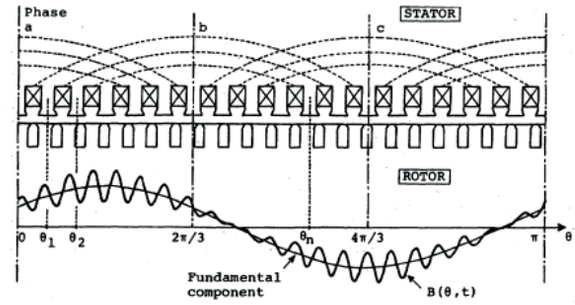
"Dolayı vektör kontrol" (DVK) yöntemi, sıfır hıza kadar denetimi sağlayabilir. Dinamik performansı da gayet başarılı bir yöntemdir. Burada sorun motor şaftına bir konum algılayıcı yerleştirilmesi ihiyacından doğmaktadır. Konum belirleyiciler pahalı bileşenlerdir, ayrıca ek kablaj yapılmasını gerektiriler. Bunun yanında kimi uygulamalarda mevcut bir mekanik düzenin değiştirilmesi arzu edilmeyebilir.

Öte yandan yukarıda sözü edilen konum algılayıcıya ihtiyaç duyulmaması nedeni ile birçok uygulamada, daha düşük performansa rağmen, sensösüz direk kontrol (DK) yönteminin tercih edilmesine neden olmaktadır. Bu yöntemin diğer bir sorunu da sıfır hıza kadar motorun kontrol edilememesidir. (1) denkleminden bu durum kolayca anlaşılabilir. Hız düştükçe (1) denkleminin değeri ufalır. Denklemin sağ tarafı ise bir fark içermektedir. Stator direnç değerinin sıcaklığa bağımlı olduğu hatırlanırsa, direnç değerindeki hataların, $\boldsymbol{\lambda}^s_{qds}$ değerinin hatalı hesaplanmasına yol açacağı açıktır. Sonuç olarak çalışma frekansı 3-4 Hz civarına düştüğünde bu yöntemle başarılı bir vektör kontrol uygulamak imkansızlaşır. Bu yöntemde bir diğer sorun ise $\boldsymbol{\lambda}^s_{qds}$ hesaplanırken denklemin sağ tarafının bir integral alınmasını gerektirmesidir. Neticede integral değerinin kayması, konum belirleme hatasına yol açar. Bu unsur DK yönteminin vektör kontroldedaha düşük performans vermesinin nedenlerinden birisidir.

Yukarıda sözü edilen sensörsüz DK yönteminin konum belirleme hassasiyeti arttırılabilirse kuşkusuz bu yöntemle DVK yöntemine yakın bir performans, DK yöntemi ile de elde edilebilir. Bu sorunun çözümü için yazarların geliştirdiği bir yaklaşım bu bildirinin konusunu oluşturmaktadır.

Söz konusu problemin çözümü için gerçek rotor konumundan bir şekilde bilgi almayı gerektirmektedir. Bu amaçla rotorda bulunan olukların veya suni olarak rotorda oluşturulmuş referans olabilecek manyetik alanı etkileyebilecek "işaretlerin" kullanılması gerekir [2]. Rotor olukları varlığı, zaten var olmaları nedeni ile, en önemli imkan olarak öne çıkmaktadır. Rotor oluklarının konum veya hız belirleme amacı ile kullanılması halinde motor parametrelerinden bağımsız bir yöntem oluşturuluyor olması da önemli bir unsurdur.

Bilindiği gibi motor akımı rotor oluk harmoniklerini içerir. Bu harmoniklerin belirlenerek rotor kafes arızalarının belirlenmesinde yararlanılması literatürde rastlanan bir yaklaşımdır [3], [4], [5], [6]. Kimi uygulamalarda rotor oluk harmoniklerinin motor hızını belirlemek için kullanıldığına da ratlanmaktadır [7]. Ancak var olan araştırmalar genellikle frekans spektrumu analizine dayanmaktadır. Bu tip analiz yaklaşımı, analiz mesela akım üzerinden yapılıyorsa, zaman içinde bir sürelik bir kayıt alınmasını ve daha sonrada harmonik analizinin yapılmasını gerektirmektedir. Bilinen en hızlı algoritmalar bile bu yöntemle onlarca mili saniye süre alabilmektedir. Bu sakıncayı giderebilen ve motorun dışına yerleştirilen bir bobin kullanan bir yöntem yakın zamanda [8], [9] yayınlanmıştır. Buradaki çalışma da bu yöntemin bir benzerini kullanmaktadır.



Şekil2 Rotor olukları nedeni ile oluşan harmonikler ve hava aralığında temel bileşen

Vektör kontrolü uygulamasında, motor, darbe genişlik modülasyonu ile üretilen gerilimlerle sürülmektedir. Bu nedenle, rotor oluk harmoniklerinin (ROH), farklı hızlarda motor sürülürken, akım içinden tanımlanabilmesi sorunlu olabilir. Bu bakımdan bu bildiride bir sonraki bölüm akım içinde rotor oluk harmoniklerinin tanımlanıp tanımlanamayacağını araştırmaktadır. Daha sonra ROH'nin anlık olarak belirlenebilmesi için önerilenyöntem ortaya konulmuştur. Bir sonraki bölümde, yöntemin geçerliliğinin sınanması için oluşturulan deney ortamı verilmiştir. Deneysonuçlarının verildiği bölümde ise, motor farklı hızlarda sürülürken, akım kayıtlarına dayanarak, belirlenen konum ile bir konum kodlayıcıdan gelen rotor konum kayıtları karşılaştırılmıştır.

2. Rotor Oluk Harmonikleri

Burada geliştirilen yöntemi kavrayabilmek için, rotor olukları nedeni ile hava aralığında oluşan akı yoğunluğudağılımının incelenmesinde yarar vardır. Şekil 1de hava aralığında akı yoğunluğunun tipik görünümünde, temel bileşen üzerine binmiş rotor oluk harmonikleri izlenebilmektedir. Doğal olarak bu akı yoğunluğu dağılımı, stator bobinlerinde aynı harmonik frekanslarda gerilim endüklenmesine neden olur. Buharmonikler (3) deklemindeki gibi ifade edilebilir [10], [11].

$$B(\theta,t) = B_1\cos(w_s t) + B_f\cos\left[\left(\frac{Z}{P}w_r + w_s\right)t - (P+Z)\theta + \Psi_f\right] + B_r\cos\left[\left(\frac{Z}{P}w_r - w_s\right)t - (P-Z)\theta + \Psi_r\right] \quad (3)$$

θ : statorreferans noktasına göre mekanik açı,ω_r : rotor açısal frekansı,$\omega_s = 2\pi f_s$, f_s= güç kaynağı frekansı, Z: oluk sayısı,P: kutup çiftisayısı,B_1:temel bileşen akı yoğunluğu,Ψ: faz açısı

Denklem (3) ROH açısal hızının, (4) denkleminde verildiği gibi, temel bileşenle aynı yönde ve tersyönde dönen iki harmonik bileşenden oluştuğunu göstermektedir.

$$w_{rsh} = \frac{Z}{P}w_r \mp w_s \quad (4)$$

ROH frekansı (5) teki gibidir. Rotorun devir/dakika olarak hızı ise (6) da verildiği gibi hesaplanabilir.

$$f_r = \frac{P}{Z}(f_{rsh} \mp f_s) \quad (5)$$

$$N_r = \frac{60 f_r}{P} \quad (6)$$

Devir dakika cinsinden motor hızı ROH frekansı ve besleme frekansı cinsinden hesaplanabilir.

$$N_r = \frac{60}{Z}(f_{rsh} \mp f_s) \quad (7)$$

3. Motor Akımında Harmoniklerin Ölçülebilirliği

Bu bölümde teorik olarak var olması gereken rotor oluk harmoniklerinin, ne derecede ölçülebilir olduğu araştırılmıştır. Daha önce de belirtildiği gibi motoru süren evirgeç, motora darbe genişlik modülasyonlu bir gerilim uygulamaktadır. Bu nedenle ROH'lerin diğer kaynaklardan gelen harmoniklere karışarak tanımlanamaz hale gelmesi söz konusu olabilir. Motor yüksüz veya yüklü olarak çalışırken de durum farklılıklar gösterebilir. Bu durumu açıklığa kavuştumak için test motoru bir evirgeç ile sürülürken şaftına bağlı diğer bir motoryine bir evirgeçle kontrol ederek testmotorunu yüklenebileceği bir deney ortamı oluşturulmuştur. Bu deney düzeninde yukarıdaki sorulara cevap aranmıştır. Bu amaçla 380 V, 50 Hz, 1.1 kW bir deney motoru kullanılmıştır. Bu motorun statorunda 36, rotorunda ise 26 oluk vardır. Stator akımında oluşması beklenen ROH ve harmonikleri (8) denkleminden hesaplanabilir.

$$\text{Oluk Harmonik frekansı} = n \times \frac{Z}{P}(f_r \pm f_s) \quad (8)$$

$$\text{Shaft hızı} = \frac{60 f_r}{P} \quad (9)$$

Bu denklemlerde rotor hızı 996 d/d alındığında stator akımında oluşması beklenen ROH temel frekans çifti ve harmoniklerinin frekansı Tablo 1 de verildiği gibidir.

Tablo 1 Deney motorunun 50 Hz besleme geriliminde rotor oluk harmonikleri

	1cit çift (Hz)		3cü çift (Hz)		5ci çift (Hz)	
Beklenen	433±50 Hz		1299±50 Hz		2165±50 Hz	
49.96 Hz sinus Ölçülen	381	481	1244	1344	2108	2207

Tablo 2 Rotor oluk harmoniklerinin 50 Hz de genliği (sinüs)

Harmonik	#1	#2	#3	#4	#5
Genlik(mV)	1,8	0,76	3,3	0,14	0,099

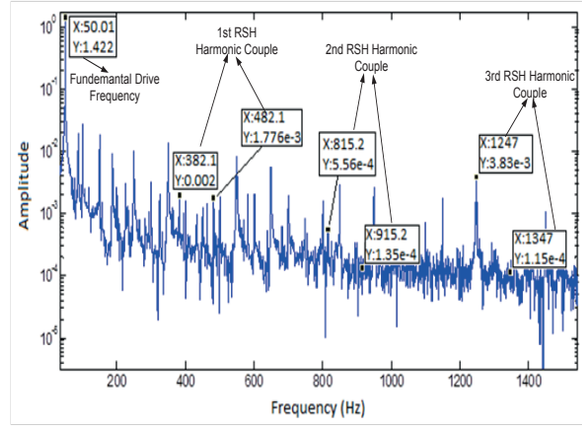
3.1. Deney Düzeni

Deney düzeninde test motoru ilk olarak, 50 Hz de sinusoidal bir gerilimle sürülmüş, yüklü ve yüksüz olarak ROH'lerin temel bileşeni ve ROH harmonik bileşenleri 5. harmonik dahil genliği ölçülmüştür. Böylece evirgeç çıkışındaki darbeli gerilimin etkisinden uzak bir ortamda söz konusu harmoniklerin varlığı ve genliği araştırılmıştır. Akım ölçümü için 100mV/A bir akım probu kullanılmıştır. Deney motoru sürülürken akım sayısal bir osiloskop ile kaydedilmiştir. Alınan kayıtlar bilgisayar ortamında Matlab'da FFT yöntemi ile analiz edilerek çiftler halinde bulunan harmonik bileşenler belirlenmiştir.

3.2. Deney Sonuçları

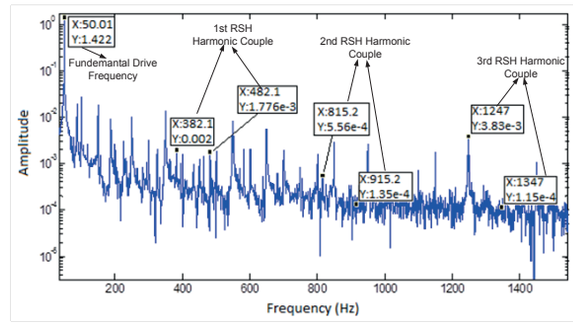
Motor boşta 49.96 Hz te sinüs besleme gerilimi ile dönerken alınan akım kayıdın FFT analizi sonucu Şekil 3 te verilmiştir. Bu şekil üzerinde, belirlenen akım harmonikleri de işaretlidir. Ölçülen değerler Tablo 1'de beklenen harmonik değerleri ile birlikte verilmiştir. Bu veriler rotor oluk harmoniklerinin akım içinde gayet belirgin olduğunu ve kolaylıkla tanımlanabileceğine işaret etmektedir.

Kayıt uzunluğu ve örnekleme sayısı yapılan ölçümlerde aranan harmoniklerin kaçırılmaması açısından önemlidir. Yapılan çalışmada 1 saniyelik bir kaydın ve bu sürede 5000 örnek alınmasının ROH nin 5. harmonik dahil tanımlanabilmesi için yeterli olduğunu göstermiştir.



*Şekil 3*50 Hz sinüs gerilimde rotor oluk harmonikleri

Akım harmonikleri motor evirgeç ile 5Hz-90Hz frekans aralığında sürülürken de kaydedilerek evirgeçin darbeli çıkış geriliminin oluk harmoniklerinin tanımlanmasını engelleyip engellemediği de araştırılmıştır.Şekil 4 te 50 Hz de elde edilen akımın FFT analizi sonucu gözlenmektedir. Doğal olarak darbeli evirgeç gerilimi nedeni ile Şekil 3 teki kayda göre spektrumda pek çok harmonik belirdiği izlenmektedir. Ancak, rotor oluk harmonikleri yine de kolaylıkla ayırt edilebilmektedir.

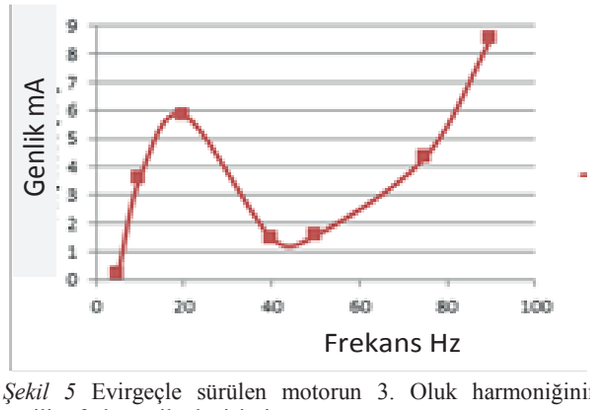


Şekil 4 Evirgeçle sürülen motorun 50 Hz de rotor oluk harmonikleri

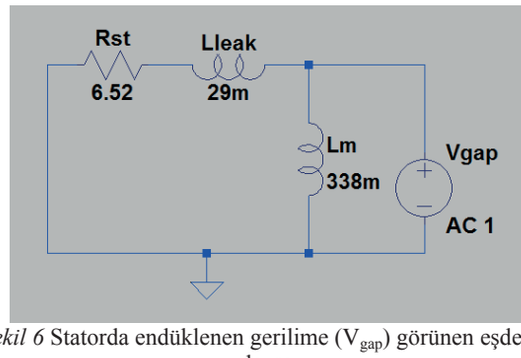
Tablo 2 de,motor evirgeç ile,50 Hz de sürülürken elde edilen ROH frekanslarının genliğisunulmaktadır.Yapılan bu deneysel çalışmada rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin 3. Bileşeninin daima baskın olduğu izlenmiştir. Bu nedenle buradaki amaç için rotor oluklarında oluşan harmoniklerin 3. çiftinin kullanılması kararlaştırılmıştır. Bu harmoniğin deney motoru evirgeçle sürülürken genliğinin nasıl değiştiği de incelenmiştir. Bu değişim Şekil 5 te grafik olarak sunulmuştur. Deneyde söz konusu harmoniğin genliğinin, hız düştükçe, ufaldığı gözlenmektedir. Bu beklenenbir sonuçtur. Öte yandan sürüş frekansı arttıkça harmonik genliğinin artması beklenirken 20-40 Hz arasında ilginç bir genlik düşüşü gözlenmiştir. Bu olgunun nedeni araştırıldığında bu durumun statorda endüklenen ve akım harmonikleriniolusturan gerilimin gördüğüŞekil 6 de verilen eşdeğer devreden kaynaklandığı anlaşılmıştır. Bu devrenin kazancı gerçekten de 20-40 Hz arasında söz konusu harmonikleri bastırmaktadır.

Yapılan çalışma sonucunda, izlenen bu etkiye rağmen, rotor oluklarının, akım içinde oluşturduğu harmoniklerin, birkaç Hz sürüş frekansından başlayarak, izlenebilir genlikte olduğu belirlenmiştir.

Özetle buradaki çalışmadan şu sonuca varılabilir. Rotor oluklarından kaynaklanan akım harmonikleri ölçülebilir niteliktedir. Bu harmoniklerin frekansı vektör kontrol algoritması içinde yeterince hızlı belirlenebilirse, motorun hızbilgisi ve rotorun statora göre konum bilgisi elde edilebilir. Bu bilgi sensörsüz vektör kontrol algoritması içinde kullanılabilir.



Şekil 5 Evirgeçle sürülen motorun 3. Oluk harmoniğinin gerilim frekansı ile değişimi.



Şekil 6 Statorda endüklenen gerilime (V_{gap}) görünen eşdeğer devre

Bu durumda sensörsüz algoritmanın konum veya hız hatalarından kaynaklanan sorunlar giderilerek bu tip vektör kontrol kullanan sürücülerin performansı yükseltilebilir.

4. Rotor Oluk Harmoniklerinin Hızlı Ölçülmesi için Bir Yöntem

Literatürde akımda mevcut rotor oluk harmoniklerinin özellikle rotor çubuklarında oluşan arızaların belirlenmesi için kullanıldığı izlenmektedir. Daha önce de sözü edildiği gibi, bu amaçla, belli bir uzunlukta akım kaydı alınarak, rotor oluklarından kaynaklanan harmonik çift FFT yöntemi ile aranmaktadır. Bu arama srecini hızlandırmak için çeşitli yöntemlerin geliştirildiği makalelere rastlanmaktadır Ancak, hem kayıt alınma ihtiyacı, hem de FFT yönteminin doğası nedeni ile, harmonik frekansların belirlenmesi onlarca ms alabilmektedir. Söz konusu fekans belirlendiğinde (9) denkleminden motor hızı ve konumun da belirlenmesi söz konusu olabilir. Ancak, bu işlemin yavaşlığı nedeni ile vektör kontrol amaçlı olarak bu yöntemlerin kullanılması imkanı yoktur. Bu bildiride bu zorluğu aşmak için geliştirlen bir yöntem sunulmaktadır.

Şekil 2 incelendiğinde motorun hava aralığında temel bileşen üzerine bindirilmiş rotor oluk harmonikleri izlenebilmektedir. Bir önceki bölümde, bu akının stator sargısında endüklediği gerilim nedeni ile, motor akımında da aynen bu şekilde, temel akım bileşeni üzerine akımın bindirilmiş olduğunu ve izlenebildiğini akım kayıtları üzerinden gösterilmişti. Bu durumda akım harmonikleri FFT yöntemi yerine akımın demodüle edilmesi yolu ile de belirlenebileceği akla gelmektedir. Bu durumda güç kaynağı frekansındaki akım bileşeni, taşıyıcı olarak düşünülebilir, rotor oluk harmonikleri ise genlik modülasyonu yapan sinyaldir.

2. Bölümde belirtildiği gibi aynen hava aralığı akısında olduğu gibi, stator akımında rotor oluk harmonikleri bir frekans çifti ile belirmektedir. Akım sinyalini $f_{rsh}(t)$ olarak gösterirsek, genlik modülasyonlu bu sinyali demodüle etmek için taşıyıcı sinyal fonksiyonu $f_s(t)$ ile çarpmak yeterli olacaktır. Bu işlem (11) denkleminde gösterilmiştir. Bu çarpım sonucunda (12) denkleminde verilen fonksiyon elde edilecektir.

$$f_{rsh} = kf_R \pm fs \qquad (10)$$

$$f_{demod}(t) = f_{rsh}(t) \times f_s(t) \quad (11)$$

$$f_{demod}(t) = A.\sin(k.2\pi f_R t) + \frac{A}{2}.[\sin((k.2\pi f_R - 2.2\pi f_s)t) + \sin((k.2\pi f_R + 2.2\pi f_s)t)] \qquad (12)$$

(12) denklemine frekans alanında bakacak olursak. Şekil 7b de izleneceği gibi, rotor oluk frekansına karşı gelen f_r frekansı ve bu frekansın sağ ve solunda $\pm 2f_s$uzaklıkta bir çift frekans görülecektir. Bu durumda yapılması gereken, bir filtre ile frekans çiftini ve spektrumdaki istenmeyen harmonikleri elimine etmek ve merkez frekansına karşı gelen f_r frekansına karşı gelen bileşenin genliğini elde etmektir (Şekil 7c).

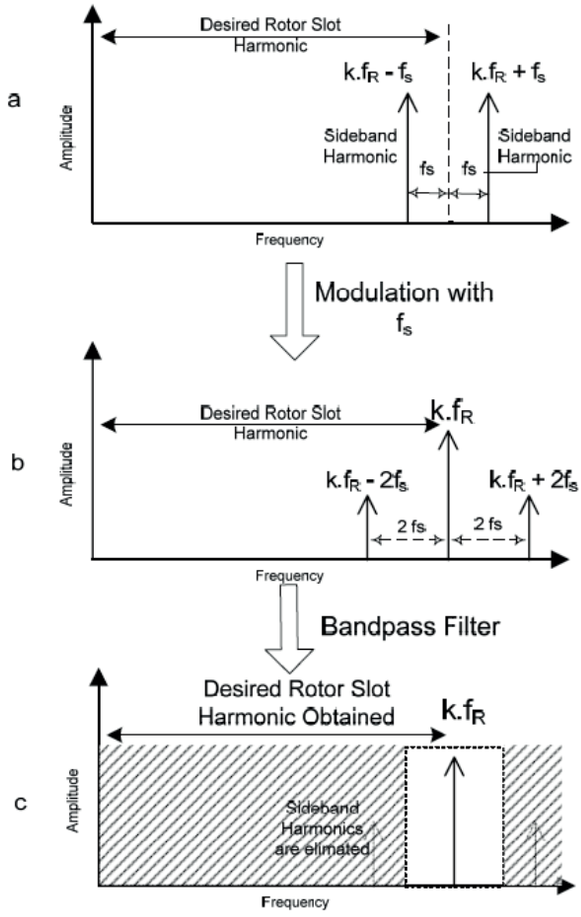
Bu süreçte zorluklar olduğu açıktır. Merkez frekansı doğal olarak motor değişik hızlards sürülürken veya hızlanıp

yavaşlarken değişecektir. Bu nedenle filtre merkez frekansının her bir vektör kontrol basamağında belirlenmesi ve filtre tasarımının da değişmesi gerekir.

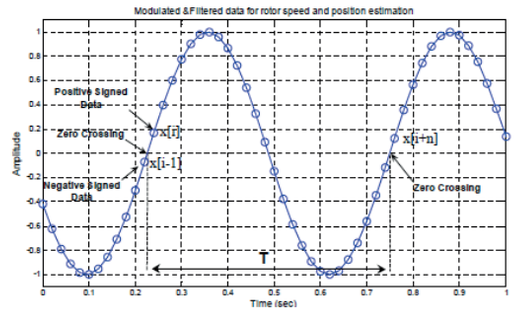
Demodülasyon işlemi çok az işlem gerektirdiğinden vektör kontrol algoritmasının her basamağı için ayrılan süre içerisinde kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Filtre parametrelerinin değişiyor olmasının gerektireceği hesaplama süresi ise, bir soraki bölümde ele alınacağı gibi, bir tablo kullanılarak aşılabilir. Bu durumda her bir vektör kontrol basamağında rotor oluk harmoniğinin genliği filtre çıktısı olarak elde edilecektir. Bu durum Şekil 8 den de izlenebilir. Bu şekildeki her bir halka vektör kontrolun bir basamağında elde edilen genliği göstermektedir. Yeterli sayıda basamaklık uygulamadan sonra ROH nin değişiminin şekli ortaya çıkar.Bu süreçe üzerinde çalışılan motorun oluk sayısına gerek duyulmaktadır. Oluk sayısı motor üzrinde yapılacak bir deneyle belirlenebilir [13].

Şekil 8 den takip edilebileceği gibi ROH nin bir periodu için geçen zaman algoritma içinde bellidir. Bu sürede alınan açı ise bir rotor oluk harmoniğine karşı gelen açıdır.

$$\theta_r = \frac{2\pi}{kZ} \quad (13)$$



Şekil 7 akım içinde rotor oluk harmonikleri ve demodülasyon süreci



Şekil 8 Rotor oluk harmoniğinin genliğinin değişiminin belirlenmesi

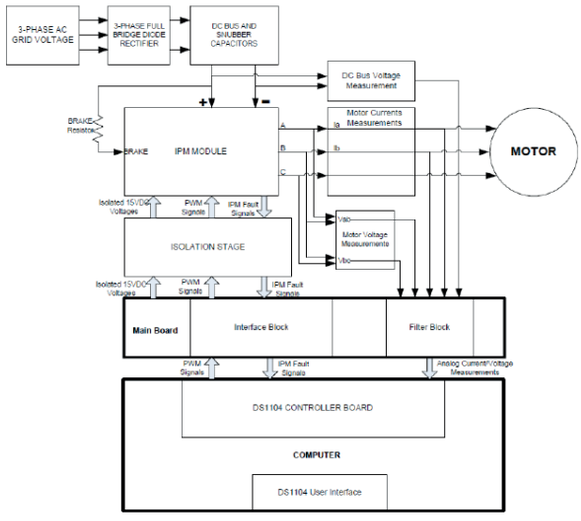
(13) denkleminde Z rotor oluk sayısı, *k* üzerinde çalışılan rotor oluk harmoniğinin numarasıdır. θ_r açısı her bir ROH periodu geçildiğinde toplandığı zaman rotor manyetik alanının konumunun takibini sağlayacaktır. Sensörsüz vektör lkontrol yönteminden de bu açı belirlenebilmektedir. Ancak burada belirtilen yöntemle, gerçek konum geri beslemesi sağlanmış olmakta ve sensörsüz yöntemlerin doğasından kaynaklanan hataların düzeltilmesine imkanı doğmaktadır. θ_r ve ROH periodunun bulunması için geçen süre belli olduğu için rotor hızı da hatasız hesaplanabilir.

5. Yöntemin Uygulanması

Bir önceki bölümde tanımlanan yöntem laboratuvarda uygulanmıştır. Deney motorunu sürmek için kullanılan sürücü de laboratuvarımızda geliştirilen bir sürücüdür. Sistem donanımı Dspace DS 1104 cihazınca denetlenmektedir. Sensörsüz vektör kontrol algoritması her 150 µs de bir akım ve gerilimleri okuyarak vektör kontrol uygulamasını gerçekleştirmektedir. Vektör kotrol algoritması yaklaşık bu sürenin 75 µs sini kullanmaktadır. Kalan süre rotor oluk harmoniğinin belirlenmesi için kullanılmaya uygundur. Buradaki uygulamada konum belirleme süresinin 50µs ile sınırlanması kararlaştırılmıştır.

Deney sırasında, geliştirilen konum belirleme algoritmasının doğrulanması amacı ile deney motoru şaftına bir konum sensörü monte edilmiştir. Böylece algoritmanın belirlediği konum ile gerçek rotor konumu karşılaştırılması imkanı yaratılmıştır.

Demodülasyon sürecinin en önemli bileşeni filtreleme işlemidir. Bu bildiride filtre konusunda detaya girilmeyecektir. Filtre olarak, hesaplama süreci avantajı nedeni ile, "Infinite Impulse Response" (IIR) tipi bir filtre kullanılmıştır. Uygulamanın 150 µs lik vektor kontrol adımı içinde gerçekleşebilmesi ve filtrenin değişen şaft hızı ile uyum göstermesi belli aralıklarla filtre parametrelerinin bir tablo haline hafızada saklanması ve uygun filtre parametrelerinin bu tablodan okunması ile gerçekleştirilmiştir. Uygun filtre yapısının oluşturulması ve algoritmanın işlemesi sırasında filtre parametrelerinin seçimi uygulaması [12] numaralı referansta açıklanmıştır.



Şekil 9 Deney düzeni yapısı

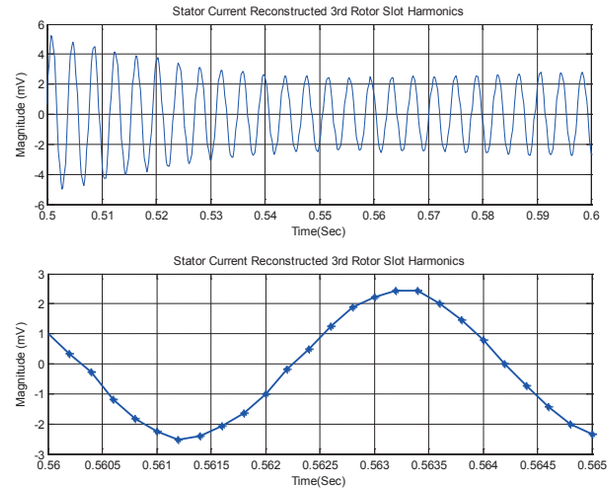
Şekil 8 de izleneceği gibi ROH nin zamana karşı değişimi elde edildikten sonra, değişimin periodunun belirlenmesi gerekmektedir. En basit yöntem dalga şeklinin sıfır geçişinin belirlenmesidir. Sıfır geçişinin belirlenmesi ile bir period içerisinde 2 defa rotor konumu belirlenmiş olmaktadır. Bu şekilde sensörsüz vektör kontrol algoritmasına gerçek konum bilgisi aktarılabilir. Bu bilginin hangi sıklıkta aktarılmış olacağı doğal olarak oluk sayısına ve motorun çalışma hızına bağlıdır. Burada tanımlanan algoritmanın, çözünürlüğü daha da arttırılabilmek için tepe noktalarından geçişlerinde belirlenmesi uygulanabilecek bir başka yöntemdir.

Bu bildiri için yapılan deneylerde sadece sıfır geçişlerinin belirlenmesi yeterli bulunmuştur. Sıfır geçişini belirlemek için ROH harmonik gerilimin işaret değiştirmesini gözlemek yeterlidir. İşaret değişimi sonrasında gerçek sıfır geçiş noktasını belirlemek için interpolasyon yöntemi kullanmak düşünülebilir. Ancak bir sonraki bölümde kullanılan algoritma işaret geçişinin belirlendiği basamağı sıfır geçiş noktası olarak kabullenen basit bir algoritmadır.

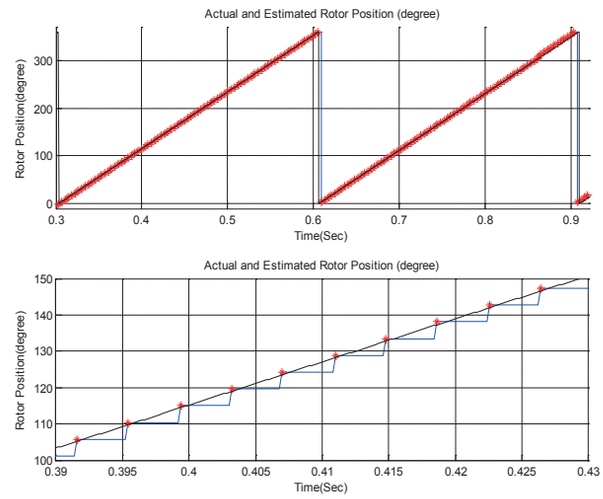
6. Deneyler ve Bazı Sonuçlar

Önceki bölümlerde açıklanan algoritmanın ne derecede görevini başardığını belirlemek için bir dizi deney yapılmıştır. Deneylerde, motor V/f kontrollü bir sürücü ile çalıştırılmış, şafta monte edilmiş bulunan "encoder" çıktısı dSPACE "denetim aracı" ile kaydedilmiştir. Burada geliştirilen algoritma laboratuvarımızda geliştirilmiş olan Bölüm 5'te kısaca tanımlanan sürücü üzerinde çalıştırılmıştır. Böylece hem encoder, hem de algoritma çıktısı eş zamanlı olarak elde edilebilmiş ve karşılaştırılmıştır.

Önce motor sabit hızda 10-75 Hz arasındaki frekansla sürülerek deneyler yapılmıştır. Bu deneyler, motor çeşitli seviyelerde yüklenerek tekrarlanmıştır. Daha sonra motor hızı deney sürecinde değiştirilerek algoritmanın hız değişimlerini takip etme yeteneği de incelenmiştir.Bu bildiride sadece motor 10 Hz te sürülürken elde edilen sonuçlar sunulmuştur



Şekil 10 Motor 10 Hz de sürülürken 3. rotor oluk harmonik bileşeni ve altta kestirilen harmonik genliği noktaları



Şekil 11 Motor 10 Hz de sürülürken rotor konumu değişimi. Alt Şekil; konum ölçer ve algoritmadan belirlenen konum (basamaklı)

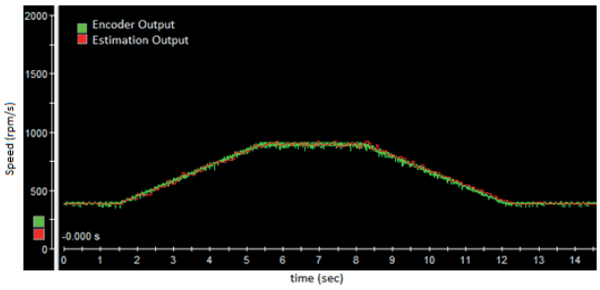
Şekil 10 da, üst şekilde, deney sırasında motor10 Hz de sürülürken motor akımından belirlenen ROH akımının 3. Harmonik bileşeninin zamana göre değişimi, izlenmektedir. Alt şekilde ise bu harmoniğin genliğinin algoritma tarafından belirlenmiş değişimi verilmiştir.

Şekil 10 dan; yer yer ROH 3. Harmonik genliğinin küçüldüğü izlenmektedir. Ancak burada sunulan deney için, bunun bir sorun teşkil etmediği gözlenmiştir. Yapılan deneyler ROH genliğinin 5 Hz besleme frekansının altında izlenemez hale geldiğini göstermektedir.

Şekil 11 de ise deney motoru 10 Hz de sürülürken konum belirleyiciden alınan rotor konum bilgisi ve algoritmadan elde edilen konum bilgisi birlikte gösterilmiştir. Algoritma konum çıktısı alt şekilde büyütülmüş olarak gösterilmiştir. Burada gözlenen basamaklı konum kestiriminin nedeni 150 µs

boyunca bir önceki konumun sabit kaldığı var sayımı ile şekillerin çizilmiş olmasıdır. Bu şekillerden algoritmanın rotor konumunu hassasiyetle belirleyebildiği gözlenmektedir. Motor yüklü ve yüksüzken yapılan tüm deneylerinde benzeri sonuçlar verdiği izlenmiştir.

Şekil 12 de ise motorun hızı değişirken algoritma çıktısı ve konum belirleyiciden alınan çıktı birlikte gösterilmektedir. Bu koşullarda da elde edilen sonuç da her iki konum çıktısının birbirinden ayrılamayacak kadar yakın olduğunu göstermektedir.



Şekil 11 Motor hızlanırken ve yavaşlarken alınan hız kaydı. Algoritma çıktısı ve konum belirleyici birlikte.

7. Sonuçlar

Bu bildiride, rotor oluk harmonikleri nedeni ile akım içinde oluşan ve ölçülebilen harmoniklerin genlik değişiminin anlık olarak nasıl belirlenebileceğini gösteren bir yöntem açıklanmıştır. Yöntemin özü rotor oluk harmonik akımının, akımın temel bileşeninin genliğini modüle ettiği gözlemidir. Bu durumda akım sinyali kolayca demodüle edilebilmektedir. Demodülasyon işlemi bu bildiride açıklandığı gibi 50 µs gibi bir sürede tamamlanarak harmonik akımın genliği elde edilebilmektedir. Bu nedenle yöntem vektör kontrol algoritmasının bir basamağı içinde çalıştırılabilmekte ve rotor oluk harmonik genliğinin nasıl değiştiği elde edilebilmektedir. Bu değişimin tepe değeri ve sıfır geçişleri belirlendiğinde rotor konumunun zaman içinde nasıl değiştiği ve dolayısı ile motor hızı da elde edilebilmektedir. Bu bilgi sensörsüz vektör kontrol yönteminin kullanıldığı sürücüler için çok önemlidir. Çünkü gerçek rotor konumu bilgisinin anlık olarak elde ediliyor olması,sensörsüz vektörkontrol yöntemlerin konum belirleme hatası zaafını gidermekte kullanılabilir. Böylece bu tip yöntemleri kullanan sürücülerin performansı sensör kullanan sürücülerle karşılaştırılabilir hale getirilebilir.

Geliştirilen yöntemin zaafı konum belirlemekte kullanılan harmoniklerin genliğinin motor hızı düştükçe düşmesidir. Sonuç olarak burada yapılan çalışmadan belirlendiği gibi 5 Hz besleme frekansının altında yöntemin uygulanamamasıdır. Bu sorun zaten sensörsüz yöntemlerin (sinyal enjekte edenler hariç) genel zaafıdır. Sensörsüz sürücü kullanan uygulamalarda, zaten çok düşük hızlarda işletme söz konusu değildir.

Sensörsüz sürücü performansının burada sunulan yöntemle ne ölçüde iyileştirilebildiği başka bir bildiride ele alınacaktır.

8. Kaynaklar

[1] Novotny D.W., T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1998

[2] Jansen P.L, Lorenz R.D. "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", IEEE transactions on industry applications, vol. 31, no. 2, 1995

[3] Cilia, J.; Asher, G.M.; Bradley, K.J.; , "Sensorless position detection for vector controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage," Industry Applications Conference1996, 286-292.

[4] V. Kokko, "Condition monitoring of squirrel-cage motors by axial magnetic flux measurements," Doktoratezi, Oulu Üniversitesi, 2003.

[5] M.D. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," Doktoratezi, Department of Electrical and Communications Engineering Helsinki TeknolojiÜniversitesi, 2006.

[6] Nemec, M.; Drobnic, K.; Nedeljkovic, D.; Fiser, R.; Ambrozic, V.; , "Detection of Broken Bars in Induction Motor Through the Analysis of Supply Voltage Modulation," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.8, Aug. 2010, 2879-2888.

[7] 0R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M.Sumner, K.J. Bradley," Performance of FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector for Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Proc.-Elkctr. Power Appl., Vol. 143/3, May 1996, 258-268.

[8] Ozan Keysan, H.Bülent Ertan, *"*Real Time Speed & Position Estimation Using Rotor Slot Harmonics*"* IEEE Trans. Industrial Informatics, paper No: 10.1109/TII.2012.2210231 , 2013

[9] Keysan O. "A Non-Invasive Speed and Position Sensor For Induction Machines Using External Search Coils", OrtaDoğuTeknikÜniveristesi, Y, Lisanstezi, 2009

[10] 18 M. Ishida, K. Hayashi, Ueda M. "A Speed Detection Method of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Rotor Slot-Harmonics in the Air Gap and its Application to Slip-Frequency Control" Trans. IEEE Japan, Vol.99B, 1979

[11] Ishida M., Iwata K. "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Transactions on Industry Applications Vol.IA-20, No.3May-June 1984,,575-582.

[12] Filci,T., "Prediction of rotor Position From Rotor Slot Harmonics Existing in Motor Stator Current", Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Şubat 2016

[13] Keysan O., Ertan H. B. "Determination of Rotor Slot Number of an Induction Motor Using an External Search Coil", FactaUniversitatis, Ser.:Elec. Energ. Vol. 22, no.2 August 2009, 227-234.

Yardımcı işlemci ile sample sayısının arttırılması ve üst hız sınırı

Like encoder

Hız belileyici olarak ullanılması daha uygun

Bir kaç sample sonra konum belirlemenin etkis mekamiik time konstanta göre çok hızlı
Literatüre göre cok daha hızlı

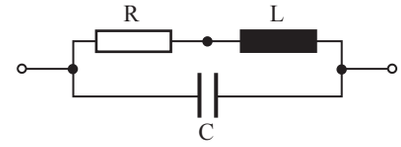
Hız düştükçe yapılacak birşe yok sinyal kayboluyor

8.1.1. Başlıklar

8.2. Yazı Tipi

.

8.3. Şekiller



Şekil 1: Bir şekil örneğ

$$B(\theta,t) = B_0\, cos(\omega t - \theta)\left[1 + k_H cos\left(\frac{Z}{P}\omega_r t - \theta\right)\right]$$

8.4. Tablolar

Bir tablo örneği Tablo 1'de verilmiştir. Tipine ve kullanım amacına göre değişik bazı tablolar da kullanılabilir. Tablonun başlığı tablonun üstünde olmalıdır.

Tablo 1: Bir tablo örneği

1. Sütun	2. Sütun
1	1
2	2
3	3

8.5. Denklemler

Denklemlerin her biri ayrı satıra yazılmalı ve numaralandırılmalıdır. Aşağıda bir denklem örneği verilmiştir.

$$x(t) = s(f_\omega(t)) \quad (1)$$

8.6. Sayfa Numaraları

Makaleye sayfa numaraları eklenmemelidir. Sayfa numaraları daha sonra dergi yetkililerince topluca eklenecektir. Makalelerde sayfa başlığı veya altlığı şeklinde üst ve alt bilgi kullanılmamalıdır.

8.7. Kaynakça

Kaynakçanın biçimi standart IEEE kaynakça biçimidir. Kaynaklar kullanılış sırasına göre numaralandırılmalıdır. Örneğin [1], [2] ve [3]…

9. Sonuçlar

Bu taslağı web sayfasında bulabilirsiniz. http://bilimseldergi.emo.org.tr

EMO BİLİMSEL DERGİ YayınKurulu makalelerinizi bu taslağa uygun bir şekilde hazırlayıp sorunsuz olarak dergi sekreteryasına ulaştırdığınız için tüm katılımcılara teşekkür eder.

10. Kaynaklar

[14] Novotny D.W., T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1998

[15] 20Keysan O., Ertan H. B. "Determination of Rotor Slot Number of an Induction Motor Using an External Search Coil", FactaUniversitatis, Ser.:Elec. Energ. Vol. 22, no.2 August 2009, 227-234.

[16] 18 M. Ishida, K. Hayashi, Ueda M. "A Speed Detection Method of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Rotor Slot-Harmonics in the Air Gap and its Application to Slip-Frequency Control" Trans. IEEE Japan, Vol.99B, 1979

[17] Ishida M., Iwata K. "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Transactions on Industry Applications Vol.IA-20, No.3, May-June 1984, pp. 575-582

[18] 21Keysan O. "A Non-Invasive Speed and Position Sensor For Induction Machines Using External Search Coils", Middle East Technical University, Master Thesis, 2009

[19] Ozan Keysan, H.Bülent Ertan, *"Real Time Speed & Position Estimation UsingRotor Slot Harmonics"* IEEE Trans. Industrial Informatics, paper No: 10.1109/TII.2012.2210231 , 2013

[20] Jansen P.L, Lorenz R.D. "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", IEEE transactions on industry applications, vol. 31, no. 2, 1995

[21] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M.Sumner, K.J. Bradley," Performance of FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector for Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Proc.-Elkctr. Power Appl., Vol. 143/3, May 1996, pp. 258-268

[22] Soyad, A. veSoyad, B., "Makalenin Başlığı", *Yayınlandığı dergi adı*, Cilt No., Sayfa numaraları, Yayın yılı.

[23] Soyad, A. (varsa Editör), *Kitabın adı,* Yayıncının adı, Yayın yeri, Yayın yılı.

[24] Soyad, A. ve Soyad, B., "Makalenin Başlığı", *Sunulduğuderginin veya konferansın adı*,Yayın yılı, Sayfa numaraları.