

Haziran'15 June'15

Sayı/Number: 9 Cilt/Volume: 5
Yıl/Year: 2015
ISSN: 1309-5501

Yayın Sahibi

TMMOB Elektrik Mühendisleri
Odası adına
Hüseyin YEŞİL

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü

Hüseyin ÖNDER

Yayın İdare Merkezi

İhlamur Sokak No: 10 Kat: 3
Kızılay/Ankara
Tel: (0312) 425 32 72
Faks: (0312) 417 38 18
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>
bilimseldergi@emo.org.tr
EMO üyelerine parasız dağıtılır

Teknik Editör

E. Orhan ÖRÜCÜ

Teknik Sekreteryası

Oylum YILDIR

Yayın Türü

Yerel süreli yayın
6 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi

5000

Basım Tarihi

Haziran 2015

Sayfa Düzeni

PLTİR

Planlama Yayıncılık Reklamcılık
Turizm İnşaat Tic. Ltd. Şti.
Yüksel Cad. No: 35/12 Yenışehir-Ankara
Tel: (0312) 432 01 83-93 Faks: (0312) 432 54 22
e-posta: plarttd@gmail.com

Baskı Yeri

MATTEK MATBAACILIK
Basım Yayın Tanıtım Tic. San. Ltd. Şti.
Ağaç İşleri San. Sif. 1354 Cad. (21.Cad.)
1362 Sok. (601 Sok). No:35 İvedik/ANKARA
Tel: (0312) 433 23 10 Pbx Faks: (0312) 434 03 56
e-posta: mattekmatbaa@yahoo.com.tr

EMO BİLİMSEL DERGİ

Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal
Mühendisliği Bilimsel Dergisi

The Journal of Electrical, Electronics, Computer and
Biomedical Engineering

YAYIN KURULU

BAŞ EDITÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. A. Hamit SERBEST
Çukurova Üniversitesi

EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Tayfun AKGÜL
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Murat EYÜBOĞLU
Ortadoğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay GÜVENİR
Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Ondokuz Mayıs Üniversitesi



TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

EMO BİLİMSEL DERGİ

Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal
Mühendisliği Bilimsel Dergisi

The Journal of Electrical, Electronics, Computer
and Biomedical Engineering

YAYIN KURULU

BAŞ EDİTÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. A. Hamit SERBEST
Çukurova Üniversitesi

EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Tayfun AKGÜL
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Murat EYÜBOĞLU
Ortadoğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay GÜVENİR
Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Ondokuz Mayıs Üniversitesi

DANIŞMA KURULU

Prof.Dr. Metin AKAY	Arizona State University	Prof.Dr. Oya KALIPSIZ	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof.Dr. Mehmet AKŞİT	Twente University	Prof.Dr. İrfan KARAGÖZ	Gazi Üniversitesi
Müjdat ALTAY	Netaş	Prof.Dr. Aydın KÖKSAL	Bilişim A.Ş.
Prof.Dr. Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi	Fikret KÜÇÜKDEVECİ	Tepa A.Ş.
Prof.Dr. Volkan ATALAY	ODTÜ	Prof.Dr. Kemal LEBLEBİCİOĞLU	ODTÜ
Serdar BOZKURT	SIEMENS	Turgay MALERİ	Gate Elektronik
Prof.Dr. Alinur BÜYÜKAKSOY	Okan Üniversitesi	Dr. Ahmet MEREV	TÜBİTAK UME
Prof.Dr. Işık ÇADIRCI	Hacettepe Üniversitesi	Prof.Dr. Banu ONARAL	Drexel Üniversitesi
Doç.Dr. Hakan ÇAĞLAR	Anel	Prof.Dr. Sermin ONAYGİL	İTÜ
Dr. Semih ÇETİN	Cybersoft	Prof.Dr. M. Bülent ÖRENCİK	İTÜ
Prof.Dr. İnci ÇİLESİZ	İTÜ	Prof.Dr. Aydoğan ÖZDEMİR	İTÜ
Bülent DAMAR	Pelka	Prof.Dr. Erdal PANAYIRCI	Kadir Has Üniversitesi
Prof.Dr. Oğuz DİKENELLİ	Ege Üniversitesi	Prof.Dr. Bülent SANKUR	Boğaziçi Üniversitesi
Doç.Dr. Ali Hikmet DOĞRU	ODTÜ	Tarkan TEKCAN	Vestel
Dr. Hakan ERDOĞMUŞ	ODTÜ	Dr. Erkan TEKMAN	
Prof.Dr. Muammer ERMİŞ	ODTÜ	Prof.Dr. Belgin TÜRKAY	İTÜ
Prof.Dr. Osman EROĞUL	ODTÜ	Ahmet Tark UZUNKAYA	Entes A.Ş.
Prof.Dr. H. Bülent ERTAN	Boğaziçi Üniversitesi	Prof.Dr. Yekta ÜLGEN	Boğaziçi Üniversitesi
Doç.Dr. H. Özcan GÜLÇÜR	Bilkent Üniversitesi	Davut YURTTAŞ	
Prof.Dr. Yusuf Ziya İDER	İşık Üniversitesi		
Prof.Dr. Yorgo İSTEFANAPULOS			

İÇERİK/CONTENTS

Önsöz

A. Hamit Serbest

Makine Öğrenmesi ile Spor Karşılaşmalarının Modellenmesi..... 1

Modelling Sports Games Using Machine Learning

Berk Karaoğlu

AA Gerilim Düzenleyici Devrelerinin Kısa Bir Derlemesi ve Faz Kaydırmalı Darbe Genişlik Modülasyonlu 20 kVA Gücünde Bir AA Gerilim Düzenleyicinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi 7

A Short Review AC Voltage Regulators and Design and Implementation of a 20 kVA, Phase Shifted PWM AC Voltage Regulator

Faruk Keskin, Hüseyin Köse, Harun Gül, M. Timur Aydemir

Görünür Işık Kanallarının Modellenmesi ve Optik OFDM Sistemleri için Başarım Analizi 19

Modelling of Visible Light Channels and Performance Analysis for Optical OFDM Systems

Anıl Yeşilkaya, Farshad Miramirkhani, Hüseyin Fuat Alsan, Ertuğrul Başar, Erdal Panayırıcı, Murat Uysal



ÖNSÖZ

EMO Bilimsel Dergi dokuzuncu sayısı ile birlikte beşinci yılına girmiş bulunmaktadır. Akademik ve teknolojik bilimsel makale türünde hazırlanmış üç makalenin yer aldığı bu sayısı ile beraber EMO Bilimsel Dergi’de bugüne kadar yayımlanmış makale sayısı elli dörde ulaşmıştır.

Elektrik Mühendisleri Odası (EMO) tarafından derginin yayın politikasının ve bilimsel içeriğinin belirlenme yetkisi bütünüyle derginin Yayın Kurulu ve Danışma Kurulu’na bırakılmıştır.

Danışma Kurulu ve Yayın Kurulu üyelerinin akademisyenler, sanayiciler ve Ar-Ge çalışanları arasından, alanlarındaki uzmanlıkları özellikle dikkate alınarak oluşturulmasına özen gösterilmiştir. Akademisyenler ise uzmanlıkları ön planda olmak üzere olabildiğince farklı üniversitelerden belirlenmeye gayret edilmiştir. Akademisyen olmayan üyelerimiz ise mesleki çalışmalarının belirli bir bölümünü sanayi Ar-Ge merkezlerinde, teknokent Ar-Ge şirketlerinde veya kamu araştırma merkezlerinde geçirmişlerdir.

EMO Bilimsel Dergi’nin yayın yaptığı Elektronik Mühendisliği, Bilgisayar Mühendisliği, Elektrik Mühendisliği, Kontrol Mühendisliği ve Biyomedikal Mühendisliği alanlarının her birinden hemen hemen eşit dağılımı yakalayacak şekilde en çok kırk kişiden oluşmaktadır. Danışma Kurulu, Dergi’nin yayın politikasının belirlenip sürdürülmesinde katkıda bulunmaktadır. Üyeleri, zaman zaman makalelere hakemlik yapmakta veya hakem önermektedirler. Dergi’nin tanıtımını yapmak, Yayın Kurulu’nun görevleri hakkında görüş, öneri sunmak ve Yayın Kurulu Üyelerini seçmek de Danışma Kurulu Üyelerimizin gerçekleştirdikleri diğer görevler arasındadır.

Yayın Kurulu ise öğretim üyesi olan Danışma Kurulu üyeleri arasından seçilmektedir. Yayın Kurulu esas olarak derginin yayımlanması görevini sürdürmektedir. EMO Bilimsel Dergi’nin yıllık yayın sayısını belirleyerek basımının gerçekleşmesini sağlamaktadır. Dergi’de yayımlanan makalelerin, özgün nitelikte bilimsel ve teknolojik araştırmalar, derlemeler, teknolojik notlar ve sanayi Ar-Ge projelerinin sonuçları olmasını takip etmektedir. Yayımlanmak üzere gönderilen makalelerin incelenmesi için hakem seçimini ve görevlendirmesini yapmakta ve hakem raporları doğrultusunda, makalenin yayımlanıp yayımlanmayacağına karar vermektedir.

Yayın Kurulu ve Danışma Kurulu üyeleri gönüllülük ilkesi ile hiçbir maddi gelir beklentisi olmaksızın çalışmalarını yürütmektedirler.

Bu güne kadar derginin sürdürülebilirliğin sağlanmasında katkısı olan başta Danışma Kurulu ve Yayın Kurulu Üyelerimiz olmak üzere, tüm hakemlerimize, yazarlarımıza ve bizleri takip eden, görüş ve önerilerini sunan, okuyan tüm meslektaşlarımıza teşekkür ediyor ve önümüzdeki hedefimizi gerçekleştirmemizde değerli destekleriyle yanımızda olacaklarına inanıyoruz.

Saygılarımızla,

Prof. Dr. A. Hamit SERBEST
Yayın Kurulu Adına



Makine Öğrenmesi ile Spor Karşılaşmalarının Modellenmesi

Modelling Sports Games Using Machine Learning

Berk Karaoğlu

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

Bilkent Üniversitesi

berk.karaoglu@bilkent.edu.tr

Özet

Büyük ve çok değişkenli sistemlerin davranışlarını tahmin etmek bir çok bilim alanında araştırma konusu olmuştur. Sporun tüm dünya tarafından takip edilen bir alan olması sebebiyle, bir spor müsabakasının sonucunu tahmin etmek üzerine yapılan çalışmaların sayısı da artmaktadır. Bir spor müsabakasının sonucu bir çok farklı subjektif değişkene bağlı olsa da, temel olarak takımların ofansif ve defansif yeteneklerine göre şekillenir. Bu çalışmada takımların sezon başından itibaren attığı ve yediği gol ortalaması temel alınan basit bir formül kullanılarak, çeşitli makine öğrenmesi algoritmalarının sadece takımların ofansif ve defansif yeteneklerini dikkate alarak maçın sonucunu ne kadar başarılı tahmin edebildiği incelenmiştir. Avrupa'dan 16 futbol liginde yapılan testler neticesinde DecisionTable çoğunlukla en yüksek başarıyı veren algoritma olmuştur.

Anahtar Kelimeler: Makine öğrenmesi, spor karşılaşmalarının modellenmesi

Abstract

Predicting the behaviour of complex and multi-variate systems have always been a study area among different science areas. As sports have a world-wide popularity, the number of studies about predicting the result of sports games increase day by day. Although the result of a sports game depends on many subjective variables, mostly competitors' offensive and defensive skills affect the final result. This study uses a simple formula based on competitors' scored and conceded goal averages since the beginning of the season; and investigates how machine learning algorithms perform, when only teams' offensive and defensive skills are taken into account. According to the tests done using 16 European football leagues, DecisionTable mostly performs the best.

Keywords: Machine learning, modelling sports games

1. Giriş

Büyük ve çok değişkenli sistemlerin davranışlarını tahmin etmek bir çok bilim alanında araştırma konusu olmuştur. Yakın gelecekteki borsa ve döviz kurları tahmini, önümüzdeki ayın hava durumu tahmini, güneş ve rüzgâr santrallerinin elektrik üretim miktarının tahmini gibi bir çok örnek verilebilir. Geçmiş verilere dayanarak, henüz gerçekleşmemiş olayların sonucunu tahmin etmek bir çok kişi ve kuruluş için önem arz etmektedir. Kurumsal kâr amacı güden çalışmalar dışında, araştırmacıların

kendi ilgi alanları çerçevesinde yaptıkları çalışmaların sayısı da oldukça fazladır.

Sporun tüm dünya tarafından takip edilen bir alan olması sebebiyle internet üzerinde geçmiş müsabakalara dair veri toplamak, diğer bir çok alana göre çok daha kolaydır. Bu sebeple spor müsabakalarının sonucunun modellenmesi geçmiş akademik çalışmaların bir çoğuna konu olmuştur. Geçmiş çalışmaların çoğu futbola odaklansa da basketbol, amerikan futbolu, tenis, vb. gibi diğer spor dalları için de çalışmalar mevcuttur. Bu çalışma, Avrupa'dan 16 futbol liginin 2013-2014 ve 2014-2015 sezonları süresince oynanan futbol maçlarının sonucunu, çeşitli makine öğrenmesi algoritmaları kullanarak ve sadece takımların ofansif ve defansif güçleri dikkate alındığında ne kadar başarılı tahmin edebildiklerini incelemektedir.

Futbol maç sonuçlarının modellendiği geçmiş çalışmalar temel olarak istatistiksel metodlar ve makine öğrenmesi metodları olarak ikiye ayrılabilir. İstatistiksel metodlar, takımların geçmiş bir zaman dilimi içerisinde (sezon başından itibaren veya son n hafta içinde) attığı ve yediği gol ortalamaları üzerinden doğrusal regresyon yaparak takımların gelecek maçta kaç gol atması beklendiğini hesaplar.

Bir diğer yöntem ise makine öğrenmesi kullanılmasıdır. Benzer şekilde takımların geçmiş dönemde attığı ve yediği gol ortalamaları ile elde edilen istatistiksel verilere, maç sonucu verisi de eklenerek (Ev Sahibi Galibiyeti-Berberlik-Konuk Takım Galibiyeti) makine öğrenmesi algoritmalarının, hangi durumlarda nasıl bir sonuç elde edildiğini öğrenmesi ile uygulanır. Bu yöntemde, makine öğrenmesi algoritmaları ile takımların ofansif ve defansif güç değerlerinin maç sonucuna nasıl etki ettiği anlaşılır ve bu doğrultuda henüz sonucu bilinmeyen bir maç için ev sahibi galibiyeti, beraberlik ve konuk takım galibiyeti sınıflarından birinin seçimi yapılır.

Makalenin 2. Bölümü'nde spor karşılaşmalarının sonucunu tahmin etme üzerine geliştirilen düşünceler ve geçmiş çalışmalar anlatılmıştır. 3. Bölüm'de model oluşturmada kullanılan veri kümesi tanıtılıp, makine öğrenmesi için kullanılacak özellikler anlatılmıştır. 4. Bölüm'de takımların ofansif ve defansif güç değerlerinin hesaplanması ve bu güç değerleri ile gelecek maçta atmasını beklediğimiz ortalama gol sayısının nasıl hesaplandığı anlatılmaktadır. 5. Bölüm'de her futbol ligi için, çeşitli makine öğrenmesi algoritmaları kullanılarak, sonuçlar karşılaştırılmaktadır. 6. Bölüm'de ise bu çalışma neticesinde elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yapılmıştır.

2. Geçmiş Çalışmalar

Henüz oynanmamış bir spor müsabakasının sonucunun tahmini hakkında bir çok istatistiksel ve makine öğrenmesi çalışmaları yapılmıştır. Bu çalışmalar, takımların önceki maçlarda attığı ve yediği gol sayıları üzerinden doğrusal regresyon yaparak atacağı ortalama gol sayısını tahmin etmek ve Poisson olasılık dağılımı ile gol olasılıklarını hesaplamaktadır. Bir diğer yöntem ise maç sonucu tahminini bir sınıflandırma problemi olarak değerlendirip, makine öğrenmesi algoritmalarıyla modellemeyi amaçlamaktadır.

Bir futbol maçında mücadele eden takımların attığı gol sayıları Poisson dağılımı gösterir ve bu takımların Poisson değişkenleri bir takımın ofansif, diğer takımın da defansif gücüne bağlıdır [1]. Ancak, takımların ofansif ve defansif güçleri sezon boyunca sabit değildir. Oyuncuların form durumları, moralleri, sakat veya cezalı olmaları, takımın ofansif ve defansif gücüne etki ettiğinden ötürü güncel maçlara daha fazla ağırlık verilerek değerlendirilmesi gerekir [2,3,4].

Spor karşılaşmalarının sonucunu etkileyen bir çok subjektif değişken vardır. Hava durumu, maçın önemi, takımın morali, vb. gibi örnekler verilebilir. Dolayısıyla maç sonucu sadece takımların ofansif ve defansif kabiliyetlerine bağlı değildir. Bu sebeple, Poisson değişkenlerinin hesaplanmasında kullanılan fonksiyon daha karmaşık olmalı ve bu değişkenleri de barındırmalıdır [5, 6, 7].

Takımların geçmiş maçlarda attığı ve yediği gol sayıları üzerinden doğrusal regresyonla gol sayısı tahmin etmeye ek olarak, geliştirilen bir diğer istatistiksel yöntem ise, doğrudan maç sonuçlarını değerlendirmektir. Bu yöntemler, maçları (galibiyet, beraberlik, mağlubiyet) olarak değerlendirip, skorları dikkate almamaktadır [8,9].

Yapılan çalışmalardan biri satranç oyuncularının değerlendirilmesi için geliştirilmiş olan ELO puanlama sistemini (Elo, 1978) futbol alanında uygulayarak bahis şirketlerinin oranlarıyla karşılaştırılmıştır [10].

[12] de İngiltere 1. Lig takımlarından Tottenham Hotspur'un 1995-1997 yılları arasındaki karşılaşmaları Bayes ağları kullanılarak modellenmiş ve konunun uzmanlarının da bilgisi ile oluşturulan uzman Bayes ağı ortalama %59 başarı yakalamıştır. Diğer Bayes ağları ise %40-50 başarıya ulaşabilmişlerdir.

Yapay sinir ağları kullanılarak 2006 FIFA Dünya Kupası veri kümesinde, sonucu berabere biten maçlar çıkarıldığında ev sahibi mi yoksa konuk takımın mı kazanacağı %76.9 başarı ile tahmin edilebilmiştir [11].

Rugby maçlarının yapay sinir ağları ile modellenmiş, ve dört farklı Rugby liginden oluşan veri kümeleri ile yapılan testlerde en yüksek %75, en düşük ise %52 başarı elde edilmiştir [13].

[14] de UEFA Şampiyonlar Ligi'nde oynanmış 96 futbol maçı, çeşitli makine öğrenmesi metodları ile modellenmiştir. Her maç için yaklaşık 30 özelliğin bulunduğu veri kümesi kullanılarak, yaklaşık %60'lık başarı sağlanabilmiştir.

3. Veri Kümesi

Çeşitli veri kaynakları içinde, bir çok yerli ve yabancı araştırmada da kullanılan en popüler futbol veri kaynağı football-data.co.uk isimli web sitesidir. Bu web sitesinde 1993-1994 futbol

sezonu başından itibaren geçtiğimiz sezon sonuna kadar 11 Avrupa ülkesinde yaklaşık 20 adet futbol liginde oynanan maçlar ile ilgili veri bulunmaktadır. Bu veriler; mücadele eden iki takımın ismi, maçın oynandığı tarih, maçın ilk yarısı süresince takımların attığı gol sayıları, maçın tamamında takımların attığı gol sayıları, toplam ve kaleyi bulan şut sayıları, korner sayıları, sarı ve kırmızı kart ile cezalandırılan oyuncu sayılarıdır. Ancak, atılan gol sayıları dışındaki istatistikler İngiltere dışındaki ülkelerin maç verilerinde bulunmamaktadır. Veri kümesinin büyük bir çoğunluğunda maç istatistikleri eksik olduğundan dolayı, bu özellikler veri kümesinden çıkarılmıştır. Ayrıca, veri kümesindeki maç tarihlerinin bir çoğunun yanlış olması sebebiyle, bu değerler maçın oynandığı hafta bilgisi ile değiştirilmiştir; çünkü önemli olan maç tarihleri değil, maçların oynandığı sıra bilgisidir.

Bu çalışmada Avrupa'da oynanan 16 futbol ligi değerlendirilme-ye alınmıştır. Makine öğrenmesi için düzenlenen veri kümesinde yalnızca üç adet özellik bulunmaktadır:

- *Maçın sonucu* (ev sahibi galibiyeti için H, beraberlik için D, ve deplasman için A)

- *Ev sahibi takımın atmasını beklediğimiz ortalama gol sayısı*

- *Konuk takımın atmasını beklediğimiz gol sayısı*

Takımların atmasını beklediğimiz ortalama gol sayılarının nasıl hesaplandığı bir sonraki bölümde detaylı açıklanmıştır.

4. Takımların Güçlerinin Hesaplanması ve Ortalama Gol Sayısının Belirlenmesi

Güçlü bir takımı, zayıf bir takımdan ayıran özellik daha çok gol atma ve kalesinde daha az görme kabiliyetidir [4]. Dolayısıyla bir futbol maçının sonucunu tahmin eden modeller, mücadele edecek iki takımın arasındaki bu kabiliyet farklarını dikkate almalıdır.

Eğer i ve j takımları arasında oynanan bir maçın skoru (X_{ij}, Y_{ij}) ise, i takımının j takımına attığı gol sayısı olan X_{ij} , i takımının ofansif gücüne ve j takımının defansif gücüne bağlıdır. Benzer şekilde, j takımının i takımına attığı gol sayısı olan Y_{ij} , i takımının defansif gücüne ve j takımının ofansif gücüne bağlıdır. Takımların ofansif ve defansif güçlerinin dikkate alındığı fonksiyon ise Poisson dağılımı gösterir [1] ve örnek bir algoritma denklem (1)'de verilmiştir.

$$X_{ij} \sim \text{Poisson}(\text{LOAG} \cdot O_i \cdot D_j) \quad (1)$$

$$Y_{ij} \sim \text{Poisson}(\text{LOAG} \cdot D_i \cdot O_j)$$

LOAG - Ligde bir takımın attığı ortalama gol sayısı

O_i - i takımının ofansif gücü

D_i - i takımının defansif gücü

O_j - j takımının ofansif gücü

D_j - j takımının defansif gücü

Bir takımın ofansif gücü, mücadele ettiği ligde bir takımın maç başına attığı gol ortalamasından ne kadar az veya fazla gol attığını; defansif gücü ise ligde bir takımın maç başına yediği gol ortalamasından ne kadar az veya fazla gol yediğini gösterir. Takımların ofansif ve defansif güçleri hesaplanırken, öncelikle ligde bir takımın maç başına attığı ortalama gol, denklem (2) kullanılarak hesaplanır.

$$LOAG = TG \div (TS \cdot N) \quad (2)$$

LOAG - Ligde bir takımın attığı ortalama gol

TG - Ligde atılan toplam gol

TS - Takım Sayısı

N - Değerlendirmeye alınan hafta sayısı

Örnek olarak Türkiye Süper Ligi 2014/2015 Sezonu'nun 25. Haftası'nda oynanmış olan Fenerbahçe-Beşiktaş karşılaşmasının tahmin edileceği bir senaryo ele alınırsa, öncelikle ligdeki tüm takımların attığı gol sayıları hesaplanır. Takımların ofansif ve defansif güçleri hakkında güncel bir bilgi elde etmek açısından son 5 haftanın maçları dikkate alındığında (N = 5), ligin 20, 21, 22, 23 ve 24. haftaları boyunca ev sahibi takımlar 71, konuk takımlar ise 60 gol olmak üzere toplam 131 gol (TG) atmışlardır. Türkiye Süper Ligi'nde 18 takımın mücadele ettiği düşünüldüğünde (TS = 18), bir takımın maç başına attığı ortalama gol sayısı 2 numaralı denklem kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$LOAG = 131 \div (18 \cdot 5) = 1.46$$

Bu süre zarfında Fenerbahçe kendi sahasında ve deplasmanda olmak üzere toplam 9, maç başına ise 1.8 gol atmıştır. Aynı dönemde Beşiktaş ise toplam 11, maç başına ise 2.2 gol atmıştır. i takımının ortalama attığı gole OAG_i denirse, i takımının ofansif gücü denklem (3) ile hesaplanır:

$$O_i = OAG_i \div LOAG \quad (3)$$

$$D_i = OYG_i \div LOAG$$

O_i - i takımının ofansif gücü

OAG_i - i takımının ortalama attığı gol sayısı

LOAG - Ligde bir takımın attığı/yediği ortalama gol

D_i - i takımının defansif gücü

OYG_i - i takımının ortalama yediği gol sayısı

Bu durumda;

$$O_{Fenerbahçe} = 1.8 \div 1.46 = 1.23$$

$$O_{Beşiktaş} = 2.2 \div 1.46 = 1.51$$

olmaktadır. Yani Fenerbahçe, ligdeki ortalama bir takımdan %23, Beşiktaş ise %51 daha fazla gol atma gücüne sahiptir.

Benzer bir yöntemle takımların defansif güçlerini de hesaplamak gerekir. Bir takımın, bir maçta attığı gol sayısı rakip takımın da yediği sayısı olduğundan dolayı, ligde atılan toplam gol sayısı ile yenilen toplam gol sayısı eşittir. Bu sebeple, bir takım, kalesinde ortalama 1.46 gol görmüş şeklinde de yorumlanabilir. Fenerbahçe bu 5 haftalık dönemde toplam 5, maç başına ortalama 1 gol kalesinde görmüştür. Beşiktaş ise toplam 6, maç başına ortalama 1.2 gol kalesinde görmüştür. Bu durumda Fenerbahçe ve Beşiktaş'ın defansif güçleri;

$$D_{Fenerbahçe} = 1 \div 1.46 = 0.68$$

$$D_{Beşiktaş} = 1.2 \div 1.46 = 0.82$$

olarak hesaplanır.

Yani son ligin 20. ve 25. haftaları arasında Fenerbahçe lig ortalamasından %32, Beşiktaş ise %18 daha az gol yemiştir.

Denklem (1)'de gösterilen, ve takımların atmasını beklediğimiz gol sayısını veren fonksiyona göre, Fenerbahçe'nin Beşiktaş'a atmasını beklediğimiz gol sayısı ($X_{Fenerbahçe-Beşiktaş}$) ve

Beşiktaş'ın Fenerbahçe'ye atmasını beklediğimiz gol sayısı ($X_{Beşiktaş-Fenerbahçe}$) aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$X_{Fenerbahçe-Beşiktaş}$$

$$\sim \text{Poisson} (LOAG \cdot O_{Fenerbahçe} \cdot D_{Beşiktaş})$$

$$\sim \text{Poisson} (1.46 \cdot 1.23 \cdot 0.82)$$

$$\sim \text{Poisson} (1.473)$$

$$X_{Beşiktaş-Fenerbahçe}$$

$$\sim \text{Poisson} (LOAG \cdot O_{Beşiktaş} \cdot D_{Fenerbahçe})$$

$$\sim \text{Poisson} (1.46 \cdot 1.51 \cdot 0.68)$$

$$\sim \text{Poisson} (1.499)$$

Maç esnasında atılan gol sayıları tam sayı olduğundan dolayı bu Poisson ortalama beklenen değerlerinin takımların gol atama, 1 gol atma, 2 gol atma, vb. gibi tam sayı olasılıklarının hesaplanması gerekmektedir. Ancak, bu çalışmada maç skor olasılıklarını hesaplamayıp, bu elde edilen Poisson değişkenlerinin (1.473 ve 1.499) maç sonucunu makine öğrenmesi ile modellerken ne kadar başarılı olacağı test edilecektir.

5. Veri Kümesinin Modellenmesi ve Algoritmaların Karşılaştırılması

Makine öğrenmesi, veri kümesinde bulunan özelliklerin sonucu nasıl etkilediğinin anlaşılması ve henüz sonucu belli olmayan bir durumun sınıflandırılması için kullanılmaktadır. Makine öğrenmesi konusunda çok çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir. Bu çalışmada veri kümesi Naive Bayes, BayesNet, Multilayer Perceptron, LogitBoost, DecisionTable, ZeroR ve C4.5 algoritmaları ile modellenmiş ve maç sonucunu ev sahibi takım galibiyeti (H), beraberlik (D) ve konuk takım galibiyeti (A) seçenekleri içerisinde doğru tahmin etme başarıları karşılaştırılmıştır.

Naive Bayes algoritması özelliklerin kendi aralarında bağımsız olduğunu varsayarak, hangi özelliğin hangi değere sahipken hangi sınıf değerinin seçildiğini analiz eder. Bayes Net, özellik ve sınıf kümelerini yönlendirilmiş çevrimsiz çizge ile ifade ederek, olası sınıf değerleri için olasılık hesaplar. Multilayer Perceptron bir grup özelliği bir grup sınıf değerine eşler. Girdiler ve çıktılar arasında birden çok katman bulunur ve veri bu ara katmanlarda işlenir. LogitBoost, tahmin başarısını düşüren verilerin veri kümesindeki önemini artırarak, tahmin başarısını iyileştirme amacı güder. DecisionTable, veri kümesinde bulunan özellikler hangi değerlere sahipken, o gözlemin nasıl sınıflandırıldığını anlayarak, henüz sınıflandırılmamış gözlemlere sınıf değeri atar. ZeroR, sadece sınıf değerine odaklanır ve diğer özellikleri dikkate almaz. Test kümesindeki tüm gözlemlere, eğitim kümesinde en çok bulunan sınıf değerini atar. Makine öğrenmesi algoritması olarak kullanılmaz, genelde diğer algoritmaların başarılarını karşılaştırmak için bir kriter olarak ele alınır. C4.5 eğitim kümesindeki gözlemleri kullanarak bir karar ağacı oluşturur.

Her ligin dinamikleri ve yapısı farklı olduğundan dolayı veri kümesi lig bazında bölünmüş olup, her ligin veri kümesi ayrı ayrı işleme alınmıştır. Algoritmalar WEKA uygulamasında standart değişken değerleri kullanılarak test edilmiştir. Takımların ofansif ve defansif güçleri son 5 hafta boyunca gösterdikleri performans dikkate alınarak hesaplanmıştır (N = 5). Avrupa'dan 16 farklı futbol ligi için yapılan testlerin sonuçları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Sonuçlar

	Naive Bayes	BayesNet	Multilayer Perceptron	LogitBoost	Decision Table	ZeroR	C4.5
İngiltere 1. Ligi	%48.29	%47.03	%49.77	%49.02	%48.18	%46.52	%47.88
İngiltere 2. Ligi	%43.21	%43.57	%42.30	%43.84	%43.94	%43.93	%41.82
İngiltere 3. Ligi	%43.25	%43.97	%43.88	%43.91	%43.97	%43.97	%42.24
İngiltere 4. Ligi	%42.17	%42.75	%41.69	%42.42	%42.75	%42.75	%41.67
Almanya 1. Ligi	%45.68	%45.03	%46.20	%46.92	%46.34	%46.52	%44.42
Almanya 2. Ligi	%44.19	%45.35	%45.89	%45.75	%46.08	%46.08	%44.21
İtalya 1. Ligi	%43.70	%40.70	%45.25	%45.82	%45.68	%46.00	%44.86
İtalya 2. Ligi	%43.73	%44.39	%41.84	%43.82	%44.39	%44.39	%42.81
İspanya 1. Ligi	%46.26	%47.18	%48.61	%48.48	%48.93	%47.82	%48.20
İspanya 2. Ligi	%44.00	%44.33	%43.99	%43.99	%44.17	%44.33	%44.00
Fransa 1. Ligi	%44.85	%46.21	%46.17	%45.71	%46.21	%46.21	%44.40
Fransa 2. Ligi	%45.13	%45.71	%45.71	%45.28	%45.71	%45.71	%44.27
Türkiye 1. Ligi	%47.26	%47.12	%50.22	%50.29	%50.86	%46.65	%50.25
Hollanda 1. Ligi	%48.18	%48.72	%49.65	%49.72	%50.47	%48.53	%49.49
Belçika 1. Ligi	%49.71	%49.32	%52.22	%51.67	%51.54	%47.44	%49.97
Portekiz 1. Ligi	%47.92	%47.58	%49.04	%48.72	%49.87	%45.90	%48.48

Yapılan çalışma neticesinde, Decision Table algoritması 16 ligin 11'inde en yüksek başarı değerini elde etmiştir. ZeroR 8, BayesNet 6, Multilayer Perceptron 3 ve LogitBoost 1 ligde en başarılı sonucu vermiştir. NaiveBayes ve C4.5 algoritmaları ise test edilen 16 futbol liginden hiç birinde en başarılı olamamıştır.

Futbol karşılaşmalarının 3 sınıflı {H,D,A} bir sınıflandırma problemi olarak değerlendirilmesinden, rastgele bir sınıf seçimi ile %33 başarı sağlanabileceği varsayılabilir. Bu durumda, %33'ten daha iyi sınıflandırma yapan algoritmalar teorik olarak başarılı olarak değerlendirilebilse de her lig için ZeroR'dan daha yüksek skor elde eden algoritmaların başarılı kabul edilmesi daha doğru olacaktır. Bu çalışmada ZeroR'dan en az %1 daha iyi sonuç veren algoritmalar başarılı olarak değerlendirilmiştir. Buna göre Multilayer Perceptron İngiltere 1. Ligi'nde %3.25 ve Belçika 1. Ligi'nde %4.78, Decision Table ise İspanya, Türkiye, Hollanda ve Portekiz 1. Liglerinde sırasıyla %1.11, %4.21, %1.94, %3.97 daha başarılı olmuştur.

6. Sonuç

Geçmiş gözlemlerin makine öğrenmesi ile modellenmesi ve oluşturulan bu modelin yeni, sınıflandırılmamış gözlemlerin sınıflandırılmasında kullanılması bir çok alanda kullanılmaktadır. Spor sektörünün popülerliği göz önünde bulundurulunca, gelecek maçların sonuçlarının tahmin edilmesi bir çok istatistiksel ve makine öğrenmesi çalışmasına konu olmuştur. İnternet üzerinde kolaylıkla veri kümesi bulunabilmesi sebebiyle bu ça-

lışmada sadece futbol ele alınmıştır; ancak diğer bir çok takım ve bireysel sporlara da uygulanabilmektedir.

Bu çalışmada sadece takımların attıkları ve yedikleri gol ortalamaları üzerinden özellikler oluşturulurken, maç sonucunu etkileyen hava şartları, sakat / cezalı oyuncular, maçın önemi, vb. gibi özellikler eklendiği takdirde modelleme başarısının artabileceği öngörülmektedir. Kullanılan veri kümesinin çok kapsamlı olmasından ötürü, her futbol maçı için bu özelliklerin eklenmesi vakit alacak bir süreç olduğundan, bu çalışmada dikkate alınmayıp, sadece takımların ofansif ve defansif kabiliyetlerinin sonuca etkisinin modellenmesi amaçlanmıştır.

Modelleme sonuçlarına göre, seçilen algoritmalar sınıflandırma başarısı açısından çok büyük farklılık göstermemiştir. En iyi sonuç gösteren ve en kötü sonuç gösteren algoritmalar arasında en fazla %4'lük bir fark görülmüştür. En yüksek sonucun %50-52 seviyesinde olduğu bu durumda, varolan sınıflandırma algoritmalarının futbol veri kümesi için çok uygun olmadığı gibi bir değerlendirme de yapılabilir.

Bir diğer çıkarılabilecek sonuç ise, daha yüksek modelleme başarısı elde edilen liglerin, diğerlerine göre daha tahmin edilebilir olduğudur. İngiltere 1. Ligi'nde futbol maçlarının sonucu %49.77 oranda başarılı tahmin edilebilmişken, İngiltere 2. Ligi'nde bu oran %43.94, İngiltere 3. Ligi'nde %43.97, İngiltere 4. Ligi'nde ise %42.75 olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla, İngiltere 1. Ligi'nde, İngiltere'nin alt liglerine kıyasla daha az sürpriz sonuç çıktığı şeklinde düşünülebilir.

7. Kaynaklar

- [1] Maher, M. J. (1982), Modelling association football scores. *Statistica Neerlandica*, 36: 109-118.
- [2] Dixon, M. J. and Coles, S. G. (1997), Modelling Association Football Scores and Inefficiencies in the Football Betting Market. *Journal of the Royal Statistical Society: Series C (Applied Statistics)*, 46: 265-280.
- [3] Crowder, M., Dixon, M., Ledford, A. and Robinson, M. (2002), Dynamic modelling and prediction of English Football League matches for betting. *Journal of the Royal Statistical Society: Series D (The Statistician)*, 51: 157-168.
- [4] Karlis, D. and Ntzoufras, I. (2011). Robust fitting of football prediction models. *IMA Journal of Management Mathematics*, 22, 171-182.
- [5] Rue, H. and Salvesen, O. (2000), Prediction and Retrospective Analysis of Soccer Matches in a League. *Journal of the Royal Statistical Society: Series D (The Statistician)*, 49: 399-418.
- [6] Karlis D. and Ntzoufras J. (2000). On modelling soccer data. *Student 3*, 229-245.
- [7] Karlis, D. and Ntzoufras, J. (2003) Analysis of sports data Using bivariate Poisson models. *The Statistician* 52, 381-393.
- [8] Knorr-Held (2000) Dynamic Rating of Sports Teams. *The Statistician* 49, 261-276.
- [9] Koning, R. H. (2000), Balance in Competition in Dutch Soccer. *Journal of the Royal Statistical Society: Series D (The Statistician)*, 49: 419-431.
- [10] Hvattum, L.M, Arntzen, H. (2010). Using ELO ratings for match result prediction in association football. *International Journal of forecasting*, Volume 26, Issue 3, 460-470.
- [11] Joseph, A., Fenton, N.E., Neil, M. (2006). Predicting football results using Bayesian nets and other machine learning techniques. *Knowledge-Based Systems*. 19, 544-553.
- [12] Huang, K.Y. (2010). A Neural Network Method for Prediction of 2006 World Cup Football Game. *The 2010 International Joint Conference on Neural Networks*, 1-8.
- [13] McCabe, A., Trevathan, J. (2008). Artificial Intelligence in Sports Prediction. *Fifth International Conference on Information Technology: New Generations*, 1194-1197.
- [14] Hucaljuk, J., Rakipovic, A. (2011). Predicting football scores using machine learning techniques. *MIPRO 2011*, 1623-1627.



Berk Karaoğlu

1990 yılında Ankara'da doğmuştur. İlk, orta ve lise öğrenimini Türkiye Eğitim Derneği (TED) Ankara Koleji'nde tamamladıktan sonra, 2011 yılında İzmir Ekonomi Üniversitesi Yazılım Mühendisliği Bölümü'nden şeref öğrencisi olarak mezun olmuştur. 2010 yılından beri farklı sektörlerde faaliyet gösteren bir çok özel şirket için VoIP, VOD, e-ticaret, vb. projelerde uzman yazılım mühendisi ve mobil uygulama geliştiricisi olarak görev almıştır. Ayrıca, Türkiye'de bir çok devlet kurumunun mobil uygulamalarının geliştirilmesinde katkıda bulunmuştur. 2011'den beri Bilkent Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans yapmakta olup, başlıca ilgi alanları; makine öğrenmesi, bilgi erişim sistemleri, veri madenciliğidir. Halen veri madenciliği ve makine öğrenmesi ile çeşitli rüzgâr ve güneş enerjisi üretim sistemlerinin, elektrik üretim tahmini konusu üzerinde çalışmaktadır.

AA Gerilim Düzenleyici Devrelerinin Kısa Bir Derlemesi ve Faz Kaydırmalı Darbe Genişlik Modülasyonlu 20 kVA Gücünde Bir AA Gerilim Düzenleyicinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

A Short Review AC Voltage Regulators and Design and Implementation of a 20 kVA, Phase Shifted PWM AC Voltage Regulator

Faruk Keskin¹, Hüseyin Köse², Harun Gül², M. Timur Aydemir¹

^{1,2}Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Gazi Üniversitesi

faarukkeskin@gmail.com, aydemirmt@gazi.edu.tr

²GESS OES Ortadoğu Elektronik San. Tic. Ltd. Şti

huso481@gmail.com, harungul@gess.com.tr

Özet

Teknolojideki gelişmeler daha hassas cihazların üretimine olanak tanımıştır. Bu hassas cihazların zarar görmeden, verimli bir şekilde kullanılabilmesi için uygulanan gücün kalitesinin korunması gereklidir. Üretim santralleri ile iletim ve dağıtım hatlarındaki arızalar ve doğrusal olmayan yüklerin artması güç kalitesinde önemli bozulmalara sebep olmaktadır. Mekanik ve elektrikli transformatör kademe değiştiriciler veya doyumalı reaktörler gibi geleneksel yöntemler artık istenilen güç kalitesini sağlamakta yetersiz kalmaktadır. Bunların yerine yariletken teknolojisinin kullanıldığı daha verimli sistemlerin kullanımı önerilmektedir. Yariletken teknolojisinin kullanıldığı birçok düzenleyici topolojisi üzerine çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmada bu topolojilerin sınıflandırılması yapılmış, farklı topolojiler ele alınarak olumlu ve olumsuz yanları belirtilmiştir. Ayrıca faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu ile gerçekleştirilen gerilim düzenleyici ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Bu topolojiye dayalı olarak 20 kVA gücünde bir düzenleyici tasarlanmış, benzetim ve deneysel çalışma sonuçları sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Gerilim düzenleyiciler, regülatörler, güç kalitesi, çift yönlü düzeltme, güç transformatörleri

Abstract

Advances in technology have allowed the production of more sensitive equipment. In order to use these devices safely and efficiently, quality of the applied power needs to be preserved. Failures in the transmission lines, distribution lines and generation plants, and nonlinear loads are the main reasons causing power quality problems. Traditional devices such as mechanical and electronic transformer tap changers or saturated reactors are insufficient to ensure the required quality. More efficient systems utilizing semiconductor technology has been gaining importance. There are several regulator topologies proposed in the literature. Some of these topologies are analyzed in this paper. A comparison of these topologies is presented. One of them, phase shifted pulse width modulation regulator, is analyzed in

detail. Simulation and experimental results of a 20 kVA regulator based on this topology are given.

Keywords: voltage regulators, regulators, power quality, bidirectional regulation, power transformers

1. Giriş

Yüksek teknolojinin kullanıldığı CNC tezgâhları, fabrikadaki motor sürücüler, hastanelerdeki tıbbi cihazlar, haberleşme cihazları, işyerlerinde ve evlerimizde kullanmakta olduğumuz bilgisayar ve elektronik cihazlar, evlerdeki elektronik beyaz eşyalar, klimalar ve kombiler gibi gelişen teknolojiyle beraber hayatımıza dâhil olan hassas cihazların uzun ömürlü ve verimli olması için yüksek güç kalitesiyle kullanılmaları gerekir. Hayatımızın vazgeçilmezleri arasına giren bu cihazlar güç kalitesinin de önemini arttırmıştır.

Elektrik güç sistemi, üretim, iletim, dağıtım ve tüketim olmak üzere dört aşamadan oluşmaktadır. Güç sisteminin kalitesinde her bir aşamanın etkisi bulunmaktadır. Üretim veya tüketimin ani olarak artması veya azalması, iletim ve dağıtım sistemlerindeki arızalar, yüklerin doğrusal ve dengeli olmaması güç sistemindeki bozulmaların en önemli sebepleridir. Elektrik güç sistemindeki başlıca bozulmalar da gerilim çökmesi, gerilim kabarması, kesinti, gerilim darbeleri ve harmoniklerdir.

Gerilim çökmesi gerilimin bir periyottan daha uzun bir süreyle anma değerinin %80'inin altına düşmesi olarak tanımlanmıştır. Gerilim çökmesinin en önemli sebepleri özellikle demir-çelik sanayi gibi tüketimini hızlıca arttırabilen tüketiciler sebebiyle ani olarak tüketimin artması veya üretim merkezlerindeki veya iletim/dağıtım hatlarındaki arızalar sebebiyle üretimdeki azalma sonucu şebekenin yetersiz kalmasıdır.

Gerilim kabarması ise tam tersi olarak gerilimin bir periyottan daha uzun bir süre boyunca anma değerinin %110'undan daha yüksek bir değere kabarmasıdır. Gerilim kabarmasının en önemli sebepleri de yine demir-çelik sanayi gibi büyük güçlü sistemlerin tüketimlerini önemli ölçüde azaltmaları veya iletim/

dağıtım hatlarındaki arızalar sebebiyle meydana gelen büyük güçteki tüketim azalmalarıdır. Bunların yanı sıra düzenleyici sistemlerin yanlış kullanımı da gerilim çökme ve kabarmalarına sebep olabilmektedir.

Kesinti de gerilimin en az yarım periyot süreyle sıfır değerini alması durumudur. En önemli sebepleri iletim dağıtım hatlarındaki arızalar ve üretim merkezlerindeki arızalar sebebiyle çevre iletim hatlarını korumak ve arızanın sınırlandırılması amaçlı koruma röleleri aracılığıyla yapılan bilinçli kesintilerdir.

Gerilimdeki kısa süreli ciddi değişimler darbe olarak adlandırılır. Kesici arızaları, iletim/dağıtım hatlarındaki kısa devreler ve yıldırımlar darbelerin başlıca sebepleridir.

Harmonik akım ve gerilimin dalga biçimindeki bozulma olup başlıca sebepleri de güç elektroniği devreleri ve doğrusal olmayan yüklerdir.

Güç sistemindeki başlıca bozulma türleri bunlar olup, bunlar arasında da gerilim çökmesi ve kabarması en sık karşılaşılan güç kalitesi problemleridir. Bu problemin çözümü için yaygın olarak mekanik veya elektriksel yöntemlerle transformatörün kademesinin değiştirilmesi ve böylelikle çıkış geriliminin ayarlanması sağlanmaya çalışılmıştır. Fakat kayıplarının, maliyetinin ve hacminin yüksek; veriminin ve hızının düşük olması sebebiyle bu sistemler istenilen güç kalitesini sağlamakta yetersiz kalmaktadır. Gelişen yarıiletken teknolojisiyle beraber güç elektroniği devreleriyle oluşturulan farklı topolojiler tasarlanmıştır. Bu tasarımlar bağlantılarına göre doğrudan ve seri bağlı düzenleyiciler olarak, tasarımda transformatör kullanılıp kullanılmamasına göre de transformatörlü ve transformatörsüz düzenleyiciler olarak sınıflandırılabilir.

Bu makalede gerilim düzenleyici devre yapıları ele alınmakta ve özellikle yarıiletken teknolojisine dayalı topolojiler incelenerek karşılaştırılmaktadır. Makalenin ikinci bölümünde, literatürde önerilen düzenleyici topolojileri kısaca ele alınmakta, öne çıkan özellikler karşılaştırmalı olarak incelenmektedir. Bu topolojiler arasında bulunan faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonlu (FK-DGM) devre, çift yönlü düzeltme özelliğine sahip olup, bu özellikleri nedeniyle üçüncü bölümde ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu bölümde 20 kVA gücünde tek fazlı bir düzenleyici devre tasarımı yapılmış, tasarlanan devrenin benzetim ve deneysel çalışma sonuçları verilmiştir.

2. Yarıiletken Tabanlı Düzenleyici Topolojileri

[1]'de transformatör aracılığıyla şebekeye bağlı bir düzenleyici topolojisi önerilmiştir. Çalışmada düzenleyici devresi gerilim düşürücü olarak çalışmakta ve sonrasında yükseltici transformatör aracılığıyla şebekedeki gerilim değişimleri düzeltir. Ayrıca çalışmada kademeli transformatör ile dönüştürücünün bir arada kullanıldığı, transformatörle dönüştürücünün gerilimi anma değerindeyken dönüştürücünün bir anahtar aracılığıyla devre dışı bırakılarak bir arada kullanıldığı ve regülasyon için sadece Alternatif Akım (AA) dönüştürücünün kullanıldığı üç farklı topoloji karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak sadece dönüştürücünün kullanıldığı topolojinin tepki süresinin daha kısa olduğu, bakım maliyetinin daha düşük olduğu, daha verimli, daha uzun ömürlü ve daha düşük maliyetli olduğu tespit edilmiştir.

[2]'de önerilen sistem, düzenleyici doğrultucu ve evirici kısımlarından oluşmaktadır ve düzenleyici gerilimi bir transformatör

aracılığıyla şebekeye eklenmektedir. Şebeke gerilimi doğrultulduktan sonra gerilim çökme veya kabarmasını düzelterek evirici anahtarlamasıyla anahtarlanmakta ve elde edilen gerilim şebekeye seri bağlı bir transformatör aracılığıyla verilerek gerilim düzeltmesi sağlanmaktadır. Ayrıca çalışmada çıkış gerilimindeki bozulmaların hızlı bir şekilde tespiti için de bir sistem önerilmiştir.

[3]'te önerilen düzenleyicinin giriş gerilimi bir ototransformatör tarafından sağlanmaktadır. Darbe genişlik modülasyonu ile regülasyon gerilimi elde edilerek şebekeye bir kondansatör aracılığıyla eklenmektedir. Sadece gerilim çökmelerini düzeltebilen bu topolojide herhangi bir enerji depolama birimi bulunmamaktadır.

[4]'te gerilim düzeltilmesi, transformatör aracılığıyla seri bağlı düzenleyici devresiyle sağlanmaktadır. Düzenleyici devresi doğrultucu ve evirici kısımlarından oluşmaktadır. Düzenleyici Doğru Akım (DA) kaynak bulunmamaktadır. Gerilim çökme ve kabarmalarını düzeltebilen bu topoloji bunu evirici kısmındaki darbe genişlik modülasyonu ile sağlamaktadır. Anahtarlama işaretinin doluluk oranı (duty cycle ratio) 0.5'in üzerinde iken gerilim çökmeleri, altında iken gerilim kabarmalarını düzeltmektedir. Bu tasarımın en önemli avantajı ise evirici kısmında faz kaydırmalı anahtarlama yöntemi kullanılması ve böylece anahtarlama kayıplarının azaltılması ve düzenleyici çıkış frekansının iki katına çıkmasıdır.

[5]'te en az sayıda elemanı kullanılarak gerilim düzeltmesi gerçekleştirilmiştir. Giriş geriliminin diyotlarla doğrultulduğu çalışmada, evirici çıkışı filtrelenerek bir transformatör aracılığıyla şebekeye eklenmiştir. Bu yöntemle gerilim çökme ve kabarmalarını düzeltilebilmektedir. Oldukça basit olan sistemin en önemli iki avantajının uygulanmasının basit ve verimli olması olduğu belirtilmiştir.

[6]'da gerilim anma değerinde iken bir anahtar aracılığıyla giriş geriliminin direkt olarak çıkışa verildiği gerilim çökmesi durumunda ise giriş geriliminin düzenleyici tarafından anahtarlana bir ototransformatör aracılığıyla çıkışa verildiği bir topolojiye yer verilmiştir. Düzenleyicinin en önemli avantajı sadece bir anahtarlama elemanı ile düzeltme gerçekleştirmesidir. Bu da maliyeti oldukça düşürmektedir. Yapılan çalışmalar sonucunda düzenleyicinin tepkisinin de oldukça hızlı olduğu belirtilmiştir.

[7]'de şebekeden beslenen düzenleyici anahtarlama elemanlarıyla doğrultulmuş ve sonrasında evirici kısmında darbe genişlik modülasyonu yöntemiyle anahtarlanan doğrultulmuş gerilim şebekeye bir transformatör aracılığıyla eklenmiştir. Gerilim çökmesi durumunda şebeke ile aynı fazda gerilim üreten evirici, gerilim kabarması durumunda da ters fazda gerilim üreterek gerilim regülasyonu sağlamaktadır. Tasarımın giriş ve çıkış akımının sinüzoidal olduğu, hızlı ve verimli regülasyon sağladığı, ayrıca DA kapasitör kullanılmamasının anahtarlama kayıplarını, filtre büyüklüğünü ve harmonik bozulmayı düşürdüğü belirtilmiştir.

[8]'de üç fazdan tek faza gerilim regülasyonu üzerine iki farklı topolojiye yer verilmiştir. Bir fazda gerilim çökmesi durumunda yine aynı fazdan şebeke gerilimi anahtarlanarak düzeltme yapılırken, gerilim kabarması durumunda da ters fazda gerilim şebekeye eklenmektedir. Tasarımın en önemli avantajı DA kaynak kullanmaması ve bu sayede maliyetin çökmesi, hacim ve kütlenin küçülmesidir.

[9]'da iki kademeli transformatör ve AA kıyıcı devrelerinin sentezi yapılarak yeni bir düzenleyici topolojisi elde edilmiştir. Yeni bir anahtarlama metodunun önerildiği ve anahtarlama sınırlarını aşarak akımda yapıldığı tasarımda anahtarlar üzerindeki stres ve elektromanyetik yayımın da azaltılması sağlanmıştır.

[10]'da transformatörün düzenleyicinin girişinde bulunduğu ve doğrudan AA'dan AA'ya dönüştürmenin yapıldığı ve düzenleyicinin çıkış geriliminin şebekeye bir kondansatör aracılığıyla aktarıldığı farklı bir düzenleyici topolojisine yer verilmiştir. DA kaynağın kullanılmadığı topolojinin uzun süreli düzeltme yapabileceği ve düzeltme aralığının transformatör tarafından belirlendiği belirtilmiştir.

[11]'de düzenleyicinin hem girişinde hem de çıkışında transformatör kullanılmış ve bu sayede yüksek güç uygulamaları düşük gerilim değerlerindeki anahtarlama elemanlarıyla gerçekleştirilebilmiştir. Regülasyon için AA/AA dönüştürücü kullanılmıştır. Bu çalışmada da DA kaynak kullanılmamış ve bu sayede uzun süreli düzeltme olanağı sağlanmıştır.

[12]'de dengeli ve dengesiz gerilim çökme kabarma ve salınımlarını düzeltmek için doğrudan üç fazdan üç faza gerilim düzeltmesi yapan yeni bir topolojiye yer verilmiştir. Önerilen tasarımda arada hayali bir DA kaynak olmak üzere doğrultucu ve eviriciden oluşan iki kısım yer almaktadır. Düzenleyicinin şebekeden beslendiği tasarımda DA kaynak kullanımına gerek kalmamıştır. Anahtarlama elemanlarının da tek yönlü olarak kullanılması maliyeti düşürmüştür.

[13]'te transformatörsüz doğrudan dönüştürücü topolojisine yer verilmiştir. Topolojide düzeltme düzenleyici devresinin girişinde bulunan şebeke gerilimine eşit iki kapasitör geriliminin şebekeye eklenmesi ve çıkarılmasıyla sağlanmaktadır. Böylece geniş bir regülasyon aralığı sağlanmıştır. Fakat uzun süreli regülasyon sağlayabilecek bir topoloji değildir.

[14]'te giriş gerilimi matris dönüştürücü devresiyle hesaplanan açılarda anahtarlanarak istenilen çıkış gerilimi elde edilmiştir. Topoloji giriş çıkış geriliminin ana genliğini düşürürken frekansını arttırmaktadır.

[15]'te az sayıda anahtarlama elemanı ile endüktif yüklü tek faz Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) AA kıyıcı topolojisi üzerine çalışılmıştır. Devre ile yapılan çalışmalar sonucunda giriş/çıkış gerilimi ve giriş/çıkış akımı sinüse yakın olarak elde edilmiştir. Tristöre göre daha iyi giriş güç faktörü ve geçiş tepkisi elde edilmiştir. Düşük dereceden harmonikler yok edilmiştir. Daha küçük giriş/çıkış filtresi ve basit bir kontrol sistemi kullanılmıştır.

[16]'da AA-AA matris dönüştürücülerin yapısının basit fakat kontrol karmaşıklığının yüksek olduğu belirtilerek uygulamasının az olmasına sebep olarak da anahtarlama problemi ve kontrolünün karmaşıklığı gösterilmiştir. Çalışmada bu problemi gidermek için uygulanması kolay yeni bir anahtarlama tekniği önerilmektedir. Bu teknikte anahtarlama zamanı, akım ve endüktif yükler için akım yolu oluşturularak gerilim yükselmeleri önlenmiştir. Anahtarlama tekniğinde uzay vektör modülasyonu ve histerezis akım kontrolü tekniklerinin faydalı yanları bir araya getirilmiştir. Tasarımda herhangi bir DA kaynak kullanılmaması sebebiyle tasarımın daha yüksek güçler için de kullanılabilmesi belirtilmiştir. Ayrıca geleneksel doğrultucu-dönüştürücü tasarımına göre daha az seri anahtar olması sebebiyle verim yükseleceği, kontrolünün basitliği ve anahtarlamaların uygun bir şekilde yapılmasıyla çıkış gerilimi ve giriş akımının sinüzoidal olacağı belirtilmiştir.

[17]'de doğrultucu ve dönüştürücü kısımlarının nötr uçları ortak olan bir düzenleyici topolojisi önerilmiştir. Önerilen tasarımda giriş akımı ve çıkış gerilimi sinüzoidal olarak elde edilmiştir. Ayrıca tasarım çift yönlü güç akışı da sağlamaktadır. Çalışmada düzenleyici tasarımına ek olarak düşük maliyetli AA kapasitör tasarımı da önerilmiştir. Tasarımın testleri sonucunda anahtarlama elemanı sayısının düşürüldüğü, çıkış geriliminin genlik modülasyonu ile basitçe kontrol edilebileceği, güç faktörü kontrolünün ve çıkış gerilimi regülasyonunun başarılı bir şekilde sağlandığı, düşük maliyetli uygulanabilir olduğu görülmüştür.

[18]'de doğrultucu ve evirici kısımlarından oluşan tek faz gerilim düzenleyicisinin incelemesi, tasarımı ve paralellenerek çalışması incelenmiştir. Tasarımda üç kollu doğrultucu-dönüştürücü devresi kullanılmıştır. Çıkış gerilimi ve giriş güç faktörü doğrultucu devresi tarafından kontrol edilmektedir. Makalede önerilen paralelleme işleminde herhangi bir kontrol bağlantısı gerekmemektedir. Paralel çalışma devreye hızlı tepki, hassas çıkış gerilimi, eşit ana ve harmonik akım dağılımı gibi özellikler kazandırmaktadır.

[19]'da sunulan çalışmada darbe genişlik modülasyonlu AA dönüştürücü entegre çift yönlü güç modülleriyle (IBPM) gerçekleştirilmiştir. Modüller yapı bozucu endüktif etkileri de azaltmıştır. Topoloji başarılı bir şekilde tasarlanıp, geliştirilmiş ve test edilmiş 1:0.955'lik gerilim taşıma oranı elde edilmiştir. Böylece belki de literatürdeki en yüksek verim elde edildiği öne sürülmüştür.

[20]'de ortak nötr noktasına sahip AA-AA dönüştürücü topolojisine yer verilmiştir. Doğrultma için ortak nötr bağlantılı yarım köprü doğrultucu kullanılmış ve bu sayede anahtarlama elemanları üzerine düşen gerilim düşürülmüştür. Akım ve gerilim kontrol çevrimleri için de PI kontrol yönteminden yararlanılmıştır. Bu sayede hat akımı oldukça sinüzoidal olarak elde edilmiştir.

[21]'de hat etkileşimli Kesintisiz Güç Kaynağı (KKG) yapısı kullanılarak gerilim düzenleyici elde edilmiştir. Geniş bir regülasyon aralığına sahip tasarımda düşük maliyet ve hacimle yüksek güç kalitesi elde edilmeye çalışılmıştır.

[22]'de seri bağlı AA gerilim düzenleyici daha düşük maliyetle gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Sürekli regülasyon sağlayan sistemde doğrultma için diyotlar, dönüştürme için darbe genişlik modülasyonu ile anahtarlama yöntemi kullanılmış ve tek yönlü yük akışı için kullanılabilir bir transformatörsüz tasarım elde edilmiştir. Tasarımın basit olmasının verimi yükselttiği ve kontrol sistemindeki sadeliğin uygulanabilirliğini arttırdığı ifade edilmiştir.

[23]'te en az sayıda anahtarlama elemanı ile gerilim beslemeli Z kaynak dönüştürücü ve akım beslemeli Z kaynak dönüştürücü tasarımları ele alınmıştır. Tasarım geniş düzeltme aralığı, faz açısı düzeltme, ani akım yükselmelerini düşürme, harmonikleri elimine etme görevlerini yerine getirebilmektedir. Ayrıca tasarımın maliyetinin düşük ve hacminin küçük olduğu belirtilmiştir.

[24]'te Z kaynak tasarımının kullanıldığı düzenleyici topolojisine yer verilmiştir. İki anahtarlama elemanı sürekli devrede tutularak ve anahtarlama geriliminin sıfır geçişlerinde yapılarak anahtarlama kaybı düşürülmüş ve verim artırılmıştır. Böylelikle uygulanabilir ve yüksek verimli bir düzenleyici elde edilmiştir.

[25]'te eski sistemlerde doğrultucunun çıkışının kontrolsüz veya kontrollü fakat sabit büyüklükte olduğuna değinilerek ge-

rilim regülasyonu için kontrollü doğrultucuların kullanılması önerilmiştir. Transformatörsüz bir tasarımın önerildiği makalede tasarımın simülasyonu ve laboratuvar testleri yapılmıştır. Eski ve yeni tasarımlar karşılaştırılmış verimliliğin %89,1'den %96,1'e çıktığı görülmüştür.

[26]'da AA kıyıcı kullanılarak gerilim düzenleyici elde edilmiştir. Topolojinin geniş bir düzeltme aralığına sahip olduğu ve kontrolünün de basit olduğu belirtilmiştir. Transformatörün kullanılmadığı tasarımda anahtarlamalar darbe genişlik modülasyonu yöntemiyle yapılmıştır.

[27]'de geleneksel tek fazlı Z-kaynak dönüştürücünün avantajları ele alınmıştır. Tasarım gerilim çökme ve kabarmalarını faz açısını ters çevirerek veya aynı şekilde kullanarak düzeltmektedir. Buna ek olarak topolojide giriş ve çıkış ortak bir nötre sahiptir. Böylece tasarım sürekli akım modunda çalışmaktadır. Yapılan benzetim ve test çalışmaları göstermiştir ki önerilen tasarım geleneksel Z-kaynak dönüştürücülere göre daha düşük giriş akımı harmoniğine ve daha yüksek giriş güç faktörüne sahiptir. Ayrıca tasarımda DA kaynak ve DA kapasitör kullanılmamış ve bu da maliyetin ve tasarım hacminin çökmesini sağlamıştır. Ayrıca bu sayede uzun süreli regülasyona da imkan sağlanmıştır.

[28]'de önerilen AA kıyıcı iki yönlü güç akışı sağlamaktadır. Ana anahtarlama elemanlarının anahtarlama devreye alma ve çıkarma için sıfır gerilimde anahtarlama, yardımcı anahtarlama elemanlarının devreye alınmasında sıfır akımda anahtarlama ve devreden çıkarılmasında sıfır gerilimde anahtarlama uygulanmıştır. Önerilen yüksek frekanslı tek faz yumuşak anahtarlama AA dönüştürücünün basit bir topoloji ve küçük bir hacme sahip olmak, karışık manyetik element bulundurmamak, tüm anahtarlarının yumuşak anahtarlama ile anahtarlama, anahtarlama probleminin olmaması, düşük elektromanyetik emisyonuna sahip olması ve veriminin yüksek olması gibi avantajları bulunmaktadır.

[29]'da gerilim beslemeli Z-kaynak dönüştürücüden faydalanılarak gerilim çökme ve gerilim kabarması için fazlar arası bir sistemle gerilim düzenleyici elde edilmiştir. Darbe genişlik modülasyonunun kullanıldığı topolojide geniş bir düzeltme aralığı elde edilmiş, ani yükselme ve harmonik akımları düşürülmüş, pasif komponentlerin küçülmesi sağlanmış ve uygulanabilirliği geliştirilmiştir. İlave edilebilecek gerilim aralığı oldukça geniş olup, faz açısı da 0° dan $2\pi^\circ$ 'ye kadar tüm değerler olabilmektedir. Geleneksel paralel/seri geri beslemeli düzenleyicilerle kıyasarsak Z-kaynak dönüştürücüler daha küçük endüktör ve kapasitör kullanmakta, ayrıca daha küçük anahtarlama gerilimi ve akım stresine çalışmaktadır. Makalede çalışma basit devre analizi, pasif komponent ve anahtarlama elemanları üzerindeki stresin geleneksel topolojilerle karşılaştırılması ve gerilim düzeltmesi yöntemi olmak üzere üç ana başlık altında incelenmiştir. Yapılan testler sonucunda önerilen tasarımın tek faz gerilim düşümlerinde %100'den fazla oranda, üç faz gerilim düşümlerinde ise %50'den fazla oranda regülasyon sağladığı görülmüştür.

[30]'da giriş endüktörü, çıkış süzgeci, küçük kapasiteli DA kapasitörü ve üç kollu güç dönüştürücüyü içeren otomatik gerilim düzenleyici üzerinde çalışılmıştır. Çalışılan topoloji gerilim çökme ve gerilim kabarmalarını düzeltmektedir. Bu tasarımın en önemli özelliği sadece bir koldaki anahtarlama elemanlarının yüksek frekansta anahtarlama, diğer iki koldaki anahtarlama elemanlarının düşük frekansta anahtarlama ve böylece tasarımın anahtarlama kaybının düşük olmasıdır. Da-

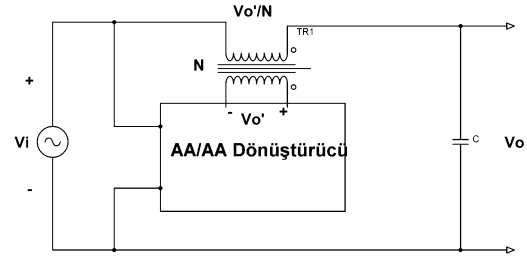
hası kullanılan kapasitör de oldukça küçük olduğu için maliyeti düşük, uygulanabilirliği ve verimi oldukça yüksek bir düzenleyici elde edilmiştir.

Tüm bu topolojilerin karşılaştırılması Çizelge 1'de yapılmıştır.

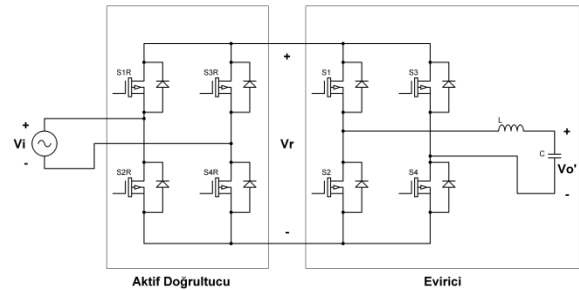
3. Faz Kaydırmalı Darbe Genişlik Modülasyonlu AA/AA Gerilim Düzenleyicinin Ayrıntılı İncelenmesi

3.1. Düzenleyicinin genel yapısı

Bu bölümde, önceki bölümde özetlenen [4] numaralı makaledeki çalışma ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Bu çalışmada hızlı gerilim kontrolü sağlayan ve toplam harmoniğin düşürüldüğü faz kaydırmalı bir otomatik gerilim düzenleyici önerilmektedir. Önerilen düzenleyicinin genel yapısı Şekil 1'de, güç devresi ise Şekil 2'de verilmektedir. Bu düzenleyici iki yönlü AA/AA gerilim düzeltilmesi sağlayabilmekte ve seri kompanzasyon için transformatör kullanmaktadır. Önerilen devre güç katsayısı düzeltme probleminde sebep olmayan bir anahtarlamayla çalışmaktadır. Önerilen yöntem anahtarlama kayıplarının, toplam harmonik bozulmanın ve LC süzgeç boyutunun azalmasını sağlamak ve böylece tek fazlı düzenleyicinin verimliliği artmaktadır. Bu bölümde, sözü edilen topolojinin analizi ve 20 kVA için benzetim ve test sonuçları yer almaktadır.



Şekil 1: Önerilen Tasarımın Genel Yapısı



Şekil 2: Önerilen Düzenleyici Devresi

Şekil 1'deki devre için

$$V_o = V_i + \frac{V_o'}{N} \quad (1)$$

yazılabilir. Bu bağıntıdaki değişkenler aşağıda açıklanmaktadır:

V_i : Düzensiz giriş gerilimi

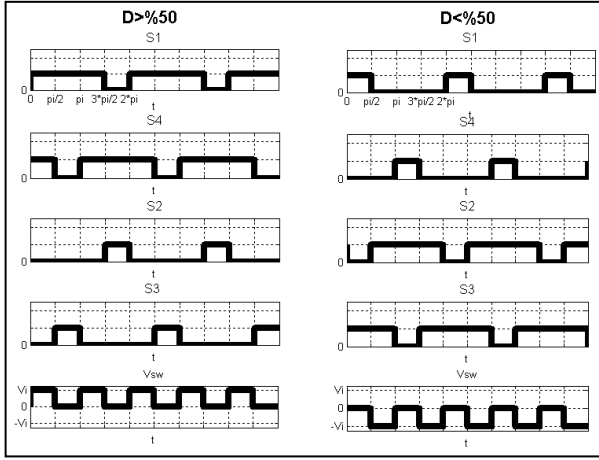
V_o : Düzenli çıkış gerilimi

V_o' : AA/AA düzenleyici çıkışı

N : Transformatörün sarım oranı

Çizelge 1: Düzenleyici Topolojilerinin Karşılaştırma Çizelgesi

[1]	Transfor- matör Var/Yok	Anahatlar Elemanı Sayısı	Süzgeç Elemanları			Diğer Elemanlar	Alçaltma Yükseltme		Kontrol Karmaşıklık Derecesi	f_s (kHz)	Geliştirilen Dönüştürücü Metodu	Güç (kVa)	Anma Giriş Gerilimi (Vrms)
			C_f (µf)	L_f (mH)	R_f (Ω)		↓	↑					
[1]	+	4 IGBT-4 Diyot	100	0,33	-	-	-	+	Düşük	-	Buck Dönüştürücü	-	208
[2]	+	8 IGBT-8 Diyot	20	1	-	$C_b=1 \mu F$	+	+	Düşük	15	AA/DA-DA/AA	10	220
[3]	+	4 IGBT-4 Diyot	30	0,1	-	$L_f=50 \mu H, C_f=10 \mu F$	-	+	Orta	10	-	5	230
[4]	+	8 IGBT-8 Diyot	10	1	-	-	+	+	Orta	20	AA/DA-DA/AA	10	110
[5]	+	2 MOSFET-2 Diyot	30	2	-	$C_{dc}=1200 \mu F$	+	+	Düşük	10	AA/DA-DA/AA	1	100
[6]	+	1 IGBT-4 Diyot-2 Tristör	-	20	-	$R_s=7 \Omega, C_s=20 \mu F$ $L_s=10 mH$	+	+	Yüksek	1,5	-	-	120
[7]	+	8 IGBT-8 Diyot-1 Triyak	10	-	-	$C_{p1,p2}=1 \mu F$	+	+	Düşük	20	AA/DA-DA/AA	5	220
[8]	+	8-12 IGBT-8-12 Diyot	11	8	0,1	-	+	+	Orta	4	Doğrudan 3 faz-1 faz	-	220
[9]	++	4 IGBT-4 Diyot	6	10,7	-	$C_{f1}=5 \mu F, C_{f2}=8 \mu F$ $C_{aux}=82 nF, R_{aux}=680 \Omega$ $L_{aux}=23 \mu H, L_{aux2}=110,4 \mu H$	+	+	Yüksek	5	-	1	230
[10]	+	4 IGBT-4 Diyot	11	8	0,1	-	+	+	Orta	4	Doğrudan	-	220
[11]	++	4 IGBT-4 Diyot	35	3	0,85	-	+	+	Orta	4	Doğrudan	-	220
[12]	+	9-12 IGBT-9-12 Diyot	11	5	0,1	-	+	+	Yüksek	4	Doğrudan 3 faz-3 faz	-	110
[13]	-	4 IGBT-4 Diyot	100	3	-	$C_{1,1,2}=225 \mu F, C_s=40,000 \mu F$	+	+	Orta	3	-	1	115
[14]	-	4 MOSFET-16 Diyot	-	-	-	-	+	-	Orta	1	Matris	-	50
[15]	-	3 IGBT-6 Diyot	40	0,5	-	$C_f=1 \mu F$	+	-	Düşük	10	AA Kıyıcı	1,1	110
[16]	-	4 IGBT-4 Diyot	-	-	-	-	+	-	Yüksek	15,4	Matris-AA Kıyıcı	5	120
[17]	-	6 IGBT-6 Diyot	47	0,5	-	$L_f=0,5 mH$	+	+	Orta	5	AA/DA-DA/AA	1	100
[18]	-	6 IGBT-6 Diyot	40	1	-	$C_d=1200 \mu F$	+	+	Yüksek	20	AA/DA-DA/AA	1	112
[19]	-	2 IGBT-2 Diyot	-	-	-	-	-	+	Yüksek	2-15	-	-	-
[20]	-	8 IGBT-12 Diyot	18	1	-	$C_{1,2}=2200 \mu F, L_f=5 mH$	+	+	Orta	18	AA/DA-DA/AA	1	110
[21]	-	4 IGBT-2 Diyot	30	2	-	$C_b=1200 \mu F, A_{kü}$	+	+	Düşük	11	Hat Etkileşimli KKG	1	110
[22]	-	2 IGBT-2 Diyot	30	2	-	$C_{dc}=1200 \mu F$	+	+	Orta	10	AA/DA-DA/AA	1	100
[23]	-	2 MOSFET-8 Diyot	15	1,5	-	$C_{1,2}=3,3 \mu F, L_{1,2}=0,8 mH$	+	+	Düşük	10	Z kaynak	3	220
[24]	-	4 MOSFET-4 Diyot	15	0,6	-	$L_{1,2}=500 \mu H, C_{1,2}=6 \mu F$	+	+	Düşük	20	Z kaynak	-	110
[25]	-	2 IGBT-4 Tristör	-	0,75	-	$C_{1,2}=4700 \mu F$	+	+	Düşük	20	Değişken DA Barası	2	200
[26]	-	2 IGBT-10 Diyot	-	-	-	C_1, C_2, L_1, L_2	+	+	Düşük	-	AA Kıyıcı	-	-
[27]	-	4 IGBT-4 Diyot	10	1,4	-	$L_{1,2}=1 mH, C_{1,2}=6,8 \mu F$	+	+	Orta	20	Z kaynak	-	84
[28]	-	8 MOSFET-4 Diyot	-	-	-	$L=100 \mu H, L_s=3,3 \mu H$	+	+	Yüksek	250	-	1	110
[29]	-	2 IGBT-8 Diyot	10	1	-	$C_{1,2}=10 \mu F, L_{1,2}=1 mH$	+	+	Orta	10	Z kaynak	-	120
[30]	-	6 IGBT-6 Diyot	20	0,4	-	$C_d=20 \mu F, L_g=0,4 mH$	+	+	Düşük	20	AA/DA-DA/AA	-	110

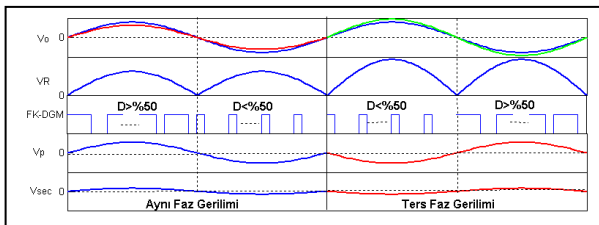


Şekil 3: Önerilen Anahtarlama Yöntemi

Şekil 3'te tasarım için önerilen faz kaydırmalı anahtarlama yöntemi gösterilmiştir. Gerilim çökmesi gerçekleştiği durumda S1 ve S4 anahtarlarının doluluk oranı gerilim çökmesinin büyüklüğüne göre 0.5'in üzerinde olacak; gerilim kabarması gerçekleştiği durumda da yine kabarmasının büyüklüğüne göre S1 ve S4 anahtarları 0.5'in altında bir doluluk oranıyla anahtarlama yapacaktır. Böylece gerilim çökmesi durumunda şebeke gerilimiyle aynı fazda bir gerilim üretilerek şebeke gerilimine eklenir ve yüke nominal değerinde bir gerilim sağlanır, gerilim kabarması durumunda da şebeke gerilimine ters fazda gerilim üretilerek şebeke gerilimine eklenir ve yine yüke nominal değerinde gerilim sağlanmış olur. Anahtarlama şekli Şekil 3'te görüldüğü gibi S1 S2'nin tamamlayıcısı, S3 de S4'ün tamamlayıcı olacak şekilde yapılır. Ayrıca S4, S1'in ve S3 de S2'nin 90 derece faz kaydırılmış halidir.

Anahtarlama doluluk değerleri Eş. (2)'den hesaplanabilir. Burada V_o düzenleyicinin çıkışında istenen gerilim, V_i şebeke gerilimi, D, S1 anahtarının pozitif çevrimdeki anahtarlama doluluk oranı ve n düzenleyici transformatörünün sarım oranıdır.

$$V_o = [V_i * (2 * D - 1)] / n \quad (2)$$



Şekil 4: Faz Kaydırmalı Düzenleyici Devresi Gerilim Dalga Şekilleri

Şekil 4'te mavi dalga şekli nominal çıkış gerilimini, kırmızı dalga şekli gerilim çökmesinin gerçekleştiği giriş gerilimini ve yeşil dalga şekli de gerilim kabarmasının gerçekleştiği giriş gerilimini göstermektedir. İkinci grafikte düzenleyicinin doğrultucu çıkış gerilimi, üçüncü grafikte düzenleyicinin S1 anahtar

ları için anahtarlama sinyalleri, dördüncü grafikte düzenleyici transformatörünün primer gerilimi ve beşinci grafikte de düzenleyici transformatörünün sekonder gerilimi görülmektedir.

3.2. Tasarım

Bu çalışmada, düzeltme aralığı $\pm\%20$ olan, tek fazlı, 220 V, 20 kVA gücünde bir düzenleyici devre tasarımı öngörülmüştür. Akımın en büyük değeri giriş geriliminin en düşük değerinde olacağından, giriş akımının tepe akımının en yüksek değeri 160.6 A olarak hesaplanır. Yarıiletken üzerinde görülecek gerilimin en yüksek değeri de

$$V_s^{max} = V_{nom} \left(1 + \frac{\% \text{düzeltme}}{100} \right) \quad (3)$$

bağıntısından 264 V-rms veya 374 V-p olarak elde edilir.

Deneyel çalışmada kullanılan elemanların değerleri Çizelge 2'de verilmektedir.

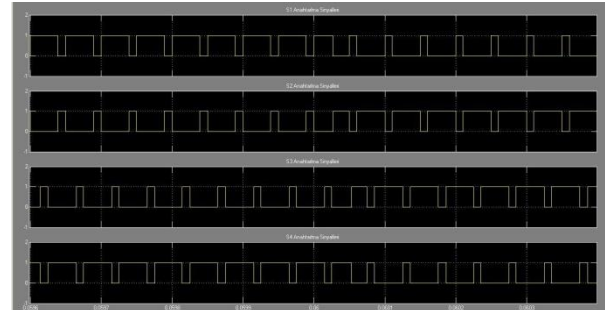
Çizelge 2. Deneyel Çalışmada Kullanılan Eleman Değerleri

Doğrultucu IGBT	2 × CM200DY-24A, 1200 V 200 A
Evirici IGBT	2 × CM200DY-24A, 1200 V 200 A
Çıkış Süzgeci	2 × 30 µF 470 V paralel kondansatör (çıkış faz ile nötr arasında)
Giriş Süzgeci	1 × 30 µF 470 V (giriş faz ile nötr arasında)
Bastırıcı (Snubber)	3 µF 1000 V DA kondansatör
Transformatör	Primer: 68 × 21 mm ² bakır Sekonder: 25 × 42 mm ² alüminyum

3.3. Benzetim Sonuçları

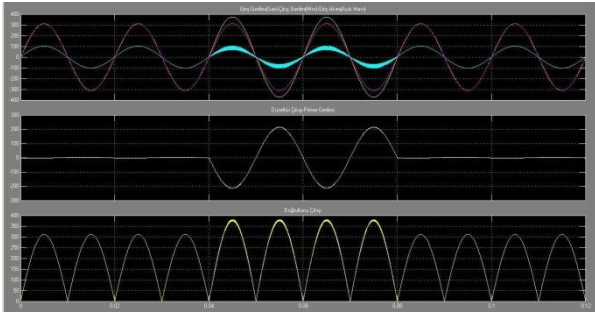
Bu bölümde MATLAB/Simulink ortamında benzetimi gerçekleştirilen faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonlu düzenleyici devresinin $\%20$ ve $\%10$ 'luk gerilim çökme ve kabarması için elde edilen grafikler paylaşılmıştır.

Şekil 5'te $\%20$ 'lik gerilim kabarması durumunda S1,S2,S3 ve S4 anahtarlarının pozitif ve negatif çevrimlerdeki anahtarlama doluluk oranları gösterilmektedir.

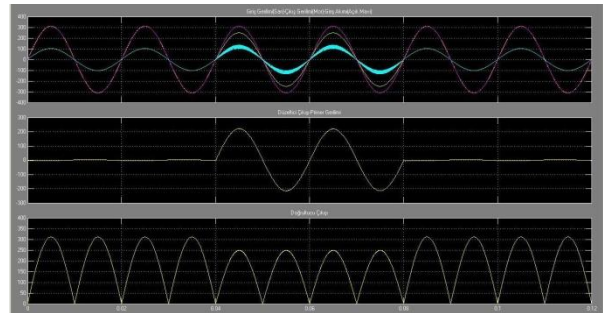


Şekil 5: %20'lik Gerilim Kabarmasının Evirici Anahtarlama Sinyalleri

Şekil 6'da güç katsayısının bir olduğu durum için, ilk grafikteki sarı sinyal giriş gerilimini, mor sinyal çıkış gerilimini ve mavi sinyal ise giriş akımını göstermektedir. İkinci grafikte düzenleyicinin çıkış gerilimi ve üçüncü grafikte de doğrultucu çıkış gerilimi görülmektedir.

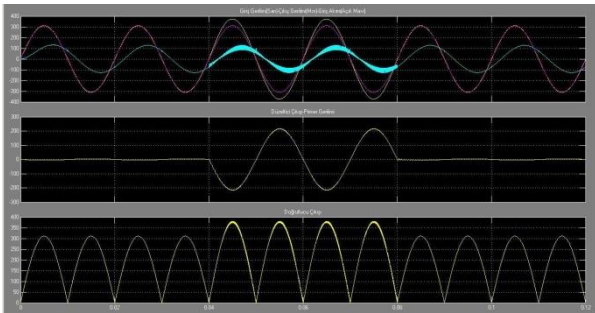


Şekil 6: %20'lik Gerilim Kabarmasının Gerilim-Akım Sinyalleri (Güç Katsayısı 1)



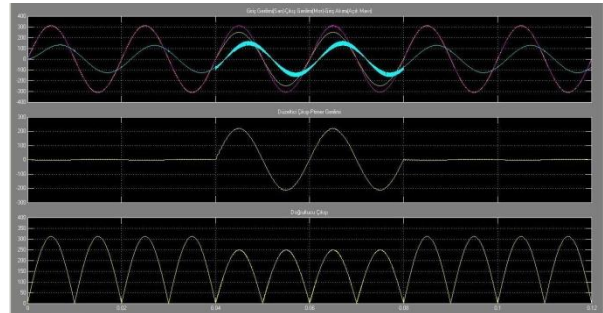
Şekil 9: %20'lik Gerilim Çökmesinin Gerilim-Akım Sinyalleri (Güç Katsayısı 1)

Şekil 7'de ise güç katsayısının 0.8 endüktif olması durumu için Şekil 6'da verilen grafikler tekrar ölçülmüştür.



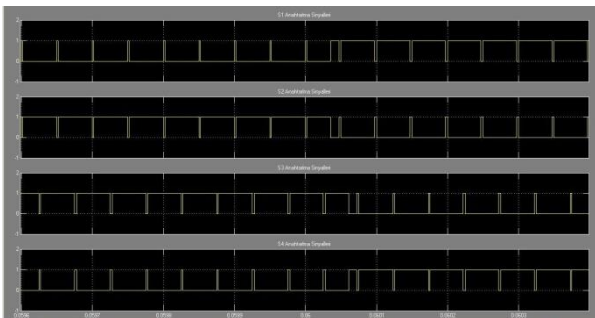
Şekil 7: %20'lik Gerilim Kabarmasının Gerilim-Akım Sinyalleri (Güç Katsayısı 0.8 Endüktif)

Şekil 10'da ise güç katsayısının 0.8 endüktif olması durumu için Şekil 9'da verilen grafikler tekrar ölçülmüştür.



Şekil 10: %20'lik Gerilim Çökmesinin Gerilim-Akım Sinyalleri (Güç Katsayısı 0.8 Endüktif)

Şekil 8'de %20'lik gerilim çökmesi durumunda S1,S2,S3 ve S4 anahtarlarının pozitif ve negatif çevrimlerdeki anahtarlama doluluk oranları gösterilmektedir



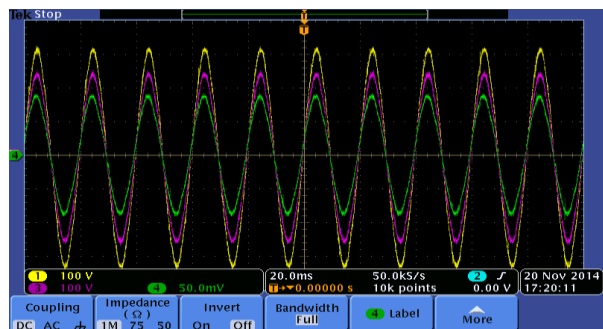
Şekil 8: %20'lik Gerilim Çökmesinin Evirici Anahtarlama Sinyalleri

Şekil 9'da güç katsayısının bir olduğu durum için, ilk grafikteki sarı sinyal giriş gerilimini, mor sinyal çıkış gerilimini ve mavi sinyal ise giriş akımını göstermektedir. İkinci grafikte düzenleyicinin çıkış gerilimi ve üçüncü grafikte de doğrultucu çıkış gerilimi görülmektedir.

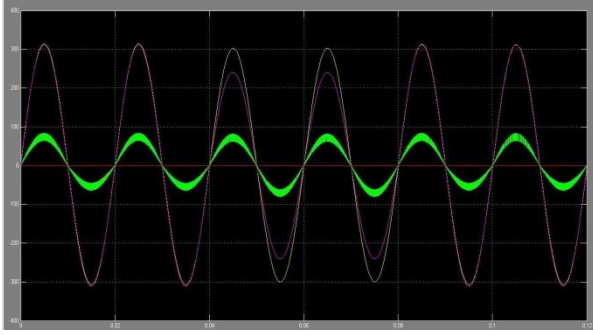
3.5. Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde ise elde edilen deneysel sonuçlar ve deneysel sonuçların Simulink programı aracılığıyla benzetimleri gerçekleştirilerek benzetim sonuçları paylaşılmıştır.

Şekil 11'de tam yük durumunda gerçekleşen %22'lik gerilim çökmesi durumu için test sonucu paylaşılmıştır. Grafikte sarı sinyal çıkış gerilimini, mor sinyal giriş gerilimini ve yeşil sinyal de giriş akımını göstermektedir. Şekil 12'de ise deneysel değerler kullanılarak gerçekleştirilen benzetim için sonuçlar görülmektedir.

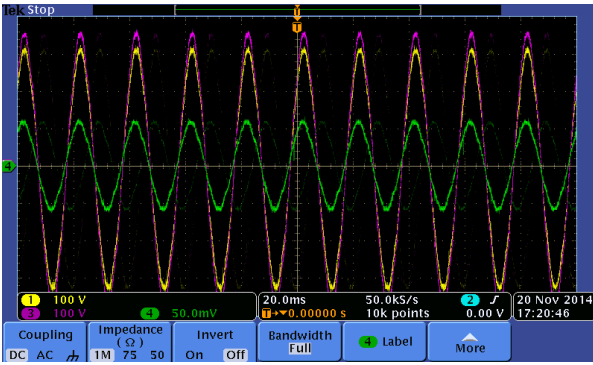


Şekil 11: %22'lik Gerilim Çökmesi Tam Yük Grafikleri (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

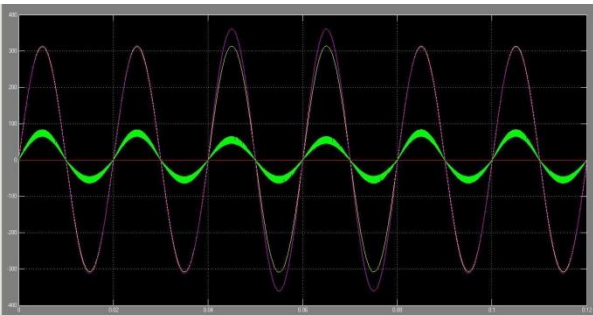


Şekil 12: %22'lik Gerilim Çökmesi Tam Yük Grafikleri- Benzetim (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

Şekil 13'de tam yük durumunda gerçekleşen %16'lık gerilim kabarması durumu için test sonucu paylaşılmıştır. Grafikte sarı sinyal çıkış gerilimini, mor sinyal giriş gerilimini ve yeşil sinyal de giriş akımını göstermektedir. Şekil 14'te ise deneysel değerler kullanılarak gerçekleştirilen benzetim için sonuçlar görülmektedir.



Şekil 13: %16'lık Gerilim Kabarması Tam Yük Grafikleri (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

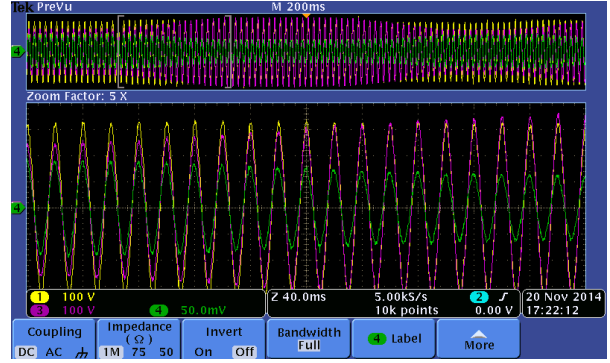


Şekil 14: %16'lık Gerilim Kabarması Tam Yük Grafikleri- Benzetim (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

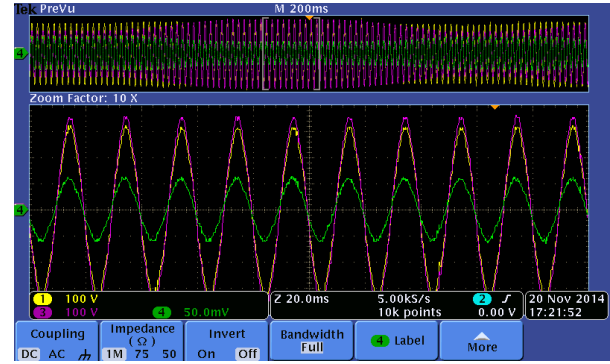
Şekil 15, 16, ve 17'de sırasıyla gerilimin kabarması, gerilimin kararlı olarak yüksek olduğu ve gerilimin çökmeye başladığı süreçlerde düzenleyicinin tepkisi için deney sonuçları paylaşılmıştır. Grafiklerden de görülebileceği üzere düzenleyici çıkış gerilimini kararlı bir şekilde anma değerinde tutmaktadır.

Şekil 18'de gerilim kabarması durumunda giriş akımı ve düzenleyici transformatörünün sekonderindeki gerilim bir arada

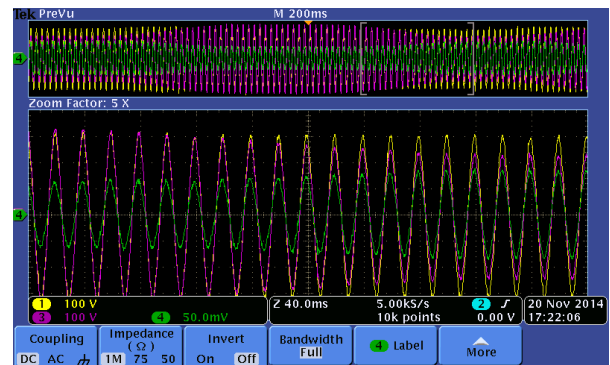
görülmektedir. Şekil 19'da da bu durumun benzetimi yapılmıştır. Burada akım ile gerilim arasındaki faz kaymasının sebebi gerilim kabarması durumunda düzenleyicinin şebeke gerilimine ters fazda gerilim üretmesi ve böylece çıkış gerilimini nominal değere getirmesi sebebiyledir.



Şekil 15: Gerilim Kabarması Sırasında Düzenleyicinin Tepkisi- Tam Yük (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

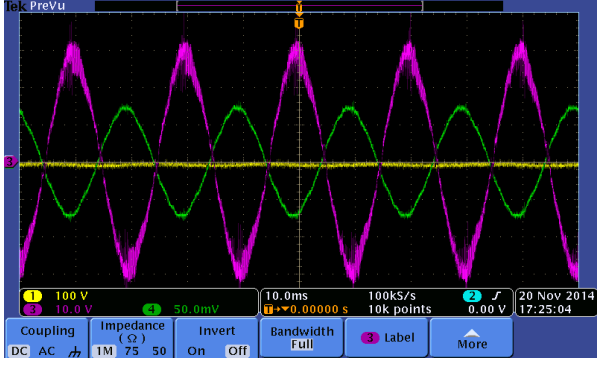


Şekil 16: Gerilimin Yüksek Olduğu Süreçte Düzenleyicinin Tepkisi- Tam Yük (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

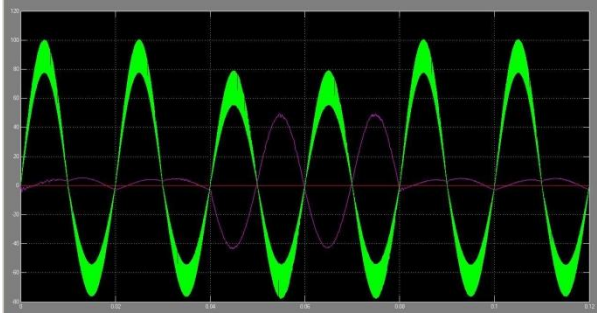


Şekil 17: Gerilim Çökmesi Sırasında Düzenleyicinin Tepkisi- Tam Yük (Sarı: Çıkış Gerilimi, Mor: Giriş Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

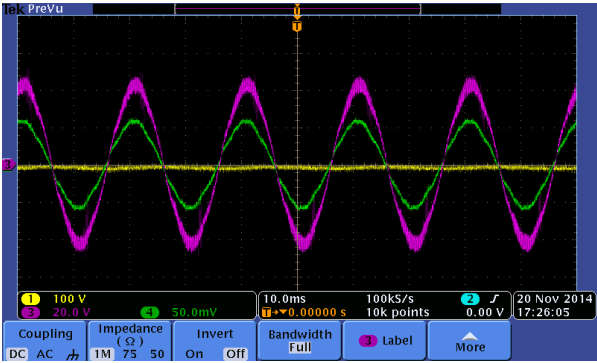
Şekil 18'de gerilim kabarması durumunda giriş akımı ve düzenleyici transformatörünün sekonderindeki gerilim bir arada görülmektedir. Şekil 19'da ise bu durumun benzetimi yapılmıştır. Burada akım ile gerilim aynı fazdadır. Bunun sebebi gerilim çökmesi durumunda düzenleyicinin giriş gerilimine eklemeye yaparak çıkış gerilimini anma değerine ulaştırarak olmasıdır.



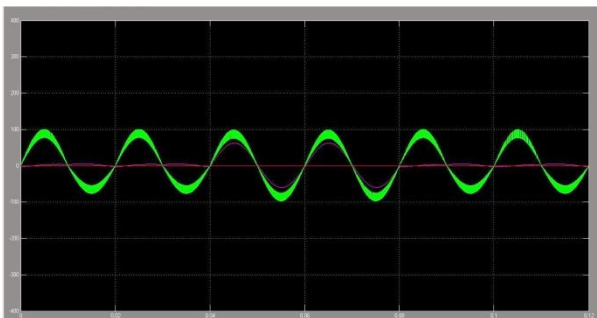
Şekil 18: Gerilim Kabarması Durumunda Giriş Akımı ile Düzenleyici Transformatörünün Sekonder Geriliminin Grafikleri (Mor: Sekonder Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)



Şekil 19: Gerilim Kabarması Durumunda Giriş Akımı ile Düzenleyici Transformatörünün Sekonder Geriliminin Grafikleri-Benzetim (Mor: Sekonder Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)



Şekil 20: Gerilim Çökmesi Durumunda Giriş Akımı ile Düzenleyici Transformatörünün Sekonder Geriliminin Grafikleri (Mor: Sekonder Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

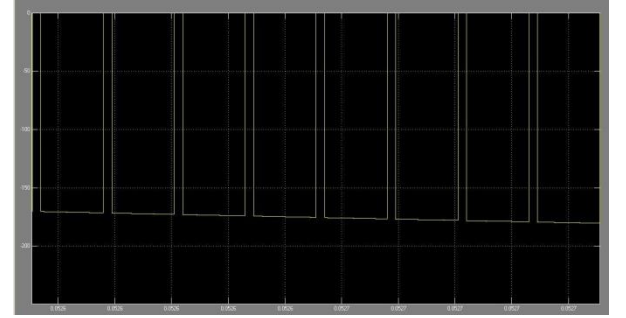


Şekil 21: Gerilim Çökmesi Durumunda Giriş Akımı ile Düzenleyici Transformatörünün Sekonder Geriliminin Grafikleri-Benzetim (Mor: Sekonder Gerilimi, Yeşil: Giriş Akımı)

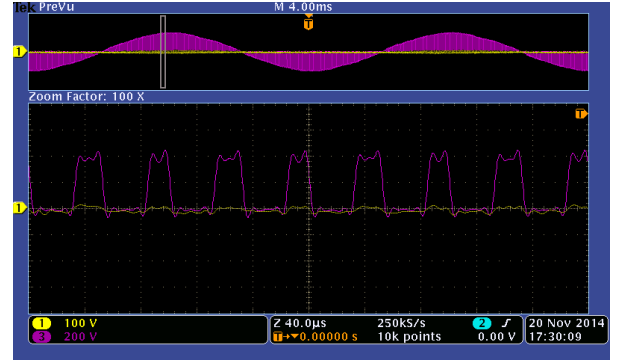
Şekil 22 ve 23'de gerilim çökmesi durumunda anahtarlanan gerilim sinyalleri ve Şekil 24 ve 25'te de gerilim kabarması durumunda anahtarlanan gerilim sinyalleri görülmektedir.



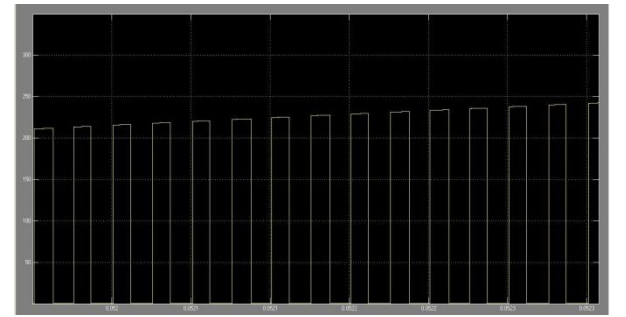
Şekil 22: Gerilim Çökmesi Durumu, Tam Yük, Negatif Çevrim DGM Anahtarlaması



Şekil 23: Gerilim Çökmesi Durumu, Tam Yük, Negatif Çevrim DGM Anahtarlaması- Benzetim

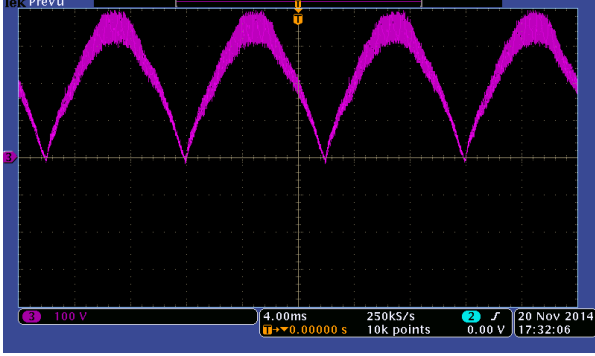


Şekil 24: Gerilim Kabarması Durumu, Yarı Yük, Pozitif Çevrim DGM Anahtarlaması

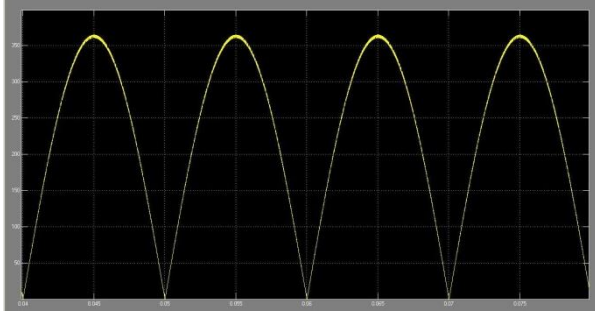


Şekil 25: Gerilim Kabarması Durumu, Yarı Yük, Pozitif Çevrim DGM Anahtarlaması-Benzetim

Son olarak şekil 26 ve 27’de ise gerilim kabarması durumunda, tam yükte düzeltinin doğrultucu çıkışında oluşan DA bara gerilimleri paylaşılmıştır.



Şekil 26: Gerilim Kabarması Durumu, Tam Yükte Bara Gerilimi



Şekil 27: Gerilim Kabarması Durumu, Tam Yükte Bara Gerilimi-Benzetim

4. Sonuç

Hassas cihazların sürekli arttığı günümüzde bu cihazların uzun ömürlü ve verimli olabilmesi için güç kalitesinin de önemi artmaktadır. Güç kalitesi problemlerinin başında gelen gerilim çökmesi ve gerilim kabarması için kullanılan geleneksel yöntemler artık yetersiz kalmaktadır. Geleneksel yöntemlerin yerini yarı iletken teknolojisinin kullanıldığı topolojiler almaktadır. Bu topolojilerin tasarımında da anahtarlama eleman sayısının düşük olması, anahtarlama elemanları üzerinde düşük stres oluşumu, boyutunun küçük olması, geniş düzenleme aralığı sağlaması, kontrol basitliği, filtreleme elemanlarının küçük olması, düşük harmonik, birim güç faktörü, hızlı tepki gibi özellikler aranmaktadır. Çalışmamızda bu topolojiler incelenmiş ve bir tabloyla özetlenmiştir. Sonrasında faz kaydırmalı, darbe genişlik modülasyonlu AA gerilim düzenleyicisi ayrıntılı olarak ele alınmış, benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmaları gerçekleştirilerek sonuçları paylaşılmıştır. Burada ele alınan faz kaydırmalı topolojinin en önemli özelliği çıkış frekansının anahtarlama frekansının iki katı olarak gerçekleşmesi ve böylece daha az anahtarlama kaybıyla daha yüksek frekansta çıkış elde edilebilmesidir.

5. Kaynaklar

[1] Hietpas, S.M.; Naden, M.; “Automatic voltage Regulator using an AC voltage-voltage converter,” Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.36, no.1, pp.33-38, Jan/Feb 2000.

[2] Bong-Hwan Kwon, Gang-Youl Jeong, Sung-Hoon Han, Duk-Ho Lee, “Novel line conditioner with voltage up/down capability”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, Issue.5, pp.1110, 2002, ISSN: 02780046.

[3] Aeloiza, E.C.; Enjeti, P.N.; Montero, O.C.; Moran, L.A.; “Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems,” Industry Applications Conference, 2002.37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, vol.2, no., pp.911-916 vol.2, 13-18 Oct. 2002.

[4] Kuo-Kai Shyu; Ming-Ji Yang; Jing-Heng Hong; Bau-Hung Lin; “Automatic voltage regulator using a novel phase-shifted PWM single-phase inverter,” Industrial Electronics Society, 2004.IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, vol.2, no., pp. 1851- 1855 Vol. 2, 2-6 Nov. 2004.

[5] Ming Tsung Tsai, “Design of a compact series-connected AC Voltage regulator with an improved control algorithm”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, page(s): 933 - 936 Volume: 51, Issue: 4, Aug. 2004.

[6] Dong-Myung Lee, Habetler, T.G., Harley, R.G., Keister, T.L., Rostron, J.R., “A Voltage Sag Supporter Utilizing a PWM-Switched Autotransformer”, Power Electronics, IEEE Transactions on, On page(s): 626 - 635 Volume: 22, Issue: 2, March 2007.

[7] Çolak, I.; Ertike, S.; “A new type single phase switching voltage regulator,” Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, vol., no., pp.1778-1785, 12-16 Sept. 2010.

[8] Babaei, E.; Kangarlu, M.F.; Sabahi, M.; “Mitigation of Voltage Disturbances Using Dynamic Voltage Restorer Based on Direct Converters,” Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.25, no.4, pp.2676-2683, Oct. 2010.

[9] Rodriguez, J.C.C.; Lopez, J.V.; Olay, C.C.; Fernandez, S.M.; Garcia, R.V.; Garcia, S.M., “Dual-Tap Chopping Stabilizer With Subcyclic AC Soft Switching”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 57, Issue.9, pp.3060, 2010.

[10] Babaei, E., Kangarlu, M. F.” Operation and control of dynamic voltage restorer using single-phase direct converter”, Energy Conversion and Management, Volume.52, Issue.8-9, pp.2965, 2011, ISSN: 01968904.

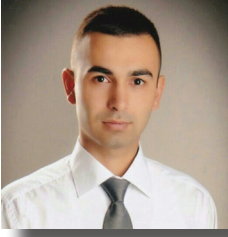
[11] Kangarlu, M. F., Babaei, E.; “Sensitive load voltage compensation against voltage sags/swells and harmonics in the grid voltage and limit downstream fault currents using DVR”, Electric Power Systems Research, Volume.83, Issue.1, pp.80, 2012, ISSN: 03787796.

[12] Babaei, E., Kangarlu, M.F.; “Voltage quality improvement by a dynamic voltage restorer based on a direct three-phase converter with fictitious DC link”, IET Generation Transmission & Distribution, Volume.5, Issue.8, pp.814, 2011, ISSN: 17518687.

[13] Chingchi Chen; Divan, D.M.; “Simple topologies for single phase AC line conditioning,” Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.30, no.2, pp.406-412, Mar/Apr 1994.

[14] Zuckerberger, A.; Weinstock, D.; Alexandrovitz, A.; “Single-phase matrix converter,” Electric Power Applications, IEE Proceedings -, vol.144, no.4, pp.235-240, Jul 1997.

- [15] Ahmed, N.A.; Amei, K.; Sakui, M.; "A new configuration of single-phase symmetrical PWM AC chopper voltage controller," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.46, no.5, pp.942-952, Oct 1999.
- [16] Jang-Hyoun Youm; Bong-Hwan Kwon; "Switching technique for current-controlled AC-to-AC converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.46, no.2, pp.309-318, Apr 1999.
- [17] Han-Woong Park; Sung-Jun Park; Jin-Gil Park; Cheul-U Kim; "A novel high-performance voltage regulator for single-phase AC sources," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.48, no.3, pp.554-562, Jun 2001.
- [18] Chiang, S.J.; Yen, C.Y.; Chang, K.T.; "A multimodule parallelable series-connected PWM voltage regulator," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.48, no.3, pp.506-516, Jun 2001.
- [19] Jie Chang; Sun, T.; Anhua Wang; "Highly compact AC-AC converter achieving a high voltage transfer ratio," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.49, no.2, pp.345-352, Apr 2002.
- [20] Bor-Ren Lin; Yung-Chuan Lee; Der-Jan Chen; "Implementation of a single-phase AC/AC converter with neutral-point-clamped scheme," *Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT '02. 2002 IEEE International Conference on*, vol.2, no., pp. 780- 785 vol.2, 11-14 Dec. 2002.
- [21] Ming Tsung Tsai, Chia Hung Liu, "Design and implementation of a cost-effective quasi line-interactive UPS with novel topology", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, On page(s): 1002 - 1011 Volume: 18, Issue: 4, July 2003.
- [22] Tsai, M.T.; "Analysis and design of a cost-effective series connected AC voltage regulator," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol.151, no.1, pp. 107-115, 9 Jan. 2004.
- [23] Xu Peng Fang; Zhao Ming Qian; Fang Zheng Peng; "Single-phase Z-source PWM AC-AC converters," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol.3, no.4, pp. 121-124, Dec. 2005.
- [24] Yu Tang; Chaohua Zhang; Shaojun Xie; "Z-Source AC-AC Converters Solving Commutation Problem," *Power Electronics Specialists Conference, 2007.PESC 2007.IEEE*, vol., no., pp.2672-2677, 17-21 June 2007.
- [25] Guochun Xiao, Zhiliang Hu, Lei Zhang, Beihai Chen, Zhaoran Wang, "An Active Voltage Quality Regulator with variable dc-bus voltage topology", *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, page(s): 932-937.
- [26] Flores-Arias, J.-M., Moreno-Munoz, A., Real-Calvo, R., Sanchez, J.R., "Transformerless power line voltage conditioner and regulator based on CA PWM Chopper", *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, page(s): 3304-3307.
- [27] Minh-Khai Nguyen; Young-Gook Jung; Young-Cheol Lim; "Single-Phase AC-AC Converter Based on Quasi-Z-Source Topology," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.25, no.8, pp.2200-2210, Aug. 2010.
- [28] Safaee, A., Yazdani, D., Bakhshai, A., Jain, P., "A bidirectional single-phase soft-switched AC-AC converter", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, On page(s): 1400-1404.
- [29] Qin Lei; Peng, F.Z.; "Four quadrant voltage sag/swell compensation with interphase quasi-Z-source AC-AC topology," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, vol., no., pp.2013-2019, 6-11 March 2011.
- [30] Wu, Jinn-Chang Jou, Hurng-Liahng Wu, Kuen-Der Jan, Shiue-Jung, "Three-Arm AC Automatic Voltage Regulator", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume.58, Issue.2, pp.567, 2011, ISSN: 02780046.

**Faruk Keskin**

1989 yılı Tekirdağ Çorlu doğumludur. Lisans ve yüksek lisans derecelerini 2011 ve 2014 yıllarında Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden almıştır. 2013 yılından beri TEİAŞ Milli Yük Tevzi İşletme Müdürlüğü bünyesinde çalışmaktadır.

**Hüseyin Köse**

1986 yılı Çorum doğumludur. Lisans ve yüksek lisans derecelerini 2009 ve 2012 yıllarında Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden almıştır. 2009 yılından beri GESS OES Ortadoğu Elektronik San. Tic. Ltd. Şti.'nde çalışmaktadır. Kesintisiz Güç Kaynakları, Yarı İletken Aktarım Anahtarları ve Güneş Enerjisi Sistemleri konularında uzmanlaşmıştır.

**Harun Gül**

1958 yılı Gümüşhane doğumludur. Lisans ve yüksek lisans derecelerini 1982 ve 1985 yıllarında Ortadoğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden almıştır. Meslek yaşamına ASELSAN A.Ş.'de başlamış, daha sonra GESS OES Ortadoğu Elektronik San. Tic. Ltd. Şti.'ni kurmuştur. Güç elektroniği uygulamaları alanında uzmanlaşmıştır.

**M. Timur Aydemir**

1962 Trabzon-Maçka doğumludur. Lisans ve yüksek lisans derecelerini 1983 ve 1985 yıllarında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden, doktora derecesini ise 1995 yılında University of Wisconsin-Madison, Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden almıştır. 1995 yılından beri Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde çalışmaktadır. Güç Elektroniği alanında çalışmalar yapmaktadır.

Görünür Işık Kanallarının Modellenmesi ve Optik OFDM Sistemleri için Başarım Analizi

Modelling of Visible Light Channels and Performance Analysis for Optical OFDM Systems

Anıl Yeşilkaya¹, Farshad Miramirkhani³, Hüseyin Fuat Alsan¹, Ertuğrul Başar², Erdal Panayırıcı¹, Murat Uysal³

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kadir Has Üniversitesi

anil.yesilkaya@khas.edu.tr, huseyin.alsan@khas.edu.tr, eepanay@khas.edu.tr

²Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
basarer@itu.edu.tr

³Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Özyeğin Üniversitesi
farshad.miramirkhani@ozyegin.edu.tr, murat.uysal@ozyegin.edu.tr

Özet

Gelişen teknolojiler ve bilgiye olan hızlı gereksinim nedeniyle kablosuz mobil haberleşmeye tahsis edilen radyo frekans (RF) bantları hızla dolmakta bunun sonucunda da RF frekans bantının üst sınırlarına doğru yaklaşmaktadır. Dolayısıyla, 5. Nesil (5G) sistemler için belirlenecek muhtemel frekans bantlarının ötesinde daha yüksek frekans bantlarında çalışmanın son derece güç veya olanaksız hale geleceği anlaşılmaktadır. Bu durumda RF teknolojisine alternatif olabilecek ve bu teknolojiye paralel, optik tabanlı yeni haberleşme teknolojilerinin geliştirilmesi için araştırma ve geliştirme çalışmalarına gereksinim vardır. Bu soruna en uygun çözüm olan görünür ışıkla haberleşme (VLC), çok geniş ve regüle edilmemiş bir frekans bandına sahip olması nedeniyle, ilginç bir teknoloji olarak öne çıkmakta olup üzerinde yoğun araştırma ve geliştirme çalışmaları sürdürülmektedir. VLC alanında yakın zamanda yapılan çalışmaların tamamına yakınında gerçekçi bir kanal modelinin elde edilememesi sebebiyle yalnızca ideal toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanallar kullanılmıştır. Bu bağlamda, bir VLC sistemin kullanılacağı kanal ortamının gerçek modelinin ortaya çıkarılması ve bu kanal üzerinden yapılan iletişimin hata başarımının belirlenmesi büyük önem taşımaktadır. Bu çalışmanın temel amacı, kablosuz mobil haberleşme konusunda odaklanan araştırmacılara bu güncel ve ilginç alanı ayrıntılarıyla tanıtmak ve özellikle optik çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) iletişim tabanlı dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) için yüksek veri hızlarına erişebilen yeni ve özgün bir VLC sistemin

tasarımını sunmaktır. Dört ışık yayan diyot (LED) ile dört foto detektörlü (PD) bir optik MIMO sistem için önerilen tekniğin, Zemax yazılımı yardımıyla modellenen gerçek optik kanallar üzerinden hata başarımı bilgisayar benzetimleri yoluyla incelenerek diğer MIMO-VLC tekniklere göre en yüksek hata başarımını sağladığı gösterilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Görünür Işıklı Haberleşme (VLC), Yüksek Hızlı Optik Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (HRO-OFDM), VLC Kapalı Alan Kanal Modelleme, MIMO sistemler, MIMO-OFDM, MAP kestirimi.

Abstract

Rapid development in technology and increasing necessity to reach information instantaneously, drives the radio frequency (RF) band to a bottleneck. It can be seen that, we are gradually approaching to the upper limits of the band at both network access and backhaul levels. Operating beyond that upper limit would be so difficult or may be unfeasible for 5th generation (5G) mobile communication systems. In such case, it is necessary to develop optics based alternative telecommunication systems to RF technology. Visible light communications (VLC) could be the most appropriate and appealing solution for researchers due to its unregulated and very wide frequency band. Yet, there is no appropriate VLC channel model in the literature, only ideal and additive white Gaussian noise (AWGN)

channels are assumed in the recent papers. In this context, determination of the real VLC channel models would play vital role on the bit error rate performance of the communication systems. The main objective of this tutorial paper is, to introduce this unique and interesting topic to the researchers and offer detailed information on a novel VLC system based on multiple-input-multiple-output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). Besides, proposed 4 LED's and 4 photodiodes (PD) containing MIMO system is analyzed by computer simulations in the presence of real optical channels created by an optical design software Zemax. It has been shown that this scheme provides the best BER performance compared to the other MIMO-VLC systems.

Keywords: Visible Light Communications (VLC), High Rate Optical OFDM (HRO-OFDM), VLC Indoor Channel Modeling, MIMO systems, MIMO-OFDM, MAP estimation.

1. Giriş

Son yıllarda yüksek hızlı kablosuz mobil haberleşme günlük yaşamımızın en temel gereksinimlerinden birisi haline gelmiş olup, bu türden sistemlerin tasarımı ve gerçekleştirilmesi bu dalda çalışan araştırmacıların üstesinden gelmesi gereken zor problemlerin kaynağını oluşturmaktadır. Kablosuz mobil haberleşme sistemlerindeki veri hızlarının üst sınırı Shannon tarafından belirlenmiş olup, bu sınır iletişimin bant-genişliğine bağlıdır [1]. Herhangi bir coğrafi alanda kablosuz haberleşme sistemi için tahsis edilen bu frekans bandını tekrarlı kullanarak sistemin veri iletim kapasitesinde büyük artışlar sağlanabilmektedir. Bu yönde geliştirilen haberleşme ağları heterojen mimari yapısına sahip olacak şekilde tasarlanmakta ve çoklu erişim noktalarını içeren (makro-, piko-, femto-hücreler, röleler vb.) yeni yapılar ortaya çıkmaktadır. Bu yönde üretilen çözümlere rağmen, aynı frekansların tekrar tekrar kullanımının sonucunda oluşan hücre-içi ve hücrelerarası girişimler veri hızları ve kapasitesinde önemli oranlarda kısıtlamaya neden olmaktadır. Günümüzde, 5. Nesil (5G) kablosuz mobil haberleşme sistemlerinin tasarımında milimetre ve milimetre-altı dalgaların (30 GHz-300 GHz) göz önünde bulundurulmasının temel nedeni, frekans bandındaki yoğun doluluk ve kapasite sıkıntısıdır [2]. Bu nedenle, RF (radio-frekuensi) sistemine dik (ortogonal) bir haberleşme ortamı olan görünür ışıkla haberleşme (visible light communication, VLC) ciddi bir alternatif olarak karşımıza çıkmaktadır. Görünür ışık bandının (380nm-750nm) haberleşme amacıyla kullanımını esas alan bu sistemlerin, RF sistemlerdeki gibi karmaşık yapılı, kısıtlı ve pahalı bir teknoloji olmaması, ayrıca regüle edilmemiş bir optik frekans bandı üzerinden haberleşmeye olanak sağlaması açısından RF haberleşmesine yeni bir alternatif olabileceği görülmektedir.

RF haberleşme sistemlerinde bilginin elektrik alan üzerinde taşınması sağlanırken VLC sistemlerinde ise ışık şiddeti üzerinde taşınmaktadır. İki sistem arasındaki bu temel fark nedeniyle RF sistemlerinin, bir takım değişiklikler yapılmadan VLC sistemleri için de kullanımı olanaksızdır. Görünür ışık bandındaki dalgaların duvarlar ve yüzeylerden geçememesi nedeniyle radyo dalgalarındaki gibi geniş menzilli bir bağlantı ağı oluşturmamasına rağmen VLC sistemleri, veri güvenliğinde güçlü bir üstün-

lük sağlamaktadır. Ayrıca, ışık ışınlarının doğası gereği belirli bir kapalı alan içerisindeki girişimin engellenebilmesi nedeniyle, RF sistemlerinin en büyük problemi olan simgelerarası girişim (intersymbol interference, ISI) probleminin çözümü oldukça basitleşmektedir [3]. VLC sistemleri, ticari aydınlatma ürünleri ve foto-detektörlerin kullanımı vasıtasıyla yoğunluk modülasyonu/doğrudan sezim (intensity modulation/direct detection, IM/DD) yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmektedir. IM/DD tekniğinde bilginin sadece ışık şiddeti üzerinden taşınması, iletimde kullanılan optik sinyallerin, RF sistemlerinin aksine, gerçel ve pozitif değerli olması zorunluluğunu beraberinde getirmektedir. Ortaya çıkan bu kısıtlamalar, VLC sistemlerinin tasarımında çözülmesi gereken ilginç ve zorlu problemlerin temelini oluşturmaktadır. Bununla birlikte, görünür ışık bandının tipik foto-detektörlerin yüzey alanına kıyasla oldukça dar olması, etkin olarak çok-yollu sönmülmenin (multipath fading) ortadan kalkmasını sağlamaktadır [4]. Diğer taraftan, optik sinyallerin radyo frekanslarında oluşan ve elektronik cihazların çalışmasını engelleyen istenmeyen girişimleri de oluşturmaması özellikle hastaneler, uçaklar, kimyasal tesisler vb. gibi riskli bölgelerde yüksek hızlı kablosuz haberleşme için ideal bir çözüm olarak karşımıza çıkmaktadır. VLC sistemlerinin bahsedilen IM/DD yöntemiyle gerçekleştirilmesinde ortaya çıkan, pozitif ve gerçel sinyallerin iletilmesi kısıtı, bu sistemler için kullanılabilecek olası modülasyon tekniklerini de büyük oranda sınırlamaktadır. Bu konuyla ilgili ilk çalışmalarda, tek-taşıyıcılı sistemlerden sadece var-yok anahtarlama (on-off keying, OOK) ve darbe-konum modülasyonu (pulse position modulation, PPM) tekniklerinin kullanıldığı görülmektedir. Ancak bu tür iletişim yöntemlerinin yüksek bant verimliliklerine ulaşmaları mümkün olamamıştır. Sonraki çalışmalar yerini daha yüksek bant-verimliliğine sahip tek-taşıyıcılı ve çok-seviyeli darbe genlik modülasyonu (pulse amplitude modulation, PAM) tekniğine bırakmıştır [5]. Günümüzde, özellikle veri iletim hızlarındaki çok büyük artışlar sonucu güvenilir bir haberleşmeyi gerçekleştirmek için 'dik frekans bölmeli çoklama' (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) ve benzeri çok-taşıyıcılı yöntemlerin optik haberleşme için de uygulanabileceği görülmektedir.

Klasik OFDM sistemlerinin karmaşık ve çift-kutuplu (pozitif/negatif) sinyaller üretmesi ve optik IM/DD sistemlerinde ışık şiddetinin yalnızca pozitif ve gerçel değerler alabilmesi kısıtlaması göz önünde bulduğunda bu sinyallerin bir takım ön işlemlerden geçirilmeden alıcıya iletilmesi mümkün değildir. Buna bir çözüm olarak, alt-taşıyıcılarla iletilen işaretler Hermisyen (Hermitian) simetrik (genlik spektrumu çift/faz spektrumu tek simetrik) olacak şekilde seçilerek, OFDM çerçevesinin bant verimliliğinin yarı yarıya düşürülmesi pahasına, optik kanaldan iletilen sinyaller tamamen gerçel-değerli sinyallere dönüştürülebilir. Gerçel sinyalin yalnızca pozitif değerli olması için ise farklı yöntemlerle çözüme ulaşılmıştır. Örneğin, DCO-OFDM (doğru akım eklemeli optik OFDM, DC biased optical OFDM) yönteminde, gerçel-değerli sinyale bir DC öngerilim eklenerek, bir taraftan aldığı tüm değerler pozitif yapılırken, diğer taraftan sistemin güç verimliliğinde ciddi düşmelere neden olmaktadır. Buna karşın, ACO-OFDM (asimetrik kırpılmış optik OFDM, asymmetrically clipped optical OFDM) tekniğinin

de ise, frekans bölgesinde yalnızca çift indisli alt-taşıyıcıların bilgi taşınması sağlanarak, zaman bölgesinde simetrik sinyal örnekleri oluşması sonucu bir DC öngerilim olmaksızın (negatif işaretlerin kırılmasıyla) bu sinyallerin pozitif değerli olması sağlanabilmektedir [6]. DC öngerilimin kaldırılması yaklaşık olarak 8 dB'lik optik enerji verimliliği sağlarken sistemin bant verimliliği DCO-OFDM'dekinin yarısı kadar olmaktadır [7]. Tüm bunlara paralel olarak geliştirilen çok-girişli çok-çıkışlı (multiple input-multiple output, MIMO) sistemler, hem yüksek enerji verimliliğiyle yeterli aydınlatmanın sağlanabilmesi hem de yüksek hızlı ve daha güvenilir haberleşme bağlantısının kurulabilmesi açısından görünür ışıkla haberleşmede yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bununla yakından ilgili olarak, yeni ve özgün bir MIMO iletim tekniği olan *uzaysal modülasyon*'un, VLC sistemlere uygulanmasına yönelik çalışmalar (optical spatial modulation, OSM) [8]'de yoğunlaşmıştır. OFDM tekniği de gerek bant-verimliliği gerekse simgelerarası girişim problemlerine sağladığı etkin çözümlerle VLC teknolojileri için umut verici bir iletim tekniği olarak kullanılmaktadır. Bu bağlamda, 'DC eklemesiz optik OFDM' (Non-DC biased OFDM, NDC-OFDM), ACO-OFDM ve DCO-OFDM'in yukarıda sözü geçen sorunları ve güçlüklerini ortadan kaldıran özgün bir MIMO-VLC sistem yapısı olarak önerilmiştir [9]. NDC-OFDM, [10]'da önerilen tek-kutuplu OFDM (Unipolar OFDM, U-OFDM) sisteminin 2x2 bir MIMO-VLC kanala genelleştirilmesi ile elde edilmiştir. U-OFDM sisteminde, DC öngerilim ekleme işleminden kaçınmak için çift kutuplu sinyallerden oluşan OFDM çerçevesi, yalnızca pozitif ve negatif değerli sinyalleri içeren iki ayrı çerçeveye ayrıştırılarak bu çerçevelerin art arda VLC kanaldan gönderilmesi ilkesine dayanmaktadır. Burada negatif çerçevedeki sinyallerin mutlak değerleri VLC kanaldan gönderilmektedir. Ancak OFDM çerçeve boyutunun iki katına çıkarılması sonucu, U-OFDM sisteminin bant verimliliği tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO) ACO-OFDM ile aynı olmaktadır. Diğer taraftan NDC-OFDM sisteminde ise, bu iki ayrı çerçeve aynı anda iki ayrı LED'den alıcıya gönderildiği için, ACO-OFDM'e göre bant verimliliği iki katına çıkmakta ve DCO-OFDM'deki DC eklemenin ortaya çıkardığı problemler ortadan kalkmaktadır. Ancak, NDC-OFDM sisteminde de Hermisyon simetri kullanılmasından dolayı elde edilen bant verimliliği klasik OFDM'in yarısı kadar olmaktadır [9].

Bu çalışmamızda, öncelikle gerçek bir kapalı ortam (in-door) için VLC kanal modelleri elde edilmektedir. Daha sonra, bu gerçek VLC kanallar, 'yüksek-hızlı optik OFDM' (High-Rate Optical OFDM, HRO-OFDM) olarak adlandırılan yeni ve özgün bir MIMO-OFDM yapısı kullanılarak kanal parametrelerinde meydana gelen değişimlerin sistem başarımına olan etkileri, bit hata oranı (BER) başarım eğrileri elde edilerek incelenmiş ve NDC-OFDM, OSM-OFDM-ACO, OSM-OFDM-DCO, V-BLAST-OFDM-ACO gibi MIMO-VLC sistemlerinin başarım eğrileriyle karşılaştırılmıştır. [11]'de ele alınan HRO-OFDM sisteminde MIMO yapısı kullanılmış ve karmaşık OFDM sinyalleri gerçek-sanal ve pozitif-negatif kısımlarına ayrıştırılarak, bu bileşenlerin gerçek bir MIMO-VLC kanal üzerinden iletimi gerçekleştirilmiştir. HRO-OFDM sisteminin literatürde var olan sistemlere göre temel üstünlüğü, Hermis-

yon simetri, DC-öngerilim veya asimetrik kırpmaya gereksinim duymadan yüksek bir bant verimliliği elde etmesidir [11]. Bu çalışma ise gerçek VLC kanal modellerinin MIMO-OFDM tabanlı bir sistemde kullanıldığı literatürdeki ilk çalışmadır.

2. VLC Kanallarının Modellenmesi

VLC sistemlerinin artan popüleritesine rağmen, işlevsel VLC kanal modeli konusunda literatürde büyük bir eksiklik mevcuttur. Kanalin gerçekçi şekilde modellenmesi, verimli, hızlı, güvenilir ve gürbüz VLC sistemleri tasarımının ilk adımını oluşturduğundan, bu konu çözülmesi gereken öncelikli bir araştırma problemi olarak ortaya çıkmaktadır. Mevcut literatürde halen ideal toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanallar veya kızılötesi (infra-red, IR) bandı için geliştirilen kanal modelleri VLC sistemlerin tasarımı ve benzetimleri için kullanılmaktadır [12]. Buradaki en önemli sorun, IR ve VL (görünür ışık, visible light) doğal yapılarının birbirinden neredeyse tamamen farklı olmasıdır. IR kaynaklar monokrom yayınım olarak kabul edilebilirken, beyaz LED kaynaklar, beyaz ışığın doğası gereği geniş-bantlı (380nm-780nm) bir yapıya sahiptir. Bu fark, VLC kanallarının modellenmesinde dalga boyuna bağlı olarak değişken bir yansıtırlık (reflectance) yapısının göz önüne alınmasını zorunlu kılmaktadır [13]. Buna ek olarak, IR haberleşmesinde malzeme yansıtırlığı düz kabul edilmekteyken VL spektrumunda malzeme yansıtırlığının beyaz LED ışığın geniş-bantlı yapısı gereği düz olmayacağı göz önüne alınmalıdır. Literatürdeki bu açığa işaret eden çalışmamız, ışın-izlem yöntemini kullanarak ve türlü kapalı ortamların özelliklerini inceleyerek bir takım VLC kanal modelleri sunmaktadır. Çalışmamızda kanal modellemesi, ticari olarak optik ve aydınlatma sistemlerinin her türlü tasarımını içeren Zemax® yazılımından yararlanılarak gerçekleştirilmiştir. Yazılımın sahip olduğu öntanımlı 3 boyutlu kapalı bir ortamda ışın-izlem yeteneği kullanılarak, kaynaktan çıkan her bir ışık ışınının çevre ile etkileşimi incelenebilmektedir. Kanalin modellenmesi sırasında göz önüne alınmış olduğumuz farklı senaryolar; duvarlar ve mobilyalar için farklı malzeme türlerini (alçı, sıva, boya, tahta, alüminyum, metal, cam vb.), farklı verici yerleşimlerini (tek ve çoklu kaynak dizilimleri) ve farklı alıcı yerleşimlerini (konum, dönme vb.) içermektedir. Zemax®, kullanıcıya sanal ortamın tüm özelliklerini belirleme imkanını tanıırken (geometri, malzeme cinsi, mobilya eklenmesi vb.), malzemelerin yansıma özellikleri ve kaynakların çalışma karakteristikleri gibi detaylı konularda da esneklik tanımaktadır.

A. LED Aydınlatma (Işıklandırma) Kaynaklarının Modellenmesi

Görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin LED aydınlatma kaynaklarının modellenmesiyle ilgili yapılan çalışma ve benzetimlerde Lambertian dağılımına ve 120° görüş açısına (viewing angle) sahip Cree Xlamp® MC-E White LED marka bir aydınlatma elemanı kullanılmıştır [14]. Ayrıca, karşılaştırma yapabilmek amacıyla, aynı Lambertian dağılıma ve görüş açısına sahip OSRAM® SFH 4283 IR 880 nm LED marka bir kızıl ötesi kaynak göz önüne alınmıştır [15]. Bu kaynak modelleri Radiant Zemax® çevrimiçi kütüphanesinde mevcuttur [16].

Zemax® içerisinde tanımlı gerçekçi ışıklandırma kaynaklarının modellenmesi için üç önemli parametrenin göz önüne alınması gerekmektedir.

1) LED'in spektral güç dağılımı

LED tasarımı için "Radiant Source Model" (RSM) adlı Zemax veritabanı kullanılmıştır. Bu veritabanı, genellikle piyasada çok tanınmış ve gerçek ölçümleri yapılmış ışık kaynaklarına ilişkin, bilgileri içermektedir. Ancak bu kaynakların, VLC'ye uygun olarak, bir takım niteliklerinin çıkartılarak veritabanına eklenmesi gerekmektedir. Bu niteliklerden en önemlisi LED'in spektral güç dağılımıdır. Görünür ışık frekans bandında tipik bir beyaz LED kaynağın ve IR bandında da bir IR LED kaynağın spektral güç dağılımları söz konusu veritabanına yerleştirilmiştir [16].

2) LED'in emisyon örüntüsü (pattern)

Bir ışık kaynağının yaydığı ışınların üretilmesi esnasında göz önüne alınması gereken ikinci önemli parametre, LED'in emisyon örüntüsünün belirlenmesidir. Elde edilmesi gereken gerçek ve ideal emisyon örüntüsü Lambertian örüntüsüdür. Dolayısıyla, bu örüntüyü gerçekleştirmek için LED kaynağından yeterli sayıda ışınların üretilmesi gerekmektedir. Seçilen Cree Xlamp® MC-E White LED ışık kaynağına ilişkin emisyon örüntülerinin, üretilen ışın sayısına bağlı değişimi ve etkileri çevrimiçi kütüphaneden elde edilmiştir. Işık kaynağı tarafından üretilen ışınların sayısını artırarak kaynağın emisyon örüntüsünün Lambertian'a yaklaştığı görülmekte ve dolayısıyla bu yolla daha gerçekçi LED'lerin modellenebileceği ve bu LED'lerle gerçeğe yakın sonuçlar alınabileceği anlaşılmaktadır.

3) LED'in görüş açısı

VL ve IR frekans bantlarında çalışan ışık kaynaklarının ve gerçekçi kanal modellerinin yan etkilerden bağımsız olarak birbirleriyle karşılaştırılması için üçüncü önemli faktör, kaynakların görüş açılarının göz önüne alınmasıdır. Bu amaçla yapılan bilgisayar benzetimlerinde VLC için, görüş açısı 120° olan bir Cree Xlamp® MC-E White LED ışık kaynağı ve IR için yine aynı görüş açısına sahip bir OSRAM® SFH 4283 IR 880 nm LED kaynağı kullanılmıştır. Uygulamaya bağlı olarak, Zemax® yazılımıyla farklı spektral dağılımlar, farklı emisyon örüntüleri ve görüş açıları seçilebilir ve kullanılabilir. Buradan da gerçek ışık kaynaklarının modellenmesinde Zemax®'in RSM veritabanının güçlü yeteneğe sahip olduğu anlaşılmıştır.

B. Alıcılar

Fotodetektörler, 1 cm² alanlı dikdörtgen bir yüzey ile 90°'lik görüş açısına sahip olacak şekilde modellenmiştir.

C. Kanal Dürtü Yanıtı (Channel Impulse Response, CIR)

Gerekli senaryo bilgileri belirlendikten sonra, ışın-izlem yöntemi aracılığıyla milyonlar mertebesinde ışık ışını üretilmekte ve bu ışınlar fiziksel olarak gerçekleşmesi mümkün tüm yollardan nesnelere kesene kadar geçirilerek malzemeler ile olan

etkileşimleri incelenmektedir. Doğrudan görüş (line-of-sight, LOS) yanıtı öncelikli olarak aradaki uzaklık ile ilişkilidir. LOS bileşeninin yanı sıra tavan, duvarlar, taban ve oda içerisindeki nesnelere yansıyan LOS olmayan bileşenler (non line-of-sight, NLOS), alıcıda alınan gücün ve ışınların izledikleri yol uzunluğunun hesaplanmasıyla kanalın dürtü yanıtına (channel impulse response, CIR) eklenir. Bu bilgiler kullanılarak kanalın dürtü yanıtı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$h(t) = \sum_{i=1}^N P_i \delta(t - \tau_i) \quad (1)$$

Burada P_i i . ışının gücünü; τ_i i . ışının yayılma süresini; $\delta(\cdot)$, Dirac delta fonksiyonunu ve N , alıcıda algılanan ışın sayısını göstermektedir.

Kanalın doğru akım (DC) kazancı (H_0), sabit verici gücü için ulaşılabilecek sinyal gürültü oranını (signal to noise ratio, SNR) belirleyen en önemli VLC kanal özelliklerinden birisidir. Kanal gecikme profili (channel delay profile) ağırlıklı olarak LOS bileşenlerden, düşük oranda da NLOS bileşenlerden oluşur. Güç gecikme profilinin (power delay profile) dağılımı, ortalama ilave kanal gecikmesi (mean excess delay) (τ_0) ile etkin (root mean square-RMS) kanal gecikmesi (τ_{RMS}) cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanabilir, [13], [17]:

$$\int_0^{T_{tr}} h(t) dt = 0.97 \int_0^{\infty} h(t) dt \quad (2)$$

$$\tau_0 = \frac{\int_0^{\infty} t \times h(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt}, \quad H_0 = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (3)$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (t - \tau_0)^2 h(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt}} \quad (4)$$

(2)'de verilen T_{tr} , kanal dürtü yanıtındaki toplam enerjinin %97'sinin yoğunlaştığı sınır değerini göstermektedir.

D. Çoklu Verici Yerleşiminin Etkisi

Etkin kanal gecikmesi, tek vericinin bulunduğu yapıda 13.98 ns değerinde iken 4 vericili yapıda bu değer 0.42 ns artarak 14.4 ns'ye çıkmıştır. Bunun nedeni, diğer vericilerden gelen ek çokyollu yayılmalardır. Bunun yanı sıra, verici sayısı 2'den 4'e çıkarıldığında ise kanalın ortalama DC kazancı 1.35×10^{-5} 'ten 2.62×10^{-5} 'e çıkmaktadır.

E. Alıcı/Verici'nin Farklı Konum/Yön Durumlarının Etkisi

Alıcı ve verici çiftinin birbirlerine göre olan konumları kanal değişkenleri açısından büyük öneme sahiptir. Alıcı zeminin merkezinde konumlandığında etkin kanal gecikmesi 13.98 ns iken zeminde ve köşede konumlandığında, 15.19 ns'ye çıkmaktadır. Bu durum, köşeye yakın alıcının köşe yüzlerinden yansıyanlar da dahil olmak üzere daha fazla saçınım almasından kaynaklanmaktadır. Alıcının zeminin merkezinden köşelere taşınması sonucunda, DC kazanç alıcı verici arasındaki uzaklığın artmasından dolayı azalmaktadır. Işık kaynaklarının yönlerinin döndürülme etkisi, alıcı verici konumlarına göre farklı özellikler göstermektedir. Köşeye konumlandırılmış alıcı, kaynak

doğrultusunda zeminle 45°'lik açı yapacak şekilde döndürüldüğünde kanalın DC kazançı 1.09×10^{-6} 'dan 1.35×10^{-6} 'ya çıkarırken zemine paralel olacak şekilde döndürüldüğünde, bu değer 1.17×10^{-6} olmaktadır. Zemine paralel durumda, zeminin yansıtma katsayısı duvarlarınkinden büyük olduğundan zemine dik duruma göre vericiden daha yüksek enerji alıcıya ulaşmaktadır.

F. Yabancı Kaynağın Etkisi

Yabancı kaynak olarak tipik masa lambası kullanılması durumunda, masa lambası olmadığında, 12.92 ns olan etkin kanal gecikmesi, masa lambası var iken 0.75 ns azalarak 12.17 ns değerine erişmektedir. Masa lambasının mevcut dört kaynaktan alıcıya daha yakın olması, masa lambasının baskın kaynak olmasını sağlamıştır. Bu nedenle, masa lambası olmadığında dört kaynağın olduğu bir yapı varken masa lambası olduğunda tek bir kaynak varmış etkisi oluşmaktadır.

G. Yüzey Malzemesinin Etkisi

Düşük yansıtma katsayılı ortam, çam kerestesi zemin ile kıyaslandığında etkin kanal gecikmesi, alıcıya daha düşük güç ulaşmasından ötürü 13.98 ns'den 11.86 ns'ye inmiştir.

H. Mobilya Etkisi

Mobilyanın mevcut olduğu durumda gerek gecikme yayılımı gerekse DC kazanç düşmektedir.

I. IR ve VL Kanal Modelleri

IR ve VL için elde edilen CIR değerleri aynı yapılar için karşılaştırıldığında, etkin gecikme ve DC kazanç parametreleri IR kanallarda VL kanallara göre daha yüksek değerler almaktadır. Bunun sebebi, IR bandı için yansıtma değerlerinin VL bandından daha yüksek olmasıdır.

3. Optik MIMO-OFDM

A. MIMO VLC Kanalları

Bu çalışmada, yukarıda anlatılan özellikler kullanılarak optik tasarım ve benzetim yazılımı Zemax® yardımıyla $5m \times 5m \times 3m$ (en-boy-yükseklik) boyutlarında iki farklı kuru lum incelenmiştir. Bu kurulumların genel yapısı Şekil 1'de detaylıca verilmiştir. Ele alınan iki kurulum için de alıcı ve verici sayıları, $n_T = n_R = 4$ alınmış olup Kurulum A'da, verici olarak yerleştirilen $0.6m \times 0.6m$ boyutlu ve 30 cm aralıklarla 3×3 dizi şeklinde yerleştirilen LED aydınlatma modüllerinden 4 adedi tavanın merkezine eşit uzaklıklarla yerleştirilmiştir. Zeminin merkezine ise $0.9m \times 0.9m \times 0.8m$ boyutlarında bir masa ve masanın merkezine, 10 cm aralıklarla 4 adet alıcı fotodiyot modülü yerleştirilmiştir. Kurulum B'de ise oda boyutları, verici yapısı ve masa yapısı aynı iken alıcı modülleri masa üzerine 0.8 m aralıklarla yerleştirilerek 4×4 MIMO yapısı için VLC kanalı modellenmiştir. Gerçekçi modelden elde edilen kanal parametreleri Tablo 1'de verilmiştir. Burada $h_{r,p}$ t. verici (LED) ile r. alıcı (fotodiyot-PD) arasındaki optik kablosuz kanalın ortalama DC kazancını göstermektedir, $(t, r) \in \{1, 2, 3, 4\}$.

B. Yüksek Hızlı Optik OFDM (HRO-OFDM)

HRO-OFDM sisteminin blok şeması Şekil 2'de gösterilmiştir. Her bir OFDM bloğunun iletimi için $N \log_2(M)$ bit içeren u

vektörü HRO-OFDM vericisine gelmektedir. N ve M değişkenleri sırasıyla OFDM alt-taşıyıcı sayısı (FFT vektörü boyutu) ve dik genlik modülasyonu (M -QAM) işaret uzayının eleman sayısını göstermektedir. HRO-OFDM sisteminde, modülasyon sonrasında elde edilen $N \times I$ boyutlu karmaşık frekans bölgesi vektörü x_F , NDC-OFDM, ACO-OFDM ve DCO-OFDM sistemlerinin aksine iletilecek işaretlerin karmaşık olması problemine özgün bir çözüm getirdiğinden, Hermisyen simetri yapısına gerek duymadan IFFT işlemine tabi tutulmaktadır. IFFT işlemi sonrası elde edilen $N \times I$ boyutlu zaman bölgesi vektörü $x_T = [x_1 \dots x_N]^T$ ise karmaşık değerli ve çift kutuplu (bipolar) olması nedeniyle anten elemanı olarak kullanılan LED'ler aracılığıyla iletimi mümkün değildir. HRO-OFDM yapısında veri aktarım hızının düşmesine izin verilmeden bu karmaşık ve çift kutuplu işaretlerin iletilebilmesi için [11]'de özgün bir yaklaşım verilmektedir. Paralel/Seri (P/S) dönüşümünün ardından her bir karmaşık OFDM işareti $x_k = x_{k,R} + jx_{k,I}$ gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılır. Elde edilen gerçel ve çift kutuplu işaretler olan $x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$ pozitif-negatif (+/-) ayrıncılara verilerek aşağıdaki pozitif değerli ve gerçel işaretler elde edilir;

$$\begin{aligned} x_{k,R}^+ &= \begin{cases} x_{k,R} & \text{eğer } x_{k,R} > 0 \\ 0 & \text{eğer } x_{k,R} < 0 \end{cases} \\ x_{k,R}^- &= \begin{cases} 0 & \text{eğer } x_{k,R} > 0 \\ -x_{k,R} & \text{eğer } x_{k,R} < 0 \end{cases} \\ x_{k,I}^+ &= \begin{cases} x_{k,I} & \text{eğer } x_{k,I} > 0 \\ 0 & \text{eğer } x_{k,I} < 0 \end{cases} \\ x_{k,I}^- &= \begin{cases} 0 & \text{eğer } x_{k,I} > 0 \\ -x_{k,I} & \text{eğer } x_{k,I} < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

Elde edilen gerçel ve pozitif (tek kutuplu) işaretler $n_R \times n_T$ boyutlu bir MIMO VLC kanal üzerinden iletir. Burada n_R ve n_{TR} sırasıyla alıcı ve verici sayısını göstermektedir. HRO-OFDM sistemi için $n_T = 4$ olmaktadır. Alıcı birim sayısı ise, $n_R = 4$ olarak seçilmiştir. HRO-OFDM sisteminde LED'ler $x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$ işaretlerinin mutlak değerlerini IM/DD yapısıyla iletmekte ve alıcıda alınmasını sağlamaktadır. İletime katılan LED'lerin indisleri ise NDC-OFDM sistemine benzer şekilde iletilen işaretlerin pozitif/negatif olma durumu hakkında bilgi vermektedir. Ancak NDC-OFDM sisteminde yalnızca iki LED'den oluşan bir verici yapısı kullanılması nedeniyle yalnızca tek bir gerçel simgenin indis ve mutlak değeri iletilebilmektedir. HRO-OFDM sisteminde ise dört LED'in kullanılmasıyla birlikte, karmaşık bir OFDM işareti olan (x_k) 'nın iki gerçel işarete ($x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$) ayrıştırılması sonucu VLC kanalı üzerinden iletimi gerçekleşmektedir. Bunun sonucunda HRO-OFDM sisteminin bant verimliliği, $\eta = \log_2(M)$ [bits/s/Hz] olmaktadır ve bu değer tipik RF haberleşme OFDM sistemlerinin bant verimliliği ile aynı olup NDC-OFDM sisteminin bant verimliliğinin iki katıdır. Bunun nedeni, HRO-OFDM sisteminde gerçel değerli OFDM işaretleri elde edilmesi ve dolayısıyla da Hermisyen simetriye gereksinim olmamasıdır. Pozitif ve gerçel değerli işaretler $x_{k,R}^+, x_{k,R}^-, x_{k,I}^+$ ve $x_{k,I}^-$, 4×4 boyutlu optik MIMO kanalından aşağıdaki şekilde iletir. (\mathbf{H} , $k = 1, 2, \dots, N$ için)

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (6)$$

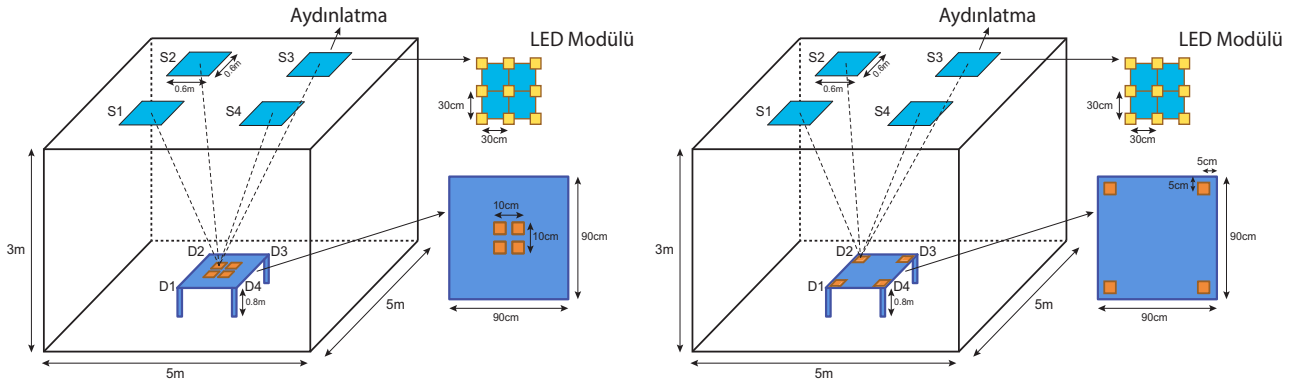
Burada $y=[y_{k,I} \dots y_{k,I}]^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ doğrudan sezim sonrası üzerine gürültü eklenmiş gerçel değerli elektriksel işaret vektörünü, $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ elemanları Tablo 1'de verilen MIMO kanal matrisisini, $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ boyutlu vektör ise ısı ve atış gürültüsünü modelleyen gerçel değerli toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) vektörünü göstermektedir. \mathbf{n} 'nin elemanları $N(0, \sigma_n^2)$ dağılımına sahip olup, alınan işaretlere elektriksel bölgede eklenmektedir. Burada $N(\mu, \sigma^2)$, ortalaması μ ve varyansı σ^2 olan bir Gauss dağılımını temsil etmektedir. İletilen işaret vektörü $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ ise HRO-OFDM sistemi için, $\mathbf{x} = [x_{k,R}^+ \ x_{k,R}^- \ x_{k,I}^+ \ x_{k,I}^-]^T$ şeklindedir. Diğer bir deyişle \mathbf{x} 'in elemanları LED'lerden iletilen işaretleri göstermektedir. Denklem (5)'e göre karmaşık bir OFDM işareti için \mathbf{x} 'in dört elemanından yalnızca ikisi sıfırdan farklıdır. Buna göre, sistemdeki dört LED'den ikisi ışık yayarken diğer ikisi kapalı kalmaktadır. Örneğin, $x_k = -2.1 + j3.8$ için $\mathbf{x} = [0 \ 2.1 \ 3.8 \ 0]^T$ şeklinde olmaktadır. IEEE 802.15.7 standardında bu durumun problem teşkil etmesi durumunda vericide

\mathbf{x} 'in üzerine bilgi taşımayan bir işaret eklenebileceği belirtilirken, alıcıda ise sezim öncesi bu işaret geri çıkartılabılır. Benzetimlerimizde basitlik açısından $n_r = 4$ alınmış olup bu değer kolayca genelleştirilebilir.

Ele alınan 4×4 optik MIMO kanalı aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} \\ h_{3,1} & h_{3,2} & h_{3,3} & h_{3,4} \\ h_{4,1} & h_{4,2} & h_{4,3} & h_{4,4} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Şekil 1'den görülebileceği üzere, verici birimler tavana sabitlenmişken, alıcı birimler zeminden 0.8 m yüksekliğe yerleştirilmiştir. Dört verici birimi ile dört alıcı birimi sırasıyla, $d_{TX} \times d_{TX}$ ve $d_{RX} \times d_{RX}$ boyutlarındaki sanal karelerin köşelerine yerleştirilmiş olup odanın tam merkezinde bulunmaktadır. Verici birimler tam olarak zemine yönlendirilmişken, alıcı birimler ise tam ola-



Şekil 1: Kurulum A (Alıcılar Merkezde) ve B (Alıcılar Köşelerde) İçin Geometrik Yapı

Tablo 1: Kurulum A ve B İçin Elde Edilen Kanal Parametreleri

Kanal	Kurulum A (Alıcılar Merkezde, $d_{RX} = 0.1\text{m}$)				Kurulum B (Alıcılar Köşelerde, $d_{RX} = 0.8\text{m}$)			
	$T_{tr} [ns]$	$\tau_0 [ns]$	$\tau_{RMS} [ns]$	H_0	$T_{tr} [ns]$	$\tau_0 [ns]$	$\tau_{RMS} [ns]$	H_0
$h_{1,1}$	40	14.22	10.18	2.17×10^{-4}	37	12.40	8.98	2.94×10^{-4}
$h_{1,2}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{1,3}$	40	14.52	9.84	2.04×10^{-4}	42	17.28	11.23	1.38×10^{-4}
$h_{1,4}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{2,1}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{2,2}$	40	14.22	10.18	2.17×10^{-4}	37	12.40	8.98	2.94×10^{-4}
$h_{2,3}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{2,4}$	40	14.52	9.84	2.04×10^{-4}	42	17.28	11.23	1.38×10^{-4}
$h_{3,1}$	40	14.52	9.84	2.04×10^{-4}	42	17.28	11.23	1.38×10^{-4}
$h_{3,2}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{3,3}$	40	14.22	10.18	2.17×10^{-4}	37	12.40	8.98	2.94×10^{-4}
$h_{3,4}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{4,1}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{4,2}$	40	14.52	9.84	2.04×10^{-4}	42	17.28	11.23	1.38×10^{-4}
$h_{4,3}$	40	14.44	9.79	2.19×10^{-4}	40	15.22	10.40	1.78×10^{-4}
$h_{4,4}$	40	14.22	10.18	2.17×10^{-4}	37	12.40	8.98	2.94×10^{-4}

rak tavana yönlendirilmişlerdir (zemin ve tavan normalleriyle yapılan açı 0°). Kurulum A'da d_{RX} 'in dizüstü bilgisayar gibi bir cihaz için normal değer olan 10 cm'ye sabitlendiği kabul edilmiştir.

Kurulum B'de ise verici ile alıcılar arası mesafenin (d) etkisinin incelenmesi için d_{RX} değeri 80 cm'ye çıkarılmıştır. Sistemin başarımını değerlendirmek üzere Tablo 1'de parametreleri belirtilen iki farklı kurulum göz önüne alınmıştır. ($d_{RX} \in \{0.1 \text{ m}, 0.8 \text{ m}\}$). Tablo 1'den görüldüğü üzere alıcı birimler arasındaki uzaklık arttıkça kanal kazançları arasındaki benzerlik azalmaktadır. $d_{RX}=0.8 \text{ m}$ değerinde her bir LED ilişkin olduğu fotodiyota en yüksek güç ile aktarım yapmaktadır. Bunun yanı sıra, çapraz terimler daha az güç ilettiğinden haberleşme kalitesi yüksektir. RF tabanlı haberleşme sistemlerinde olduğu gibi VLC sistemlerin başarımının belirlenmesi için SNR önemli bir parametredir. Çalışmamızda, her bir alıcıdaki elektriksel bölgede hesaplanan SNR aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır:

$$\text{SNR} = \frac{P_{Rx}^E}{\sigma_n^2} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\frac{1}{n_R} \sum_{r=1}^{n_R} P_r^O \right)^2 \quad (8)$$

Burada P_{Rx}^E , alınan elektriksel gücü göstermektedir. $P_r^O = \sum_{t=1}^{n_T} h_{r,t} \bar{I}$ ise alıcı birim r 'de alınan optik güçtür. I ise HRO-OFDM sisteminin her bir LED'den iletilen ışık yoğunluğudur. HRO-OFDM sistemi için bu değer hesaplanması aşağıdaki şekilde gerçekleştirilmiştir. M -QAM işaret uza-yındaki simgelerin birim enerjili olacak şekilde normalize edilmesi sonucu $E\{\mathbf{x}_F^H \mathbf{x}_F\} = N$ olmaktadır. $N - I F F T$ dönüşümünün de işaretlerin enerjisini değiştirmedeği kabul edilirse, olasılık kuramındaki merkezi limit teoremine göre (Central Limit Theorem, CLT); $N \geq 64$ için x_r 'in elemanları, $CN(0, 1)$ dağılımlı olmaktadır. Burada $CN(0, 1)$, σ^2 varyanslı dairesel karmaşık Gauss dağılımını göstermektedir. Gerçek-sanal ayrışımı sonrası $x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$ 'nin $N(0, 1/2)$ dağılımına sahip olduğu göz önünde bulundurulacak olursa, simetri dolayısıyla x 'in dört elemanı da aşağıdaki olasılık-sal yoğunluk fonksiyonuna sahip olacaktır: $p_{x_{k,R(I)}}^{\pm}(v) = (1/\sqrt{\pi}) \exp(-v^2) u(v) + \frac{1}{2} \delta(v)$. Bu dağılım literatürde kır-pılmış Gauss dağılımı olarak adlandırılmış olup, burada $u(v)$ ve $\delta(v)$ sırasıyla birim basamak ve Dirac delta fonksiyonlarını göstermektedir. HRO-OFDM sisteminin her bir LED'inden iletilen ortalama optik güç,

$$I = \int_0^{\infty} v p_{x_{k,R(I)}}^{\pm}(v) dv = 1/(2\sqrt{\pi}) \quad (9)$$

şeklinde hesaplanmıştır.

C. HRO-OFDM Sisteminin Koşullu MAP Kestirimcisi

HRO-OFDM sistemi için (6)'da verilen iletim modeli, taşıyıcı MIMO sistemlerin iletim modeline oldukça benzerdir. Ancak ele alınan bu modelde alıcıda alınan işaretler gerçek olup bilgi vektörü x 'in elemanları kırpılmış Gauss dağılımına sahiptir. Dolayısıyla bu iletim modeli için OFDM demodülasyon işlemine geçmeden önce hangi LED'lerin aktif olduğuna karar verilerek karmaşık işaretlerin geri elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla kullanılacak en basit yöntemlerden biri sıfıra zorlama (zero-forcing, ZF) kestirimcisidir. ZF

kestirimcisi iletilen gerçel işaretlerin (x) kestirimini şu şekilde basitçe gerçekleştirir: $\hat{x}^{ZF} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{y}$. Ardından alıcı, etkin olan LED'lerin indislerini belirlemek için $\hat{x}^{ZF} = [\hat{x}_1^{ZF} \hat{x}_2^{ZF}]^T$ vektörünü ele alır ve \hat{x}_1^{ZF} ile \hat{x}_2^{ZF} 'in içerisindeki daha yüksek genlik değerine sahip işareti bularak etkin LED'leri ve ilişkin OFDM işaretini elde edebilir. Oldukça basit olmasına karşın ZF kestirimcisinin iki temel problemi vardır. Bunlardan ilki n ile H^{-1} 'in çarpılmasından dolayı gürültünün gücünün artma etkisidir. ZF kestirimcinin bir diğer dezavantajı ise x 'in olasılık dağılımını göz önüne almayarak negatif değerli kestirimler de üretebilmesidir. ZF kestirimcisinin yukarıda sözü geçen olumsuzlukları ortadan kaldırmak için bu çalışmamız içerisinde VLC iletişim sistemleri için literatürde [11] tarafından önerilmiş olan en büyük sonsal olasılık (maximum a posteriori, MAP) kestirimcisi kullanılmıştır. HRO-OFDM sisteminin MAP kestirimcisi x 'in olasılık dağılımını da göz önüne alarak bu vektörün her zaman pozitif değerli kestirimlerini elde etmektedir. Kanal matrisi \mathbf{H} sütun vektörleri $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_3 \mathbf{h}_4]$ şeklinde tanımlanacak olursa, Denklem (6)'da verilen iletim modeli aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir.

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I} + \mathbf{n} \quad (10)$$

Burada $\bar{x}_{k,R} = |x_{k,R}|$, $\bar{x}_{k,I} = |x_{k,I}|$, $m \in \{1, 2\}$ ve $n \in \{3, 4\}$ olarak tanımlanmıştır. Basitçe gösterilebilir ki $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ aşağıdaki şekilde verilen katlanmış Gauss (yarım-normal) dağılıma sahiptir. $p_{\bar{x}_{k,R(I)}}(v) = (2/\sqrt{\pi}) \exp(-v^2) u(v)$. Dolayısıyla, verilen bir (m, n) çifti için, $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ 'nin koşullu MAP kestirimleri,

$$(\hat{x}_{k,R}^{(m,n)}, \hat{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \max_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} p(\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I} | \mathbf{y}) \quad (11)$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada, $p(\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I} | \mathbf{y})$, $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ 'nin \mathbf{y} koşulu altındaki olasılık yoğunluk fonksiyonudur. $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ 'nin bağımsız oldukları ve Bayes kuralı göz önüne alınarak Denklem (11) şu şekilde yazılabilir:

$$(\hat{x}_{k,R}^{(m,n)}, \hat{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \max_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} p(\mathbf{y} | \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) p(\bar{x}_{k,R}) p(\bar{x}_{k,I}). \quad (12)$$

\mathbf{y} 'nin $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$, (m, n) koşulu altında dağılımı $\mathcal{N}(\mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I}, \sigma_n^2)$ şeklinde olup, Denklem (12)'deki sabit terimler de atılacak olursa,

$$(\hat{x}_{k,R}^{(m,n)}, \hat{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \max_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} \exp(-[\bar{x}_{k,R}^2 + \bar{x}_{k,I}^2]) \times \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I}\|^2 / (2\sigma_n^2)). \quad (13)$$

elde edilir. Denklem (13)'teki ifadenin logaritması alındıktan sonra basit cebirsel işlemlerin ardından,

$$(\hat{x}_{k,R}^{(m,n)}, \hat{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \min_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}). \quad (14)$$

elde edilmektedir. Burada $M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I})$, MAP kestirim metriği olup aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I}\|^2 + 2\sigma_n^2 (\bar{x}_{k,R}^2 + \bar{x}_{k,I}^2). \quad (15)$$

$\|\mathbf{a}\|^2 = \mathbf{a}^T \mathbf{a}$ olduğu göz önüne alınacak olursa, basit işlemler sonrası (15) aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) = A\bar{x}_{k,R}^2 + B\bar{x}_{k,I}^2 + C\bar{x}_{k,R} + D\bar{x}_{k,I} + E\bar{x}_{k,R}\bar{x}_{k,I} \quad (16)$$

Denklem (16)'da verilen ifadenin minimizasyonu problemi literatürde iyi bilinen ikinci dereceden programlama (quadratic programming, QP) problemine özdeş olup buradaki katsayılar aşağıdaki şekilde hesaplanmıştır.

$A = \mathbf{h}_m^T \mathbf{h}_m + 2\sigma_n^2$, $B = \mathbf{h}_n^T \mathbf{h}_n + 2\sigma_n^2$, $C = -2\mathbf{y}^T \mathbf{h}_m$, $D = -2\mathbf{y}^T \mathbf{h}_n$ ve $E = 2\mathbf{h}_m^T \mathbf{h}_n$. QP probleminin matematiksel ifadesinin

$$\min_{\mathbf{q}} \left\{ \frac{1}{2} \mathbf{q}^T \mathbf{Q} \mathbf{q} + \mathbf{c}^T \mathbf{q} \right\} \quad \text{koşul } \mathbf{A} \mathbf{q} \leq \mathbf{b} \quad (17)$$

olduğu göz önünde alınacak olursa HRO-OFDM sisteminin MAP kestirimcisi için bu en küçükleme parametreleri aşağıdaki şekilde hesaplanacaktır:

$$\begin{aligned} \mathbf{q} &= [\bar{x}_{k,R} \ \bar{x}_{k,I}]^T \\ \mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} 2A & E \\ E & 2B \end{bmatrix} \\ \mathbf{c} &= [C \ D]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{b} &= [0 \ 0]^T \end{aligned} \quad (18)$$

Denklem (17) ve (18)'den görüldüğü üzere $\mathbf{A} \mathbf{q} \leq \mathbf{b}$ koşulu HRO-OFDM sistemine özgü olarak $\mathbf{q} = [\bar{x}_{k,R} \ \bar{x}_{k,I}]^T$ vektörünün elemanlarının pozitif değerli olacağı göz önüne alınarak belirlenmiştir. Bu sayede \mathbf{b} 'nin kestirimi sonrası $\bar{x}_{k,R}^{(m,n)} \geq 0$ ve $\bar{x}_{k,I}^{(m,n)} \geq 0$ olması tüm \mathbf{Q} ve \mathbf{c} değerleri için garanti edilmiş olacaktır. Etkin olan LED'lerin indislerini (m ve n 'nin kestirimlerini) ve ilişkin $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ kestirimlerini belirlemek için HRO-OFDM sisteminin koşullu MAP kestirimcisi tüm olası (m, n) çiftleri için $\bar{x}_{k,R}^{(m,n)}$ ve $\bar{x}_{k,I}^{(m,n)}$ kestirimlerini elde etmektedir. Ardından, $\bar{x}_{k,R}^{(m,n)}$ ve $\bar{x}_{k,I}^{(m,n)}$ 'nin koşulsuz (gerçek) kestirimleri ise,

$$(\hat{m}, \hat{n}) = \arg \min_{m,n} M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}^{(m,n)}, \bar{x}_{k,I}^{(m,n)}),$$

$$\hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}} = \bar{x}_{k,R}^{(\hat{m}, \hat{n})}, \quad \hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}} = \bar{x}_{k,I}^{(\hat{m}, \hat{n})} \quad (19)$$

aracılığıyla hesaplanmaktadır. Diğer bir deyişle, $\bar{x}_{k,R}$ $\bar{x}_{k,I}$ kestirimlerinin tüm olası $(m, n) \in \{(1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4)\}$ çiftleri (aktif LED durumları) için hesaplanmasının ardından HRO-OFDM sisteminin koşullu MAP kestirimcisi (15)'te verilen MAP metriğini bu dört senaryo için de hesaplayarak en düşük metriği veren LED çifti, (\hat{m}, \hat{n}) ve ilişkin kestirimlere $(\hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}}, \hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}})$ karar vermektedir. Ardından gerçel-sanal (\Re/\Im) birleştiricisi, karmaşık x_k işaretinin kestirimini aşağıdaki şekilde elde edecektir.

$$\hat{x}_{k,R} = \begin{cases} \hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } m = 1 \\ -\hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } m = 2 \end{cases} \quad (20)$$

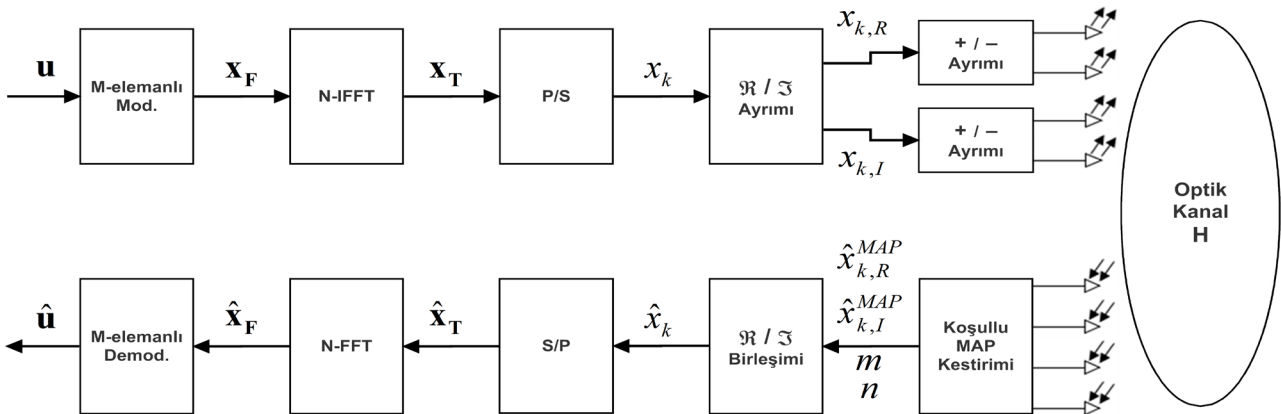
$$\hat{x}_{k,I} = \begin{cases} \hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } n = 3 \\ -\hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } n = 4 \end{cases}$$

Burada x_k işaretlerinin kestirimi $\hat{x}_k = \hat{x}_{k,R} + j\hat{x}_{k,I}$ şeklinde hesaplanmaktadır. Şekil 2'den görüldüğü üzere OFDM işaretinin kestirilmesinin ardından tipik OFDM demodülasyon adımları uygulanarak (N -FFT dönüşümü ve M -QAM demodülasyonu) bilgi bitleri vektörü \mathbf{u} 'nun bir kestirimi olan $\hat{\mathbf{u}}$ elde edilmektedir.

4. Bilgisayar Benzetimleri

HRO-OFDM sisteminin bit hata olasılığı (bit error rate, BER) başarımı Tablo 2'de isimleri, bant verimlilikleri ve bilgisayar benzetimlerinde kullanılan ortalama ışık yoğunluğu (I) değerleri verilen referans sistemlerle karşılaştırılmıştır.

[9]'da önerilen NDC-OFDM sistemi 2×2 'lik bir MIMO-VLC kanalda çalışmaktadır. OSM-OFDM-ACO ve OSM-OFDM-DCO sistemleri ise [8]'de önerilen optik uzaysal modülasyon (optical spatial modulation, OSM) ile [12]'de ele alınan optik

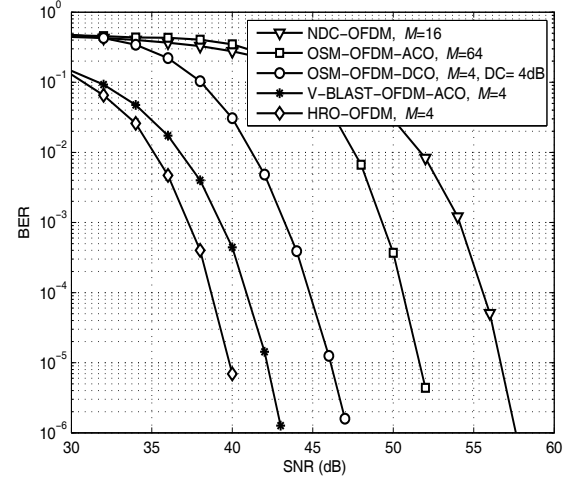


Şekil 2: HRO-OFDM Blok Şeması

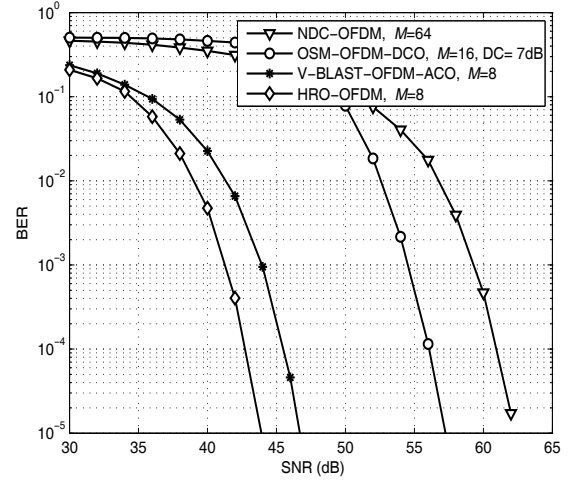
OFDM tekniklerini birlikte kullanmaktadır. OSM-OFDM-DCO sistemi için $\sigma_x^2 = 1/n_T$, zaman bölgesi OFDM işaretinin her bir LED için varyansı olup B_{DC} ise [12]'deki gibi tanımlanan ve kırpma gürültüsünden kaynaklanan hata katını engellemek için kullanılan DC gerilim değeridir. $Q(\cdot)$ ise standart Gauss dağılımının kuyruk olasılık fonksiyonudur. V-BLAST-ACO sistemi ise [18]'de önerilen optik V-BLAST tekniği ile [12]'de ele alınan optik OFDM tekniklerini birlikte kullanmaktadır. Referans alınan bu sistemlerde literatürde olduğu gibi ZF kestirimcisi kullanılmıştır [9]. Şekil 3-6'da HRO-OFDM sisteminin, Şekil 1'de belirtilen gerçekçi kanal modelleri, Tablo 1'deki kanal parametreleri ve C.'de belirtilen MAP kestirimcisi kullanılarak BER başarımları değişik d_{RX} değerleri için elde edilmiştir. BER hesabında gerekli olan MAP kestirim değerleri, (19) ve (20) ilişkilerinden hesaplanmıştır. Şekil 3'te 2 bit/s/Hz iletim ve Kurulum A, $d_{RX}=0.1m$ (alıcılar merkezde) için, Tablo 2'deki, 4×4 HRO-OFDM sistemi, 4×4 OSM-OFDM-ACO, 4×4 OSM-OFDM-DCO, 4×4 V-BLAST-ACO ve 2×2 NDC-OFDM sistemlerinin BER başarımları verilmiştir. Buna göre, 16-QAM modülasyonu kullanan HRO-OFDM tekniği diğer MIMO iletim tekniklerinin tümünden daha yüksek BER başarımları elde etmiştir. Şekil 4'te ise benzetim sonuçları 3 bit/s/Hz için verilmiştir. Şekil 5'te Tablo 1'deki Kurulum B, $d_{RX}=0.8m$ (alıcılar köşede) parametreleri kullanılarak, Tablo 2'deki MIMO sistemlerin 2 bit/s/Hz için BER başarımları verilmiştir. Şekil 6'da ise aynı kurulum ve MIMO sistemlerin 3 bit/s/Hz için BER başarımları verilmiştir. 2 bit/s/Hz için Şekil 3 ve 5'ten görüldüğü üzere alıcıların köşelerde olduğu durumda önerilen sistem, örneğin 10^{-4} BER seviyesinde yaklaşık olarak 20 dB daha yüksek BER başarımına ulaşmaktadır. Bunun temel sebebi, alıcıların merkezde olduğu Kurulum A'da oluşan kanal matrisi H 'nin elemanlarının birbirine çok yakın değerlerde oluşunun koşullu MAP kestirimcisinin kararlarını olumsuz etkilemesidir. Diğer taraftan, Kurulum B için kanal matrisine bakılacak olursa değerlerin birbirlerinden farklı oluşunun koşullu MAP kestirimcisinin daha sağlıklı kararlar vermesini sağladığı görülmektedir. Kestirim başarımını etkileyen bir diğer sebep ise, H 'nin köşegen elemanları olan doğrudan LOS bileşenleri h_{11} , h_{22} , h_{33} ve h_{44} 'ün değerlerinin alıcıların köşede olduğu durum için büyük olmasıyla birlikte çapraz gerilerinin daha küçük olması sayesinde daha az LOS de kaynaklar-arası girişim etkisinin oluşmasıdır. Tüm bu etkiler 3 bit/s/Hz için elde edilen Şekil 4 ve 6'da da geçerlidir.

Tablo 2: MIMO Optik OFDM Sistemlerinin Karşılaştırılması

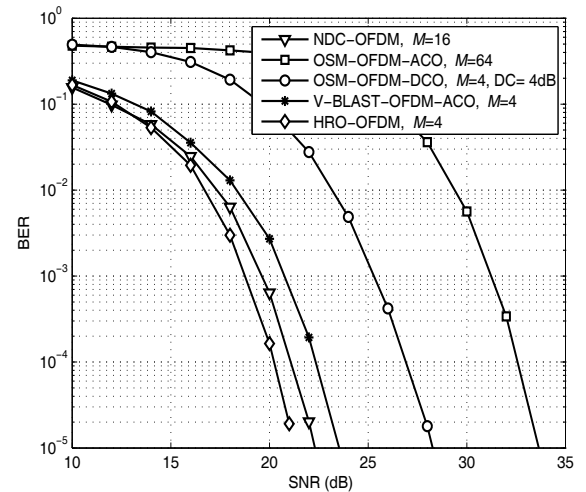
Sistem	$n_R \times n_T$ MIMO	η [bit/s/Hz]	I [W]
HRO-OFDM [11]	4×4	$\log_2 M$	$1/(2\sqrt{\pi})$
NDC-OFDM [9]	2×2	$(1/2) \log_2(M)$	$1/\sqrt{2\pi}$
OSM-OFDM-ACO [8], [12]	4×4	$(1/4) \log_2(Mn_T)$	$1/(4\sqrt{\pi})$
OSM-OFDM-DCO [8], [12]	4×4	$(1/2) \log_2(Mn_T)$	$\frac{\sigma_x^2}{2\pi} \exp(-B_{DC}^2/(2\sigma_x^2)) + B_{DC}(1 - Q(B_{DC}/\sigma_x))$
V-BLAST-ACO [12], [18]	4×4	$\log_2 M$	$1/(2\sqrt{\pi})$



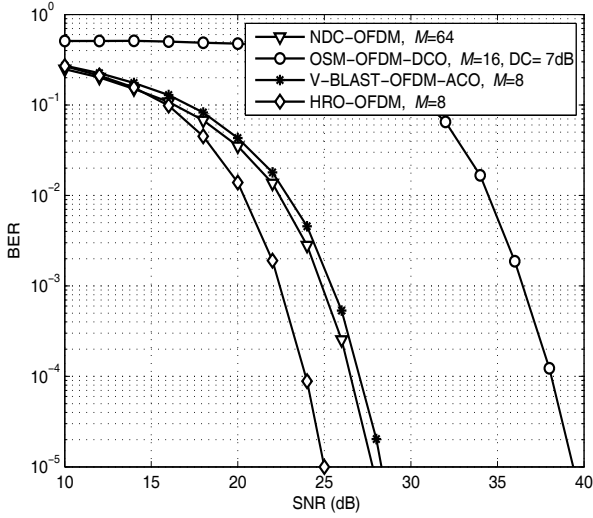
Şekil 3: Kurulum A İçin Tablo 2'deki Sistemlerin BER Başarımları (2 bit/s/Hz)



Şekil 4: Kurulum A İçin Tablo 2'deki Sistemlerin BER Başarımları (3 bit/s/Hz)



Şekil 5: Kurulum B İçin Tablo 2'deki Sistemlerin BER Başarımları (2 bit/s/Hz)



Şekil 6: Kurulum B İçin Tablo 2'deki Sistemlerin BER Başarımları (3bit/s/Hz)

Sonuç olarak, alıcıların merkezde toplandığı durum için Şekil 3 ve 4'te elde edilen eğriler, HRO-OFDM sisteminin literatürdeki diğer optik MIMO sistemlerine olan üstünlüğünü açıkça göstermektedir. Bunun yanı sıra, alıcı diziliminin köşelere konumlandırıldığı Şekil 5 ve 6 incelendiğinde ise HRO-OFDM sisteminin alıcı konumundan bağımsız olarak diğer MIMO sistemlere göre daha yüksek başarımlar elde ettiği görülmektedir. Şekil 3 ve 5 ile Şekil 4 ve 6 ayrı incelendiğinde ise, alıcı yerleşiminin optik OFDM sistemleri üzerindeki etkisi görülebilmektedir. Buna göre, alıcıların merkezde konumlandırıldığı durumda alıcı ile verici arası uzaklık (d), alıcıların köşelere yerleştirildiği duruma göre daha fazla olduğundan kanalın kazancı düşmekte dolayısıyla da BER başarımının düştüğü görülmektedir. Alıcıların masanın köşelerine yerleştirilmesi ile ortalama ilave kanal gecikmesi dağılımı ve kanalın etkin gecikme dağılımı, köşelerden gelen yansımaların artmasıyla artacaktır. Bu iki etki ile kanal katsayılarının benzerliği ilk kurulumda BER başarımında olumsuz etki oluştururken ikinci kurulumda alıcıların köşelere konumlandırılmasıyla alıcı-verici arası mesafenin azaltılması sonucu kanal kazancında artış ve genel olarak BER başarımında iyileşme olduğu görülmektedir.

5. Sonuç

Bu çalışmada, ışık hızının güncel optik kablosuz haberleşme sistemlerinin örnekleme hızından çok büyük oluşu ve ortam değişkenlerinin fazlalığı (ortamdaki malzeme cinsi, mobilyalar, insanlar, hareket eden nesnelere vb.) nedeniyle gerek deneysel gerekse analitik açıdan literatürdeki temel eksiklik olan VLC kanal modelini elde etmek üzere optik tasarım ve benzetim yazılımı Zemax® kullanılarak kapalı alan aydınlatma/aydınlanma modeli üretilmiştir. Üretilen modelde zemin, duvar, tavan ve mevcut mobilya malzeme özellikleri ile yansıtıcı karakteristikleri gerçeğe en yakın şekilde elde edilebilmektedir. Gerçekçi

ortam modeli, ışın-izlem yöntemi kullanılarak kanal parametrelerinin eldesinde kullanılmıştır. Alıcıların tamamen merkezde konumlandırıldığı ve köşelere yerleştirildiği iki farklı 4×4 MIMO kurulum için elde edilen kanal katsayıları, literatüre yüksek hızlı optik OFDM (HRO-OFDM) iletimi olarak önerilen yöntem uygulanarak sistemin BER başarımı incelenmiştir. Başarım analizinde, alıcıların merkezde toplanmış ve köşelerde olduğu iki farklı durum için alıcı-verici etkileşimlerine ek olarak toplamsal beyaz Gauss gürültüsü de sisteme eklenmiş ve BER eğrileri elde edilmiştir. Bu eğrilerden, HRO-OFDM sisteminin diğer MIMO-VLC yapılarına olan başarımların üstünlüğüyle beraber kanal parametrelerinde meydana gelen değişimlerin HRO-OFDM sistem başarımına olan etkileri vurgulanmıştır. Buna göre, alıcıların merkezde olduğu durum için elde edilen BER başarımının, kanal parametreleri arasında artan benzeşmeyle beraber MAP kestirimcisinin olumsuz etkilemesi sonucu, alıcıların köşelerde olduğu durumdan daha düşük olduğu açıkça görülmektedir. Böylece, kapalı alan VLC kanal modellerinin sistem başarımına olan etkilerinin, gerçekçi MIMO-VLC yapılarının tasarımında dikkate alınmasının gerekliliği anlaşılmaktadır.

6. Kaynakça

- [1] C. Shannon, "Communication in the presence of noise," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 2, pp. 447-457, Feb 1998.
- [2] T. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. Wong, J. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" *Access, IEEE*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [3] H. Burchardt, N. Serafimovski, D. Tsonev, S. Videv, and H. Haas, "VLC: Beyond point-to-point communication," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 7, pp. 98-105, July 2014.
- [4] J. Kahn and J. Barry, "Wireless infrared communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265-298, Feb 1997.
- [5] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 49, no. 9, pp. 56-62, September 2011.
- [6] A. Yesilkaya, H. F. Alsan, F. Miramirkhani, E. Panayirci, H. Senol, and M. Uysal, "Modeling of visible light channels and performance analysis of ACO-OFDM," in *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2015 23th, May 2015, pp. 2102-2105.
- [7] J. Armstrong and A. Lowery, "Power efficient optical ofdm," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 6, pp. 370-372, March 2006.
- [8] R. Mesleh, H. Elgala, and H. Haas, "Optical spatial modulation," *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, vol. 3, no. 3, pp. 234-244, March 2011.
- [9] Y. Li, D. Tsonev, and H. Haas, "Non-dc-biased ofdm with optical spatial modulation," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, Sept 2013, pp. 486-490.

- [10] D. Tsonev, S. Sinanovic, and H. Haas, "Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless," in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2012 IEEE 75th, May 2012, pp. 1-5.
- [11] E. Basar, E. Panayirci, M. Uysal, and H. Haas, "High-rate optical OFDM for MIMO visible light communications systems," *IEEE Wireless Communications Letters*, (under review) 2015.
- [12] S. Dissanayake and J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 31, no. 7, pp. 1063-1072, April 2013.
- [13] F. Miramirkhani, M. Uysal, and E. Panayirci, "Novel channel models for visible light communications," pp. 93 870Q-93 870Q-13, 2015.
- [14] "CREE LEDs, [Online]," <http://www.cree.com>, accessed: 13-07-2015. [15] "OSRAM LEDs, [Online]," <http://www.osram-os.com>, accessed: 13-07-2015.
- [16] "Zemax 13 Release 2, Radiant Zemax LLC [Online]," <http://www.zemax.com>, accessed: 13-07-2015.
- [17] E. Sarbazi, M. Uysal, M. Abdallah, and K. Qaraqe, "Indoor channel modelling and characterization for visible light communications," in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on*, July 2014, pp. 1-4.
- [18] L. Zeng, D. O'brien, H. Minh, G. Faulkner, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, and E. T. Won, "High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white led lighting," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 27, no. 9, pp. 1654-1662, December 2009.



Anıl Yeşilkaya

Lisans derecesini 2014 yılında Kadir Has Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden optik kablosuz haberleşme alanında yapmıştır. Bölüm birincisi olan Yeşilkaya Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi üçüncüsü olarak mezun olmuştur. Halen Kadir Has Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde görünür ışıkla haberleşme (VLC) sistemleri üzerine Prof. Dr. Erdal Panayırıcı danışmanlığında yüksek lisans çalışmalarını sürdürmektedir. İlgilendiği alanlar arasında optik OFDM sistemleri ve deneysel uygulamaları yer almaktadır.



Farshad Miramirkhani

Lisans ve yüksek lisans derecelerini sırasıyla; 2011 ve 2014 yıllarında İran İsfahan Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği'nden almıştır. 2014 yılından beri Özyeğin Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde doktora yapmaktadır. Görünür Işıklı Haberleşme (VLC) için kanal modellemesi alanında CT&T laboratuvarlarında Prof. Dr. Murat Uysal danışmanlığında çalışmaktadır.



Hüseyin Fuat Alsan

Lisans derecesini 2014 yılında Kadir Has Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden almıştır. 2013-2015 yılları arasında yüksek lisans asistanlığı yapmış ve optik kablosuz haberleşme sistemleri üzerine çalışmıştır.



Dr. Ertuğrul Başar

Lisans derecesini 2007 yılında İstanbul Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden, yüksek lisans ve doktora derecelerini ise sırasıyla; 2009 ve 2013 yıllarında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü (İTÜ EHMB)'den almıştır. 2009-2014 yılları arasında araştırma görevlisi olarak görev aldığı İTÜ EHMB'de 2014 yılından itibaren ise yardımcı doçent doktor olarak yer almaktadır. Dr. Başar, 2011-2012 akademik yılını, ABD'de bulunan Princeton Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği bünyesinde araştırmacı olarak geçirmiştir. 2012 EMO yılın en iyi makalesi ödülü de dahil olmak üzere bir çok ödülün sahibi olan Dr. Başar'ın ilgi alanları telsiz iletişim sistemleri, çok-girişli çok-çıkışlı sistemler, uzay-zaman kodlama, dik frekans bölmeli çoğullama ve görünür ışıkla haberleşmedir.



Prof Dr. Erdal Panayırıcı

Elektrik Yüksek Mühendisliği diplomasını İstanbul Teknik Üniversitesi'nden (İTÜ) ve Doktora derecesini de Amerika Birleşik Devletleri, Michigan State Üniversitesi'nden almıştır. Daha sonra 1999 yılına kadar İTÜ görev yapmış ve halen Kadir Has Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanlığı görevini sürdürmektedir.

Prof. Panayırıcı 1979-1981 yıllar arasında Fulbrigh Fellow ve NATO Senior Scientist Fellow Bursları ile iki yıl Michigan State Üniversitesi , Bilgisayar Bilimleri Bölümü'nde, 1989-1991 yılları arasında New Jersey Institute of Techology ve 1998-2000 yılları arasında da Texas A&M Üniversitesi'nde konuk profesör olarak kendi uzmanlık konusu ile ilgili araştırmalar yapmış ve dersler vermiştir. 2009-2009 arasında bir yıl Princeton Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Konuk Fellow Araştırmacı olarak bilimsel araştırmalar yapmıştır.

Prof. Panayırıcı; iletişim kuramı ve sistemleri, kablosuz mobil ve optik iletişim sistemleri, bilgi kuramı ve Kodlama, ileri sinyal işleme ve iletişim sistemlerine uygulanması konularında uzmanlaşmış ve uluslararası alanda kendisini tanıtmıştır. Bu konularda Boston, Kluwer Academic Publishers tarafından 2000 yılında basılmış ortak yazarlı Principles of Integrated Maritime Surveillance Systems adlı bir kitabı bulunmaktadır. Bunun yanında kendisinin uluslararası bilimsel dergilerde yayınlanmış 90'ın üzerinde makalesi, uluslararası konferans ve sempozyumlarda sunulmuş 100'ün üzerinde bildirisi vardır. Ayrıca gerek uluslararası ve gerekse ulusal birçok araştırma projelerini yürütmüş, uzun yıllar TÜ-BİTAK Marmara Araştırma Enstitüsüne Yarı Zamanlı Araştırmacı olarak, Alcatel-Teletaş, ve Netaş gibi Türkiye'nin önde gelen Telekomünikasyon firmalarının AR-GE Bölümleri'nde Danışman olarak görev yapmıştır. 2002 yılında yine telekomünikasyon dalında uluslararası düzeyde yapmış olduğu üstün çalışmalardan dolayı IEEE Fellow mertebesine yükseltilmiştir.



Murat Uysal

Lisans derecesini 1995 yılında ve yüksek lisans derecesini 1998 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde tamamladı. Doktora derecesini 2001 yılında Texas A&M Üniversitesi (College Station, ABD) Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden aldı. 2002 yılında Kanada'daki Waterloo Üniversitesi Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'ne Yardımcı Doçent olarak katıldı, 2007 yılında Doçentliğe terfi etti. Dr. Uysal, halen Özyeğin Üniversitesi Mühendislik Fakültesi'nde Profesör olarak çalışmakta ve Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanı görevini yürütmektedir. Dr. Uysal'ın araştırma konuları kablosuz haberleşme sistemlerinin tasarımı ve analizi ağırlık taşıyan üzere haberleşme kuramı ve sinyal işleme alanlarındadır. Dr. Uysal, IEEE Kıdemli (Senior) üyesidir. Halen IEEE Transactions on Communications, IEEE Transactions on Wireless Communications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Wiley Wireless Communications and Mobile Computing (WCMC) Journal, ve Wiley Transactions on Emerging Telecommunications dergilerinde editör olarak hizmet vermektedir. Dr. Uysal, aralarında Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA) Üstün Başarılı Genç Bilim İnsanı Ödülü, Kanada Doğa Bilimleri ve Mühendislik Araştırma Kurumu (NSERC) Discovery Accelerator Teşvik Ödülü, Waterloo Üniversitesi Araştırma Mükemmeliyet Ödülü ve Özyeğin Üniversitesi En İyi Araştırmacı Ödülü'nün de aralarında bulunduğu çeşitli ödüllere sahiptir.

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
EMO BİLİMSEL HAKEMLİ DERGİ YAZIM KURALLARI YÖNERGESİ

“EMO Bilimsel Hakemli Dergi”, özgün bilimsel araştırmalar ile ilginç uygulama çalışmalarına yer veren ve bu niteliği ile hem araştırmacılara hem de uygulamadaki mühendislere seslenmeyi amaçlayan hakemli bir dergidir. İlgili alanı Elektrik Mühendisleri Odası’na kayıtlı tüm mühendislik disiplinleridir. Yayın dili Türkçe olup, dergide yayınlanacak makaleler ve kısa bildirimler ile ilgili yazım kuralları aşağıda verilmektedir.

Makalelerin basıma hazır tam metni, pdf dosyası olarak <http://edergiportal.emomerkez.net/sayilar> adresindeki derginin **Makale Yönetim Sistemi** üzerinden iletilmelidir. Makale dosyaları, ilk yazarın soyadına göre adlandırılmalı, aynı yazara ilişkin birden fazla bildiri iletilmesi durumunda verilen ada ek olarak numaralandırma da yapılmalıdır.

Bilgisayar ortamında iletilmeyen makalelerin hakemlere gönderilmesi ve değerlendirilmesi olanağı bulunmamaktadır.

Makale yazım kuralları:

- Makale sayfaları, A4 (210 mm x 297 mm) kağıt boyutunda hazırlanmalıdır.
- Sayfa kenar boşlukları:
İlk sayfa için
üst = 3 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sađ = 2 cm
diğer sayfalar için
üst = 2,5 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sađ = 2 cm.
- Makale herbiri 80 mm genişliğinde iki sütun halinde yazılmalıdır. Sütunlar arasında 10 mm aralık bırakılmalıdır.
- Makale, Times New Roman yazı tipi ile tek satır aralıklı, iki yana dayalı hizalı olarak yazılmalıdır.
- Makale başlığında, bildiri adı, yazar adları, yazarların çalıştıkları kurumların adları ve e-posta adresleri yer almalıdır.
- Başlıktan sonra dört satır boşluk bırakılarak yazılacak Türkçe özet ve İngilizce özet (abstract) kısımları en az 100, en çok 150 kelimeden oluşmalıdır.
- Bölüm başlıkları, numaralandırılmalı, yalnızca baş harfleri büyük harflerle yazılmalı ve sütuna ortalanmalıdır.
- **Makalede kullanılacak yazı tipi boyut ve biçimleri:**

Başlık	14 Kalın Yalnızca baş harfleri büyük
Yazar adları	12 <i>İtalik</i>
Kurum adları	12
Özetler	9 <i>İtalik</i>
Alt ve üst simgeler	7
Başlıklar	11 Kalın
Metin	9

- Makale değerlendirme sonuçları, sisteme yüklendikten en geç 2 ay sonra e-posta ile yazarlara bildirilecektir. Aksi belirtilmedikçe yazışmalarda birinci yazarın adresi kullanılacaktır.

Tüm yazışmalar ve ilişkiler <http://bilimseldergi.emo.org.tr> web sayfasında açılacak olan alanda elektronik ortamda yapılacaktır.

Bu yazım kuralları, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası Yönetim Kurulu ile EMO Bilimsel Hakemli Dergi’nin yayın kurulunca yürütülür.

