



**BANDIRMA
ONYEDİ EYLÜL
ÜNİVERSİTESİ**

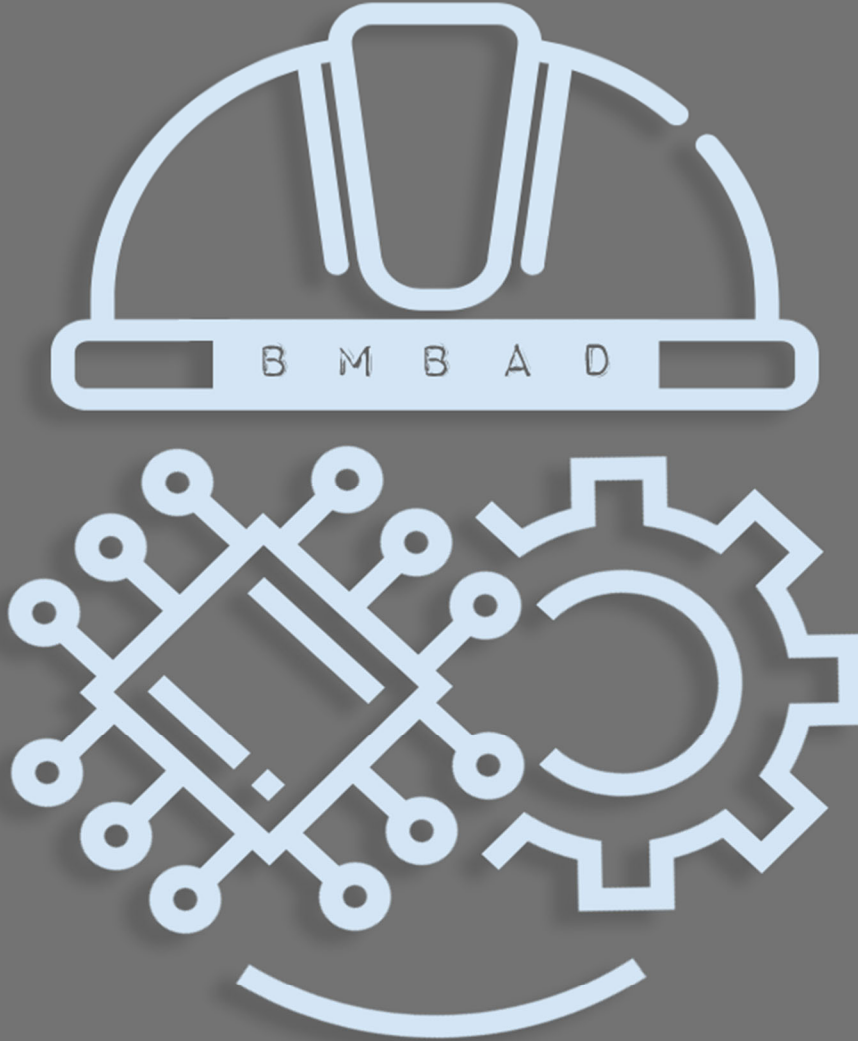
**BMBAD
BJESR**

Mühendislik Bilimleri ve Araştırmaları Dergisi
Journal of Engineering Sciences and Researches

Cilt/Volume : 6

Sayı/Issue : 2

Yıl/Year : 2024





BMBAD
BJESR

Mühendislik Bilimleri ve Araştırmaları Dergisi
Journal of Engineering Sciences and Researches



Müh.Bil.ve Araş.Dergisi

Cilt/Vol. 6

Sayı/Issue 2

2024

ISSN: 2687-4415

Sahibi/Owner

Prof. Dr. İsmail BOZ *Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi Rektörü*

Baş Editor /Editor in Chief

Prof. Dr. Muhammet Nuri SEYMAN *Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*

Yardımcı Editörler/Associate Editors

Doç. Dr. Bülent BÜYÜK *Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*

Alan Editörleri/Field Editors

Doç. Dr. Adem DALCALI (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Doç. Dr. Serhat Berat EFE (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Doç. Dr. Abdullah YEŞİL (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Doç. Dr. İlyas ÖZER (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Dr. Öğr. Üyesi Kadir İLERİ (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Mizanpaj Editörü

Arş. Gör. F. Kebire BARDAK (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Dil Editörü

Arş. Gör. Muhammed Şamil BALCI (*Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi*)

Yayın veya Danışma Kurulu/Advisory Board

- Prof. Dr. Feyzullah TEMURTAŞ, ftemurtas@bandirma.edu.tr, Bandırma Onyedli Eylül Üniversitesi
- Prof. Dr. İbrahim DEVELİ, develi@erciyes.edu.tr, Erciyes Üniversitesi
- Prof. Dr. Sabir RÜSTEMLİ, srustemli@beu.edu.tr, Bitlis Eren Üniversitesi
- Prof. Dr. Gökçe NUR YILMAZ, gokce.yilmaz@tedu.edu.tr, TED Üniversitesi
- Prof. Dr. Fırat KAÇAR, fkacar@iuc.edu.tr, İstanbul Üniversitesi
- Prof. Dr. Ziyodulla YUSUPOV, ziyadullayusupov@karabuk.edu.tr, Karabük Üniversitesi
- Prof. Dr. Selim ÖNCÜ, soncu@karabuk.edu.tr, Karabük Üniversitesi
- Prof. Dr. Yunus BABACAN, ybabacan@erzincan.edu.tr, Erzincan Binali Yıldırım Üniversitesi
- Doç. Dr. Halit ÖZTEKİN, halitoztekin@subu.edu.tr, Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi
- Doç. Dr. Emre ÇELİK, emrecelik@duzce.edu.tr, Düzce Üniversitesi
- Doç. Dr. Şekip Esat HAYBER, sehayber@uludag.edu.tr, Bursa Uludağ Üniversitesi
- Doç. Dr. Ali DURMUŞ, alidurmus@kayseri.edu.tr, Kayseri Üniversitesi
- Doç. Dr. Ali Can KARACA, ackaraca@yildiz.edu.tr, Yıldız Teknik Üniversitesi
- Doç. Dr. Emrah DOKUR, emrah.dokur@bilecik.edu.tr, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi
- Dr. Öğr. Üyesi Yalçın IŞIK, isiky@selcuk.edu.tr, Selçuk Üniversitesi
- Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI, ekyaylaci@karabuk.edu.tr, Karabük Üniversitesi
- Dr. Öğr. Üyesi Akif KARAFİL, akif.karafil@yaloa.edu.tr, Yaloa Üniversitesi
- Dr. Öğr. Üyesi Mahmut ÜNVER, munver@kku.edu.tr, Kırıkkale Üniversitesi
- Dr. Öğr. Üyesi Yusuf ÇİLLİYÜZ, yusuf.cilliyuz@bilecik.edu.tr, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi
- Dr. Öğr. Üyesi Cem HAYDAROGLU, cem.haydaroglu@dicle.edu.tr, Dicle Üniversitesi

Yazışma Adresi/ Correspondence Address

Bandırma Onyedli Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, 10200 Bandırma/ Balıkesir, Türkiye

<https://dergipark.org.tr/tr/pub/bjesr>

bjesr@bandirma.edu.tr

Tel: 0266 717 0117 (3512)

İÇİNDEKİLER/CONTENTS

(Araştırma Makalesi/Research Article)

Güç Sistemi Kararlı Kılıcısı Parametrelerinin Uygunluk Mesafe Dengesi Tabanlı Parçacık Sürü Optimizasyonu Kullanılarak Belirlenmesi

Determination of Power System Stabilizer Parameters Using Fitness Distance Balance Based Particle Swarm Optimization **143-152**

Enes KAYMAZ, Uğur GÜVENÇ, M. Kenan DÖŞOĞLU

(Araştırma Makalesi/Research Article)

A User - Friendly Signal-Processing App for Harmonics

Harmonikler İçin Kullanıcı Dostu Bir Sinyal İşleme Uygulaması **153-164**

Sıtkı AKKAYA

(Araştırma Makalesi/Research Article)

Hindistan'daki Turistik Şehirlerin İklim Değişkenlerinin Tahminine Yönelik Hibrit ConvGRU Modeli

Hybrid ConvGRU Model for Prediction of Climate Variables of Touristic Cities in India **165-176**

Anıl UTKU

(Araştırma Makalesi/Research Article)

A Novel SLM Scheme for Peak-To-Average Power Ratio Reduction In WOLA-OFDM System

WOLA-OFDM Sisteminde Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranının Düşürülmesi İçin Yeni Bir SLM Şeması **177-187**

Şakir ŞİMŞİR, Necmi TAŞPINAR

(Araştırma Makalesi/Research Article)

Optimizing Distribution Network Reconfiguration for Power Loss and Fault Current Management

Güç Kaybı ve Arıza Akımı Yönetimi için Dağıtım Şebekesi Yeniden Yapılandırmasının Optimize Edilmesi

188-197

Fırat AKIN, Murat ÇIKAN, Oktay ARIKAN, Bedri KEKEZOĞLU

(Araştırma Makalesi/Research Article)

Potential of Commercial Titanium in Electromagnetic Shielding for 5G Frequency Domain

5G Frekans Bölgesi için Ticari Titanyumun Elektromanyetik Ekranlama Potansiyeli

198-207

Uğur SORGUCU

Sabit ve Güneş Takipli Fotovoltaik Sistemlerin Karşılaştırmalı Analizi
Performance Analysis of Constant and Solar Tracking Photovoltaic Systems
Abdullah AKTAŞ, Behçet KOCAMAN

208-221

Deep Learning Models for Symbol Detection in UFMC Systems
UFMC Sistemlerinde Sembol Tespiti İçin Derin Öğrenme Modelleri
F. Kebire BARDAK, M. Nuri SEYMAN

222-229

Hedef Takibinde Kestirim Filtre Performanslarının Karşılaştırılması: Bir Durum Çalışması
Comparison of Predictive Filter Performances in Target Tracking: A Case Study
Erol DUYMAZ, Ömer Faruk ÇETİNKAYA

230-235

Televizyonların Arka Işık Sistemlerinde Kullanılan LED Fosfor Teknolojilerinin Güvenirlik ve Renk Doğruluğu Üzerine Etkileri
Effects of LED Phosphor Technologies Used in Television Backlight Systems on Reliability and Color Accuracy
Olca SARIBIYIK, Ramazan AYZ

236-245



Güç Sistemi Kararlı Kılıcısı Parametrelerinin Uygunluk Mesafe Dengesi Tabanlı Parçacık Sürü Optimizasyonu Kullanılarak Belirlenmesi

Determination of Power System Stabilizer Parameters Using Fitness Distance Balance Based Particle Swarm Optimization

¹Enes KAYMAZ , ²Uğur GÜVENÇ , ³M. Kenan DÖŞOĞLU 

^{1,2,3}Düzce Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Düzce, Türkiye

¹eneskaymaz@duzce.edu.tr, ²ugurguenc@duzce.edu.tr,

³kenandosoglu@duzce.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 3 April 2024

Accepted : 21 May 2024

Keywords:

Fitness Distance Balance,
Particle Swarm Optimization,
Power System Stabilizer

ABSTRACT

Operating synchronous generators in power systems at maximum limits in order to meet the requested power causes line failures or various mechanical problems. This situation leads to low-frequency oscillations on the rotor side of the generators. Power system stabilizers are among the controller structures frequently used to dampen oscillations in the system. Determining the optimum parameter values of these controllers is extremely important in terms of effectively damping oscillations and ensuring system stability. In this study, fitness distance balance-based particle swarm optimization was used to determine the optimum parameter values of the power system stabilizer. In order to test the effect of the proposed algorithm on a multi-machine power system, comparisons were made based on the system responses and performance indices obtained for different fault scenarios. Results show that the power system stabilizer parameters obtained by fitness distance balance-based particle swarm optimization provide more effective system stability than those obtained with other algorithms.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 3 Nisan 2024

Kabul : 21 Mayıs 2024

Anahtar Kelimeler:

Uygunluk Mesafe Dengesi,
Parçacık Sürü Optimizasyonu,
Güç Sistemi Kararlı Kılıcısı

ÖZET

Güç sistemlerinde yer alan senkron generatörlerin talep edilen gücün karşılanabilmesi amacıyla maksimum limitlerde çalıştırılması, hat arızaları veya çeşitli mekanik problemlere neden olur. Bu durum, generatörlerin rotor tarafında düşük frekanslı salınımlar meydana gelmesine yol açar. Sistemde oluşan salınımların sönümlenmesi amacıyla sıklıkla kullanılan denetleyici yapılarının başında, güç sistemi kararlı kılıcısı gelmektedir. Bu denetleyicilerin en uygun parametre değerlerinin belirlenmesi, salınımların etkili bir şekilde sönümlenmesi ve sistem kararlılığının sağlanması açısından oldukça önemlidir. Bu çalışmada, güç sistemi kararlı kılıcısı parametrelerinin en uygun değerlerinin belirlenmesi amacıyla uygunluk mesafe dengesi tabanlı parçacık sürü optimizasyonu kullanılmıştır. Önerilen algoritmanın çok makineli bir güç sistemindeki etkisini test edebilmek amacıyla, farklı arıza senaryoları için elde edilen sistem yanıtlarına ve performans indekslerine bağlı olarak karşılaştırmalar yapılmıştır. Sonuçlar, uygunluk mesafesi dengesi dayalı parçacık sürü optimizasyonu ile elde edilen güç sistemi kararlı kılıcısı parametrelerinin, diğer algoritmalarla belirlenen parametrelere göre sistem kararlılığı açısından daha etkili sonuçlar verdiğini göstermektedir.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

ORCID ID: ¹0000-0002-4774-077

²0000-0002-5193-7990

³0000-0001-8804-7070

1. GİRİŞ

Günümüzde, teknolojik gelişmeler ve ekonomik faktörlere bağlı olarak artan güç talebi güç sistemlerinde yer alan senkron generatörlerin maksimum limitlerde çalıştırılmasına yol açar. Bu duruma bağlı olarak sistemde meydana gelen ani yük değişimleri veya hat arızaları gibi problemler elektriksel ve mekanik güç arasında bir dengesizlik oluşur. Bundan dolayı, senkron generatörlerin rotor tarafında düşük frekanslı elektromekanik salınımlar meydana gelir. Düşük frekanslı salınımların sönümlenmesi sistem kararlılığı açısından son derece önemli olup, bu amaçla Güç Sistemi Kararlı Kılıcısı (Power System Stabilizer, PSS) kullanılır. Güç sistemlerinde, PSS'lerin kullanım amacı makine hızı, terminal frekansı veya güç gibi ilave bir yardımcı sinyal ile uyarımı kontrol ederek generatörlerin rotor salınımlarına sönüm eklemektir [1-3]. PSS ile ilgili olarak yapılan ilk çalışmalarda daha çok sabit parametreler kullanılmıştır. İlk olarak, De Mello ve Concordia [4] tarafından, PSS'nin temel yapısı sunulmuş, ardından, [5,6]'da Larsen ve Swann tarafından çeşitli sinyallerle PSS'nin uygulama ve ayarlama yöntemleri ayrıntılı bir şekilde tartışılmıştır. [7]'de Gibberd tarafından, farklı çalışma koşulları için sabit kazançlı PSS'nin ayarlanması hakkında bir çalışma sunulmuştur. Daha sonra, yerel ve alanlar arası salınım modlarında geçici kararlılığı artırmak için geleneksel PSS'lerin parametrelerinin belirlenmesine ilişkin ayrıntılı analitik çalışmalar Kundur ve diğerleri [8] tarafından tartışılmıştır. Güç sistemlerinin dinamik ve doğrusal olmayan bir yapıya sahip olması nedeniyle geleneksel PSS'ler ilerleyen yıllarda salınımların sönümlenmesinde en uygun performansı sağlama konusunda yetersiz kalmıştır. Bir güç sisteminin çalışma koşullarında beklenmeyen bir arıza olması durumunda, PSS'nin etkili bir performans sağlaması zorunludur ve performansı iyileştirebilmek amacıyla PSS parametrelerinin en uygun değerlerinin belirlenmesi önemlidir [7,8]. Bunun yanı sıra, en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesi, sistemin kısa süre içerisinde kararlı hale gelmesi ve sistemde oluşan salınımların hızlı bir şekilde sönümlenmesi açısından çok önemli bir yere sahiptir. Son yıllarda, geleneksel yöntemlerin çok makineli güç sistemlerinde özellikle hesaplama zamanı açısından sundukları dezavantajlara istinaden araştırmacılar arasında Meta-Sezgisel Arama (MSA) algoritmalarının kullanımı yaygınlaşmıştır. MSA algoritmaları canlıların doğadaki davranışlarından veya fiziksel yasalardan ilham alır ve sürü tabanlı veya evrimsel tabanlı olarak sınıflandırılabilir [9].

MSA algoritmaları güç sistemlerinde çok sayıda farklı alana uygulandığı gibi PSS'lerin kontrol parametrelerinin optimizasyonunda da kullanılır. Bu sayede, en uygun PSS parametreleri belirlenerek sistemde herhangi bir arıza durumunda meydana gelen düşük frekanslı salınımlar sönümlenir. Örneğin, [10,11]'de Genetik Algoritma (GA) kullanılarak çok makineli bir güç sisteminde PSS parametrelerinin en uygun değerleri belirlenmiştir. Ancak GA'nın özellikle arama uzayı büyük olduğunda yerel optimum noktaya takılma konusunda olumsuz bir özelliği olup, en uygun çözüme ulaşma süresi uzundur. [12]'de elektromekanik salınımların sönümlenmesini sağlamak amacıyla PSS parametrelerinin Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile belirlenmesi üzerine bir çalışma sunulmuştur. Ancak PSO'nun performansı önemli ölçüde kendi parametrelerine bağlıdır ve genellikle yakınsama sorunları vardır. [13]'te farklı yüklenme koşulları altında tek makineli sonsuz baralı ve çok makineli test sistemlerinde sistem kararlılığını artırmak için Bakteriyel Arama Algoritması (Bacterial Foraging, BF) ile PSS parametrelerinin optimizasyonu sunulmuştur. Bununla birlikte, algoritmanın rastgele bir aramaya bağımlı olması, global çözümün elde edilmesinde gecikmelere neden olmuştur. [14]'te, Bal Arısı Çiftleşme Optimizasyonu (Honey Bee Mating Optimization, HBMO), sönümün maksimum olduğu amaç fonksiyonu kullanılarak 10-makineli 39-baralı ve 16-makineli 68-baralı değiştirilmiş test sistemleri için PSS tasarımına uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, Mutlak Hata İntegrali (The Integral of the Absolute magnitude of the Error, IAE), Kare Hata İntegrali (The Integral of Square of the Error, ISE), Mutlak Hatanın Zamanla çarpımının İntegrali (The Integral of Time multiplied by Absolute Error, ITAE), Zamanın Karesinin Hatası İntegrali (The Integral of Time multiplied by the Squared Error, ITSE) performans indeksleri kullanılarak test edilmiştir. [15]'te, 3-makineli 9 baralı güç sisteminin en uygun PSS tasarımı için Guguk Kuşu Arama Algoritması (Cuckoo Search, CS) önerilmiştir. Önerilen yöntem, sönüm özelliklerinin yanı sıra IAE ve ITAE performans indeksleri açısından GA'ya kıyasla daha etkili sonuçlar vermiştir. [16]'da, özdeğer ve zaman tanım bölgesi tabanlı amaç fonksiyonunu kullanılarak tek makineli sonsuz baralı ve 3 makineli-9 baralı güç sistemi için Sinüs-Kosinüs Algoritması (Sine-Cos Algorithm, SCA) yardımıyla en uygun PSS tasarımı sunulmuştur. [17]'de, WSCC 3 makineli-9 baralı test sistemi, 2 alanlı 4 makineli enterkonnekte sistem ve 10-makineli 39-baralı New England test sisteminde Geliştirilmiş Balina Optimizasyon Algoritması (Improved Whale Optimization Algorithm, IWOA) kullanılarak düşük frekanslı salınımların sönümü PSS parametrelerinin optimizasyonu ile gerçekleştirilmiştir. [18]'de, düşük frekanslı salınımların sönümlenmesinde 2 alanlı ve 4 makineli test sisteminin PSS parametrelerini ayarlamak için Değiştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu (Amended Grey Wolf Optimization AGWO) algoritmasının farklı hibrit varyantları önerilmiştir. Literatürde yer alan çalışmalarda da görüldüğü gibi PSS parametrelerinin en uygun değerlerinin belirlenmesi için çok sayıda farklı MSA algoritması kullanılmıştır. Ancak her geçen gün yeni MSA algoritmaları geliştirilmeye devam etmekte ve bu algoritmalarından bir kısmı güç sistemleri problemlerinde beklenen etkiyi sağlayamamaktadır. Ayrıca herhangi bir algoritmanın başarısı problemin türüne göre farklılıklar gösterebilmektedir. MSA algoritmalarının, çözümlerin keşif ve sömürü görevleri arasında uygun bir denge sağlandığında daha iyi performans sağladığı ve global optimuma yakınsama sağlayabileceği çok sayıda araştırmacı tarafından kabul edilmektedir [19, 20]. MSA algoritmalarında keşif ve sömürü görevlerinden oluşan arama işleminin başarısı arama operatörlerinin yanı sıra seçim yöntemi ile belirlenen çözüm adaylarının arama uzayındaki referans konumuna da bağlıdır [21]. MSA algoritmalarında, arama sürecine rehberlik eden referans konumlarının verimli seçimi için

sağlam ve etkili seçim yöntemlerinin başında Uygunluk Mesafe Dengesi (Fitness-Distance Balance, FDB) gelmektedir [22]. FDB yönteminde seçim süreci için her adayın puanı hesaplanır ve bu puanın hesaplanmasında adayların uygunluk ve mesafe değerleri kullanılır. Uygunluk değeri çözüm adaylarının başarısını, mesafe değeri ise en iyi çözüm adayları arasındaki farkı göstermektedir. Arama sürecinin başarılı olmasının koşulu adayın hem uygunluk değerinin hem de mesafe değerinin yüksek olmasıdır [22].

Bu çalışmanın amacı, güç sistemlerinde meydana gelen arıza durumlarında oluşan düşük frekanslı salınımların sönümlenmesi ve sistemde kararlılığın sağlanması amacıyla kullanılan PSS'lerin en uygun parametre değerlerini FDBPSO algoritması kullanarak belirlemektir. PSO uzun yıllardır çok sayıda optimizasyon problemi için tercih edilen bir çözüm yöntemi olmasına karşın, bu çalışmada önerilen problemin çözümü için yerel çözüm tuzaklarına yakalanmıştır. Bu nedenle, algoritmanın en uygun çözüme yakınsayabilmesi amacıyla klasik PSO yöntemi FDB tabanlı seçim yöntemi kullanılarak geliştirilmiştir. Çalışmada FDBPSO, belirlenen amaç fonksiyonu için farklı arıza senaryolarında WSCC 3-makinelili 9-baralı güç sistemi kullanılarak çeşitli simülasyonlar ve performans indekslerine bağlı olarak Yapay Arı Kolonisi (Artificial Bee Colony, ABC) ve PSO yöntemleriyle karşılaştırılmıştır [23]. Buna göre, çalışmanın devamı şu şekilde ilerlemektedir: Bölüm 2'de generatör ve uyarım sisteminin matematiksel modeli, doğrusallaştırılmış güç sistemi modeli, en uygun PSS tasarım problemi ve amaç fonksiyonu tanımlanmıştır. Bölüm 3'te PSO'nun matematiksel modeli ile FDB seçim yönteminin matematiksel modeli sunulmuş ve önerilen FDBPSO yöntemi detaylı olarak açıklanmıştır. Bölüm 4'te FDBPSO algoritması kullanılarak dört farklı arıza senaryosu altında en uygun PSS parametreleri belirlenmiştir. Önerilen yöntem, sistem yanıtları ve performans indekslerine bağlı olarak karşılaştırılmıştır. Son olarak, Bölüm 5'te, çalışmadan çıkarılan sonuçlar değerlendirilmektedir.

2. GÜÇ SİSTEMİ MODELİ

2.1. Generatör ve Uyarım Sistemi Modeli

Doğrusal olmayan bir elektrik güç sisteminin matematiksel modeli, çeşitli diferansiyel ve cebirsel denklemlerle ifade edilmektedir. Çok makinelili güç sisteminde, her bir generatör, Heffron-Philips modeli ile ifade edilebilir [17]. Bu çalışmada, geçici durum kararlılık statik uyarımalı akı sönümlü model kullanılmıştır. Her bir makinenin lineer olmayan dinamik denklemleri aşağıdaki gibidir [36]:

$$\delta_i = \omega_b(\omega_i - 1) \quad (1)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{M_i}(P_{mi} - P_{ei} - D_i(\omega_i - 1)) \quad (2)$$

$$E'_{qi} = \frac{1}{T'_{do}}(E_{fdi} - (x_{di} - x'_{di})i_{di} - E'_{qi}) \quad (3)$$

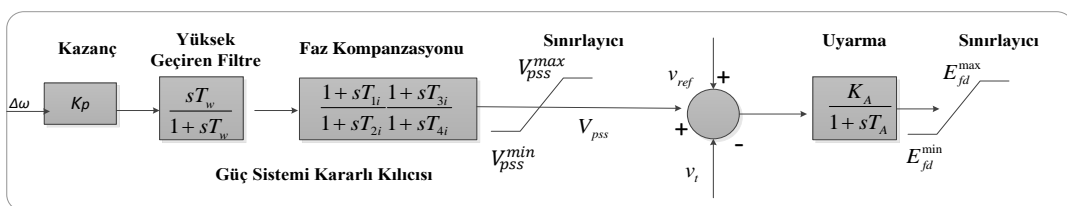
$$\dot{E}_{fdi} = \frac{K_{Ai}(v_{ref,i} - v_{t,i} + v_{pss,i}) - E_{fdi}}{T_{Ai}} \quad (4)$$

$$T_{ei} = E'_{qi}i_{qi} - (x_{qi} - x'_{di})i_{di}i_{qi} \quad (5)$$

Denklem (1) - (5)'te δ_i ve ω_i ifadeleri i makinesinin rotor açısı ve açısal hızıdır. ω_b temel frekans değeri, P_{mi} ve P_{ei} sırasıyla i makinesinin mekanik giriş ve elektriksel çıkış gücüdür. D_i ve M_i sırasıyla i makinesinin sönümleme kat sayısı ve eylemsizlik sabitidir. E_{fd} ve E'_q ifadeleri uyarım ve iç gerilim ifadeleridir. i_{di} ve i_{qi} ifadeleri d-q eksen endüvi akımlarıdır. x'_{qi} ve x'_{di} ifadeleri ise d-q eksen geçici reaktanslarını belirtir. K_{Ai} ve T_{Ai} uyarım sistemine ait kazanç ve zaman sabitleri olup; V_{ref} , V_{pss} , ve V_t ifadeleri referans gerilim, PSS giriş gerilimi ve uç gerilimi ifade eder.

2.2. Güç Sistemi Kararlı Kılıcı

Bir güç sisteminde PSS kullanmanın öncelikli amacı, yardımcı bir kararlı kılıcı sinyal kullanarak generatör rotor salınımlarına sönüm eklemektir [25]. Bir PSS; kazanç bileşeni, temizleme bileşeni ve faz kompanzasyonu bileşeni olmak üzere üç temel kısımdan oluşur. Bunlardan kazanç bileşeni salınımları sönümlemek için sisteme kazanç değeri sağlarken, temizleme bileşeni yüksek geçiren filtre görevi görür. Faz kompanzasyonu bileşeni ise faz gecikmesini sağlar. PSS'nin blok şeması Şekil 1'de ve çok makinelili sistem için transfer fonksiyonu Denklem (6)'da verilmiştir:



Şekil 1. PSS dahil edilen IEEE Tip-St1 uyarım sistemi.

$\Delta\omega$ giriş sinyali için PSS'nin transfer fonksiyonu ve v_{pss} çıkış gerilimi aşağıdaki gibidir:

$$v_{pss}(s) = K_p \frac{sT_w}{1 + sT_w} \left[\frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \frac{1 + sT_3}{1 + sT_4} \right] \Delta\omega \quad (6)$$

Bu denklemde K_p , kontrol kazancı, T_w temizleme bloğu zaman sabiti, T_1 , T_2 , T_3 ve T_4 zaman sabitleridir. Burada zaman sabiti T genellikle 1-20 saniye aralığındadır. Yüksek geçiren filtreli temizleme bloğu, 0.2-2 Hz aralığındaki sinyallerin değişmeden geçmesine izin verir.

2.3. Doğrusallaştırılmış Güç Sistemi Modeli

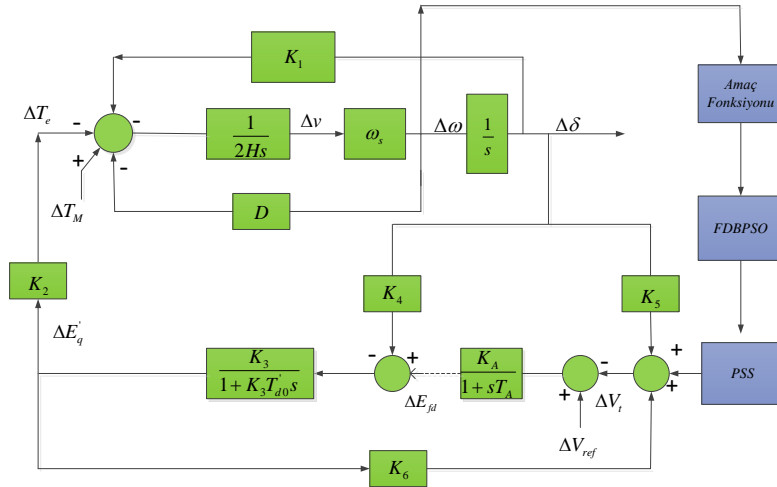
Çok makineli bir güç sisteminde uyarım sistemi ve PSS içeren doğrusallaştırılmış güç sistemi modeli için durum denklemi Denklem (7)'de verilmiştir [1]:

$$\begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_b & 0 & 0 \\ -\frac{K_i}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 \\ -\frac{K_A}{T'_{d0}} & 0 & -\frac{K_3}{T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} \\ -\frac{K_A K_5}{T_A} & 0 & -\frac{K_A K_6}{T_A} & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} \Delta v_{pss} \quad (7)$$

Buna göre, güç sisteminin doğrusallaştırılmış modeli Denklem (8)'de verildiği gibi ifade edilir:

$$\Delta\dot{x} = A\Delta x + B\Delta u \quad (8)$$

Burada, A ve B durum değişkenleri ve giriş matrisini ifade ederken, Δx ve Δu durum değişkenleri ve giriş matrisine ait vektörlerdir. Bu çalışmada, $\Delta x = [\Delta\delta \ \Delta\omega \ \Delta E'_q \ \Delta E_{fd}]^T$ ve Δu PSS'nin çıkış sinyalidir. Şekil 2'de, Heffron-Phillips modelinin kullanıldığı doğrusallaştırılmış güç sisteminin blok diyagramı sunulmaktadır. K_1 - K_6 sabitlerinin ifadeleri [1]'de verilmiştir.



Şekil 2. FDBPSO ile en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan Heffron-Phillips modeli.

Şekil 2'de yer alan Heffron-Phillips modeli şekilden de görüldüğü gibi, elektriksel ve mekaniksel modellemelerden oluşmaktadır. Bu modelde senkron generatör açı değişimi, elektriksel moment değişimi, mekaniksel moment ifadeleri, mekaniksel moment değişimi ifadesinden çıkarılarak hesaplama yapılmaktadır. Bunun sonucunda PSS parametreleri belirlenmektedir.

2.4. Problemin Amaç Fonksiyonu

PSS'ler, güç sistemlerinde herhangi bir arıza sonrasında güç açıları, rotor hızları ve elektriksel güçlerindeki sapmalardan kaynaklanan salınımları en aza indirecek şekilde tasarlanmalıdır. PSS tasarımında, bu sapmalardan herhangi birinin minimize edilmesi, güç sistemi kararlılığının sağlanması için amaç fonksiyonu olarak seçilebilir. Bu çalışmada, amaç fonksiyonu hatanın karesinin zamanın karesi ile çarpımının integralidir (ISTSE) [23].

Burada, N_S toplam arıza senaryosu sayısı, m generatör sayısı, t_{sim} simülasyon zamanı, i generatörünün referans olarak seçilen birinci generatöre göre bağlı hızını ifade eder. $\omega_{i-1} = \omega_i - \omega_1$ olarak ifade edilir. Sistemin yerleşme zamanı ve aşımına bağlı olarak daha kararlı hale gelmesi için J amaç fonksiyonunun minimum olması gerekir. Tasarım probleminde, PSS parametrelerinin kısıtları optimizasyon probleminin kısıtlarını oluşturur.

$$\begin{aligned} \text{Minimum } J, \quad J &= \sum_{j=1}^{NS} ISTSE, \quad NS = 4 \\ ISTSE &= \sum_{i=1}^m \int_0^{t_{sim}} (t\omega_{i-1})^2 dt \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{Problem Kısıtları } g(x): \quad \begin{aligned} 0.1 \leq K_p \leq 100 \\ 0.01 \leq T_i \leq 1; \quad i=1,2,3,4 \end{aligned}$$

3. YÖNTEM

3.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), kuş ve balık sürülerinde yer alan bireylerin sosyal davranışlarından ilham alan metasezgisel bir optimizasyon algoritmasıdır [26]. Sürülerdeki bireyler parçacık olarak adlandırılır ve i parçacığının D boyutlu durum için hız ve konum ifadeleri Denklem (11)'de yer aldığı gibi ifade edilir:

$$\begin{aligned} V_i &= \{V_{i1}, V_{i2}, V_{i3}, \dots, V_{iD}\} \\ X_i &= \{X_{i1}, X_{i2}, X_{i3}, \dots, X_{iD}\} \end{aligned} \quad (10)$$

PSO'nun optimizasyon sürecinde sürüler arasındaki etkileşim parçacığın en iyi değeri ($pbest$) ve tüm parçacıkların en iyi değeri ($gbest$) ile sağlanır. PSO, başlangıç ve hesaplama olmak üzere iki aşamadan oluşur. Başlangıç aşamasında, tüm parçacıklar belirlenen sınırlar içinde arama uzayında rastgele dağılır. Hesaplama aşamasında ise parçacıkların hızları ve konumları güncellenir. Bir parçacığın hızı şu şekilde hesaplanır [26]:

$$V_{i,d}^{t+1} = V_{i,d}^t + c_1 rand_1 (pbest_{i,d}^t - x_{i,d}^t) + c_2 rand_2 (gbest_d^t - x_{i,d}^t) \quad (11)$$

Denklem (12)'de yer alan $V_{i,d}^t$ ifadesi D -boyutlu bir arama uzayı için, i parçacığının $t+1$ iterasyondaki hızını ifade eder. $x_{i,d}^t$, i parçacığının D -boyutlu bir arama uzayı için konum değeridir. c_1 bilişsel ağırlık ve c_2 sosyal ağırlık faktörleri ivme katsayılarıdır, r_1 ve r_2 değerleri algoritmanın $[0, 1]$ aralığındaki rastlantısal bileşenleridir. c_1 ve c_2 değerleri genelde 2 olarak ayarlanır ancak bu değer değiştirilerek parçacıkların yerel veya global olarak daha fazla etkilenmesi sağlanabilir. İvme katsayılarının büyük değerler alması parçacıkların birbirinden uzaklaşmasına ve ayrılmasına neden olurken, küçük değerler almaları parçacıkların hareketlerinin sınırlandırılmasına ve çözüm uzayının yeterince taranamamasına neden olur. Keşif ve sömürü arasındaki dengeyi sağlamak için Shi ve Eberhart tarafından PSO'ya eylemsizlik ağırlığı eklenmiştir [27]:

$$V_{i,d}^{t+1} = w^t V_{i,d}^t + c_1 rand_1 (pbest_{i,d}^t - x_{i,d}^t) + c_2 rand_2 (gbest_d^t - x_{i,d}^t) \quad (12)$$

Eylemsizlik ağırlığı, parçacıkların önceki hız artışlarının hız değeri üzerindeki etkisini kontrol eder ve global arama ile yerel arama arasındaki dengenin sağlanmasında görev alır. Eylemsizlik ağırlığı büyük değerler aldığı anda, global arama daha uygundur ve küçük bir eylemsizlik ağırlığı yerel aramayı kolaylaştırır [28]. Eylemsizlik ağırlığının güncellemesi Denklem (13)'te verildiği gibi yapılır:

$$w = \frac{(Max_iter - iter)}{Max_iter} \quad (13)$$

Bu denklemde Max , maksimum yineleme sayısını ifade eder. Denklem (14)'te verilen formülle belirlenen hız güncellemelerinin parçacıklara eklenmesiyle yeni konum değerleri elde edilir:

$$X_{i,d}^{t+1} = X_{i,d}^t + V_{i,d}^{t+1} \quad (14)$$

Hızın güncellenmesinin ardından parçacıkların yeni uygunluk değeri hesaplanır ve eğer gerekirse $pbest$ ve $gbest$ güncellenir.

3.2. Uygunluk Mesafe Dengesi Seçim Yöntemi

Uygunluk-Mesafe Dengesi (FDB), popülasyondaki arama sürecine rehberlik edecek en etkili çözüm adayının elde edilmesini ve aramanın yönünün belirlenmesini sağlayan bir seçim yöntemidir [29]. Bu yöntem kullanılarak, çözüm adaylarının arama sürecine katkılarına göre skor değerleri hesaplanmaktadır. Skor değerinin hesaplanmasında, uygunluk değerleri ve popülasyonda anlık olarak en iyi çözüm adayı olan uzaklık değerleri dikkate alınmaktadır. MSA algoritmalarında çözüm adayları vektörü (P) ve uygunluk değerleri vektörü (F) Denklem (15)'te matematiksel olarak ifade edilmektedir:

$$P \equiv \begin{bmatrix} x_{11} & \dots & x_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{m1} & \dots & x_{mn} \end{bmatrix}, \quad F \equiv \begin{bmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

Çözüm adaylarının FDB skorlarının hesaplanması aşağıdaki adımlarda yer aldığı gibidir:

- (i). Popülasyonda bulunan i . çözüm adayının (x_i), t . zamandaki en iyi çözüm adayı olan x_{best} çözümüne olan

öklid uzaklığının hesaplanması Denklem (16)'da verilmiştir:

$$D_{Pi} = \sqrt{(x_{1[i]} - x_{1[best]})^2 + (x_{2[i]} - x_{2[best]})^2 + \dots + (x_{n[i]} - x_{n[best]})^2} \quad (16)$$

(ii). Bireylerin x_{best} 'e olan uzaklığını ifade eden D_p vektörü Denklem (17)'de verilmiştir:

$$D_p \equiv \begin{bmatrix} d_1 \\ \vdots \\ d_m \end{bmatrix}_{m \times 1} \quad (17)$$

(iii). Çözüm adaylarına ait FDB skorları hesaplanırken, Denklem (15) ve (17)'de verilen F ve D_p vektörleri kullanılır. Bu parametrelerin skor hesaplamasında birbirlerine üstünlük sağlamaması için normalize edilmesi gerekir. Buna göre, çözüm adaylarının FDB skorları (S_{Pi}) Denklem (18)'de verilmiştir:

$$S_{Pi} = \omega * normFv_i + (1 - \omega) * normD_{Pi} \quad (18)$$

(iv). Buna göre, çözüm adaylarının FDB skorlarına ait vektör Denklem (19)'da yer aldığı gibidir:

$$S_p \equiv \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_m \end{bmatrix}_{m \times 1} \quad (19)$$

3.3. Uygunluk Mesafe Dengesi Tabanlı Parçacık Sürü Optimizasyonu

Bu bölümde, FDB tabanlı seçim yönteminin PSO algoritmasına uygulanması ve önerilen FDBPSO algoritmasının matematiksel modelinden bahsedilmektedir. FDB seçim yöntemi ve PSO algoritması bundan önceki bölümlerde detaylı olarak açıklanmıştır. PSO, literatürde uzun yıllardır mevcut olan etkili bir algoritma almasına karşın en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesinde yerel çözüm tuzaklarına sıklıkla yakalanmıştır. Bu durum PSO'nun performansında kararsızlıklara yol açmış ve PSO'nun arama sürecindeki çeşitliliği sağlama konusunda yetersiz olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenle, optimizasyon sürecinde yaşanan erken yakınsama problemlerinin üstesinden gelebilmek amacıyla PSO algoritması FDB tabanlı seçim yöntemi kullanılarak geliştirilmiştir. Bir MSA algoritmasının geliştirilmesinde öncelikli olarak keşif ve sömürü dengesindeki başarı önemlidir. FDB yöntemi, MSA sürecinde rehber arama ajanının referans pozisyonunun belirlenmesinde etkili bir seçim yöntemidir. FDB yöntemi sayesinde çözüm adayları arasından X_{best} 'e en yüksek katkıyı sağlayan aday elde edilir. FDB seçim yönteminde çözüm adaylarının uygunluk değeri ve çözüm adaylarının arasındaki mesafe değeri dikkate alınır [22]. Buna göre FDB seçim yönteminin PSO'ya uygulanmasıyla Denklem (13) ve (15)'in güncellenmiş hali Denklem (20) ve (21)'de verildiği gibidir:

$$V_{i,d}^{t+1} = w^t V_{i,d}^t + c_1 rand_1(pbest_{i,d}^t - x_{f_{db,d}}^t) + c_2 rand_2(gbest_d^t - x_{f_{db,d}}^t) \quad (20)$$

$$X_{f_{db,d}}^{t+1} = X_{f_{db,d}}^t + V_{f_{db,d}}^{t+1} \quad (21)$$

Buna göre, PSO'da yapılan geliştirmenin ardından önerilen FDBPSO algoritmasının etkisi bir sonraki bölümde gerçekleştirilen benzetim çalışması ile incelenmiştir.

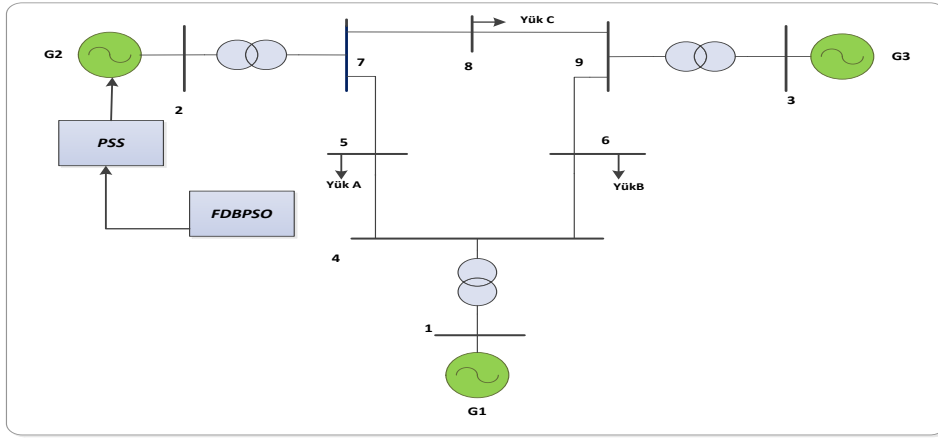
4. BENZETİM ÇALIŞMASI

Bu bölümde, en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesi için önerilen FDBPSO yönteminin etkisi belirlenen amaç fonksiyonuna göre Şekil 3'te yer alan WSCC 3-makineli 9-baralı güç sisteminde test edilmiştir. Benzetim çalışmasında, lineer olmayan güç sisteminin zaman tanım bölgesindeki analizi, Matlab/Simulink programında oluşturulan bir model üzerinde 4 farklı arıza senaryosuna bağlı olarak gerçekleştirilmiştir [23]. Sistem bileşenlerinin yük akışından elde edilen başlangıç değerleri, generatör, hat ve uyarım sistemi verileri detaylı olarak [23]'te verilmiştir. [23]'te gerçekleştirilen katılım faktörü analizine göre PSS'nin dahil edilebileceği en uygun konumu Generatör-2 (G_2) olarak belirlenmiştir. Buna göre G_2 'de yer alan PSS için optimize edilmesi gereken parametre sayısı 5'tir (K_p , T_1 , T_2 , T_3 ve T_4). Denklem (9)'da verilen amaç fonksiyonuna göre, farklı arıza durumları altında generatörlerin rotor hızları arasındaki sapmanın minimum olması amaçlanmaktadır. Bundan dolayı, arıza durumlarının tamamı için en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesi gerekmektedir.

WSCC 3-makineli 9-baralı güç sisteminin geçici kararlılık analizinde, diferansiyel denklemlerin nümerik entegrasyonu için *Runge-Kutta 4* tekniği seçilmiş ve entegrasyon adımı $\Delta t = 0.005$ saniye olarak kabul edilmiştir. Benzetim çalışmasında, optimizasyon süreci boyunca aşağıda yer alan dört farklı arıza senaryosu gerçekleştirilmiştir.

4.1. Arıza Meydana Gelen Hattın Devreden Çıkarılması

Bu arıza senaryosunda $t = 1$ saniyede 6 numaralı barada ve 6-9 hattının sonunda üç fazlı bir arıza olduğu düşünülmüştür. Sonrasında, 6-9 hattı devre dışı bırakılarak arıza giderilmiştir. Sistemde PSS kullanılmadan kritik temizleme zamanı $t_{cr} = 0.202$ saniye iken sistem kararlılık sınırındadır.



Şekil 3. WSCC 3 makineli- 9 baralı test sistemi.

- **Senaryo 1:** Bu senaryo için kritik temizleme zamanı arıza temizleme zamanından büyük olarak düşünülmüştür. Arıza temizleme zamanı $t_f=0.15$ saniye (9 devir) olarak belirlenmiştir. Bir başka deyişle arıza 1.15. saniyede giderilmiştir.
- **Senaryo 2:** Bu senaryo için kritik temizleme zamanı arıza temizleme zamandan küçük olarak düşünülmüştür. $t_f=0.25$ saniye (15 devir) olarak belirlenmiştir. Bir başka deyişle arıza 1.25. saniyede giderilmiştir.

4.2. Arıza Meydana Gelen Hattın Eski Durumuna Dönmesi

Bu arıza senaryosunda $t=1$ saniyede 7 numaralı barada ve 7-5 hattının sonunda üç fazlı bir arıza olduğu düşünülmüştür. Sonrasında 7-5 hattı yeniden devreye alınarak arıza giderilmiştir. Sistemde PSS kullanılmadan kritik temizleme zamanı $t_{cr}=0.167$ saniye iken sistem kararlılık sınırındadır.

- **Senaryo 3:** Bu senaryo için kritik temizleme zamanı arıza temizleme zamanından büyük olarak düşünülmüştür. Arıza temizleme zamanı $t_f=0.10$ saniye (6 devir) olarak belirlenmiştir. Bir başka deyişle arıza 1.10. saniyede giderilmiştir.
- **Senaryo 4:** Bu senaryo için kritik temizleme zamanı arıza temizleme zamandan küçük olarak düşünülmüştür. $t_f=0.20$ saniye (12 devir) olarak belirlenmiştir. Bir başka deyişle arıza 1.20. saniyede giderilmiştir.

Buna göre, PSS parametrelerinin optimizasyon süreci Denklem (9)'da yer alan amaç fonksiyonuna göre senaryoların tamamı için belirlenmiştir. Benzetim çalışmasında test edilen ve karşılaştırılan PSO, ABC ve FDBPSO algoritmaları ile optimize edilen PSS parametrelerinin değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. En uygun PSS parametreleri.

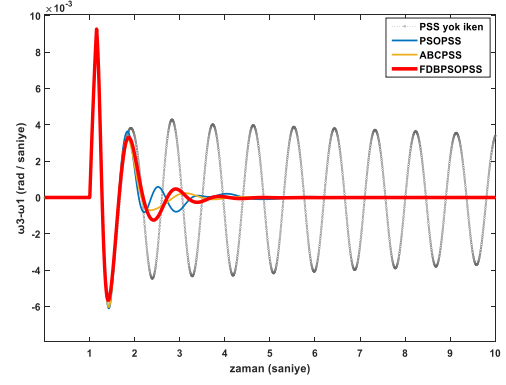
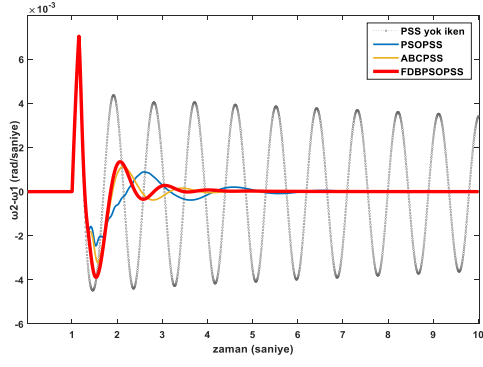
Method	K_p	T_1	T_2	T_3	T_4	J uygunluk fonksiyonu minimum değeri
PSO-PSS [23]	11.5714	0.8778	0.4070	0.8695	0.0100	0.108032
ABC-PSS [23]	7.7360	0.2948	0.1852	0.5240	0.0100	0.100634
FDB-PSO	20.7181	0.1016	0.0141	0.1466	0.0193	0.097258

Buna göre, benzetim çalışmasında FDBPSO, ABC [23] ve PSO [23] algoritmaları tarafından elde edilen minimum uygunluk değerleri sırasıyla **0.097258**, 0.100634 ve 0.108032'dir. Dolayısıyla, FDBPSO algoritmasının PSO [23] ve ABC [23] algoritmalarına kıyasla amaç fonksiyonunun minimum değeri açısından daha etkili sonuç verdiği görülmektedir.

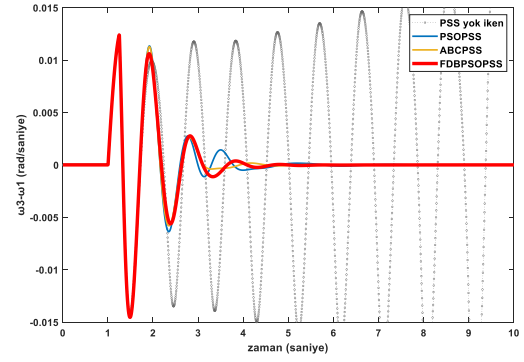
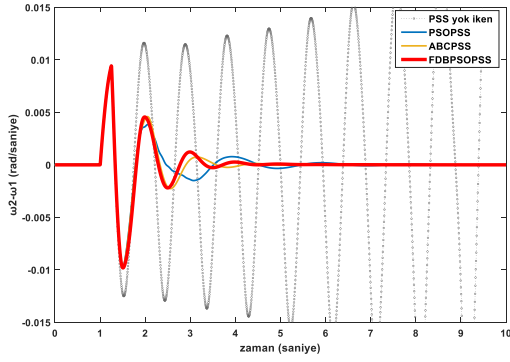
4.3. Benzetim Çalışması ile Elde Edilen Sistem Yanıtları

Çalışmada, gerçekleştirilen simülasyonlar için $t_{sim}=10$ saniye olarak belirlenmiştir. Denklem (9)'a ait açıklamadan da anlaşılacağı üzere güç sisteminde referans olarak belirlenen makine Generatör-1 (G_1)'dir. Buna göre, Senaryo 1, Senaryo 2, Senaryo 3 ve Senaryo 4 arıza durumları için G_2 ve G_3 jeneratörlerinin $\omega_2-\omega_1$ ve $\omega_3-\omega_1$ rotor hızı sapma yanıtları Şekil 4-Şekil 7 arasında sunulmuştur.

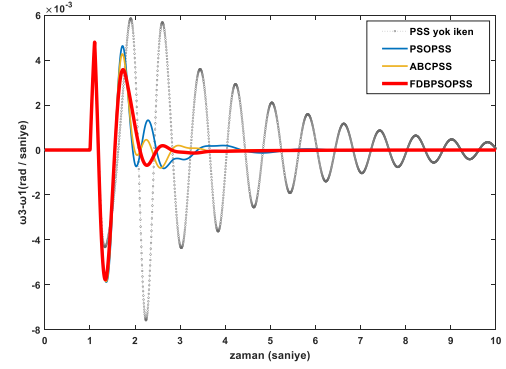
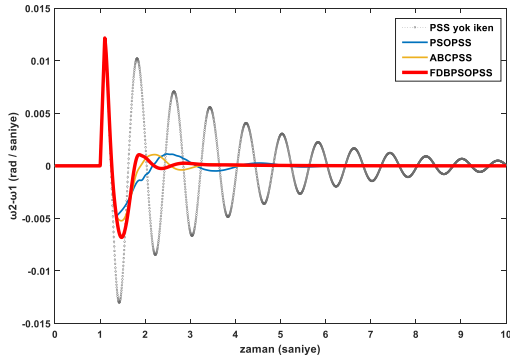
Benzetim çalışması sonuçları, geliştirilen algoritmanın salınımlar üzerindeki etkisi açısından incelenmiştir. Şekil 4. (a)'da, FDBPSO ile en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesi salınımlar açısından incelenmiştir. Şekil 4 (a)'da salınım aralığı $-3.9*10^{-3}$ ile $8.2*10^{-3}$ arasında, şekil 4 (b)'de salınım aralığı $-9.5*10^{-3}$ ile $5.8*10^{-3}$ arasında, şekil 5 (a)'da salınım aralığı -0.015 ile 0.009 arasında, şekil 5 (b)'de salınım aralığı -0.01 ile 0.012 arasında, şekil 6 (a)'da salınım aralığı -0.007 ile 0.0125 arasında, şekil 6 (b)'de salınım aralığı $-6*10^{-3}$ ile $4.8*10^{-3}$ arasında, 7 (a)'da salınım aralığı -0.007 ile 0.031 arasında, şekil 7 (b)'de salınım aralığı -0.025 ile 0.0022 arasındadır. WSCC 3 makineli 9 –baralı test sisteminde meydana gelen 4 farklı arıza senaryo için değerlendirme yapıldığında ve



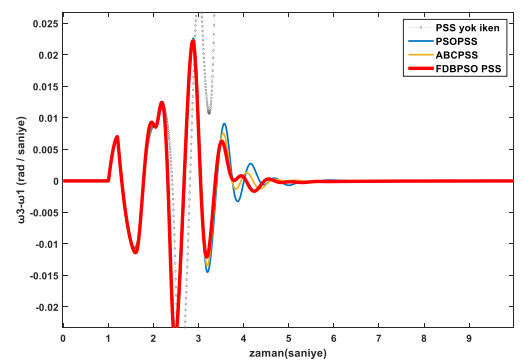
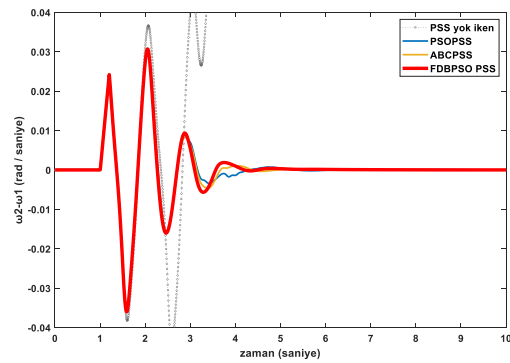
Şekil 4. Senaryo 1 için rotor hızı sistem cevapları (a) $\omega_2-\omega_1$, (b) $\omega_3-\omega_1$.



Şekil 5. Senaryo 2 için rotor hızı sistem cevapları (a) $\omega_2-\omega_1$, (b) $\omega_3-\omega_1$.



Şekil 6. Senaryo 3 için rotor hızı sistem cevapları (a) $\omega_2-\omega_1$ (b) $\omega_3-\omega_1$.



Şekil 7. Senaryo 4 için rotor hızı sistem cevapları (a) $\omega_2-\omega_1$ (b) $\omega_3-\omega_1$.

senkron generatörlerin rotor hızları arasındaki değişimler detaylı olarak incelendiğinde sistemin kararsız olduğu ve PSS kullanılmadığında sistemdeki salınımların sönümlenmediği görülmektedir. PSS kullanılması durumunda, en uygun çalışma değerlerinin belirlenmesi için daha önce kullanılmış olan PSO ve ABC yöntemlerinin yanı sıra bu çalışmada FDB tabanlı PSO (FDBPSO) kullanılmasıyla sistemin kararlı hale geldiği ve sistemdeki salınımların sönümlendiği gözlemlenmiştir. Kullanılan algoritmalar maksimum-minimum değerler ve yerleşme süreleri açısından incelendiğinde, geliştirilen FDBPSO algoritmasının, kullanılan diğer algoritmalara göre daha iyi sonuçlar verdiği ve salınımları yeterince sönümlediği görülmektedir. Bu değerlendirmelerin tamamı performans indekslerine göre yapılmaktadır.

4.4. Performans İndeksleri Değerlendirmesi

Bu çalışmada, önerilen kontrol yönteminin etkisini daha belirgin bir şekilde gösterebilmek amacıyla Denklem (22)-(25) arasında yer alan çeşitli performans indeksleri kullanılmıştır:

$$PI_1 = 10^4 \times ISE = 10^4 \times \sum_{i=2}^m \int_0^{t_{sim}} (\omega_i - \omega_1)^2 dt \quad (22)$$

$$PI_2 = 10^2 \times IAE = 10^2 \times \sum_{i=2}^m \int_0^{t_{sim}} |\omega_i - \omega_1| dt \quad (23)$$

$$PI_3 = 10^2 \times ITAE = 10^2 \times \sum_{i=2}^m \int_0^{t_{sim}} t |\omega_i - \omega_1| dt \quad (24)$$

$$PI_4 = 10^4 \times ITSE = 10^4 \times \sum_{i=2}^m \int_0^{t_{sim}} t (\omega_i - \omega_1)^2 dt \quad (25)$$

Tablo 2'ye göre, tüm algoritmalar performans indeksleri açısından değerlendirildiğinde geliştirilen FDBPSO algoritmasının Senaryo 1 ve Senaryo 2 durumları açısından genel olarak etkili sonuçlar verdiği, ancak özellikle Senaryo 3 ve Senaryo 4'ün arıza durumları açısından ve amaç fonksiyonunda belirtilen senaryo durumlarının genel toplamı açısından en iyi sonuçları verdiği görülmektedir.

Tablo 2. Farklı senaryo durumlarında algoritmalar ile elde edilen performans indeksi değerleri.

	<i>Algoritma</i>	<i>PI₁</i>	<i>PI₂</i>	<i>PI₃</i>	<i>PI₄</i>
Senaryo 1	PSO [23]	0.2639	0.7719	0.6687	0.0981
	ABC [23]	0.2632	0.7075	0.4396	0.0915
	FDBPSO	0.2782	0.7595	0.5057	0.1043
Senaryo 2	PSO [23]	1.3941	2.0468	2.0739	0.8716
	ABC [23]	1.3888	1.9186	1.5785	0.8437
	FDBPSO	1.3821	1.9497	1.6620	0.8379
Senaryo 3	PSO [23]	0.4306	0.9999	0.8642	0.1810
	ABC [23]	0.4247	0.8948	0.5616	0.1677
	FDBPSO	0.4164	0.8558	0.5078	0.1569
Senaryo 4	PSO [23]	8.0540	5.3767	6.6603	7.6757
	ABC [23]	7.9705	5.1613	5.8611	7.4584
	FDBPSO	7.8953	5.1084	5.7569	7.3008

5. SONUÇ

Bu çalışmada, PSS parametrelerinin en uygun parametrelerinin belirlenmesi amacıyla, yeni ve etkili bir çözüm yöntemi olarak FDBPSO metasezgisel optimizasyon algoritması önerilmiştir. Bu gerçek dünya mühendislik probleminin çözümünde, PSO algoritmasının arama performansı, yeni ve etkili bir yöntem olan FDB seçim yöntemi ile geliştirilmiştir. FDB yöntemi sayesinde PSO algoritmasının keşif yeteneği geliştirilmiş ve dengeli bir arama mekanizması sağlanmıştır. Önerilen yöntemin etkisi en uygun PSS parametrelerinin belirlenmesi amacıyla literatürde yer alan etkili yöntemlerden olan ABC ve PSO algoritmaları ile karşılaştırılmıştır. Önerilen amaç fonksiyonuna göre, WSCC 3-makine 9-baralı test sisteminde kapsamlı bir benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Elde edilen minimum uygunluk değeri sonuçlarına göre, önerilen FDBPSO algoritması karşılaştırılan diğer metasezgisel algoritmalara kıyasla daha etkili sonuçlar sunmuştur. Öte yandan optimize edilen PSS parametrelerine bağlı olarak gerçekleştirilen simülasyonlara göre dört farklı senaryonun genelinde maksimum ve minimum aşım değerleri ve yerleşme zamanları açısından performans indekslerine bağlı olarak değerlendirme yapıldığında FDBPSO'nun ABC ve PSO yöntemlerine kıyasla daha etkili sonuçlar sunduğu görülmektedir. Bu çalışma ile güç sistemlerinde kullanılan otomatik gerilim regülatörü ve Esnek AC iletim sistemi cihazları gibi farklı denetleyici modellerinin en uygun parametrelerinin bulunmasına ve geliştirilen FDB seçim yönteminin diğer metasezgisel optimizasyon algoritmaları ile optimizasyon problemlerinin çözümlerine uygulanabilmesine zemin hazırlanmaktadır.

Yazar Katkıları

Tüm yazarların çalışmadaki katkı oranları eşittir.

Çıkar Çatışması

Makale yazarları aralarında herhangi bir çıkar çatışması olmadığını beyan ederler.

Destek ve Teşekkür Beyanı

Bu çalışma Düzce Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi (Proje No:2022.06.03.1281) tarafından desteklenmiştir.

KAYNAKÇA

- [1] D. Mondal, A. Chakrabarti, and A. Sengupta, "Power system small signal stability analysis and control", Academic Press, 2020.
- [2] D. Chitara, K.R. Niazi, A. Swarnkar and N. Gupta, "Cuckoo search optimization algorithm for designing of a multimachine power system stabilizer," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no.4, pp. 3056-3065, 2018..
- [3] M. Jokarzadeh, M. Abedini, and A. Seifi, "Improving power system damping using a combination of optimal control theory and differential evolution algorithm," ISA transactions, vol. 90, pp. 169-177, 2019.
- [4] F.P. Demello and C. Concordia, "Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control," IEEE Transactions on power apparatus and systems, vol. 88, no. 4, pp. 316-329, 1969.
- [5] E. Larsen and D. Swann, "Applying power system stabilizers part I: general concepts," IEEE Trans Power Appar Syst., vol.100, no.6, pp. 3017-3024,1981.
- [6] E. Larsen and D. Swann, "Applying power system stabilizers part III: practical considerations," IEEE Trans Power Appar Syst., vol.100, no.6, pp. 3034-3046, 1981.
- [7] M.J. Gibbard, "Coordinated design of multimachine power system stabilisers based on damping torque concepts," IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution., vol.135, no.4, pp.276,1988.
- [8] P. Kundur, M. Klein, G.J. Rogers and M.S. Zywno, "Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 4, no. 2, pp. 614-626, 1989.
- [9] L.Abualigah, D. Yousri, and M.A Elaziz, "Aquila optimizer: a novel meta-heuristic optimization algorithm," Comput Ind Eng. <https://doi.org/10.1016/j.cie.2021.107250>, 2021.
- [10] L.H. Hassan , M. Moghavvemi, H.A. Almurib, K.M. Muttaqi, V.G. Ganapathy, "Optimization of power system stabilizers using participation factor and genetic algorithm," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 55, pp. 668-679, 2014.
- [11] K. Sebaa and M. Boudour, "Optimal allocations and tuning of robust power system stabilizer using genetic algorithms," Electr Power Syst Res.,vol.79, no.2, pp. 406-416, 2009.
- [12] M.A. Abido, "Optimal design of power-system stabilizers using particle swarm optimization," IEEE transactions on energy conversion, vol.17, no. 3, pp. 406-413, 2002.
- [13] S.M. Abd-Elazim and E.S. Ali, "Power system stability enhancement via bacteria foraging optimization algorithm," Arabian Journal for Science and Engineering, vol.38, no. 3, pp.599-611, 2013.
- [14] M. Mohammadi and N. Ghadimi, "Optimal location and optimized parameters for robust power system stabilizer using honeybee mating optimization," Complexity, vol.21, no.1,pp. 242-258, 2015.
- [15] S.M. Abd-Elazim and E.S. Ali, "Optimal power system stabilizers design via cuckoo search algorithm," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol.75, pp. 99-107, 2016.
- [16] S. Ekinci, "Optimal design of power system stabilizer using sine cosine algorithm," J Fac Eng Archit Gazi Univ., vol.34, no.3, pp. 1329-1350, 2019.
- [17] D. Butti, S.K. Mangipudi, and S.R. Rayapudi, "An improved whale optimization algorithm for the design of multi-machine power system stabilizer," International Transactions on Electrical Energy Systems, vol. 30, no. 5, pp. e12314, 2020.
- [18] R. Devarapalli, B. Bhattacharyya, N.K. Sinha, and B. Dey, "Amended GWO approach based multi-machine power system stability enhancement," ISA transactions, vol. 109, pp. 152-174, 2021.
- [19] B. Morales-Castañeda, D.Zaldivar, E. Cuevas, F. Fausto and A. Rodríguez, "A better balance in metaheuristic algorithms: Does it exist?," Swarm and Evolutionary Computation, vol. 54, pp. 100671, 2020.
- [20] J. Xu and J. Zhang, "Exploration-exploitation tradeoffs in metaheuristics: survey and analysis," in: Proc. 33rd Chinese Control Conf, (CCC), pp. 8633-8638, 2014.
- [21] M.Z. Ali, N.H. Awad, R.G. Reynolds, and P.N. Suganthan, "A balanced fuzzy cultural algorithm with a modified levy flight search for real parameter optimization," Inform. Sci. vol. 447, pp. 12-35, 2018.
- [22] H.T Kahraman, S.Aras, and E.Gedikli, "Fitness-distance balance (FDB): a new selection method for meta-heuristic search algorithms," Knowledge-Based Systems, vol. 190, pp. 105169, 2020.
- [23] S Ekinci, "Çok makinalı güç sisteminde açısız kararlılık analizi ve kontrolör parametre Optimizasyonu," (Doktora tezi Fen Bilimleri Enstitüsü), 2015.
- [24] A. Farah, T.Guesmi, H.H. Abdallah, and A. Ouali. "A novel chaotic teaching-learning-based optimization algorithm for multi-machine power system stabilizers design problem," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 77, pp. 197-209, 2016.
- [25] P.W.Sauer and M.A. Pai, "Power System Dynamics and Stability," Urbana: Pearson Education, 1998.
- [26] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in: Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, Nagoya, Japan, pp. 39-43, 1995.
- [27] Y. Shi and R. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer," in: The 1998 IEEE International Conference on Evolutionary Computation Proceedings, Anchorage, pp. 69-73, 1998.
- [28] J.J. Liang, A.K. Qin, P.N. Suganthan, and S. Baskar, "Comprehensive learning particle swarm optimizer for global optimization of multimodal functions," IEEE Trans.Evol. Comput., pp. 281-295, 2006.
- [29] H.T Kahraman, S. Aras, and E.Gedikli, "Fitness-distance balance (FDB): a new selection method for meta-heuristic search algorithms," Knowledge-Based Systems, vol. 190, pp. 105169, 2020.



A User - Friendly Signal-Processing App For Harmonics

Harmonikler İçin Kullanıcı Dostu Bir Sinyal İşleme Uygulaması

¹Sıtkı AKKAYA 

¹Sivas Bilim ve Teknoloji Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Sivas, Türkiye

¹sakkaya@sivas.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 18 April 2024

Accepted : 23 May 2024

Keywords:

Harmonics, IEEE 1459, app, fundamental frequency, noise, IEC 61000-4-30

ABSTRACT

Harmonics, especially the 3rd, 5th, and 7th components are significant disturbances in power systems, occurring simultaneously and at varying time intervals. Measurements of these components depend on factors such as fundamental frequency deviation, event duration, amplitude values, and noise levels. Accurate detection and measurement are crucial for effective harmonic mitigation and preventive strategies. This study introduces a harmonic signal analysis application utilizing methods like FFT, STFT, CWT, EMD, and HHT, with individual user interfaces for in-phase and time-variant harmonic signals. The application provides results for amplitude, frequency, event time intervals, and noise effects simultaneously. Test results at a 60 dB signal-to-noise ratio (SNR) reveal that FFT achieves precise frequency and amplitude results due to its high resolution, whereas other methods offering time-frequency domain results exhibit lower resolution. EMD, in particular, demonstrates high errors in frequency and amplitude responses, reducing four frequency components to three. HHT, utilizing EMD results, yields higher accuracy with minimal errors compared to other methods. This application, combined with test results, facilitates signal synthesis and comparative analysis in time and time-frequency domains.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 18 Nisan 2024

Kabul : 23 Mayıs 2024

Anahtar Kelimeler:

Harmonik, IEEE 1459, uygulama, temel frekans, gürültü, IEC 61000-4-30

ÖZET

Harmonikler, özellikle 3., 5. ve 7. bileşenler, güç sistemlerinde aynı anda ve değişen zaman aralıklarında meydana gelen önemli bozulmalardır. Bu bileşenlerin ölçümleri temel frekans sapması, olay süresi, genlik değerleri ve gürültü seviyeleri gibi faktörlere bağlıdır. Etkin harmonik azaltma ve önleyici stratejiler için doğru tespit ve ölçüm çok önemlidir. Bu çalışmada, FFT, STFT, CWT, EMD ve HHT gibi yöntemleri kullanan, faz içi ve zaman değişkenli harmonik sinyaller için ayrı kullanıcı arayüzlerine sahip bir harmonik sinyal analizi uygulaması tanıtılmaktadır. Uygulama aynı anda genlik, frekans, olay zaman aralıkları ve gürültü etkileri için sonuçlar sağlar. 60 dB sinyal-gürültü oranındaki (SNR) test sonuçları, FFT'nin yüksek çözünürlüğü nedeniyle hassas frekans ve genlik sonuçları elde ettiğini, oysa zaman-frekans alanı sonuçları sunan diğer yöntemlerin daha düşük çözünürlük sergilediğini ortaya koyuyor. Özellikle EMD, frekans ve genlik yanıtlarında yüksek hatalar göstererek dört frekans bileşenini üçe indiriyor. EMD sonuçlarını kullanan HHT, diğer yöntemlere kıyasla minimum hatayla daha yüksek doğruluk sağlar. Test sonuçlarıyla birleştirilen bu uygulama, zaman ve zaman-frekans alanlarında sinyal sentezini ve karşılaştırmalı analizi kolaylaştırır.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. INTRODUCTION

Within the field of power systems, the main amplitude and frequency emerge as some elements, necessitating compliance with prescribed standards [1-4]. Nevertheless, fluctuations in parameters like frequency and amplitude occur intermittently, influenced by various system components such as different types of electrical motors, lamps, switching, and lighting elements, nonlinear loads and arc furnaces, etc [5-8]. Extensive scholarly endeavors have scrutinized this issue, focusing on detailed analyses and classifications [9-12].

IEEE 1159 and 1459 emphasize parameters for power quality and the interpretation of related measurements. Documents like IEC 61000-4-7 and -4-30 guide on testing and evaluating disturbances in power systems, with the latter allowing a 0.2-second window for analysis.

Notably, in-phase harmonics and time-variant harmonics may manifest in power systems. With odd-order, mostly the 3rd, 5th, and 7th harmonics hold significant prominence as defined by IEC 61000-4-7. These harmonics, appearing either singularly or multiply, can align with the fundamental component and exhibit temporal variations, thus posing inherent risks and leading to potential measurement inaccuracies [1-4]. Periodic monitoring and harmonic analysis are imperative due to the potential for inaccuracies to compound issues, including challenges in determining the component values for elimination.

The efficacy of robust correction mechanisms, incorporating filtration and compensation, hinges upon sophisticated signal processing techniques. The most popular technique is Fast Fourier Transform (FFT) which can analyze a signal in the frequency domain. The other techniques, Time Fourier Transform (STFT) and Continuous Wavelet Transform (CWT) are usable for the time-frequency domain. Another technique, Hilbert Huang Transform (HHT) based on Empirical Mode Decomposition (EMD) also assures time-frequency analysis while EMD provides only individual time domain analysis for each frequency component. Hereby, the appropriate signal processing method selection is of great importance.

This paper endeavors to compare the mentioned methods for signal processing, in the context of addressing harmonics under conditions of in-phase and time variation. For this aim, an application on the harmonics synthesizes and analysis has been proposed.

Structurally, this paper unfolds as follows: initial elucidation on power quality and the delineation of different harmonic types, followed by an exposition on different time- and time-frequency-based methods augmented by illustrative visual representations of signal processing responses to harmonic-laden signals. The user-defined and pre-defined interfaces of the application proposed for these signals, which are produced for signals with in-phase and time-variant harmonics, are explained. Afterwards, the responses and results obtained from these interfaces and these responses and results were discussed. Finally, a comprehensive summary encapsulates the key insights gleaned from this discourse.

2. POWER QUALITY AND HARMONICS

The main amplitude and frequency which should be 220 V_{rms} and 50 Hz in Turkey are crucial parameters. However, odd-order harmonics such as 3rd, 5th, and 7th stated in IEC 61000-4-7, may falsify them. These can appear singularly or multiply, in phase with the main signal, or at different moments.

Main Frequency and Amplitude Variation

Variations on main amplitude and frequency are typified by α and f_{line} in Eq. (1). Detrimental and undesirable outcomes may occur owing to these variations. It is important to adhere to this equation when modeling the power system voltage.

$$x(t) = \alpha \sin(2\pi f_{line} t), \quad \alpha = 220 V_{rms}, f_{line} = 50 \text{ Hz} \quad (1)$$

Harmonics

Harmonics are present intensely in power systems. Degradation of their effect is crucial for the systems. The primary culprits are the 3rd, 5th, and 7th harmonics, which require continuous monitoring. This issue is addressed in two sections: in-phase and time-variant.

- a. In-phase harmonics:** Eq. (2) presents a signal that includes in-phase harmonics, with coefficients $\alpha_3, \alpha_5,$ and α_7 . Figure 1 illustrates the in-phase harmonic signal.

$$x_1(t) = \alpha_1 \sin(2\pi f_{line} t) + \alpha_3 \sin(2\pi 3 f_{line} t) + \alpha_5 \sin(2\pi 5 f_{line} t) + \alpha_7 \sin(2\pi 7 f_{line} t) + noise_{SNR}(t) \quad \alpha_n = \frac{1}{n}, n = 3, 5, 7 \quad (2)$$

- b. Time-variant harmonics:** A time-variant harmonics signal behaves according to the mathematical model as in Eq. (3). $u(t_k)$ formulates the initial and stop points of the harmonic events. Figure 2 shows a time-variant harmonics- signal.

$$x_2(t) = \alpha_1 \sin(2\pi f_{line} t) + \alpha_3 \sin(2\pi 3 f_{line} t)(u(t_1) - u(t_2)) + \alpha_5 \sin(2\pi 5 f_{line} t)(u(t_3) - u(t_4)) + \alpha_7 \sin(2\pi 7 f_{line} t)(u(t_5) - u(t_6)) + noise_{SNR}(t),$$

$$\alpha_n = \frac{1}{n}, n = 3, 5, 7$$

$$0 \leq t_k \leq 0,2 \text{ sec}, k=1:6 \quad (3)$$

$$u(t_k): \text{unit step function}$$

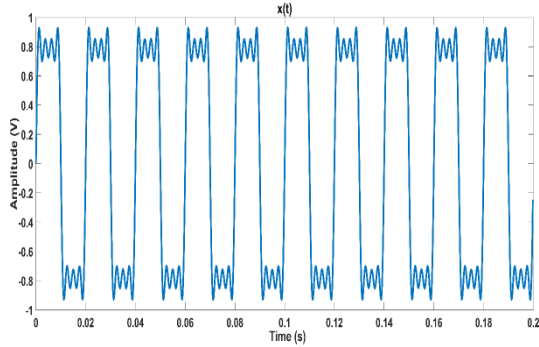


Figure 1. An inphase harmonics – signal.

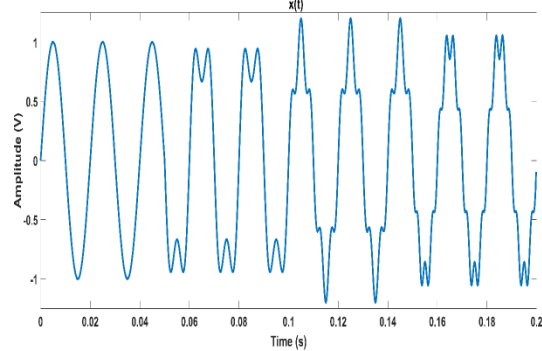


Figure 2. A time-variant harmonics – signal.

3. METHODOLOGIES FOR SIGNAL PROCESSING

For power systems, instant harmonics monitoring and analysis are vital. These must be tracked and analyzed periodically in detail. The selection of an efficient and robust technique for the time-varying signals is important for precise analysis, filter design, or system compensation. Several common ones are handled in this paper as follows.

a. Fast Fourier Transform (FFT): FFT of x and its length are defined as y and L as follows:

$$y(k) = \sum_{j=1}^L x(j) W_L^{(j-1)(k-1)}, W_L = e^{(-2\pi i)/n} \quad (4)$$

Even though FFT is a widespread method based on only the frequency spectra, not provide any detail according to the frequency and time synchronously [14].

b. Short-Time Fourier Transform (STFT): M , $L_{overlap}$, and R are window lengths of the time series, overlapped, and residual signals respectively in STFT. The last length of the time-frequency response of the STFT must be integer based on \mathbb{N} in Eq. (5) [15]. If \mathbb{N} is noninteger, a zero padding is applied into the time-series window and then removed from the STFT response.

$$\mathbb{N} = \left\lceil \frac{N_x - L_{overlap}}{M - L_{overlap}} \right\rceil, \quad N_x: \text{Length of } x \quad (5)$$

$X(f)_{[kx1]}$ encompasses mR time-centered DFT data:

$$X_m(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) g(n - mR) e^{-j2\pi f n} \quad (6)$$

In order to obtain the time-frequency responses of the results, normalization must be carried out and this normalization is achieved by substitution of overlapping percentage, O. P. in Eq. (7) into Eq. (8).

$N_x=1000$, $N_{DFT}=128$, $O.P.=0.75$ are selected in this study.

$$\text{Overlapping percentage, O. P.} = \frac{L_{overlap}}{M} \quad (7)$$

$$\text{Normalization} = \frac{N_x}{N_{DFT} * (1 - O.P.)} \quad (8)$$

c. Continuous Wavelet Transform (CWT): CWT is done for the power signal as in Eq. (9).

$$W_s(a, b) = \int \frac{x(t)}{\sqrt{a}} \overline{\Psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (9)$$

Ψ , b , and a represent wavelet window, time-shifting, and scaling coefficient respectively [16].

d. Empirical Mode Decomposition (EMD): EMD arranges the time components of the signal by providing the time-series signal $x(t)$ splitting into Intrinsic Mode Functions (IMFs), $imf_k(t)$ and the residual value $res(t)$. Each decomposed IMF detects the event time characteristics individually in the original signal [17]. Summation of the IMFs and the residue can reconstruct the original time series signal $x(t)$ with Eq. (10).

$$x(t) = \sum_{k=1}^n imf_k(t) + res(t) \quad (10)$$

e. **Hilbert Huang Transform (HHT):** HHT based on $imf_k(t)$ of EMD, $H[imf_k(t)]$ can be formulated as,

$$H[imf_k(t)] = P \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{imf_k(\tau)}{\pi(t-\tau)} d\tau \tag{11}$$

The rearrangement of this equation gives Eq. (12).

$$H(w, t) = Re \left(\sum_{k=1}^n a_k(t) e^{j \int w_k(t) dt} \right) \tag{12}$$

In this equation, $a_k(t)$ and $w_k(t)$ are the instantaneous amplitudes and frequencies of the IMFs of EMD, respectively [18], [19].

4. PROPOSED SIGNAL PROCESSING APPLICATION

The article presents a program with two main subprograms, as illustrated in Figure 3. The first subprogram is a user-defined interface that allows the user to input phase and time variability. The second subprogram consists of a predefined signal and subprogram parts that respond to this signal using various methods, including FFT, STFT, CWT, EMD, and HHT.

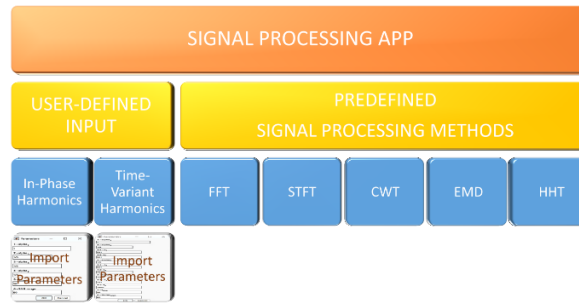


Figure 3. Block structure of the app.

The program uses default parameters, which are listed in Table 1. The user interface allows for changes to be made to the harmonic amplitude, frequency, and noise levels of these parameters. Further details on these sub-interfaces are discussed in the following sections.

Table 1. Default parameters of the systems.

Default Parameters of the systems	
Sampling Frequency (Hz)	$f_s = 5000$
Sampling period (sec)	$T = 1/f_s$
Length of signal	$L = 1000$
Window (Hz)	$win = L * T$
Resolution (sec)	$res = f_s/L$
Main Frequency (Hz)	$f_{line} = 50$
Harmonic Frequencies (Hz)	$f_3 = 150, f_5 = 250, f_7 = 350$
Harmonic Amplitudes (V_{pu})	$\alpha_3 = 1/3, \alpha_5 = 1/5, \alpha_7 = 1/7$
SNR Level (dB)	60

4.1.1. Input Option

The program presented allows for user login and predefined operations. The interface in Figure 4 offers the options of selecting User-Defined Input or Predefined Signal Processing Methods by selecting 1 or 2, respectively.

4.1.2. User- Defined Input

Choosing User-Defined provides a time range option for creating harmonic signals.

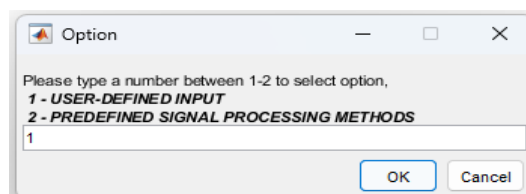


Figure 4. Input selection.

4.1.3. Time Range Option

When selecting user-defined input, two separate interfaces are available for in-phase or time-varying harmonic values. The sub-interface in Figure 5 shows the options for selecting these values.

4.1.3.1. In-Phase Harmonics

The interface for selecting the relevant parameters for in-phase harmonics is shown in Figure 6, and is based on signal model Eq. (2). The fundamental component's amplitude and frequency, as well as the amplitudes of the harmonics and the total noise's added noise level, are provided here.

4.1.3.2. Time-Variant Harmonics

The model for the time-variant harmonics signal Eq. (3) and the interface for selecting relevant parameters based on user input in Figure 7 are presented. The starting and ending points of the harmonics are also determined by Eq. (3), in addition to the variables in the in-phase component.

4.2. Predefined - Signal Processing Methods

The Predefined - Signal Processing Methods subprogram includes an interface, shown in Figure 8, for obtaining results that align with the method used to analyze the harmonic components created using default parameters. This allows for results to be obtained using five different methods: FFT, STFT, CWT, EMD, and HHT.

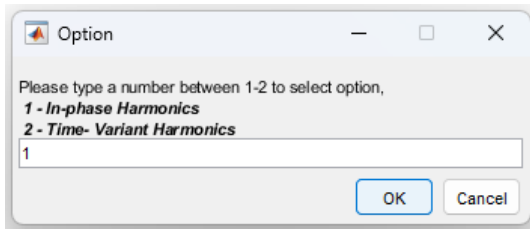


Figure 5. Time - Option selection.

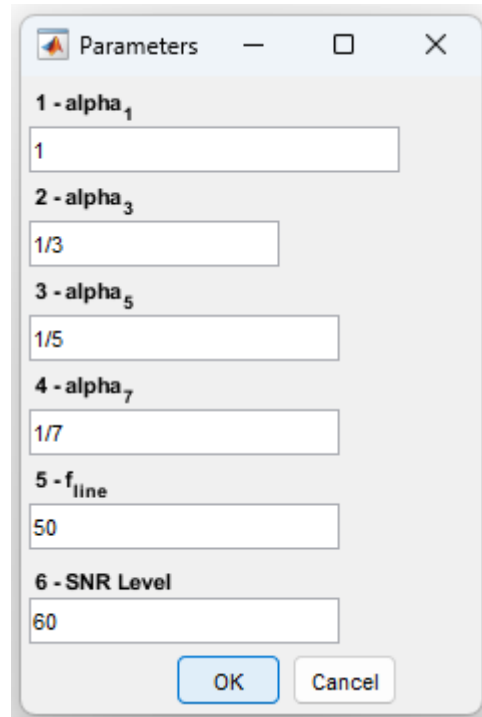


Figure 6. In-Phase harmonics input.

5. RESULTS AND DISCUSSION

The application presents five different options for the user to examine the responses of the methods against the default values in Figure 8: FFT, STFT, CWT, EMD, and HHT. The results obtained from the study were separated for user-defined and pre-defined signals.

a. For User-Defined Signals

The following section provides a detailed discussion of the results obtained for user-defined signals.

i. For In-Phase Harmonics

Firstly, the results for the signal with in-phase harmonics are presented. Figure 9 shows a comparison of the results obtained using the inputs given in Figure 6 for four different methods. The FFT method provides high resolution and accurately identifies the amplitudes of frequencies at 50, 150, 250, and 350 Hz, with a linear frequency change. STFT and CWT methods can generate similar results in exact frequency spectra where the resolution is low or nonlinear. The figure shows that component values around 50, 150, 250, and 350 Hz are separated in regions near the beginning and end, depending on the filter banks used in this method. Furthermore, it has been observed that

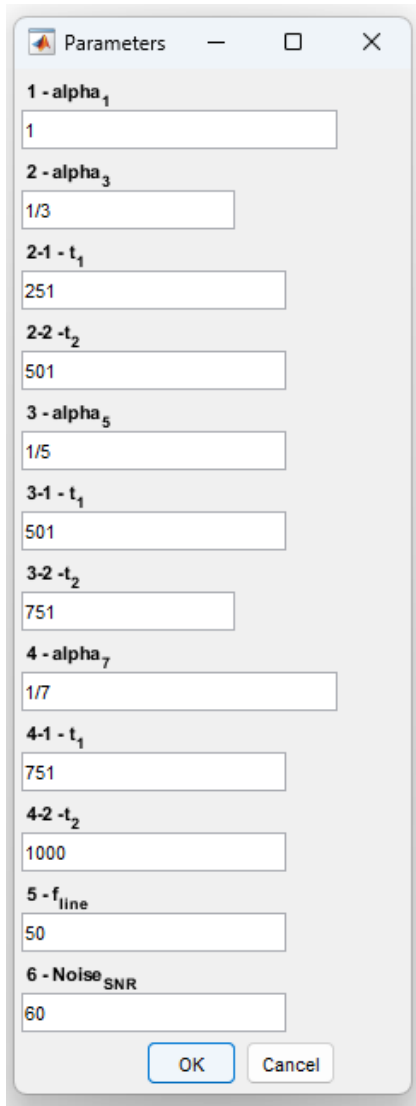


Figure 7. Time-Variant harmonics input.

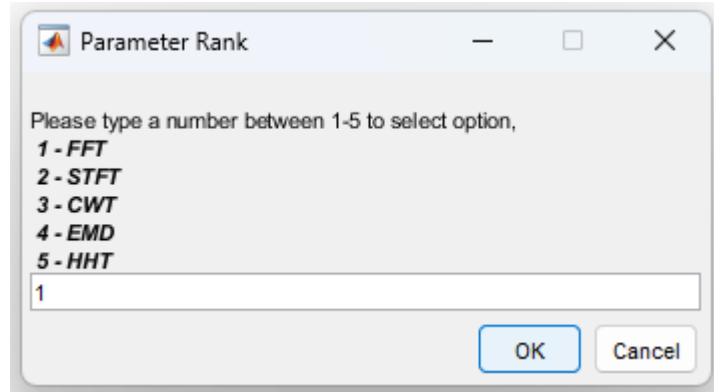


Figure 8. Selection of signal processing method for default values.

a component as high as 350 Hz, which is not an integer multiple, fluctuates over time depending on the sampling frequency. When using EMD results, HHT also has a nonlinear frequency spectrum space. The results may fluctuate depending on the IMFs, which are EMD components at each frequency point. Unlike FFT, which only produces results in the time domain and linear frequency, methods such as STFT, CWT, and HHT can provide answers in the time-frequency domain, but cannot give nonlinear and sharp answers.

ii. For Time-Variant Harmonics

The results of four different methods were compared for a signal with time-variant harmonics, as shown in Figure 10 using the inputs from Figure 10. The results obtained from FFT showed a significant decrease in harmonic amplitudes depending on the duty cycle ratio and the occurrence of harmonics at different time intervals. The fundamental component, which is the 50 Hz component, was fully obtained. The STFT results indicate that during the time period when the harmonics were individually effective, approximate results with decreased amplitude in the frequency spectrum were obtained. The use of CWT revealed that although there is some dispersion at the beginning and end of the event, the results are obtained more robustly in the nonlinear frequency spectrum, similar to in-phase harmonics. HHT also exhibits a non-linear frequency spectrum. Although events are redefined by their start and end points, their outcome frequencies fluctuate. The FFT analysis has shown that harmonic formations significantly affect the amplitude. STFT, CWT, and HHT all produce simultaneous results in the time-frequency domain, but the most robust results were obtained with CWT.

b. For Predefined - Signal Processing Methods

The results obtained using the default values given in Table 1 the signals used in the Predefined - Signal Processing Methods sub-interface, which is another approach, are discussed in detail below.

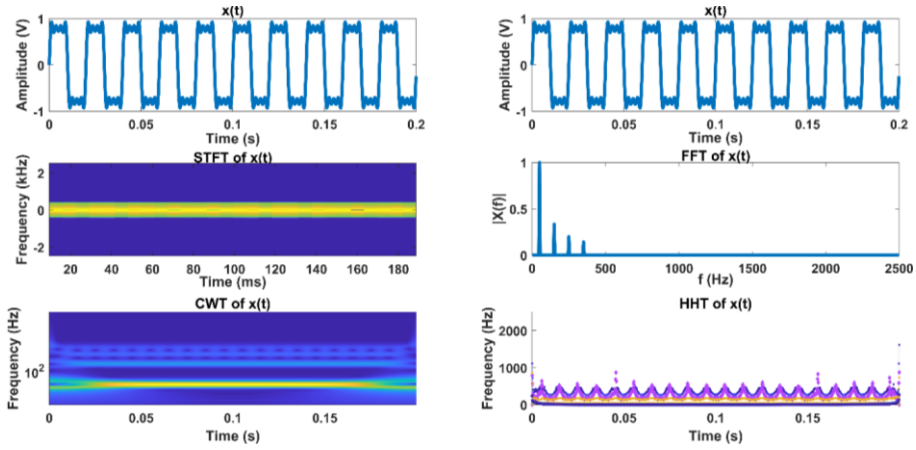


Figure 9. Comparative responses for in-phase harmonics.

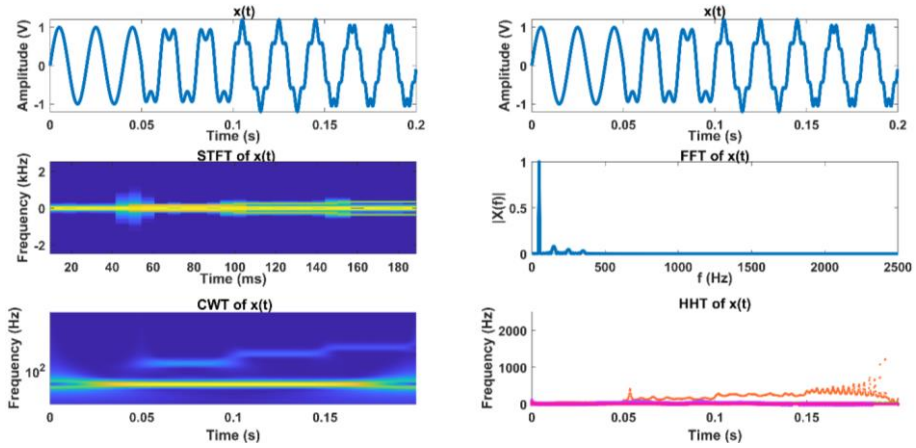


Figure 10. Comparative responses for time-variant harmonics.

i. FFT

The considered harmonic signal and the signal obtained by FFT rotation were obtained as shown in Figure 11. Table 2 gives the detailed results of this figure. It can be seen that the frequency and amplitude results obtained are free of error and the frequency spectrum is linear. It is also clear that the results obtained using this method only give results in the frequency spectrum. Therefore time-frequency is not suitable for simultaneous results.

ii. STFT

The relevant harmonic signal and the signal obtained by STFT transformation were obtained as seen in Figure 12. Detailed results for STFT are provided in Table 3. By that, it can be seen that the frequency spectrum is linear but its resolution is quite low, and accordingly, the frequency and amplitude results are obtained partially incorrectly. These errors are especially deviated at points where the measured values are incompatible with the resolution, such as the fundamental harmonic and 5th Harmonic frequencies. The values obtained here were obtained by normalizing the results according to the overlapping percentage and FFT transformation length. However, unlike FFT, it can be seen from the figure and the relevant table that time-frequency is suitable for simultaneous results. The fluctuation in frequency can be seen more clearly in the 3D image in Figure 12.c. Therefore, average values were obtained for the amplitudes.

Table 2. Different responses and features of the FFT.

	Main Component		Harmonic Components	
Inphase Time / Frequency information	Not available			
Frequency Deviation Robustness	Sensitive			
Sensitivity to Noise	Sensitive			
Frequency Resolution (Hz)	Linear: 5 Hz			
Nominal Amplitude (V_{pu})	1	1/3	1/5	1/7
Measured Amplitude (V_{pu})	1	0.33333	0.2	0.142857
Error (%)	0	0	0	0
Nominal Frequency (Hz)	50	150	250	350
Measured Frequency (Hz)	50	150	250	350
Error (%)	0	0	0	0

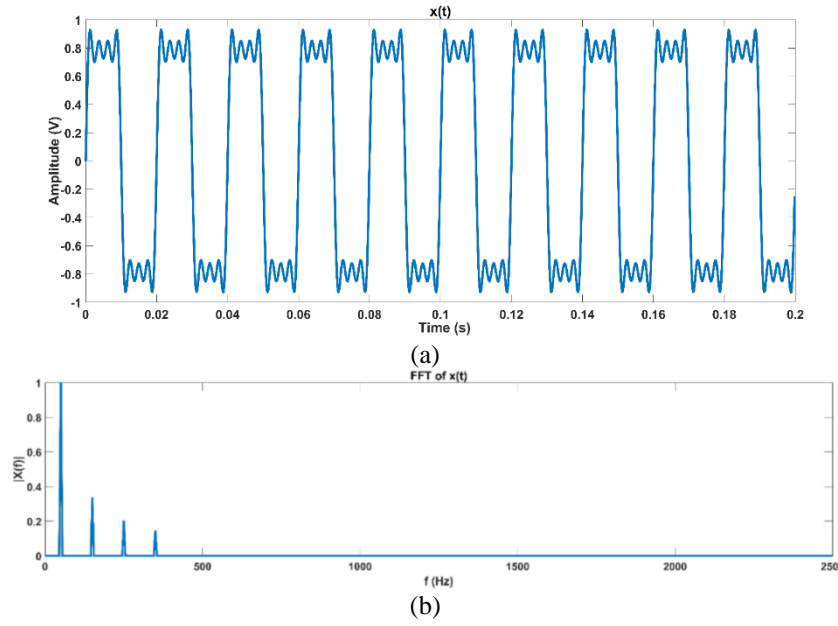


Figure 11. FFT response.

Table 3. Different responses and features of the STFT.

	Main Component		Harmonic Components	
Inphase Time / Frequency information	Available			
Frequency Deviation Robustness	Effective			
Sensitivity to Noise	Robust			
Frequency Resolution (Hz)	Linear: 39.0625			
Nominal Amplitude (V_{pu})	1	1/3	1/5	1/7
Measured Amplitude (V_{pu})	0.9756	0.3367	0.1850	0.1466
Error (%)	-2.4400	1.0100	-7.5000	2.6200
Nominal Frequency (Hz)	50	150	250	350
Measured Frequency (Hz)	39.0625	156.2500	234.3750	351.5625
Error (%)	-21.8750	4.1667	-6.2500	-0.4464

iii. CWT

The resulting images obtained with the CWT transformation are shown in Figure 13. Results for CWT are stated in Amplitude values were obtained with very low errors compared to EMD. Although the components are difficult to distinguish in the 2D image, these effects are quite evident in the 3D results. In addition, the amplitude fluctuation is more apparent. Although being based on EMD makes the method sensitive to frequency deviation, it is effective in terms of time-frequency analysis and robustness to noise.

iv. EMD

Another approach is the EMD method, which separates each component into different frequency components simultaneously. The resulting images obtained by EMD transformation were obtained in 2 and 3 dimensions as shown in Figure 14. The IMF components obtained by EMD are obtained from the frequency components from the highest to the lowest, and the last one gives the residue. Detailed results of this visualization are given in Table 5. IMF2 and IMF3 belong to approximately 150 Hz and 50 Hz components respectively; it can be seen that IMF1 belongs to the 275 Hz component. In this case, the waveform and energy of the 250 Hz and 350 Hz components are seen together in the 275 Hz component. Therefore, Table 5 signifies that the frequencies and amplitudes of these components have high errors. The frequency resolution also varies non-linearly. As a result, although it issuitable for partially inphase time-frequency analysis, it is seen that it is not robust to frequency deviation and noise.

v. HHT

The final approach using the EMD responses as input is the HHT method. The result images obtained with this method were obtained in 2 and 3 dimensions, as shown in Figure 15. As shown in Table 6, the fact that the frequency resolution is linear and 25 Hz is an advantage in terms of obtaining the frequency components separately.

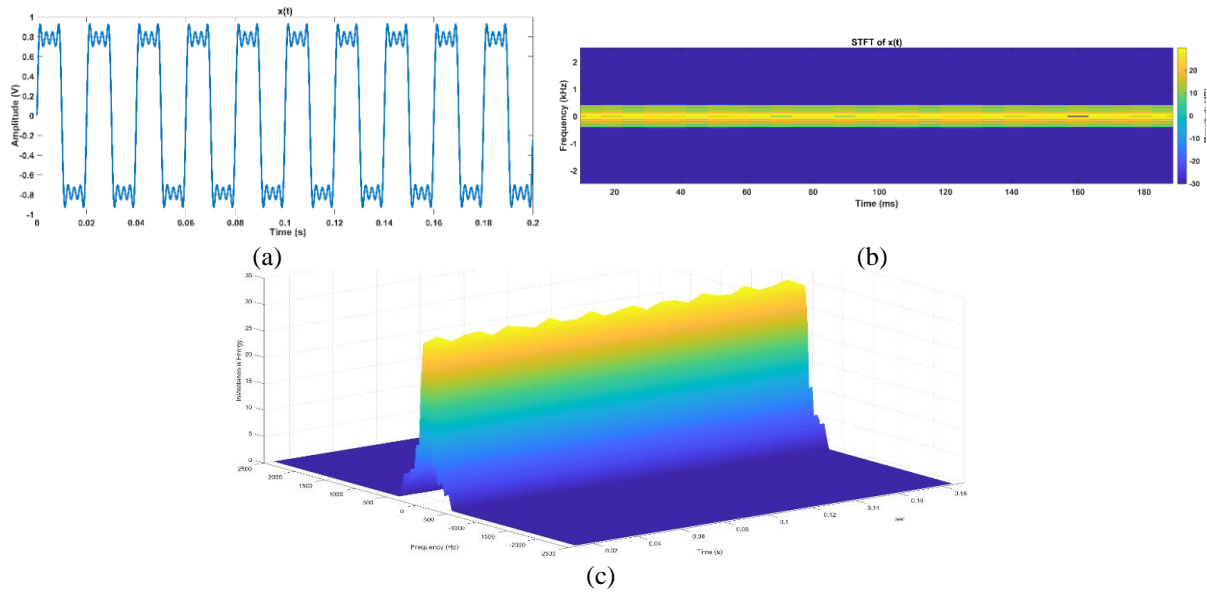


Figure 12. STFT response.

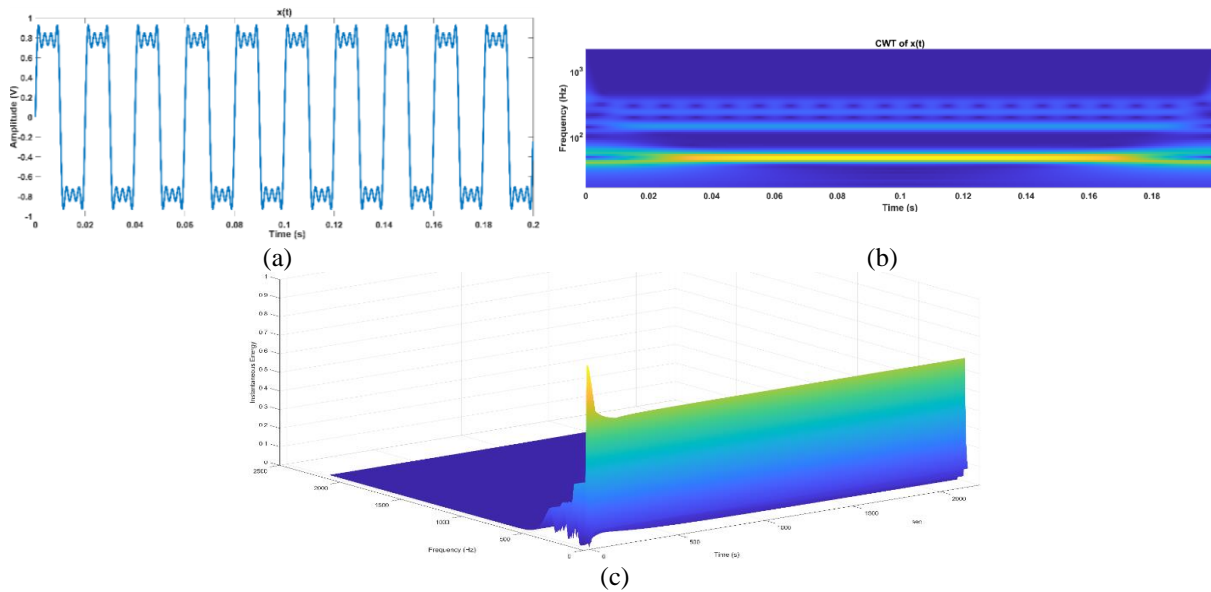


Figure 13. CWT response.

Table 4. Different responses and features of the CWT.

	Main Component	Harmonic Components		
Inphase Time / Frequency information		Available		
Frequency Deviation Robustness		Effective		
Sensitivity to Noise		Robust		
Frequency Resolution (Hz)		Nonlinear: 1.2171 ... 145.3601		
Nominal Amplitude (V_{pu})	1	1/3	1/5	1/7
Measured Amplitude (V_{pu})	0.977738	0.323476	0.197581	0.128497
Error (%)	2.22620	2.95720	1.20950	10.05210
Nominal Frequency (Hz)	50	150	250	350
Measured Frequency (Hz)	51.4070	145.4010	253.1578	358.0192
Error (%)	-2.81399	3.06599	-1.26312	-2.29120

Amplitude values were obtained with very low errors compared to EMD. Although the components are difficult to distinguish in the 2D image, these effects are quite evident in the 3D results. In addition, the amplitude fluctuation is more apparent. Although being based on EMD makes the method sensitive to frequency deviation, it is effective in terms of time-frequency analysis and robustness to noise.

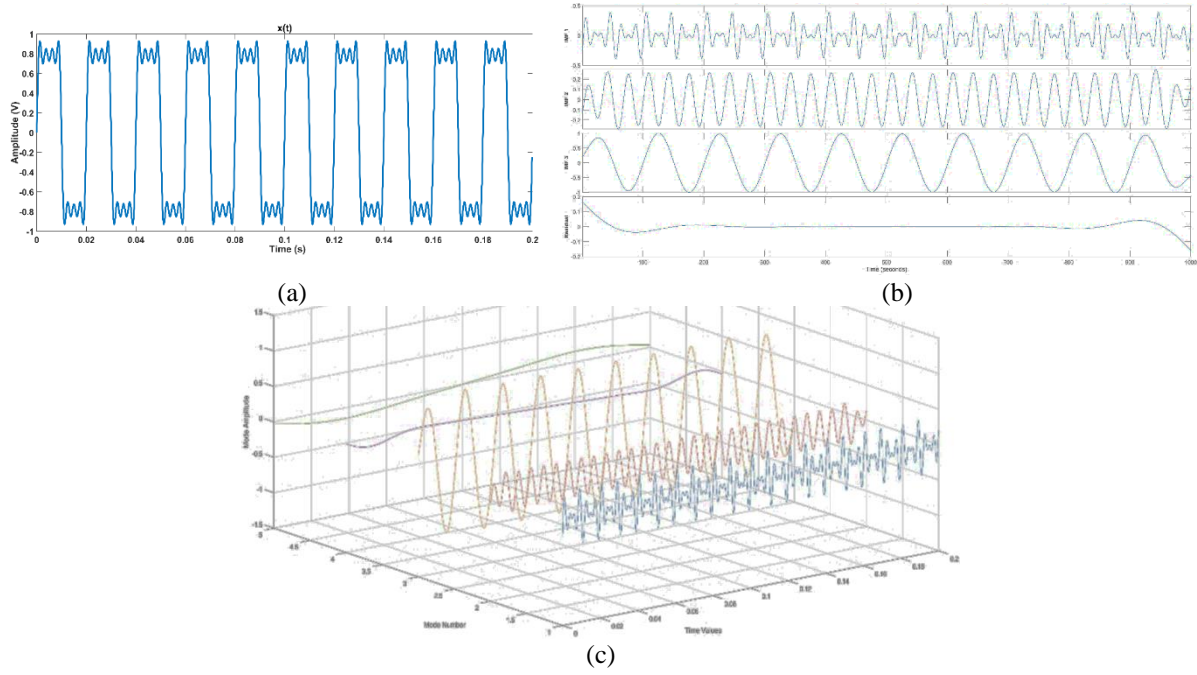


Figure 14. EMD response.

Table 5. Different responses and features of the EMT.

	Main Component	Harmonic Components		
Inphase Time / Frequency information		Available (Partly)		
Frequency Deviation Robustness		Ineffective		
Sensitivity to Noise		In-Robust		
Frequency Resolution (Hz)		Nonlinear: 15.7140 - 125.8983		
Nominal Amplitude (V_{pu})	1	1/3	1/5	1/7
Measured Amplitude (V_{pu})	1.00963	0.29550	0.38748	-
Error (%)	-0.9630	11.3500	-93.7400	-
Nominal Frequency (Hz)	50	150	250	350
Measured Frequency (Hz)	50.6035	150.8265	276.7248	-
Error (%)	-1.20700	-0.55100	-10.6899	-

Table 6. Different responses and features of the HHT.

	Main Component	Harmonic Components		
Inphase Time / Frequency information		Available		
Frequency Deviation Robustness		Ineffective		
Sensitivity to Noise		Robust		
Frequency Resolution (Hz)		Linear: 25		
Nominal Amplitude (V_{pu})	1	1/3	1/5	1/7
Measured Amplitude (V_{pu})	0.946	0.0453	0.1365	0.0502
Error (%)	2.22620	2.95720	1.20950	10.05210
Nominal Frequency (Hz)	50	150	250	350
Measured Frequency (Hz)	50	150	250	350
Error (%)	0	0	0	0

6. CONCLUSION

With the study, an app that enables the synthesis and production of 3rd, 5th, and 7th harmonics, which are important disturbance effects for power systems, has been proposed. This app allows the production of harmonics that occur at different time intervals by determining the amplitude, noise, and event start-end times. CWT, EMD, and HHT. In addition, there is also a sub-interface for the user to analyze pre-defined data with the desired methods for easy use. In this way, it allows simultaneous analysis for domains of frequency and time-frequency. The performance of the responses obtained from the proposed signal processing methods in terms of various amplitude, frequency, and resolution parameters were examined and their advantages and disadvantages compared to each other were revealed. While high frequency, frequency, and amplitude results can be obtained with 0% error with FFT in an environment of 60 dB with a low noise level, an answer can only be obtained when the frequency is received. Other methods that can provide simultaneous results in the time-frequency domain have low resolution.

Due to the spread of frequency responses in the frequency domain, high errors occurred in the EMD frequency and amplitude results, which reduced 4 frequency components to 3.

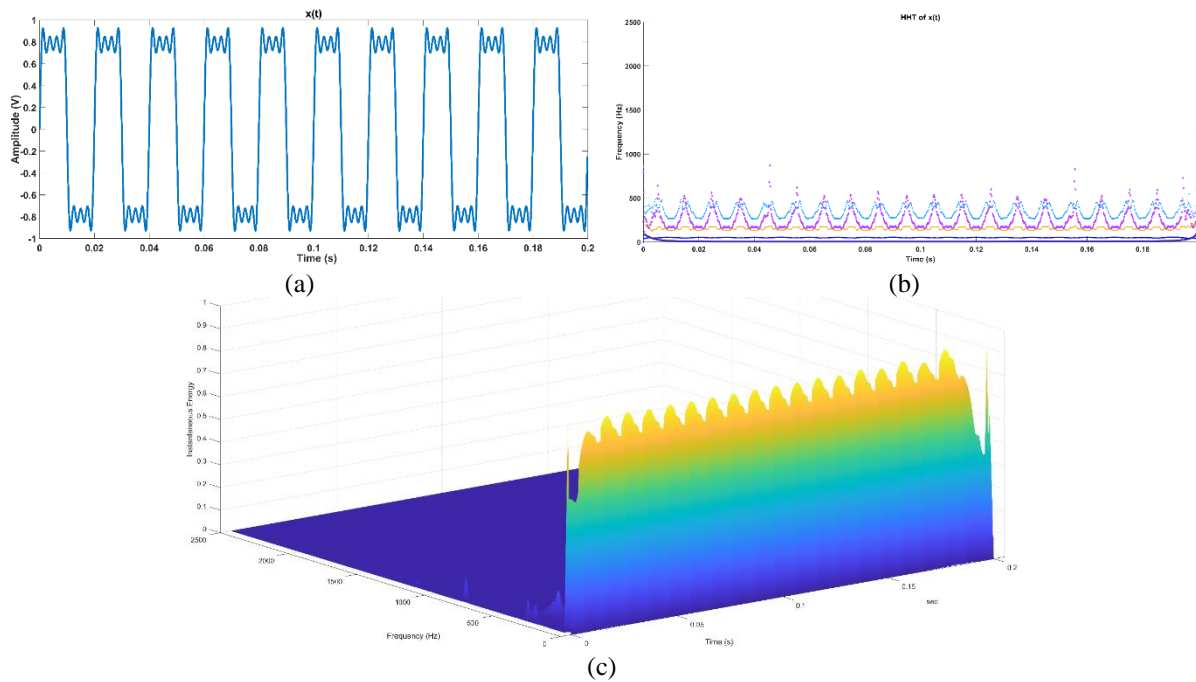


Figure 15. HHT response.

In addition, it has been observed that the HHT transformation, which uses EMD results, gives high accuracy results compared to other methods, with 0% error in frequency responses and error values between 2.22% and 10.05% in amplitude responses. By using these results, with the help of the presented app, syntheses and analyses for time and time-frequency domain responses can be made comparatively with the help of the signal processing methods discussed. There is a plan for the application presented here a detailed application that can respond to more degradation types in future studies.

Author Contributions

All stages of the study were done by the author.

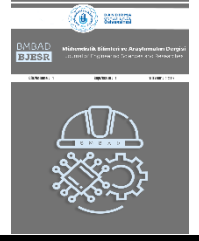
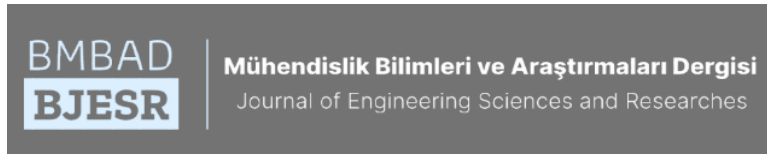
Conflict of Interest

Author declares that he has no conflicts of interest.

REFERENCES

- [1] "General guide on harmonics and interharmonics measurements and measuring instruments for power supply networks and attached devices used for the measurements", IEC Standard 61000-4-7, 2009.
- [2] "Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods", IEC Standard 61000-4-30, 2015.
- [3] "Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", IEEE 1459-Standard, 2010.
- [4] "Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality", IEEE 1159, 2009.
- [5] S. Akkaya and Ö. Salor, "Flicker Detection Algorithm Based on the Whole Voltage Frequency Spectrum for New Generation Lamps – Enhanced VPD Flickermeter Model and Flicker Curve", *Electric Power Components and Systems*, vol. 49, no. 6-7, pp. 637–651, 2021.
- [6] S. Akkaya and Ö. Salor, "New flickermeter sensitive to high-frequency interharmonics and robust to fundamental frequency deviations of the power system", *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 13, no. 6, pp. 783-793, 2019.
- [7] S. Akkaya and Ö. Salor, "A new flicker detection method for new generation lamps both robust to fundamental frequency deviation and based on the whole voltage frequency spectrum", *Electronics (Switzerland)*, vol. 7, no. 6, pp. 1-24, 2018.
- [8] S. Akkaya and Ö.S. Durma, "Enhanced spectral decomposition method for light flicker evaluation of incandescent lamps caused by electric arc furnaces," *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, vol. 18, no. 2, pp. 987–1005, 2018.
- [9] S. Akkaya, "A Review of the Experimental Studies on Analysis of Power Quality Disturbances", In *Pioneer And Contemporary Studies In Engineering*, Chapter. 24, pp. 454-478, 2023.

- [10] S. Akkaya, "An Overview of the Empirical Investigations into the Classification of Power Quality Disturbances", In *Pioneer And Contemporary Studies In Engineering*, Chapter. 22, pp. 410-431, 2023.
- [11] S. Akkaya, "A Conspectus of PQD Analysis", In *5th ICAENS 2023*, pp. 325-329, Konya, Türkiye, 2023.
- [12] S. Akkaya, "Empirical Investigations: Power Quality Disturbance Classification", In *5th ICAENS 2023*, pp. 320-324, Konya, Türkiye, 2023.
- [13] S. Akkaya, E. Yüksek, and H.M. Akgün, "A New Comparative Approach Based on Features of Subcomponents and Machine Learning Algorithms to Detect and Classify Power Quality Disturbances", *Electric Power Components and Systems*, vol. 52, no. 8, pp. 1269-1292, 2024.
- [14] M., and S. G.J. Frigo, "FFTW: An Adaptive Software Architecture For The FFT," In *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. 1381– 1384, 1998.
- [15] B. Sharpe, "Invertibility of overlap-add processing-STFT-accessed Dec 2023", Accessed: Dec. 02, 2023. [Online]. Available: <https://gauss256.github.io/blog/cola.html>
- [16] J.M. Lilly, "Element analysis: A wavelet-based method for analysing time localized events in noisy time series," In *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 473, no. 2200, Dec. 2017.
- [17] J. Bedi and D. Toshniwal, "Empirical Mode Decomposition Based Deep Learning for Electricity Demand Forecasting," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 49144–49156, 2018.
- [18] Norden E., Huang and S.S. Shen, "Hilbert-Huang transform and its applications", In *Interdisciplinary Mathematical Sciences*, World Scientific, vol. 2, 2014.
- [19] Y. Guo et al., "A Hilbert-Huang Transform-Based Traffic Estimation Algorithm To Power Line Communications," In *Proceedings - IEEE International Conference on Industrial Internet Cloud*, pp. 132–137, 2019.



Hindistan'daki Turistik Şehirlerin İklim Değişkenlerinin Tahminine Yönelik Hibrit ConvGRU Modeli

Hybrid ConvGRU Model for Prediction of Climate Variables of Touristic Cities in India

¹Anıl UTKU

¹Munzur Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Tunceli, Türkiye

anilutku@munzur.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 8 May 2024

Accepted : 9 July 2024

Keywords:

Climate Variables,
Convolutional Neural Network,
Gated Recurrent Unit, Deep
Learning, Machine Learning

ABSTRACT

Weather prediction is very important in terms of ensuring effectiveness and efficiency in areas such as agriculture, health, transportation, tourism, air quality and industrial production. Traditional weather forecast models are inadequate for long-term predictions. Artificial intelligence methods can produce successful predictions for the future by learning complex relationships between climate variables such as temperature, humidity, wind speed and air pressure. In this study, it was aimed to predict long-term climate variables such as temperature, humidity and dew point of Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi and Rishikesh, which are important tourism cities of India. For this purpose, the developed ConvGRU hybrid model was comprehensively compared with RF, SVM, CNN, LSTM and GRU models. A real-time and up-to-date data set between 2010 and 2024 was used. In order for the models to obtain the best results, the hyper-parameters of the models were optimized using grid search. Experimental results show that ConvGRU outperforms benchmarked models with R^2 values above 0.9 for all cities and climate variables.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 8 Mayıs 2024

Kabul : 9 Temmuz 2024

Anahtar Kelimeler:

İklim Değişkenleri,
Convolutional Neural Network,
Gated Recurrent Unit, Derin
Öğrenme, Makine Öğrenmesi

ÖZET

Hava durumu tahmini tarım, sağlık, ulaşım, turizm, hava kalitesi ve endüstriyel üretim gibi alanlarda etkinliğin ve verimliliğin sağlanabilmesi açısından oldukça önemlidir. Geleneksel hava durumu tahmin modelleri uzun vadeli tahminlerde yetersiz kalmaktadır. Yapay zekâ yöntemleri, sıcaklık, nem, rüzgâr hızı ve hava basıncı gibi iklim değişkenleri arasındaki karmaşık ilişkileri öğrenerek geleceğe dönük başarılı tahminler üretebilmektedir. Bu çalışmada, Hindistan'ın önemli turizm şehirlerinden olan Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh'in sıcaklık, nem ve çığ noktası gibi uzun vadeli iklim değişkenlerinin tahmin edilmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla, geliştirilen ConvGRU hibrit modeli, RF, SVM, CNN, LSTM ve GRU modelleriyle kapsamlı bir şekilde karşılaştırılmıştır. 2010-2024 yılları arasına ait gerçek zamanlı ve güncel bir veri seti kullanılmıştır. Modellerin en iyi sonuçları elde edebilmeleri için ızgara arama kullanılarak modellerin hiper-parametreleri optimize edilmiştir. Deneysel sonuçlar, ConvGRU'nun tüm şehirler ve iklim değişkenleri için 0,9'un üzerinde R^2 değeriyle karşılaştırılan modellerden daha başarılı olduğunu göstermiştir.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. GİRİŞ

Hava durumu, sıcaklık, nem, rüzgâr hızı ve yönü ve atmosferik basınç gibi değişkenlere göre atmosferin belirli bir zamandaki ve yerdeki durumu olarak tanımlanmaktadır [1,2]. Bu bileşenler kullanılarak belirli bir bölgenin herhangi bir andaki hava durumunu tanımlanmaktadır. Bu değişen parametreler, atmosferik süreçlere ilişkin bilgiyle birlikte, meteorologların yakın gelecekte havanın nasıl olacağını tahmin etmelerine yardımcı olur. Hava sıcaklığı, çeşitli ölçeklerden herhangi biri cinsinden ifade edilen ve ısı enerjisinin kendiliğinden akacağı yönü gösteren sıcaklık veya soğukluk ölçüsüdür [3]. İklim ise sıcaklık, toprak nemi, rüzgâr hızı ve yönü gibi değişkenler de dâhil olmak üzere atmosferde, okyanusta ve karada belirli durumlarının beklenen sıklığı olarak tanımlanır [4]. İklim, farklı zaman dilimlerindeki hava durumlarını kapsar ve aynı zamanda dünya sisteminin bileşenleri arasındaki karşılıklı etkileşimlerle de ilgilidir. Nem, atmosferdeki su buharı miktarını ifade etmektedir [5]. Havanın nem kapasitesi sıcaklığa göre belirlendiğinden, atmosferin su buharı içeriği bölgeye ve zamana göre değişiklik gösterir [6]. Çiy noktası havanın doyma noktasına ulaştığı ve buharın yoğunlaşarak sıvı hâle geçtiği sıcaklığı ifade eder [7,8].

Havanın insan yerleşim düzenleri, turizm, endüstriyel üretim ve hava kalitesi üzerinde doğrudan etkisi vardır [9]. Aşırı sıcaklık ve nem hastalıkların bulaşmasına riskini arttırabilir. Benzer şekilde şiddetli yağmur sele neden olabilir, insanları can ve mal kaybına uğratabilir, ekonomik faaliyetleri kesintiye uğratabilir. Fırtınalar, kasırgalar ve dolu, mahsullere, binalara, ulaşım yollarına ve araçlara zarar verebilir. Kıyı bölgelerinde yaşanan tropikal kasırgalar ise aşırı yağışa ve su baskınına, gemilere, binalara, ağaçlara, tarımsal ürünlere, iletişim ve ulaşım ağlarına büyük hasarlar verebilir [10].

Hava olaylarının değişkenliği, insanlığın gelecekteki hava koşulları ve tahminleri konusunda uzun süredir devam eden bir araştırma içinde olmasına neden olmaktadır. Geleneksel hava tahmin modelleri, iklim değişkenleri, fiziksel prensipler ve bilgisayar destekli modellemeler yoluyla tahmin yapmaktadır [11,12]. Ancak geleneksel hava tahmin yöntemleri, uzun vadeli tahminlerin yapılması konusunda sınırlıdır. İklim değişikliğinin etkileri arttıkça hava tahminlerinin tutarlılığı daha da kritik hale gelmektedir. Bu sebeple yapay zekâ yöntemlerinin hava tahmininde kullanımı ön plana çıkmaktadır. Yapay zekâ yöntemleri, hava durumu parametreleri arasındaki karmaşık ilişkileri öğrenerek ve belirli bölgelere ait hava durumu modellerini üreterek hava tahmininde başarılı sonuçlar üretmektedir.

Bu çalışmada, Hindistan'ın turizm şehirlerinden olan Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh'in iklim parametrelerinin tahmin edilmesi amaçlanmıştır. Agra, Hindistan'ın en ünlü turistik şehirlerinden biridir. Dünyanın yedi harikasından biri olan Babür mimari eseri Tac Mahal, Agra kalesi ve Jama Mescidi turistlerin ilgi odağı olmaktadır [13]. Hindistan'ın pembe şehri olarak bilinen Jaipur, Amber kalesinin yanı sıra batık kumaşları, seramikleri ve zümrüt zanaatı ile turistlerin ve tasarımcıların ilgilerini çekmektedir [14]. Jodhpur, Mehrangarh kalesi, Mandore bahçeleri ve Jaswant Thada anıtına ev sahipliği yapan bölgedeki en önemli mimari alanlardan biridir [15]. Hindistan'ın başkenti olan New Delhi moda, sanat, yemek ve teknoloji ile öne çıkmaktadır. Ayrıca Kutub Minar, Jantar Mantar ve Hindistan Kapısı gibi dünyanın en ünlü turistik yerleri New Delhi'de bulunmaktadır [16]. Rishikesh, Hindular tarafından bir hac yeri olarak görülmekte ve Hindistan'da yoganın doğduğu yer olarak bilinmektedir [17].

Bu gibi turistik önemleri nedeniyle Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirleri için iklim değişkenlerinin belirlenmesi amaçlanmıştır. Turistlerin bu şehirlere yönelik seyahat planlamalarını yapabilmeleri ve yerel yönetimlerin hava durumlarına göre stratejiler geliştirebilmeleri açısından hava durumunun doğru bir şekilde tahmin edilmesi önemlidir. Bu çalışmada, tahmin başarısını ve doğruluğunu arttırmak amacıyla Convolutional Neural Network (CNN) ve Gated Recurrent Unit (GRU) modelleri kullanılarak hibrit ConvGRU modeli geliştirilmiştir. Geliştirilen model, Random Forest (RF), Long Short-Term Memory (LSTM), CNN, Support Vector Machine (SVM) ve GRU ile kapsamlı bir şekilde karşılaştırılmıştır. Karşılaştırılan modeller, Hindistan'ın en önemli turizm şehirlerinden olan Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh'in hava durumu verileri kullanılarak test edilmiştir.

Bu çalışmanın literatüre olan katkıları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Hindistan'ın en önemli turizm şehirleri için iklim değişkenlerinin tahminine yönelik veri odaklı bir yaklaşım sunulmuştur.
- Uzun vadeli hava durumu verileri analiz edilerek iklim değişikliği eğiliminin belirlenmesi amaçlanmıştır.
- Tahmin başarısını arttırmak amacıyla CNN ve GRU modelleri kullanılarak ConvGRU hibrit modeli geliştirilmiştir.
- Geliştirilen model, 2010-2024 yıllarına ait saatlik, güncel ve gerçek zamanlı veriler kullanılarak geleneksel modellerle kapsamlı bir şekilde test edilmiştir.
- Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirlerine ait bu veri seti kullanılarak yapılan literatürdeki ilk çalışmadır.

2. LİTERATÜRDEKİ ÇALIŞMALAR

Literatürde, hava durumu tahmini ve iklim değişkenlerinin modellenmesi ile uzun vadeli eğilimlerin belirlenmesi için yapay zekâ yöntemlerinin kullanıldığı çalışmalar bulunmaktadır. Bu bölümde, hava ve iklim değişkenlerinin tahminine yönelik literatürdeki çalışmalar incelenmiştir.

Bekkar ve ark. hava kalitesi tahmini için derin öğrenme modellerinin karşılaştırmalı bir analizini sunmuştur [18]. Çalışmada CNN ve LSTM ile CNN ve GRU modelleri kullanılarak hibrit modeller oluşturulmuştur. Oluşturulan hibrit modeller, temel modeller ve çift yönlü LSTM ile karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlar, CNN-LSTM'nin günlük tahminde 0,989 R² ve haftalık tahminde 0,979 R² ile karşılaştırılan modellerden daha iyi performans verdiğini göstermiştir.

Abirami ve Chitra, Delhi'nin hava kalitesi tahminine yönelik DL-Air adı verilen bir model önermiştir [19]. Önerilen model kodlayıcı, LSTM ve kod çözücü bileşenlerinden oluşmaktadır. Önerilen model, temel modellere kıyasla RMSE ve MAE değerlerinde %37 azalma ve R2 değerinde ise %8 iyileşme sağlamıştır.

Patil ve Liyama, Japonya'daki Tohoku bölgesindeki deniz yüzeyi sıcaklığının tahminine yönelik derin öğrenme modellerinin karşılaştırmalı bir analizini sunmuştur [20]. Çalışmada Multilayer Perceptron (MLP), LSTM ve 2D CNN karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlar, 2D CNN'in 0,25 RMSE ile karşılaştırılan modellerden daha başarılı olduğunu göstermiştir. Ravindirani ve ark., hava kalitesi tahmini için XGBoost, LightGBM, Catboost, RF ve Adaboost algoritmalarının karşılaştırmalı bir analizini sunmuştur [21]. Çalışmada, Hindistan'daki Visakhapatnam şehrinin yaklaşık 5 yıllık hava kalitesi verileri kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, Catboost'un 0,9998 R2 ile karşılaştırma modellerinden daha başarılı olduğunu göstermiştir.

Ayus ve ark., hava kalitesi indeksinin tahminine yönelik Recurrent Neural Networks (RNN), Bidirectional Gated Recurrent unit (Bi-GRU), Bidirectional Long Short-Term Memory (BiLSTM), Convolutional Neural Network BiLSTM (CNN-BiLSTM), Convolutional BiLSTM (Conv1D-BiLSTM) ve eXtreme Gradient Boosting (XGBoost) modellerinin karşılaştırmalı bir analizini sunmuştur. Çalışmada Çin'deki 10 büyük şehrin verileri kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, XGBoost'un karşılaştırılan modellerden daha başarılı bir tahmin performansına sahip olduğunu göstermiştir [22].

Kumar ve Pande hava kalitesi tahminine yönelik k-Nearest Neighbour (kNN), Gaussian Naive Bayes (GNB), SVM, RF ve XGBoost modellerinin karşılaştırmalı bir analizini sunmuştur. Çalışmada Hindistan'daki 23 şehre ait hava kalitesi verileri kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, XGBoost'un karşılaştırılan modeller arasında en iyi performansa sahip olduğunu göstermiştir [23].

Naz ve ark., azot dioksit, ozon, kükürt dioksit, PM_{2.5} ve PM₁₀ gibi hava kirleticilerin değerlerinin tahminine yönelik GRU, LSTM ve AutoRegressive Integrated Moving Average (ARIMA) modellerinin uygulamalı bir analizini sunmuştur. Çalışmada, Kuzey İrlanda'da yer alan Belfast şehrinin hava kalitesi verileri kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, derin öğrenme modellerinin ve özellikle LSTM'in tüm hava kirleticiler açısından ARIMA'dan daha başarılı olduğunu göstermiştir [24]. Barthwal ve Goel, Hindistan'ın başkenti Delhi'deki hava kirliliğinin ve iklim değişkenlerinin tahmin edilmesi amacıyla Deep Convolutional Neural Network (DCNN) ve LSTM kullanarak DCNN-LSTM modelini geliştirmiştir. Çalışmada hava kalitesi tahmini için Delhi genelindeki 14 lokasyondan elde edilen karbon monoksit PM_{2.5} ve PM₁₀ konsantrasyonları kullanılmıştır. Ayrıca Delhi için sıcaklık, nem ve atmosferik basınç gibi iklim değişkenleri tahmin edilmiştir. DCNN-LSTM mimarisi, %97,48'lik sınıflandırma doğruluğuyla literatürdeki çalışmalardan daha başarılı olmuştur [25].

Mohammadi ve ark., PM_{2.5} tahminine yönelik Artificial Neural Networks (ANN), kNN, SVM ve RF'in uygulamalı bir analizini sunmuştur. Çalışmada İran'ın İsfahan şehrinde bulunan 7 hava kalitesi izleme istasyonundan elde edilen veriler kullanılmıştır. Çalışmada 2020 yılı için tahmin edilen veriler ArcGIS yazılımına dahil edilerek ve Inverse Distance Weighting (IDW) yöntemi kullanılarak İsfahan şehri için enterpolasyon yapılmış ve yılın her ayı için kirlilik haritası çizilmiştir. Deneysel sonuçlar, ANN'in %90,1 sınıflandırma doğruluğuyla karşılaştırılan modellerden daha başarılı olduğunu göstermiştir [26].

Krivoguz ve ark., hava sıcaklığı tahminine yönelik derin tekrarlı sinir ağları ve GRU'yu kullanarak hibrit bir model geliştirmiştir [27]. Çalışmada, Deep Recurrent Neural Network (DRNN), DRNN-GRU, LSTM ve Robust Stacked LSTM (RSLSTM) karşılaştırılmıştır. Çalışmada yaklaşık 63 yıllık sıcaklık, basınç ve yağış seviyelerini içeren bir veri seti kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, geliştirilen modelin 0,06 MAE değeriyle karşılaştırılan modellerden daha başarılı olduğunu göstermiştir.

Mishra ve Gupta, hava kalitesi tahmini için istatistiksel modeller ile makine öğrenmesi ve derin öğrenme modellerinin karşılaştırmalı bir analizini sunmuştur [28]. Çalışmada, Pekin'in 2014-2018 yılları arasındaki hava kalitesi verileri kullanılarak LSTM, Decision Tree (DT), ARIMA, Huber Regressor, kNN ve Dummy Regressor karşılaştırıldı. Deneysel sonuçlar, LSTM'nin kısa vadeli tahminlerde karşılaştırılan modellerden daha başarılı bir performansa sahip olduğunu göstermiştir.

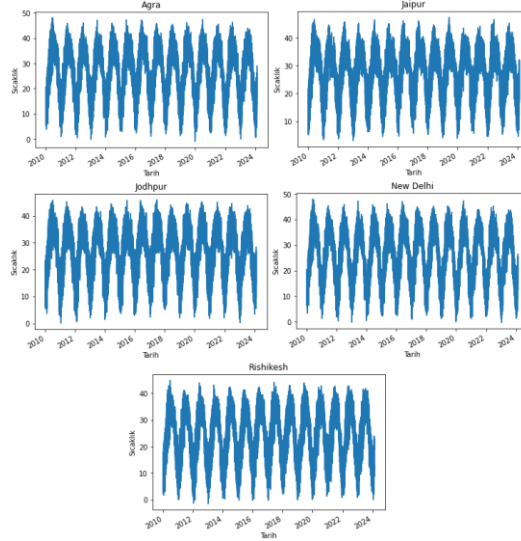
3. MATERYAL VE METOT

Bu çalışmada, geliştirilen hibrit ConvGRU modeli ile Hindistan'ın turistik şehirlerinin iklim değişkenlerinin uzun vadeli trendlerinin analiz edilmesi amaçlanmıştır. Bu bölümün devamında, kullanılan veri seti ile ilgili detaylı analizler sunulmuştur. Ayrıca geleneksel tahmin modelleri ve geliştirilen hibrit ConvGRU modelinin mimarisi açıklanmıştır.

3.1. Veri Seti

Bu çalışmada Hindistan'ın turistik şehirlerinden olan Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirlerinin Ocak 2010-Şubat 2024 dönemini kapsayan saatlik, güncel ve gerçek zamanlı saatlik hava durumu verileri

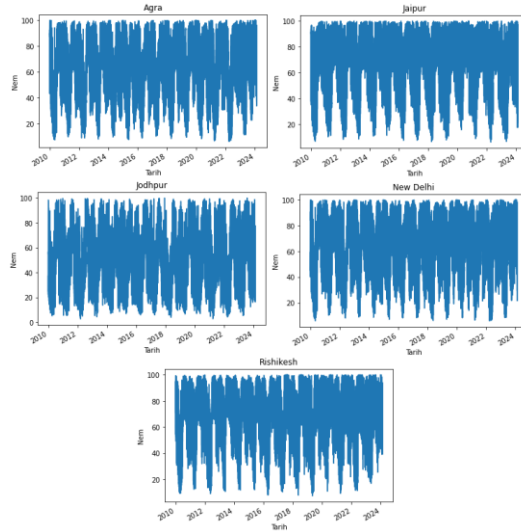
kullanılmıştır [29]. Kullanılan veri seti sıcaklık, nem, çığ noktası, yağış, rüzgâr hızı ve atmosfer basıncı gibi hava durumu parametrelerini içermektedir. Şekil 1’de, Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirlerinin Ocak 2010 ile Şubat 2024 arasındaki sıcaklık değerlerinin değişimi görülmektedir.



Şekil 1. Şehirlerin sıcaklık değerlerinin değişimi.

Şekil 1’de görülen grafikler, şehirlerin genel sıcaklık trendinin belirlenmesi ile ani sıcaklık değişimlerini veya anomalilerin belirlenmesi açısından önemlidir. Şekil 1’de görüldüğü gibi Agra, genel olarak ılıman bir iklime sahiptir. Yaz aylarında sıcaklık değerleri oldukça yüksekken kış aylarında sıcaklık değerleri düşüktür. Jaipur ise kurak bir iklime sahiptir ve mevsimsel değişimler oldukça belirgindir. Yaz aylarında oldukça yüksek sıcaklık değerlerine sahipken kış aylarında bile sıcaklık değerleri hızlı bir şekilde yükselmektedir. Jodhpur, sıcak ve kurak bir iklime sahiptir. Yaz aylarında yüksek sıcaklıklar görülürken kış aylarında ise ılıman bir iklime sahiptir. New Delhi subtropikal bir iklime sahiptir. Yaz aylarında sıcaklık oldukça yüksekken kış aylarında sıcaklık düşüşleri yaşanmaktadır ancak genellikle ılıman bir iklime sahiptir. Rishikesh ise ılıman bir iklime sahiptir. Yaz ve kış aylarında ılıman bir iklim görülmektedir. Sıcaklık değerleri yıl boyunca genellikle dengelidir.

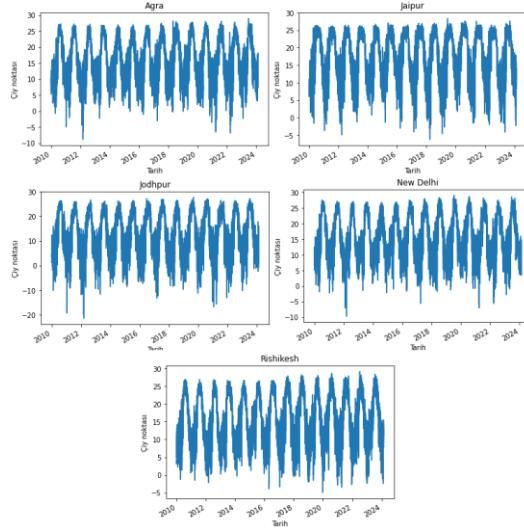
Şekil 2’de, Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirlerinin Ocak 2010 ile Şubat 2024 arasındaki nem değerlerinin değişimi görülmektedir.



Şekil 2. Şehirlerin nem değerlerinin değişimi.

Şekil 2’de görüldüğü gibi Agra genel itibariyle ılıman bir nem seviyesine sahiptir. Özellikle muson mevsiminde ve yaz aylarında nem yüksektir ancak kış aylarında daha düşüktür. Jaipur sıcak ve kuru iklimi nedeniyle genellikle düşük nem seviyelerine sahiptir. Jodhpur çöl iklimi nedeniyle genellikle düşük nem seviyelerine sahiptir. New Delhi’nin nem grafiği, genellikle orta düzeyde nem seviyelerini göstermektedir. Özellikle muson mevsiminde ve yaz aylarında nem yüksektir ancak kış aylarında düşmektedir. Rishikesh’in nem grafiği, genellikle orta düzeyde nem seviyelerini gösterir. Şehir, Himalayaların eteklerinde yer aldığı için, nem seviyeleri diğer şehirlere göre daha yüksek olabilir.

Şekil 3'te, Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirlerinin Ocak 2010 ile Şubat 2024 arasındaki çiy noktası değerlerinin değişimi görülmektedir.



Şekil 3. Şehirlerin çiy noktası değerlerinin değişimi.

Şekil 3'te görüldüğü gibi çiy noktası grafikleri genel itibariyle şehirlerin nem durumunu göstermektedir. Agra şehrinin grafiği genellikle havanın nemli olduğunu göstermektedir. Özellikle muson mevsiminde ve yaz aylarında çiy noktası yüksektir. Kış aylarında ise çiy noktası düşebilir ancak genellikle nemli ortam korunur. Jaipur şehrinin çiy noktası grafiği, genellikle düşük nem seviyelerini göstermektedir. Jaipur'un iklimi sıcak ve kuru olduğu için çiy noktası genellikle düşüktür. Yaz aylarında, muson yağmurları sırasında çiy noktası biraz artabilir ancak genel olarak düşük kalır. Jodhpur'un çiy noktası grafiği, genellikle çok düşük nem seviyelerini yansıtır. Şehrin çöl iklimi, çiy noktasının düşük kalmasına neden olur. New Delhi'nin çiy noktası grafiği, şehrin subtropikal iklimi ile uyumlu olarak genellikle orta düzeyde nem seviyelerini yansıtır. Rishikesh'in çiy noktası grafiği, genellikle orta düzeyde nem seviyelerini gösterir. Himalayaların eteklerinde yer almasından dolayı, çiy noktası diğer şehirlere göre biraz daha yüksek olabilir. Yaz aylarında çiy noktası artabilir ancak genel olarak ortalama düzeyde seyreder.

3.2. Veri Ön-İşleme

Veri ön-İşleme aşamasında veri setindeki eksik ve hatalı alanların kontrolü yapılmıştır. Bu çalışmada kullanılan veri seti, zamana bağlı olarak iklim parametrelerinin değerlerini içeren bir zaman serisi veri setidir. Zaman serisi verilerinin makine öğrenmesi ve derin öğrenme modelleri tarafından işlenebilmesi için regresyon problemi yapısına dönüştürülmesi gereklidir. Bu amaçla kayan pencere yöntemi kullanılmaktadır. Kayan pencere yöntemi, belirlenen pencere boyutu kadar gözlem verisinin girdi, bir sonraki zaman adımındaki gözlem verisinin ise çıktı olarak yapılandırılmasını sağlar [30]. Örnek olarak 3 boyutunda bir kayan pencerede t_1 , t_2 ve t_3 zaman adımındaki gözlem verileri girdi, t_4 zaman adımındaki gözlem verisi ise çıktı olacaktır. Yapılan deneysel çalışmalar, kayan pencere boyutu 9 olduğunda en düşük RMSE değerlerinin elde edildiğini göstermiştir. Girdi-çıktı örnekleri şeklinde regresyon problemi yapısına dönüştürülen veri seti, min-max scaler kullanılarak ölçeklendirilmiştir. Veri setinin %33'ü test ve %67'si ise eğitim için kullanılmıştır. Bu oranlar yapılan deneysel çalışmalar neticesinde belirlenmiştir. Eğitim verilerinin %10'u ise model hiper-parametrelerinin ızgara arama (grid search) ile optimize edilmesi için kullanılmıştır. Hiper-parametreler, modellerin performansını, doğruluğunu ve genelleme kapasitesini önemli ölçüde artırmaktadır. Model hiper-parametrelerinin belirlenmesinde yaygın olarak ızgara arama ve rastgele arama yöntemleri kullanılmaktadır. ızgara arama belirlenen hiper-parametrelerin olası tüm kombinasyonlarını sistematik bir şekilde arar ve her bir kombinasyon için modeli eğiterek performansını değerlendirir. Her model için optimize edilecek hiper-parametreler ve bu parametrelerin olası değer aralıkları belirlenir. Belirlenen hiper-parametrelerin tüm olası kombinasyonları oluşturulur ve her kombinasyon için model eğitilerek doğrulama veri seti üzerinde performansı değerlendirilir. En iyi performansı gösteren hiper-parametre kombinasyonu seçilerek model oluşturulur. Rastgele arama ise hiper-parametre uzayından rastgele örnekler seçerek bu kombinasyonları dener. ızgara aramadaki gibi sistematik bir tarama yerine, belirlenen deneme sayısı kadar rastgele kombinasyon uygulanır. Ancak rastgele arama en iyi hiper-parametrelerin belirleneceğine dair garanti vermez ve en uygun hiper-parametrelerin belirlenme olasılığı ızgara aramaya göre düşüktür. Bu sebeple modellerin hiper-parametreleri ızgara arama kullanılarak belirlenmiştir. Tablo 1'de uygulanan geleneksel modeller için kullanılan hiper-parametreler görülmektedir.

Karşılaştırılan her bir model, Tablo 1'de sunulan hiper-parametre kombinasyonları uygulanarak oluşturulmuştur. Bu sayede modellerin adil bir şekilde karşılaştırılarak en iyi sonuçlara sahip olması amaçlanmıştır.

Tablo 1. Uygulanan geleneksel modeller için kullanılan hiper-parametreler.

Model	Hiper-parametre
RF	Ağaç sayısı: 100, maks. Derinlik: 5, min. örnek sayısı: 2
SVM	C:1.5, gamma:1e-07, epsilon:0.1, kernel: linear
CNN	Filtre sayısı: 64, katman sayısı: 2, aktivasyon fonksiyonu: relu, yığın boyutu: 64, öğrenme oranı: 0.001, eğitim sayısı: 100
LSTM	Katman sayısı: 2, nöron sayısı: 80, yığın boyutu: 64, öğrenme oranı: 0.001, eğitim sayısı: 100, optimizasyon: Adam, aktivasyon fonksiyonu: ReLU
GRU	Katman sayısı: 3, nöron sayısı: 100, yığın boyutu: 64, öğrenme oranı: 0.001, eğitim sayısı: 200, optimizasyon: Adam, aktivasyon fonksiyonu: ReLU

3.3. Tahmin Modelleri

RF, rastgele seçilmiş veri noktaları ve özellikleri kullanarak oluşturulmuş birden fazla karar ağacını birleştiren bir topluluk öğrenme algoritmasıdır [31]. Eğitim aşamasında, çok sayıda karar ağacı oluşturur ve regresyon problemlerinde her bir ağacın ortalama tahminini, sınıflandırma problemlerinde ise sınıfların modunu alır. Temel prensip, çeşitli ağaç kümeleri oluşturmak ve tahmin doğruluğunu artırmak için tahminlerini birleştirmektir [32]. RF farklı ağaçların, verilerin farklı varyasyonlarını görmesine olanak tanıyan çeşitli alt kümeler oluşturur. Her düğümde, tüm özellikleri dikkate almak yerine bölme için rastgele bir özellik alt kümesi dikkate alınır. Tüm karar ağaçları oluşturulduktan sonra toplu olarak karar ağaçlarının tahminleri alınır. Sınıflandırma problemlerinde, ağaçların sınıflara verdikleri oyların çoğunluğunu alan sınıf nihai tahmin olur. Regresyon problemlerinde, nihai çıkışı elde etmek üzere tüm ağaçlardan gelen tahminlerin ortalaması alınır [33].

SVM'nin temel amacı, veri noktalarını sınıflar arasında bir sınır çizerek ayırmaktır. Bu sınır, genellikle karar sınırı olarak adlandırılır ve sınıflar arasındaki en geniş marjı elde etmek için optimize edilir [34]. Destek vektörleri, hiper düzleme daha yakın olan noktaları ifade etmektedir. Marj, karar sınırından her iki sınıfın en yakın veri noktasına olan mesafedir. SVM, verileri sınıflar arasında kolaylıkla ayrılabilir daha yüksek boyutlara dönüştürmek için çekirdek fonksiyonlarını kullanır [35].

CNN, genellikle sınıflandırma problemlerinde olmak üzere görüntü verilerini işleme konusundaki yetenekleriyle öne çıkan bir modeldir [36]. CNN, konvolüsyon, havuzlama ve tam bağlı katmanlar gibi yapıları sayesinde özelliklerin hiyerarşik olarak öğrenilmesini sağlar. Konvolüsyon katmanları, görüntüler üzerinde belirli bir boyutta filtre kullanarak evrişim işlemi uygular. Havuzlama katmanları evrişim sonrası elde edilen özellik haritasının boyutunu küçültmek için kullanılır. Düzleştirme katmanı, matris formatında işlenen verilerin tek boyuta indirgenmesini sağlar [37].

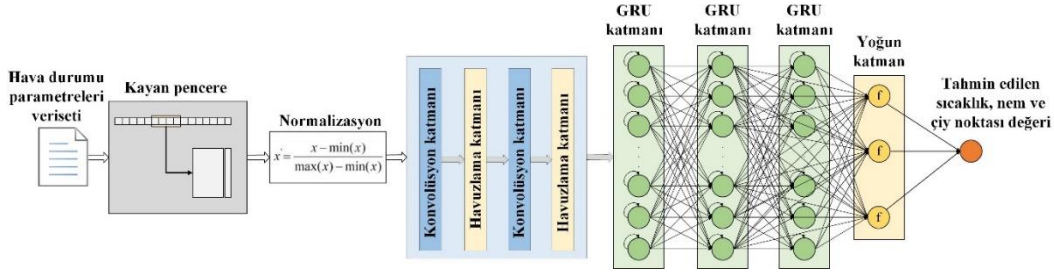
LSTM, kaybolan gradyan sorununu çözmek ve sıralı verilerdeki uzun vadeli bağımlılıkları belirlemek için tasarlanmış bir tekrarlı sinir ağı modelidir. LSTM mimarisi, verilerin uzun diziler boyunca saklanmasına olanak tanıyan özel mekanizmalar içerir [38]. LSTM, bilgileri uzun diziler halinde saklayabilen ve her zaman adımında güncellenebilen hücre durumlarına sahiptir [39]. Gizli durum, hücre durumundaki bilgilerin seçici olarak hatırlanmasını veya unutulmasını sağlar. Giriş kapısı, hücre durumuna bilgi akışını kontrol eder [40]. Çıkış kapısı, her zaman adımında çıkışı üretmek için kullanılan bilgiyi kontrol eder.

GRU, LSTM'den farklı olarak gizli durumda seçici olarak bilgi güncelleme ve sıfırlamayı mümkün kılan geçiş mekanizmalarını içerir [41]. Bu mekanizma, GRU'ya temel bilgileri tutma ve ilgisiz verileri unutma yetkisi vererek uzun vadeli bağımlılıkların öğrenilmesini kolaylaştırır [42]. Sıfırlama kapısı, önceki gizli durumdan hangi bilgilerin unutulması gerektiğine karar verir. Aday gizli durum, geçmişteki unutulmuş bilgileri filtrelenmiş yeni girişle harmanlayarak bir sonraki gizli durum için aday oluşturur. Güncelleme kapısının hesaplanması GRU'nun ilk adımındır. Önceki gizli durumun ne kadar güncellenmesi gerektiğine karar vermek için mevcut girişi ve önceki gizli durumu kullanır [43]. Burada sigmoid fonksiyonu kullanılmaktadır. Güncelleme kapısına benzer şekilde sıfırlama kapısı da hesaplama için sigmoid fonksiyonunu kullanır. Sıfırlama kapısı hesaplamasından sonra, hiperbolik tanjant fonksiyonu (tanh) kullanılarak aday gizli durum hesaplanır [44]. Sıfırlama kapısının değeri önceki gizli durumun etkisini belirler. Nihai gizli durum, doğrusal enterpolasyon yoluyla tanımlanır. Bu enterpolasyon önceki gizli durumu ve olası gizli durumu içerir.

3.4. Geliştirilen Hibrit ConvGRU Modeli

ConvGRU modeli ile CNN ve GRU modellerinin öne çıkan etkili özelliklerini bir araya getirerek daha yüksek tahmin doğruluğuna sahip bir model geliştirilmesi amaçlanmıştır. CNN, özellik çıkarma aşamasında başarılıdır. GRU ise zaman serisi verilerindeki zamana olan bağımlılıkları etkili bir şekilde modellemektedir. ConvGRU, şehirlerin sıcaklık, nem ve çiy noktası verilerini girdi olarak almaktadır. ConvGRU Şekil 5'te görüldüğü gibi konvolüsyon katmanları, maksimum havuzlama katmanları, GRU katmanları ve yoğun katmandan oluşmaktadır. Modelin çıktısı, tahmin edilen sıcaklık, nem ve çiy noktası değerleridir. Model hiper-parametrelerinin optimizasyonu amacıyla ızgara arama kullanılarak en uygun hiper-parametre kombinasyonlarının belirlenmesi amaçlanmıştır. Geliştirilen modelin mimarisi Şekil 4'te görülmektedir.

ConvGRU, GRU'ya girdi olan alt dizileri yorumlamak için CNN katmanlarını kullanmaktadır. CNN, giriş verilerinden özellikleri çıkararak tek değişkenli giriş verilerini konvolüsyon ile çok boyutlu veri gruplarına dönüştürür ve tahmin için GRU'ya iletir.



Şekil 4. Geliştirilen modelin mimarisi.

ConvGRU modelinin performansını optimize etmek için öncelikle Tablo 2’de görüldüğü gibi hiper-parametre aralıkları belirlenmiştir.

Tablo 2. ConvGRU modeli için kullanılan hiper-parametreler ve değer aralıkları.

Hiper-parametre	Değer aralığı
Konvolüsyon katmanlarındaki filtre sayısı	[16, 32, 64]
Havuzlama boyutu	[2, 3, 4]
GRU katman sayısı	[1, 2, 3, 4, 5]
GRU nöron sayısı	[10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100]
Yığın boyutu	[1, 4, 8, 16, 32, 64, 128]
Öğrenme oranı	[0.001, 0.01, 0.1]
Eğitim sayısı	[10, 25, 50, 75, 100, 200, 300, 400, 500]

ConvGRU modeli için Tablo 2’de görülen hiper-parametre kombinasyonları test edilerek en uygun hiper-parametrelerin belirlenmesi amaçlanmıştır. Belirlenen aralıklardaki hiper-parametreler kullanılarak tüm olası kombinasyonlar oluşturulmuştur. Her kombinasyon için modelin doğrulama veri seti üzerinde performansı değerlendirilmiştir. Tüm kombinasyonlar arasında en düşük RMSE değerine sahip olan kombinasyon seçilmiştir. ConvGRU’nun CNN bileşeni, çekirdek boyutu 1 ve 64 filtreye sahip 1D konvolüsyon katmanına sahiptir. Düzleştirme katmanı, konvolüsyon ve havuzlama katmanında çıkarılan özelliklerin GRU’ya iletilmeden önce tek boyuta indirgenmesini sağlar. Hiper-parametre optimizasyonu sonucunda CNN 32 filtreden oluşan 2 adet tek boyutlu konvolüsyon katmanından, çekirdek boyutu 1 ve havuzlama boyutu 2 olan 2 adet maksimum havuzlama katmanından oluşmakta ve ReLU aktivasyon fonksiyonunu kullanmaktadır. GRU bileşeni ise her biri 50 nöron içeren 3 katmandan oluşmaktadır. GRU için eğitim sayısı 200, yığın boyutu 64, öğrenme oranı 0.001, aktivasyon fonksiyonu ReLU, optimizyer Adam ve kayıp fonksiyonu RMSE’dir. Izgara arama yöntemi ile optimize edilen hiper-parametreler, ConvGRU modelinin performansını önemli ölçüde iyileştirmiştir. En iyi hiper-parametre kombinasyonunun seçilmesi, modelin doğruluğunu ve genelleme kapasitesini artırmıştır.

4. DENEYSEL SONUÇLAR

Bu çalışmada, Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh şehirlerinin sıcaklığını, nemini ve çiy noktalarının tahmin edilmesi amaçlanmıştır. Geliştirilen ConvGRU modeli, RF, LSTM, CNN, SVM ve GRU ile kapsamlı bir şekilde karşılaştırılmıştır. Tablo 3 ve Şekil 5’te, Agra şehri için deneysel sonuçlar görülmektedir.

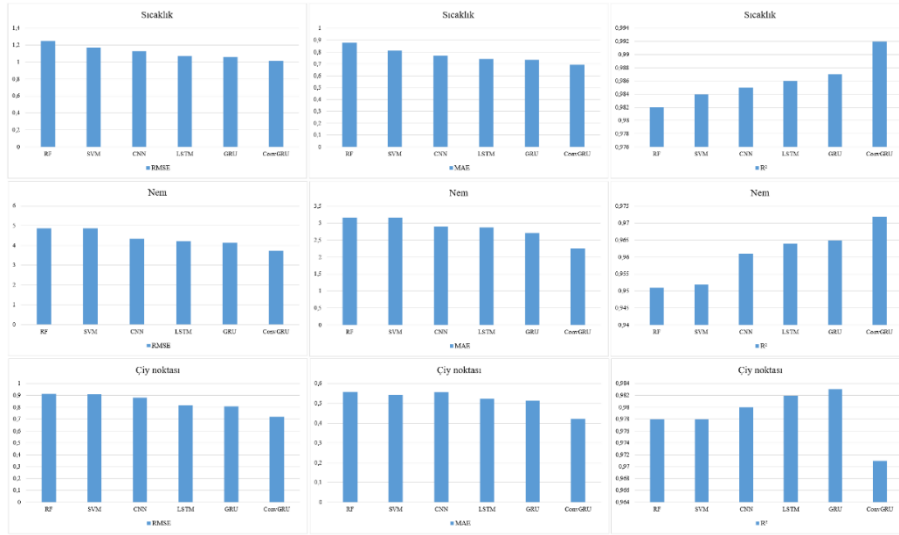
Tablo 3 ve Şekil 5’te görüldüğü gibi ConvGRU sıcaklık tahmininde $0,992 R^2$, nem tahmininde $0,972 R^2$ ve çiy noktası tahmininde $0,971 R^2$ ile karşılaştırılan modellerden daha başarılı olmuştur. ConvGRU’nun ardından sırasıyla GRU, LSTM, CNN, SVM ve RF başarılı olmuştur. Tablo 4 ve Şekil 6’da Agra şehri için deneysel sonuçlar görülmektedir.

Tablo 3. Agra şehri için deneysel sonuçlar

Model	Sıcaklık			Nem			Çiy noktası		
	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²
RF	1,247	0,878	0,982	4,878	3,175	0,951	0,914	0,558	0,978
SVM	1,171	0,812	0,984	4,857	3,170	0,952	0,909	0,542	0,978
CNN	1,133	0,769	0,985	4,341	2,901	0,961	0,882	0,557	0,980
LSTM	1,071	0,742	0,986	4,212	2,879	0,964	0,817	0,522	0,982
GRU	1,061	0,734	0,987	4,121	2,713	0,965	0,808	0,514	0,983
ConvGRU	1,011	0,692	0,992	3,724	2,255	0,972	0,719	0,422	0,971

Tablo 4 ve Şekil 6’da görüldüğü gibi ConvGRU sıcaklık tahmininde $0,989 R^2$, nem tahmininde $0,970 R^2$ ve çiy noktası tahmininde $0,988 R^2$ ile karşılaştırılan modellerden daha başarılı olmuştur. ConvGRU’nun ardından sırasıyla GRU, LSTM, CNN, SVM ve RF başarılı olmuştur. Tablo 5 ve Şekil 7’de, Agra şehri için deneysel sonuçlar görülmektedir.

Tablo 5 ve Şekil 7’de görüldüğü gibi ConvGRU sıcaklık tahmininde $0,989 R^2$, nem tahmininde $0,975 R^2$ ve çiy noktası tahmininde $0,991 R^2$ ile karşılaştırılan modellerden daha başarılı olmuştur.



Şekil 5. Agra şehri için deneysel sonuçlar.

Tablo 4. Jaipur şehri için deneysel sonuçlar.

Model	Sıcaklık			Nem			Çiy noktası		
	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²
RF	1,345	0,923	0,970	5,195	3,540	0,953	0,945	0,576	0,979
SVM	1,326	0,909	0,972	5,166	3,448	0,954	0,930	0,554	0,980
CNN	1,202	0,825	0,976	5,133	3,314	0,954	0,925	0,542	0,980
LSTM	1,157	0,814	0,979	4,743	3,235	0,961	0,881	0,530	0,982
GRU	1,038	0,802	0,981	4,564	3,155	0,964	0,858	0,519	0,983
ConvGRU	0,933	0,728	0,989	4,165	2,994	0,970	0,785	0,482	0,988

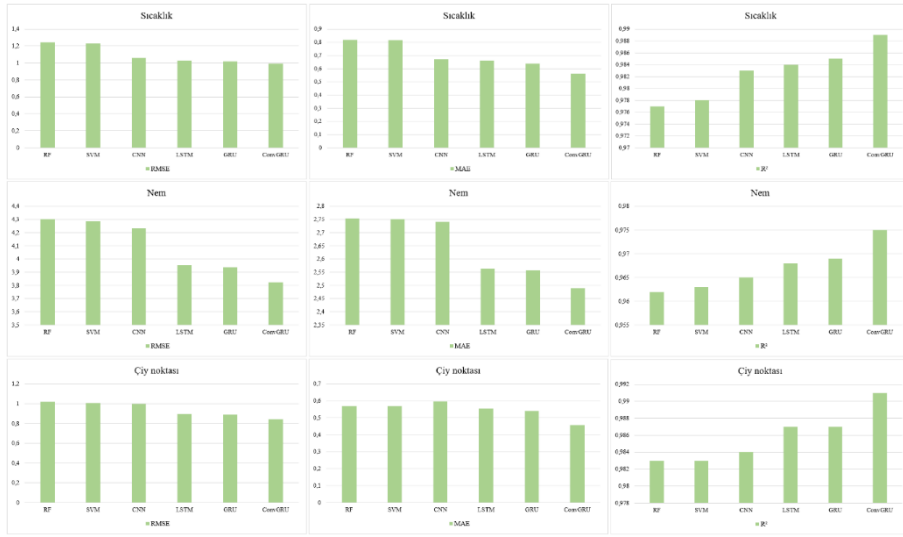


Şekil 6. Jaipur şehri için deneysel sonuçlar.

ConvGRU'nun ardından sırasıyla GRU, LSTM, CNN, SVM ve RF başarılı olmuştur. Tablo 6 ve Şekil 8'de, Agra şehri için deneysel sonuçlar görülmektedir.

Tablo 5. Jodhpur şehri için deneysel sonuçlar.

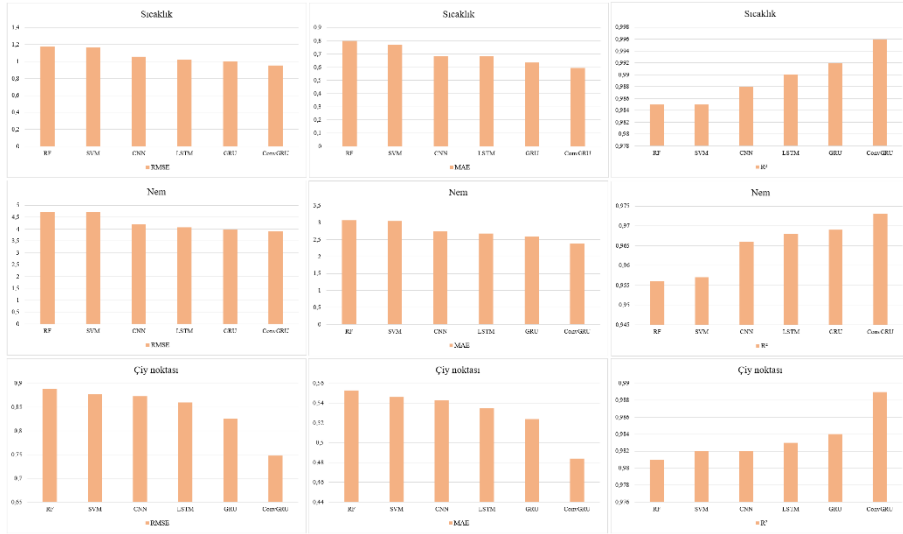
Model	Sıcaklık			Nem			Çiy noktası		
	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²
RF	1,245	0,818	0,977	4,304	2,755	0,962	1,019	0,571	0,983
SVM	1,227	0,816	0,978	4,288	2,752	0,963	1,008	0,570	0,983
CNN	1,061	0,670	0,983	4,234	2,742	0,965	0,997	0,598	0,984
LSTM	1,026	0,662	0,984	3,954	2,563	0,968	0,896	0,556	0,987
GRU	1,020	0,638	0,985	3,936	2,558	0,969	0,888	0,542	0,987
ConvGRU	0,991	0,563	0,989	3,822	2,489	0,975	0,845	0,458	0,991



Şekil 7. Jodhpur şehri için deneysel sonuçlar.

Tablo 6. New Delhi şehri için deneysel sonuçlar.

Model	Sıcaklık			Nem			Çiy noktası		
	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²
RF	1,180	0,798	0,985	4,724	3,070	0,956	0,889	0,553	0,981
SVM	1,164	0,771	0,985	4,719	3,045	0,957	0,877	0,546	0,982
CNN	1,056	0,684	0,988	4,195	2,741	0,966	0,873	0,543	0,982
LSTM	1,022	0,682	0,990	4,072	2,682	0,968	0,860	0,535	0,983
GRU	1,002	0,637	0,992	3,990	2,596	0,969	0,826	0,524	0,984
ConvGRU	0,954	0,595	0,996	3,912	2,382	0,973	0,748	0,484	0,989

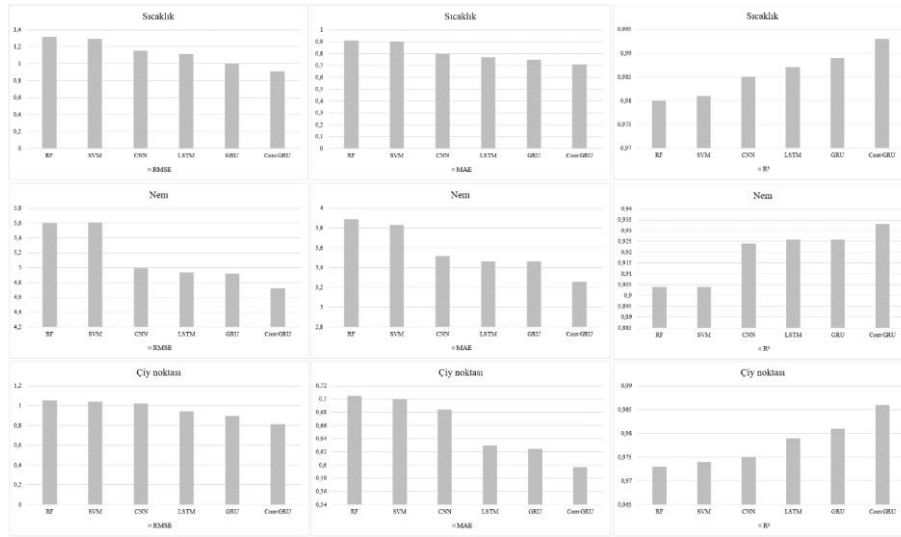


Şekil 8. New Delhi şehri için deneysel sonuçlar.

Tablo 6 ve Şekil 8’de görüldüğü gibi ConvGRU sıcaklık tahmininde 0,996 R², nem tahmininde 0,973 R² ve çiy noktası tahmininde 0,989 R² ile karşılaştırılan modellerden daha başarılı olmuştur. ConvGRU’nun ardından sırasıyla GRU, LSTM, CNN, SVM ve RF başarılı olmuştur. Tablo 7 ve Şekil 9’da Agra şehri için deneysel sonuçlar görülmektedir.

Tablo 7. Rishikesh şehri için deneysel sonuçlar.

Model	Sıcaklık			Nem			Çiy noktası		
	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²	RMSE	MAE	R ²
RF	1,317	0,910	0,980	5,607	3,890	0,904	1,055	0,705	0,973
SVM	1,293	0,902	0,981	5,608	3,834	0,904	1,042	0,700	0,974
CNN	1,153	0,796	0,985	4,994	3,518	0,924	1,025	0,684	0,975
LSTM	1,117	0,769	0,987	4,937	3,463	0,926	0,945	0,630	0,979
GRU	1,003	0,747	0,989	4,919	3,461	0,926	0,898	0,625	0,981
ConvGRU	0,911	0,708	0,993	4,725	3,254	0,933	0,812	0,597	0,986



Şekil 9. Rishikesh şehri için deneysel sonuçlar.

Tablo 7 ve Şekil 9'da görüldüğü gibi ConvGRU sıcaklık tahmininde 0,993 R^2 , nem tahmininde 0,933 R^2 ve çiy noktası tahmininde 0,986 R^2 ile karşılaştırılan modellerden daha başarılı olmuştur. ConvGRU'nun ardından sırasıyla GRU, LSTM, CNN, SVM ve RF başarılı olmuştur.

ConvGRU, CNN ve GRU'nun başarılı olan özelliklerinden faydalanmaktadır. CNN, zaman serisi verilerindeki örüntülerin çıkarılmasında etkilidir. GRU ise, zamana bağlı ilişkilerin ve uzun vadeli bağımlılıkların belirlenmesini sağlar. ConvGRU, verilerdeki zamansal ilişkileri yakalama yeteneği sayesinde LR, RF ve SVM'den daha başarılı oldu. LR, verilerdeki karmaşık ilişkileri öğrenmede sınırlıyken RF ve SVM, verilerdeki karmaşık ilişkileri yakalamada sınırlıdır. ConvGRU'nun CNN, LSTM ve GRU'dan daha başarılı olması, modelin hem özellik çıkarma yeteneği hem de zamana bağlı özellikleri öğrenme yeteneği ve genelleme yeteneği ile yorumlanabilir.

Tablo 8'de incelenen literatürdeki çalışmalarda kullanılan yöntemler ve performans değerlendirme metrikleri görülmektedir.

Tablo 8. Literatürdeki çalışmalarda kullanılan yöntemler ve değerlendirme sonuçları.

Referans	Kullanılan yöntemler	Başarılı olan model
18	CNN, LSTM, GRU, Bi-LSTM, CNN-GRU ve CNN-LSTM	CNN-LSTM
19	DL-Air ve LSTM	DL-Air
20	MLP, LSTM ve 2D CNN	2D CNN
21	XGBoost, LightGBM, Catboost, RF ve Adaboost	Catboost
22	RNN, Bi-GRU, Bi-LSTM, CNN-BiLSTM, Conv1D-BiLSTM ve XGBoost	XGBoost
23	KNN, GNB, SVM, RF ve XGBoost	XGBoost
24	GRU, LSTM ve ARIMA	LSTM
25	DCNN-LSTM, LSTM ve DCNN	DCNN-LSTM
26	ANN, kNN, SVM ve RF	ANN
27	DRNN, DRNN-GRU, LSTM ve RSLSTM	RSLSTM
28	LSTM, DT, ARIMA, Huber Regressor, kNN ve Dummy Regressor	LSTM
Bu çalışma	RF, SVM, CNN, LSTM, GRU, ConvGRU	ConvGRU

Tablo 8'de görüldüğü gibi hava durumu ve hava kalitesi tahminine yönelik yapılan çalışmalarda ağırlıklı olarak derin öğrenme modelleri uygulanmıştır. Özellikle geliştirilen hibrit modeller, karşılaştırılan temel modellere göre daha başarılı sonuçlara sahip olmuştur. Bu çalışmada CNN ve GRU modelleri kullanılarak ConvGRU hibrit modeli geliştirilmiştir. ConvGRU, 1D konvolüsyon katmanları ve GRU katmanlarından oluşan mimarileri birleştirerek, iklim verilerindeki uzun vadeli ilişkileri yakalamak için daha etkili bir yaklaşım sunmaktadır. Yapılan karşılaştırmalı analizlerde, ConvGRU modelinin geleneksel modellere göre belirgin bir şekilde daha yüksek R^2 değerleri elde ettiği gözlemlenmiştir. Özellikle, ConvGRU'nun tüm şehirler ve iklim değişkenleri için 0,9'un üzerinde R^2 değerleri elde etmesi, önerilen modelin başarısını doğrulamaktadır. Ayrıca, ConvGRU'nun genel olarak daha istikrarlı ve güvenilir tahminler ürettiği ve uzun vadeli iklim değişkenlerinin tahmininde diğer modellere göre daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir.

5. SONUÇLAR

Hava durumu tahmini, atmosferdeki meteorolojik koşulların gelecekte belirli bir zaman diliminde nasıl olacağını öngörülmesidir. Hava tahminleri, hava sıcaklığı, nem, rüzgâr hızı ve yönü, bulut örtüsü ve yağış miktarı gibi çeşitli faktörleri içerebilir. Sıcaklık, nem ve çiy noktası gibi iklim değişkenleri, doğru ve etkili hava durumu tahminleri oluşturmak için kullanılan birincil parametrelerdir. Atmosferdeki su buharı sürekli olarak buharlaşma yoluyla

üretildiğinden ve yoğunlaşma yoluyla uzaklaştırıldığından, su döngüsünün ayrılmaz bir parçasıdır. Çiy noktası, havanın doyma noktasına ulaştığı ve buharın yoğunlaşarak sıvı hâle geçtiği sıcaklığı ifade eder. Hava çiy noktasının altına kadar soğumaya devam ederse, havadaki su çiy şeklinde yoğunlaşmaya başlayacaktır. Çiy noktası meteoroloji istasyonu verilerinin önemli bir parçasıdır çünkü çiy noktası, don, sis, minimum gece sıcaklıkları ve hatta yağmur, fırtına ve kasırga oluşumunu tahmin etmek için kullanılmaktadır. Yapay zekâ yöntemleri, büyük miktarlarda atmosferik veriyi hızlı ve etkili bir şekilde analiz ederek hava durumu tahminini kolaylaştırmaktadır. Yapay zekâ yöntemleri, uydulardan, radarlardan ve hava istasyonlarından gelen sıcaklık, nem, rüzgâr hızı ve hava basıncı gibi verileri tahmin modellerini geliştirmek için kullanılmaktadır. Oluşturulan tahmin modelleri, gelecekteki hava olaylarını tahmin etmek için geçmiş hava durumu örüntülerini ve mevcut koşulları analiz eder.

Agra, Jaipur, Jodhpur, New Delhi ve Rishikesh, Hindistan'daki tarihi mimariler ve kültür turizmi açısından önemli olan şehirlerdir. Bu şehirler her yıl milyonlarca turiste ev sahipliği yapmaktadır. Turistler seyahat planlamalarını hava koşullarına göre düzenlemektedir. Ayrıca hava durumunun tahmin edilmesi, ulaşım ağlarının optimizasyonu, önleyici tedbirler ve yerel yönetimlerin planlamaları açısından önemlidir. Bu çalışmada, Hindistan'da turizm açısından önemli şehirlerden olan Agra, Jaipur, New Delhi ve Rishikesh'in uzun vadeli iklim değişkenlerini tahmin etmek için ConvGRU hibrit modeli geliştirilmiştir. ConvGRU modelinde, zaman serisi verilerindeki özellikleri etkili bir şekilde çıkarmak için CNN'den, zaman serisi verilerindeki ilişkileri ve uzun vadeli bağımlılıkları öğrenmek için GRU'dan faydalanılmıştır. ConvGRU, RF, SVM, CNN, LSTM ve GRU modelleriyle, şehirlerin yaklaşık 15 yıllık güncel ve gerçek zamanlı iklim değişkenlerinden oluşan bir veri seti kullanılarak test edilmiştir. Deneysel sonuçlar, ConvGRU'nun tüm şehirler ve iklim değişkenleri için 0,9'un üzerinde R^2 değeriyle karşılaştırılan modellerden daha başarılı olduğunu göstermiştir.

Yazar Katkıları

Anıl Utku: Makalenin kapsamı, yöntemi, araştırmanın uygulanması, sonuçların değerlendirilmesi ve makalenin yazımının tamamına katkı sağlamıştır.

Çıkar Çatışması

Makale yazarları aralarında herhangi bir çıkar çatışması olmadığını beyan ederler.

KAYNAKÇA



- [1] K.U. Jaseena, and B.C. Kooor, "Deterministic weather forecasting models based on intelligent predictors: A survey", *Journal of King Saud University-Computer and Information Sciences*, vol. 34, no. 6, pp. 3393-3412, 2022.
- [2] C.H. Huang, H.H. Tsai, and H.C. Chen, "Influence of weather factors on thermal comfort in subtropical urban environments", *Sustainability*, vol. 12, no. 5, 2020.
- [3] M. Bulté, T. Duren, O. Bouhon, E. Petitclerc, M. Agniel, and A. Dassargues, "Numerical modeling of the interference of thermally unbalanced Aquifer Thermal Energy Storage systems in Brussels (Belgium)", *Energies*, vol. 14, no. 19, 2021.
- [4] J.S. Nanditha, B. Rajagopalan, and V. Mishra, "Combined signatures of atmospheric drivers, soil moisture, and moisture source on floods in Narmada River basin, India", *Climate Dynamics*, vol. 59, no. 9, pp. 2831-2851, 2022.
- [5] X. Yang, L.L. Peng, Y. Chen, L. Yao, and Q. Wang, "Air humidity characteristics of local climate zones: A three-year observational study in Nanjing", *Building and Environment*, no. 171, 2020.
- [6] L. Gimeno, J. Eiras-Barca, A.M. Durán-Quesada, F. Dominguez, R. van der Ent, H. Sodemann, and J.W. Kirchner, "The residence time of water vapour in the atmosphere", *Nature Reviews Earth & Environment*, vol. 2, no. 8, pp. 558-569, 2021.
- [7] J. Lin, K. Thu, S. Karthik, M.W. Shahzad, R. Wang, and K.J. Chua, "Understanding the transient behavior of the dew point evaporative cooler from the first and second law of thermodynamics", *Energy Conversion and Management*, no. 244, 2021.
- [8] M.W. Shahzad, J. Lin, B.B. Xu, L. Dala, Q. Chen, M. Burhan, and K.C. Ng, "A spatiotemporal indirect evaporative cooler enabled by transiently interceding water mist", *Energy*, no. 217, 2021.
- [9] X. Zuo, "Impact of air pollution: tourists' decision making behaviour during rural tourism", *Journal of Environmental Engineering and Science*, vol. 40, pp. 1-6, 2024.
- [10] M.V. Sivakumar, "Climate extremes and impacts on agriculture", *Agroclimatology: Linking Agriculture to Climate*, vol. 60, pp. 621-647, 2020.
- [11] K.U. Jaseena, and B.C. Kooor, "Deterministic weather forecasting models based on intelligent predictors: A survey", *Journal of King Saud University-Computer and Information Sciences*, vol. 34, no. 6, pp. 3393-3412, 2022.
- [12] W. Fang, Q. Xue, L. Shen, and V.S. Sheng, "Survey on the application of deep learning in extreme weather prediction. *Atmosphere*, vol. 12, no. 6, 2021.
- [13] S. Srivastava, "Economic potential of tourism: A case study of agra", *Tourismos*, vol. 6, no. 2, pp. 139-158, 2011.
- [14] B.K. Sharma, S. Kulshreshtha, and A.R. Rahmani, "Faunal Heritage of Rajasthan", *Indian Journal*, 2011.
- [15] G. Kaur, A. Ahuja, S.N. Thakur, M. Pandit, R. Duraiswami, A. Singh, and S. Garg, "Jodhpur sandstone: an architectonic heritage stone from India", *Geoheritage*, vol. 12, pp. 1-17, 2020.
- [16] S.S. Shukla, D.K. Goswami, "Indian tourism industry overview of Indian tourism", *International Journal of*

- Technology Management & Humanities (IJTMH), vol. 1, no. 1, 2015.
- [17] P. Kanungo, "Construction and Transformation of a Sacred Urban Complex of Hardwar-Rishikesh, North India", *Archiv für Religionsgeschichte*, vol. 25, no. 1, pp. 211-226, 2023.
- [18] A. Bekkar, B. Hssina, S. Douzi, and K. Douzi, "Air-pollution prediction in smart city, deep learning approach", *Journal of big Data*, vol. 8, pp. 1-21, 2021.
- [19] S. Abirami, and P. Chitra, "Regional air quality forecasting using spatiotemporal deep learning", *Journal of cleaner production*, vol. 283, 2021.
- [20] K.R. Patil, and M. Iiyama, "Deep learning models to predict sea surface temperature in Tohoku region", *IEEE Access*, vol. 10, pp. 40410-40418, 2022.
- [21] G. Ravindiran, G. Hayder, K. Kanagarathnam, A. Alagumalai, and C. Sonne, "Air quality prediction by machine learning models: A predictive study on the indian coastal city of Visakhapatnam", *Chemosphere*, vol. 338, 2023.
- [22] I. Ayus, N. Natarajan, and D. Gupta, "Comparison of machine learning and deep learning techniques for the prediction of air pollution: a case study from China", *Asian Journal of Atmospheric Environment*, vol.17, no. 1, 2023.
- [23] K. Kumar, and B.P. Pande, "Air pollution prediction with machine learning: a case study of Indian cities", *International Journal of Environmental Science and Technology*, vol. 20, no. 5, pp. 5333-5348, 2023.
- [24] F. Naz, C. McCann, M. Fahim, T.V. Cao, R. Hunter, N. T. Viet, and T. Q. Duong, "Comparative analysis of deep learning and statistical models for air pollutants prediction in urban areas", *IEEE Access*, vol. 11, 2023.
- [25] A. Barthwal, and A.K. Goel, "Advancing air quality prediction models in urban India: a deep learning approach integrating DCNN and LSTM architectures for AQI time-series classification", *Modeling Earth Systems and Environment*, pp. 1-21, 2024.
- [26] F. Mohammadi, H. Teiri, Y. Hajizadeh, A. Abdolahnejad, and A. Ebrahimi, "Prediction of atmospheric PM2. 5 level by machine learning techniques in Isfahan, Iran", *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, 2024.
- [27] D. Krivoguz, A. Ioshpa, S. Chernyi, A. Zhilenkov, A. Kustov, A. Zinchenko, P. Tsareva, "Enhancing Long-Term Air Temperature Forecasting with Deep Learning Architectures", *Journal of Robotics and Control (JRC)*, vol. 5, no. 3, pp. 706-716, 2024.
- [28] A. Mishra, and Y. Gupta, "Comparative analysis of Air Quality Index prediction using deep learning algorithms", *Spatial Information Research*, vol. 32, no. 1, pp. 63-72, 2024.
- [29] Kaggle, "Indian Cities Weather 2010-2024: Dive In!", [Çevrimiçi]. Erişim: <https://www.kaggle.com/datasets/mukeshdevrath007/indian-5000-cities-weather-data/data>
- [30] A. Utku, "Deep learning based hybrid prediction model for predicting the spread of COVID-19 in the world's most populous countries" *Expert Systems with Applications*, vol. 231, 2023.
- [31] M.M. Ghiasi, and S. Zendehboudi, "Application of decision tree-based ensemble learning in the classification of breast cancer", *Computers in biology and medicine*, vol. 128, 2021.
- [32] V. Rodriguez-Galiano, M. Sanchez-Castillo, M. Chica-Olmo, and M.J.O.G.R. Chica-Rivas, "Machine learning predictive models for mineral prospectivity: An evaluation of neural networks, random forest, regression trees and support vector machines", *Ore Geology Reviews*, vol. 71, pp. 804-818, 2015.
- [33] A.M. Prasad, L.R. Iverson, and A. Liaw, "Newer classification and regression tree techniques: bagging and random forests for ecological prediction", *Ecosystems*, vol. 9, pp. 181-199, 2006.
- [34] J. Cervantes, F. Garcia-Lamont, L. Rodríguez-Mazahua, and A. Lopez, "A comprehensive survey on support vector machine classification: Applications, challenges and trends", *Neurocomputing*, vol. 408, pp. 189-215, 2020.
- [35] M.A. Chandra, S.S. Bedi, "Survey on SVM and their application in image classification. *International Journal of Information Technology*, vol. 13, no. 5, pp. 1-11, 2021.
- [36] Y. Liu, H. Pu, and D.W. Sun, "Efficient extraction of deep image features using convolutional neural network (CNN) for applications in detecting and analysing complex food matrices", *Trends in Food Science & Technology*, vol. 113, pp. 193-204, 2021.
- [37] C. Chen, C. Meng, Y. Ma, M. Zhu, X. Wang, X. Xie, and C. Chen, "MGFFCNN: Two-dimensional matrix spectroscopy combined with multi-channel gradient feature fusion convolutional neural network means to diagnose glioma and esophageal cancer patients", *Journal of Raman Spectroscopy*, vol. 54, no. 4, pp. 385-396, 2023.
- [38] S.M. Al-Selwi, M.F. Hassan, S.J. Abdulkadir, A. Muneer, "LSTM inefficiency in long-term dependencies regression problems", *Journal of Advanced Research in Applied Sciences and Engineering Technology*, vol. 30, no. 3, pp. 16-31, 2023.
- [39] B. Lindemann, T. Müller, H. Vietz, N. Jazdi, and M. Weyrich, "A survey on long short-term memory networks for time series prediction", *Procedia Cirp*, vol. 99, pp. 650-655, 2021.
- [40] F. Landi, L. Baraldi, M. Cornia, and R. Cucchiara, "Working memory connections for LSTM", *Neural Networks*, vol. 144, pp. 334-341, 2021.
- [41] Y. Khalifa, D. Mandic, and E. Sejdić, "A review of Hidden Markov models and Recurrent Neural Networks for event detection and localization in biomedical signals", *Information Fusion*, vol. 69, pp. 52-72, 2021.
- [42] T. Wadhera, J. Bedi, and S. Sharma, "Autism spectrum disorder prediction using bidirectional stacked gated recurrent unit with time-distributor wrapper: an EEG study", *Neural Computing and Applications*, vol. 35, no. 13, pp. 9803-9818, 2023.
- [43] Z. Zainuddin, and M.H. Hasan, "Predicting machine failure using recurrent neural network-gated recurrent unit (RNN-GRU) through time series data", *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 870-878, 2021.
- [44] L.Y. Chen, Y.T. Chen, Y.H. Chen, and D.S. Lee, "Applicability of energy consumption prediction models in a department store: A case study", *Case Studies in Thermal Engineering*, vol. 49, 2023.



A Novel SLM Scheme For Peak-To-Average Power Ratio Reduction In WOLA-OFDM System

WOLA-OFDM Sisteminde Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranının Düşürülmesi İçin Yeni Bir SLM Şeması

¹Sakir ŞİMŞİR , ²Necmi TAŞPINAR 

¹Nevşehir Hacı Bektaş Veli University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Nevşehir, Türkiye

²Erciyes University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Kayseri, Türkiye

¹sakirsimsir@nevsehir.edu.tr, ²taspinar@erciyes.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 27 May 2024

Accepted : 25 June 2024

Keywords:

PAPR, Selective Mapping,
WOLA-OFDM, Dual Symbol
Optimization, 5G

ABSTRACT

This paper addresses high peak-to-average power ratio (PAPR) issue in the recently invented weighted overlap and add-orthogonal frequency division multiplexing (WOLA-OFDM) system. The selective mapping (SLM), one of the most widely used PAPR reduction schemes in OFDM-based multicarrier transmission strategies, can be used to reduce the PAPR of WOLA-OFDM signals. However, the overlapping of symbol extensions in the WOLA-OFDM transmitter considerably deteriorates the performance of SLM. To overcome this problem, we have developed an efficient SLM scheme named dual symbol optimization-SLM (DSO-SLM) for the WOLA-OFDM system. In this new scheme, instead of reducing the PAPR of adjacent symbols separately as in conventional SLM, each symbol is evaluated together with its overlapping predecessor symbol while searching for the optimal transmission signal with minimized PAPR. With the usage of DSO procedure, it becomes possible to enhance the performance of conventional SLM in the WOLA-OFDM system.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 27 Mayıs 2024

Kabul : 25 Haziran 2024

Anahtar Kelimeler:

PAPR, Seçici Eşleme, WOLA-OFDM, Çift Sembol Optimizasyonu, 5G

ÖZET

Bu makale, yakın zamanda bulunan ağırlıklı örtüştürme ve ekleme-dikgen frekans bölmeli çoğullama (WOLA-OFDM) sistemindeki yüksek tepe gücü/ortalama güç oranı (PAPR) sorununu ele almaktadır. OFDM tabanlı çok taşıyıcı iletim stratejilerinde en yaygın kullanılan PAPR düşürme şemalarından biri olan seçici eşleme (SLM), WOLA-OFDM sinyallerinin PAPR değerini düşürmek için kullanılabilir. Ancak, WOLA-OFDM vericisinde sembol uzantılarının örtüşmesi, SLM'nin performansını önemli ölçüde kötüleştirmektedir. Bu sorunun üstesinden gelmek amacıyla, WOLA-OFDM sistemi için, çift sembol optimizasyon tabanlı SLM (DSO-SLM) isimli etkili bir SLM şeması geliştirdik. Bu yeni şemada, geleneksel SLM'de olduğu gibi komşu sembollerin PAPR değerini ayrı ayrı düşürmek yerine, PAPR değeri minimize edilmiş optimum iletim sinyali aranırken her bir sembol, kendisiyle örtüşen bir önceki sembol ile birlikte değerlendirilmektedir. DSO prosedürünün kullanımıyla birlikte, geleneksel SLM'nin WOLA-OFDM sistemindeki performansını artırmak mümkün hale gelmektedir.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

ORCID ID: ¹0000-0002-1287-160X
²0000-0003-4689-4487

1. INTRODUCTION

Over the last years, a life without internet has almost become unthinkable. It has become an integral part of our daily life with especially the widespread use of smartphones and the other mobile internet-based smart devices. Some mobile applications such as video conferencing, e-healthcare, video streaming and online gaming, each of which can be utilized regardless of place and time in a day, has now become regular services. Such a dramatic enhancement in the usage of smartphone and accordingly the mobile internet unavoidably has caused the mobile data traffic to reach an unprecedented level. Moreover, the technologies like machine type communication (MTC) and internet of things (IoT), which are now gradually becoming wide spread and expected to make our lives easier in the future, are going to add extra load to the current mobile data traffic that has already reached very high levels and barely been supported by the current cellular systems [1-3].

In order to cope with the aforementioned exponential growth in the mobile data traffic and provide smooth communication between the growing number of subscribers using mobile internet together with the millions of electronic devices and objects connected to each other, the new waveforms have been developed to be utilized in the fifth generation (5G) and beyond telecommunication technologies [4]. Weighted overlap and add-orthogonal frequency division multiplexing (WOLA-OFDM) [5] is one of the related new generation waveforms. The unique features that WOLA-OFDM has make it to be considered among the promising waveform candidates likely to be employed in the future telecommunication technologies in place of the conventional OFDM utilized in the current cellular systems. In the WOLA-OFDM system, the signal obtained right after the addition of cyclic prefix is expanded in the time domain. Later on, the windowing operation applied to the expanded signal to make it ready for the transmission. In the WOLA-OFDM, thanks to the quite simple and very effective time domain windowing operation, the out of band radiation can be suppressed in a powerful way. Apart from this, being resistant to the problem of asynchronism in the users and having a structure suitable for multiple-input multiple-output (MIMO) implementations consolidate the WOLA-OFDM's place among the 5G and beyond waveform candidates [5-8].

1.1. Motivation

On the other hand, as in the traditional OFDM, WOLA-OFDM suffers from the problem of high peak-to-average ratio (PAPR) as well. The PAPR value is measured on the transmission signal. What makes the transmission signal to have high PAPR value in such waveforms is the formation of momentary power spikes resulting from the combination of multiple subcarriers. The main reason making it a real problem that the transmission signals have high PAPR values is the necessity of amplifying them via a nonlinear high-power amplifier (HPA) [9,10] prior to the transmission process. The transmission signals with high power peaks, which result in high PAPR value as well, make such amplifiers to reach saturation region where the amplification process is carried out in an unhealthy way by causing considerable deformations on the signals to be amplified. In order to prevent the transmission signals from being distorted by the nonlinear HPAs, their PAPR values have to be kept at low levels. To this end, the researchers have proposed assorted PAPR lowering strategies in the literature [11,12].

Selective mapping (SLM) is a popular and one of the prominent PAPR lowering strategies existing in the literature due to its superior features [13,14]. Thanks to the strategy of phase rotation used in the SLM scheme, PAPR alleviation in the transmission signals can be carried out without leading to any loss of information. Another advantageous attribute that augments the frequentness of SLM usage in different transmission technologies is its flexible structure, which is appropriate for the operations of both modification and hybridization. It is possible to exploit such advantageous features that SLM has in the WOLA-OFDM waveform as well. However, since the SLM method is originally designed for the conventional OFDM in the first place, direct application of the relevant method to the transmitter of WOLA-OFDM will prevent it from reaching its full potential. Because, prior to the transmitting operation of the WOLA-OFDM system, right after the symbols are extended from their beginnings and ends, excluding the first symbol, the beginning appendage of each symbol is allowed to overlap with the end appendage of the preceding symbol, whereas the symbols are transmitted independently without any overlapping operation in the classical OFDM system. Therefore, even though the PAPR of related symbols are lowered individually as in the classical SLM method, the PAPR regrowth will happen in the signal obtained following the overlapping process. In this paper, for the purpose of eliminating the PAPR re-growth arising from the symbol overlapping implementation, dual symbol optimization-based SLM (DSO-SLM) strategy was developed for the WOLA-OFDM system by modifying the traditional SLM method. In our suggested DSO-SLM technique, unlike the classical SLM, in which every symbol is optimized independently, the PAPR reduction is carried out by evaluating each symbol together with the previous neighboring symbol whose end extension is overlapped with the beginning extension of the current symbol being optimized. In this way, the capability of SLM to reduce PAPR in the WOLA-OFDM waveform has been boosted by eliminating the adverse impact of the overlapping of adjacent symbols.

1.2. Related Works

When examining the literature carefully, it is seen that there are only three studies related to PAPR reduction in the WOLA-OFDM waveform [15-17]. That is a pretty low number and further studies are needed in this field. The

mentioned studies are as follows: In [15], the PAPR alleviation performances of the SLM and tone reservation (TR) techniques were analyzed in not only WOLA-OFDM, but also two different 5G waveform candidates called filtered-OFDM (f-OFDM) and universal filtered multicarrier (UFMC), respectively. In [16], SLM and TR-based PAPR reduction operations were carried out as in the study numbered [15]. But this time, as well as the WOLA-OFDM, a special waveform named block filtered-OFDM (BF-OFDM) was handled. Aforementioned PAPR reduction techniques and their modified versions developed for the BF-OFDM waveform were applied together with the digital predistortion operation for the purpose of increasing the energy efficiency and avoiding the non-linear degradations created by the high-power amplifier. In [17], the authors integrated the procedure of dual symbol optimization, which was originally developed in the same study, to the classical partial transmit sequence (PTS) scheme to create more efficient PAPR lowering method named DSO-PTS for the WOLA-OFDM scheme.

1.3. Contributions

Our study provides the following contributions to the literature:

- 1) It is the first time in the literature to combine the dual symbol optimization procedure with the traditional SLM to create a new PAPR lowering strategy named DSO-SLM for the WOLA-OFDM waveform.
- 2) A significant improvement has been achieved in the performance of classical SLM after being combined with the mechanism of dual symbol optimization.
- 3) The proposed DSO-SLM technique not only outperforms the conventional SLM scheme, but also leaves behind two efficient benchmark strategies called GreenOFDM [18] and DSO-PTS considered for comparison in this paper.

Paper organization: The WOLA-OFDM transmitter and receiver structures are explained in Section 2. The PAPR definition for the WOLA-OFDM signal is carried out in Section 3. The classical SLM technique is described in Section 4. The suggested DSO-SLM scheme is described in detail along with its operating steps in Section 5. Simulation results are yielded in Section 6 and finally, the paper is concluded in Section 7.

2. EXPLANATION OF WOLA-OFDM TRANSCEIVER

The WOLA-OFDM structure is illustrated in Figure 1. The processing blocks encircled by the dashed lines are special to the WOLA-OFDM scheme. Figure 2 and Figure 3 visualize the WOLA process represented by these operation blocks at the transmitter and receiver, respectively [5-8]. In these figures, E and P indicate the lengths of overlap extension and cyclic prefix, respectively. In WOLA-OFDM, the disadvantage of using a rectangular

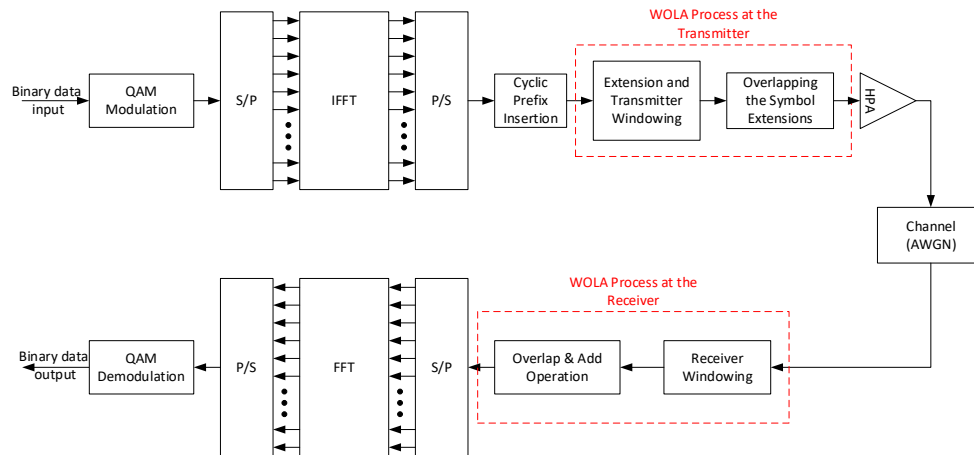


Figure 1. The WOLA-OFDM transceiver structure.

shaped pulse leading to spectral regrowth in the conventional OFDM is eliminated via multiplying the contiguous symbols in time domain by a soft-edged windowing function. By doing so, soft transitions are obtained in the time domain symbols and in consequence of this, a significant suppression is achieved in the out of band emission.

The operations peculiar to WOLA-OFDM transmitter can be seen from the Figure 2. As can be easily grasped from that figure, $(P + E)$ -length piece of time domain symbol with the length N is duplicated from the end of the related symbol and then attached to its beginning. Afterward, E -length piece of the N -length symbol is copied from its beginning and then added to its end to complete the operation of symbol extension, in which the symbol length is increased from the value of N to $(N + P + 2E)$. Following the termination of symbol extension procedure, the windowing operation is put into practice on the extended signals. Later on, the contiguous signals windowed one by one in the previous stage are overlapped from their overlap extensions. The overlapping operation makes it possible to equalize the overhead of WOLA-OFDM signal with that of the classical OFDM signal. To put it more clearly, the period increase arising from the extra E -length extensions in the time domain symbols can be avoided through the overlapping operation. Therefore, the decrease of signal rate due to the period increase can be

prevented as well. After finishing the overlapping operation, the resulting WOLA-OFDM signal is made ready for the transmission by amplifying it via a high-power amplifier.

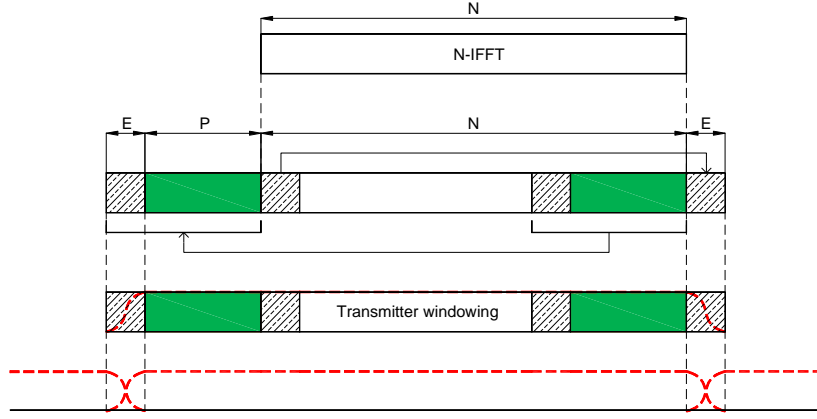


Figure 2. The transmitter side WOLA operations.

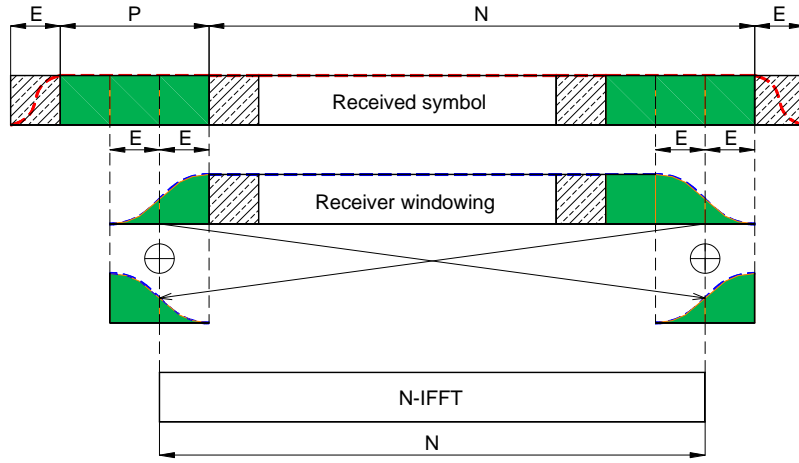


Figure 3. The receiver side WOLA operations.

In Figure 3, the visual explanation of the WOLA operations carried out at the receiver side is given. As shown in Figure 3, WOLA process is performed at the receiver side as well for the purpose of suppressing the asynchronous inter-user interference. As can be noticed from the Figure 3, the receiver window length is equal to $(N + 2E)$ while the length of the transmitter window is $(N + P + 2E)$. Besides, the transition regions of the receiver window are $2E$ long while those of the transmitter window have the length of E . Subsequent to the receiver side windowing operation, the process of overlap and add is carried out to recover the information data from the windowing effects and after all, N -length symbol is acquired at the receiver side [5-8].

3. DEFINITION OF PAPR FOR WOLA-OFDM WAVEFORM

In order to make PAPR definition in WOLA-OFDM waveform, it is required to acquire the mathematical expression of the transmission signal. To this end, in the first place, the OFDM signal is defined in continuous time as follows [17]:

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j2\pi f_k t}, 0 \leq t \leq NT, 1 \leq m \leq M \quad (1)$$

where $x_m(t)$ represents the complex envelope of the m th OFDM symbol while $X_{m,k}$ denotes the k th symbol of the m th quadrature amplitude modulation (QAM) symbol vector. f_k is the subcarrier frequency appointed to the k th QAM symbol. T is the symbol period and N is the subcarrier number. The studies on PAPR reduction are practically performed on discrete signals. For this reason, the discrete-time expression of the m th OFDM symbol is acquired by implementing L -factor oversampling operation in the following way [17]:

$$x_m[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j\frac{2\pi kn}{LN}}, 0 \leq n \leq LN - 1, 1 \leq m \leq M \quad (2)$$

when obtaining the signals in discrete-time, it is crucial to specify the factor of oversampling as $L \geq 4$ [19] to get closer PAPR results to those of the original signals in continuous time. Following the oversampling process, each LN -length symbol vector is stretched to the length $(LN + P + 2E)$ via the operations of appending cyclic prefix and overlapping extension, respectively. The expression given below defines the m th WOLA-OFDM symbol achieved subsequent to the aforementioned operations [17]:

$$y_m[n] = [x_m[LN - P - E], x_m[LN - P - E + 1], \dots, x_m[LN - 1], x_m[0], x_m[1], \dots, x_m[LN - 1], x_m[0], x_m[1], \dots, x_m[E - 1]], 0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \quad (3)$$

The extended symbols obtained as a result of the completion of symbol extension process are subjected to the windowing operation via the flat-top root-raised-cosine (rrc) function acquired by benefiting from the square-root of the raised-cosine (Hann) windowing function [20]. The related Hann and flat top rrc windowing functions are formulated in Equation (4) and Equation (5), respectively [17]:

$$w[n] = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right]}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

$$w[n] = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{\pi n}{E-1}\right) \right]}, & 0 \leq n \leq E-1 \\ 1, & E \leq n \leq E + P + LN - 1 \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi[n - (E + P + LN)]}{E-1}\right) \right]}, & E + P + LN \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \\ 0, & \text{for the other } n \text{ values} \end{cases} \quad (5)$$

The operation of windowing is fulfilled through the multiplication of prolonged symbols expressed in Equation (3) by the windowing function defined in Equation (5) as follows [17]:

$$s_m[n] = w[n]y_m[n], 0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \quad (6)$$

where $s_m[n]$ represents the m th symbol windowed by the flat top rrc function. After the termination of windowing implementation, the extensions of the symbol vectors are overlapped as illustrated in Figure 4.

The mathematical expression of WOLA-OFDM transmission signal obtained as a result of overlapping operation is given below [17]:

$$s[n] = \sum_{m=1}^M s_m[n - (m-1)(E + P + LN)], 0 \leq n \leq M(P + LN + E) + E - 1 \quad (7)$$

Finally, the PAPR definition for the WOLA-OFDM transmitting signal is performed as follows [17]:

$$PAPR(s[n]) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq n \leq M(P+LN+E)+E-1} [|s[n]|^2]}{E[|s[n]|^2]} \text{ (dB)} \quad (8)$$

4. CLASSICAL SLM TECHNIQUE

Figure 5 is the demonstration of how the PAPR alleviation is put into practice via the conventional SLM scheme. As explicitly viewed from the Figure 5, in the classical SLM technique, the first operation is to produce U copies of vector $X = [X_0, X_1, \dots, X_{K-1}]$ given to the SLM input. Later on, K -length random phase sequence defined in the following equation is generated for each of the resulting vector copies [13,14].

$$b^{(u)} = [b_0^{(u)}, b_1^{(u)}, \dots, b_{K-1}^{(u)}], u = 0, 1, \dots, U - 1 \quad (9)$$

In the equation above, $b_k^{(u)} \in \{-1, +1\}$ where $k = 0, 1, \dots, K - 1$. These phase sequences having the same length with the vector X are then multiplied by the copies of the related X vector in an element-wise manner to execute the phase rotation process in the following way [13,14]:

$$X^{(u)} = [X_0 \cdot b_0^{(u)}, X_1 \cdot b_1^{(u)}, \dots, X_{K-1} \cdot b_{K-1}^{(u)}] = [X_0^{(u)}, X_1^{(u)}, \dots, X_{K-1}^{(u)}] \quad (10)$$

where the data vector $X^{(u)}$ achieved through the multiplication of $b_k^{(u)}$, $b_k^{(u)}$ by the vector X denotes the phase-rotated u th data sequence. Subsequently, the resulted $X^{(u)}$ vectors are subjected to the addition of $(L - 1) \cdot K$ zeros and inverse fast Fourier transform (IFFT) operations, respectively to attain their time domain versions oversampled by the factor L as follows [13,14]:

$$x^{(u)}[n] = IFFT(X^{(u)}) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} X_k \cdot b_k^{(u)} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{LK}}, 0 \leq n \leq LK - 1 \quad (11)$$

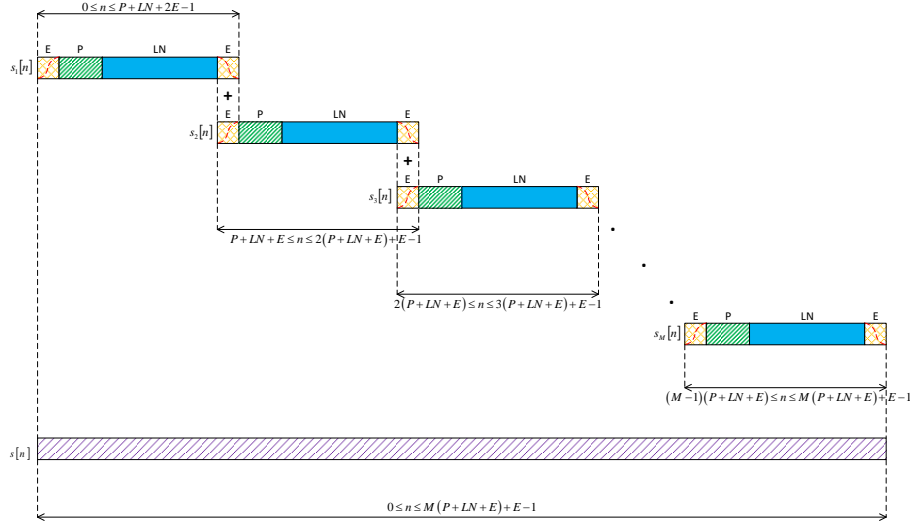


Figure 4. The process of overlapping the symbol vectors in WOLA-OFDM.

After that, in order to determine which of the candidate signals indicated by $x^{(u)}[n]$ has the minimal PAPR value, PAPR of each one is calculated. Eventually, the candidate signal with the smallest PAPR, which is symbolized by $x'[n]$ in Figure 5, is selected for transmission while the phase sequence leading to the production of that candidate signal is appointed as the optimal phase vector [13,14].

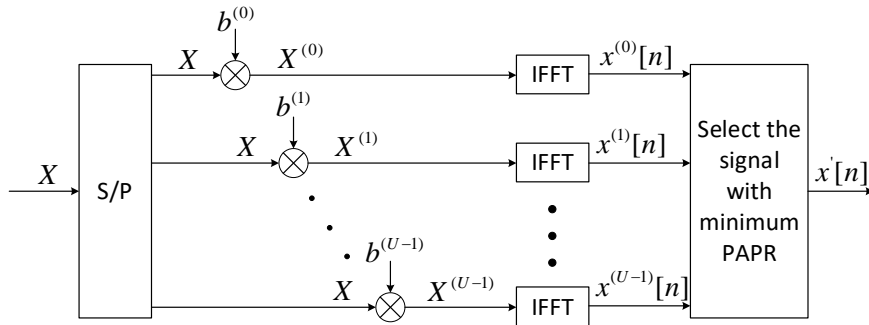


Figure 5. Classical SLM scheme.

5. THE PROPOSED DSO-SLM STRATEGY

In the classical SLM scheme, PAPR lowering is carried out by evaluating the contiguous symbols independently of each other. The aforementioned individual PAPR reduction strategy causes the related scheme to show quite poor performance when being applied directly to the WOLA-OFDM transmitter without any modification. Because, as mentioned before, no matter how much the PAPR value of each individual symbol is alleviated, PAPR growths will occur again in the WOLA-OFDM transmission signal acquired as a result of overlapping the related symbols from their extension parts. To avoid this undesired situation and obtain much better PAPR reduction performance, dual symbol optimization procedure, which was proposed in [17] to remove the PAPR enhancing impact of the overlapping operation, was combined with the traditional SLM scheme. In consequence of this combination process, a novel PAPR lowering scheme named DSO-SLM has been created for the WOLA-OFDM waveform. The steps of PAPR alleviation using DSO-SLM in WOLA-OFDM are as follows:

Step 1: The PAPR reduction process via DSO-SLM strategy starts with optimizing the first WOLA-OFDM symbol expressed by $s_1[n]$. To this end, at the beginning, U number of phase sequences differing from each other are generated, randomly for the first QAM symbol vector represented by $X_1 = [X_{1,0}, X_{1,1}, \dots, X_{1,N-1}]$. The aforementioned phase sequences are defined as follows:

$$b_1^{(u)} = [b_{1,0}^{(u)}, b_{1,1}^{(u)}, \dots, b_{1,N-1}^{(u)}], u = 0, 1, \dots, U - 1 \tag{12}$$

where each phase factor takes a maximum of two different values as $b_m^{(u)} \in \{-1, +1\}$. After that, the randomly generated phase sequences and the vector X_1 are multiplied as follows:

$$X_1^{(u)} = [X_{1,0} \cdot b_{1,0}^{(u)}, X_{1,1} \cdot b_{1,1}^{(u)}, \dots, X_{1,N-1} \cdot b_{1,N-1}^{(u)}] = [X_{1,0}^{(u)}, X_{1,1}^{(u)}, \dots, X_{1,N-1}^{(u)}] \tag{13}$$

where the multiplication of X_1 by the $b_1^{(u)}$ corresponding to the u th randomly generated phase sequence gives the u th phase-rotated data vector denoted by $X_1^{(u)}$. The resulted $X_1^{(u)}$ vector is then converted to time domain via

the IFFT process together with the L -factor oversampling operation as follows:

$$x_1^{(u)}[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{1,k}^{(u)} e^{j\frac{2\pi kn}{LN}}, 0 \leq n \leq LN - 1, u = 0, 1, \dots, U - 1 \quad (14)$$

Step 2: In consequence of adding the cyclic prefix and overlapping extensions to the signal $x_1^{(u)}[n]$, the following signal is obtained:

$$y_1^{(u)}[n] = [x_1^{(u)}[LN - P - E], x_1^{(u)}[LN - P - E + 1], \dots, x_1^{(u)}[LN - 1], x_1^{(u)}[0], x_1^{(u)}[1], \dots, x_1^{(u)}[LN - 1], x_1^{(u)}[0], x_1^{(u)}[1], \dots, x_1^{(u)}[E - 1]], 0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \quad (15)$$

The first WOLA-OFDM symbol $s_1^{(u)}[n]$ is acquired by windowing the signal $y_1^{(u)}[n]$, which is acquired after the symbol extension process, with the help of flat top rrc function as follows:

$$s_1^{(u)}[n] = w[n]y_1^{(u)}[n], 0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \quad (16)$$

Step 3: The optimum phase sequence b_1^* is determined for the first symbol of WOLA-OFDM as follows:

$$b_1^* = \arg \min_{b_1^{(u)}} \left\{ \max_{0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1} |s_1^{(u)}[n]|^2 \right\} \quad (17)$$

Step 4: The optimized first WOLA-OFDM symbol expressed as $s_1^*[n]$ is obtained by utilizing the optimum phase sequence b_1^* determined in the previous step as below:

$$X_1^* = [X_{1,0} \cdot b_{1,0}^*, X_{1,1} \cdot b_{1,1}^*, \dots, X_{1,N-1} \cdot b_{1,N-1}^*] = [X_{1,0}^*, X_{1,1}^*, \dots, X_{1,N-1}^*] \quad (18)$$

$$x_1^*[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{1,k}^* e^{j\frac{2\pi kn}{LN}}, 0 \leq n \leq LN - 1 \quad (19)$$

$$y_1^*[n] = [x_1^*[LN - P - E], x_1^*[LN - P - E + 1], \dots, x_1^*[LN - 1], x_1^*[0], x_1^*[1], \dots, x_1^*[LN - 1], x_1^*[0], x_1^*[1], \dots, x_1^*[E - 1]], 0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \quad (20)$$

$$s_1^*[n] = w[n]y_1^*[n], 0 \leq n \leq 2E + P + LN - 1 \quad (21)$$

Step 5: The second WOLA-OFDM symbol indicated by $s_2^{(u)}[n]$ is acquired by re-performing the operations in Steps 1 and 2 for the second QAM vector expressed as $X_2 = [X_{2,0}, X_{2,1}, \dots, X_{2,N-1}]$.

Step 6: Taking into account that the right extension of the previous optimized symbol $s_1^*[n]$ overlaps with the left extension of the symbol $s_2^{(u)}[n]$ currently being optimized, the optimal phase vector b_2^* is obtained for the second symbol $s_2^{(u)}[n]$ in the following manner:

$$b_2^* = \arg \min_{b_2^{(u)}} \left\{ \max_{E + P + LN \leq n \leq 2(E + P + LN) + E - 1} |s_1^*[n] + s_2^{(u)}[n - (E + P + LN)]|^2 \right\} \quad (22)$$

Step 7: The operations of Step 4 is reiterated for the second symbol to acquire $s_2^*[n]$ corresponding to the optimized version of the second WOLA-OFDM symbol.

Step 8: The optimization of contiguous symbols is maintained in this way till the M th symbol one by one. The optimal phase vector for the M th symbol is determined in the following way:

$$b_M^* = \arg \min_{b_M^{(u)}} \left\{ \max_{(M-1)(P+LN+E) \leq n \leq M(P+LN+E) + E - 1} |s_{M-1}^*[n - (M-2)(E + P + LN)] + s_M^{(u)}[n - (M-1)(E + P + LN)]|^2 \right\} \quad (23)$$

Step 9: At last, the transmission signal with minimal PAPR is achieved through the summation of M number of optimized symbols by ensuring that the extension parts of the contiguous symbols are overlapped with each other as formulated below:

$$s^*[n] = \sum_{m=1}^M s_m^*[n - (m-1)(E + P + LN)], 0 \leq n \leq M(P + LN + E) + E - 1 \quad (24)$$

6. SIMULATION RESULTS

In this section, the performance gain of the DSO-SLM strategy over the traditional SLM scheme was investigated. For that purpose, the classical SLM was used as a benchmark strategy. Furthermore, the two SLM-based modified PAPR reduction strategies called GreenOFDM [18] and DSO-PTS [17], both of which have been proposed in recent years, were employed for comparison as well. The comparisons of the aforementioned PAPR reduction

strategies were put into practice based on the PAPR achievement and power spectral density (PSD) performance, which are the two main performance criteria frequently used in the PAPR reduction studies. In the classical PTS or its modified versions like DSO-PTS, in each search carried out for any of the WOLA-OFDM symbols, a random phase sequence expressed as $b_m^{(v)} = [b_m^{(0)}, b_m^{(1)}, \dots, b_m^{(V-1)}]$ is generated and the total number of phase sequences generated, randomly is equal to the total number of searches denoted by SN parameter. In the conventional SLM, GreenOFDM, which is a type of modified SLM, and DSO-SLM techniques, the phase sequences generated for any WOLA-OFDM symbol is defined as $b_m^{(u)} = [b_{m,0}^{(u)}, b_{m,1}^{(u)}, \dots, b_{m,N-1}^{(u)}]$, and as in the PTS-based PAPR lowering schemes, a random phase sequence is generated for each search. However, unlike the PTS-based schemes, this time, the total number of phase sequences is determined by the U parameter. In other words, in the PAPR lowering studies based on SLM, the number of searches (SN) becomes equal to U as $SN = U$. In this section, with a view to prevent any confusion in the comparisons to be made between the SLM and PTS-based PAPR lowering schemes for varied search numbers, when expressing the number of searches for the relevant schemes, only the parameter SN will be used. The values of parameters belonging to the simulation studies are given in Table 1.

Table 1. Simulation parameters.

Size of FFT	256
HPA model	SSPA
Number of subcarriers	$N = 32$
Type of modulation	4-QAM
Number of symbols	$M = 16$
Cyclic prefix length	$P = 24$
Overlapping extension length	$E = 8$
Window type	Flat top rrc window
Channel model	AWGN
Value of oversampling factor	$L = 8$
DSO-PTS subblock number	$V = 16$

In Figure 6, with the aim of observing how the variation of search number affects the PAPR lowering achievement of the DSO-SLM strategy, the value of parameter SN was increased, gradually from 4 to 256. The improvement in the performance of DSO-SLM due to the aforementioned gradual increment in the value of SN is evidently seen from the Figure 6. As can be viewed from the related figure, the more the search number is increased, the more the PAPR of the original signal improves. Because, the selection of a large SN value leads to the generation of more phase sequences and accordingly the production of more alternative transmission signals. With the increase in the alternative transmission signals, since the probability of obtaining a signal with a lower PAPR value will increase, the increment in the value of SN will make the performance of DSO-SLM to increase as well. In the Figure 6, the PAPR values acquired by the DSO-SLM at $CCDF = 10^{-3}$ for $SN = 4, 16, 64$ and 256 number of searches are equal to 8.31 dB, 6.83 dB, 6.04 dB and 5.52 dB, respectively. Note that CCDF is the complementary cumulative distribution function, which is defined as $\Pr[\text{PAPR} > \text{PAPR}_0]$.

In Figure 7, PAPR_0 [dB] – CCDF curves of DSO-SLM, GreenOFDM and SLM techniques were obtained for both 32 and 64 number of searches. As it is obvious in the Figure 7, while doubling the number of searches results in PAPR improvement in each technique to a certain extent, DSO-SLM has been the best performing strategy that reaches the lowest PAPR level by making big differences to the GreenOFDM and SLM methods for both of the search numbers. For example, in case of taking $CCDF = 10^{-3}$ as the point of reference, while the SLM and GreenOFDM methods reach 7.96 dB and 7.48 dB PAPR values, respectively for 32 searches, the DSO-SLM technique reaches 6.37 dB PAPR level by making 1.59 dB and 1.11 dB differences to the related methods for the same number of searches. Another point catching the eye in the Figure 7 is that the method achieving the highest amount of improvement with the rise of SN is the DSO-SLM method as well. This causes the DSO-SLM technique to widen the difference with the other methods even more as the value of SN is increased. For instance, while the difference of PAPR between the DSO-SLM and SLM at $CCDF = 10^{-3}$ becomes 1.59 dB for $SN = 32$, the related difference goes up to 1.73 dB for $SN = 64$.

In Figure 8, the suppression rate of solid-state power amplifier (SSPA)-induced spectral growths of each technique was investigated for the input back off (IBO) values of 4 dB and 5 dB by obtaining the PSD curves of WOLA-OFDM signals produced with the implementation of PAPR reduction process using the SLM, GreenOFDM and DSO-SLM techniques. Along with that, the PSD curve of WOLA-OFDM signal amplified by the linear HPA, which doesn't have any disruptive effect on the signal to be amplified, was added to the same figure for comparison. In this simulation, the smoothness coefficient, which is another parameter belonging to the SSPA, was determined as $p = 0.5$ while the search number is appointed as $SN = 16$. According to the Figure 8, for each IBO value, the side lobes of the WOLA-OFDM signal amplified via the SSPA were suppressed more by the DSO-SLM technique compared to the other methods. For example, while the differences of 5.59 dB and 10.73 dB occur between the side lobe level of DSO-SLM and those of the other two techniques called GreenOFDM and SLM, respectively for $IBO = 4$ dB, the aforementioned side lobe level differences become equal to 2.60 dB and 6.70 dB

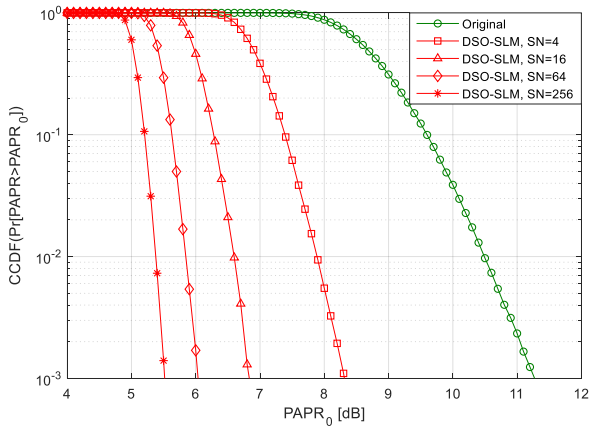


Figure 6. PAPR achievement of the DSO-SLM scheme for varied search numbers.

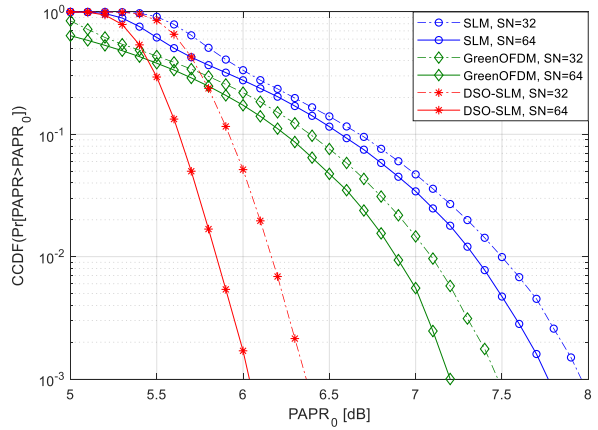


Figure 7. The comparative analysis of the PAPR achievements belonging to the SLM, GreenOFDM and DSO-SLM methods for different number of searches.

values for $IBO = 5$ dB. In Figure 9, $PAPR_0$ [dB] – CCDF curves of DSO-PTS and DSO-SLM schemes were compared for 4, 16, 64 and 256 number of searches. As it is apparent in the Figure 9, the DSO-SLM technique demonstrates a superior PAPR reduction performance by clearly outperforming the DSO-PTS scheme in each search number. Especially in $SN = 64$ and $SN = 256$ search numbers, the performance difference between these two methods has become more prominent. For instance, if the PAPR values that both techniques reach at the level of $CCDF = 10^{-3}$ for diversified search numbers are taken into consideration, the differences between the PAPR values achieved by the DSO-PTS and DSO-SLM for $SN = 4, 16, 64$ and 256 search numbers are equal to 0.18 dB, 0.23 dB, 0.27 dB and 0.28 dB, respectively.

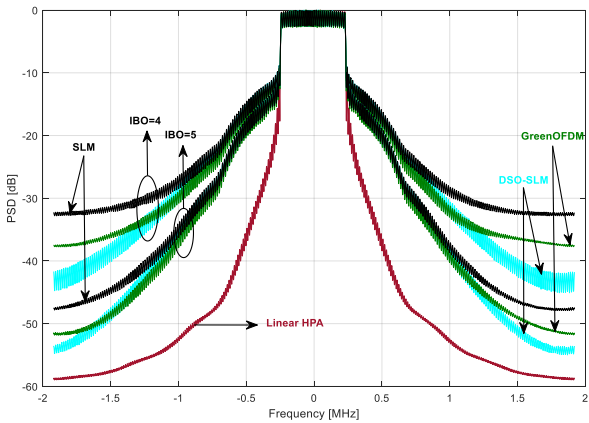


Figure 8. The PSD performances of SLM, GreenOFDM and DSO-SLM schemes.

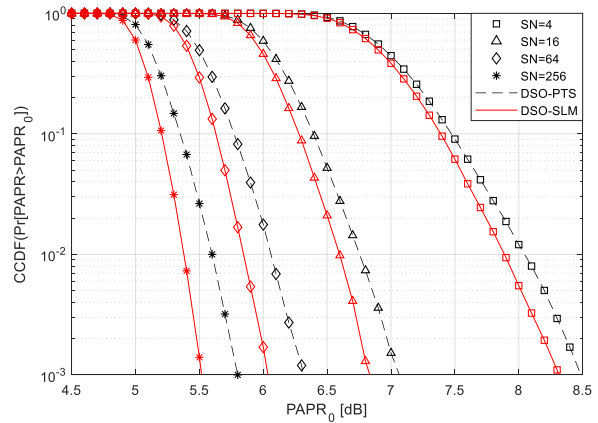


Figure 9. The comparison of DSO-PTS and DSO-SLM strategies in point of their PAPR achievements for assorted number of searches.

In Figure 10, the DSO-PTS and DSO-SLM techniques were compared with regard to their capabilities of suppressing the spectral growths caused by the disruptive influence of the SSPA on the signals with high PAPR. The aforementioned comparison is made for two different IBO values, 4 dB and 5 dB. If the attention is paid to the side lobe levels of the PSD curves existing in the Figure 10, it will be easily seen that the spectral growths can be suppressed more by the DSO-SLM technique, which has a superior PAPR alleviation capability compared to the DSO-PTS technique. A significant difference occurs between the side lobe levels belonging to the DSO-PTS and DSO-SLM strategies for $IBO = 4$ dB. When the IBO value is made equal to 5 dB, since the PSD curves of the related techniques approach to each other, the difference between the levels of PSD curves declines. For instance, the differences between the side lobe levels acquired by the DSO-PTS and DSO-SLM schemes for $IBO = 4$ dB and $IBO = 5$ dB are equal to 2.37 dB and 0.40 dB, respectively.

7. CONCLUSION

In this paper, the procedure of dual symbol optimization was combined with the conventional SLM scheme to prevent its performance loss caused by the symbol overlapping operation carried out in the WOLA-OFDM transmitter. Thanks to the related combination process, a new PAPR reduction strategy with the name of DSO-SLM, which is compatible with the WOLA-OFDM transmitter and resistant to the operation of symbol

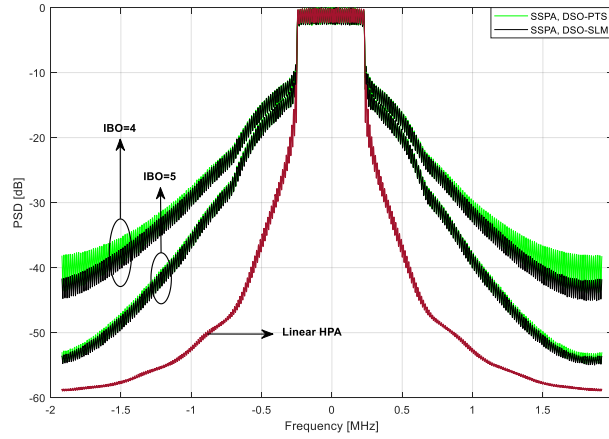


Figure 10. The comparison of DSO-PTS and DSO-SLM strategies in point of their PSD performances.

overlapping, was developed. In order to measure how much gain is achieved in the performance of classical SLM scheme through the aforementioned modification, the classical SLM scheme and its new modified variant called DSO-SLM were compared with regard to their PAPR and PSD achievements. On the other hand, it will never be sufficient to compare a newly developed strategy with only one scheme that is outdated like SLM. For this reason, apart from the conventional SLM, two state of art PAPR reduction methods named GreenOFDM and DSO-PTS, both of which have proven their efficiency in the literature, were also employed in the performance comparisons carried out to demonstrate the efficiency of our proposed technique. As it is proven by the PAPR and PSD graphs obtained to make performance comparisons between the DSO-SLM and the other considered methods, our proposed strategy significantly outperforms not only the conventional SLM, but also the GreenOFDM and DSO-PTS schemes.

Relying completely on the random search procedure can be considered as the main disadvantage of DSO-SLM together with the classical SLM, DSO-PTS and GreenOFDM considered as benchmark strategies in this paper. In each of these PAPR reduction strategies including the proposed one, randomly generated phase sequences are used to find the optimum phase combination providing the minimum PAPR. For this reason, high number of searches, each of which is carried out by generating and evaluating a random phase sequence, is needed to reach much better PAPR levels. On the other hand, it is possible to make DSO-SLM capable of reaching lower PAPR levels with smaller number of searches by optimizing the phase sequences via an efficient optimization algorithm instead of using the random search procedure. This opportunity can be evaluated in future studies.

Funding

This study was supported by the Scientific Research Projects Coordination Unit of Erciyes University [Grant No: FDK-2018-8463].

Author Contributions

Şakir Şimşir: Methodology, Software, Formal analysis, Writing - review & editing

Necmi Taşpınar: Project Administration, Funding Acquisition, Validation and Supervision

Conflict of Interest

The authors declare that they have no conflict of interest.

REFERENCES

- [1] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, "Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 18, no. 3, pp. 1617-1655, 2016.
- [2] A. Durmuş, and Z. Yıldırım, "Design and comparative analysis of E-Shape and H-Shape microstrip patch antenna for IoT application," *J. Eng. Sci. Res.*, vol. 6, no. 1, pp. 88-97, 2024.
- [3] N. Panwar, S. Sharma, and A. K. Singh, "A survey on 5G: The next generation of mobile communication," *Phys. Commun.*, vol. 18, no. 2, pp. 64-84, 2016.
- [4] S.-Y. Lien, S.-L. Shieh, Y. Huang, B. Su, Y.-L. Hsu, and H.-Y. Wei, "5G new radio: waveform, frame structure, multiple access, and initial access," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 6, pp. 64-71, 2017.
- [5] Qualcomm Inc., "Waveform candidates," R1-162199, Busan, Korea, April 11-15, 2016.
- [6] R. Zayani, Y. Medjahdi, H. Shaiek, and D. Roviras, "WOLA-OFDM: a potential candidate for asynchronous 5G," *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pp. 1-5, Washington, 2016.
- [7] M.H.N. Shaikh, V.A. Bohara, and A. Srivastava, "Spectral analysis of a nonlinear WOLA-OFDM

- system with DPD,” National Conference on Communications (NCC), pp. 1-4, Kharagpur, 2020.
- [8] H. Shaiek, R. Zayani, Y. Medjahdi, and D. Roviras, “Analytical analysis of SER for beyond 5G post-OFDM waveforms in presence of high power amplifiers,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 29441-29452, 2019.
- [9] H.G. Ryu, J.S. Park, and J.S. Park, “Threshold IBO of HPA in the predistorted OFDM communication system,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 50, no. 4, pp. 425-428, 2004.
- [10] M.C.P. Paredes, F. Grijalva, J.C. Rodrigez, and F. Sarzosa, “Performance analysis of the effects caused by HPA models on an OFDM signal with high PAPR,” *IEEE Second Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*, pp. 1-5, Salinas, 2017.
- [11] Y. Rahmatallah, and S. Mohan, “Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey and taxonomy,” *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 15, no. 4, pp. 1567-1592, 2013.
- [12] T. Jiang, and Y. Wu, “An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 54, no. 2, pp. 257-268, 2008.
- [13] R.W. Bauml, R.F. H. Fischer, and J.B. Huber, “Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping,” *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, 1996.
- [14] C.-L. Wang, and Y. Ouyang, “Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 12, pp. 4652-4660, 2005.
- [15] K. Tani, Y. Medjahdi, H. Shaiek, R. Zayani, and D. Roviras, “PAPR reduction of post-OFDM waveforms contenders for 5G & beyond using SLM and TR algorithms,” *25th International Conference on Telecommunications (ICT)*, pp. 104-109, Saint-Malo, 2018.
- [16] R. Zayani, H. Shaiek, X. Cheng, X. Fu, C. Alexandre, and D. Roviras, “Experimental testbed of post-OFDM waveforms toward future wireless networks,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 67665-67680, 2018.
- [17] N. Taşpınar, and Ş. Şimşir, “Dual symbol optimization-based partial transmit sequence technique for PAPR reduction in WOLA-OFDM waveform,” *Int. J. Commun. Syst.*, vol. 32, no. 14, pp. 1-16, 2019.
- [18] D.J.G. Mestdagh, J.L.G. Monsalve, and J.-M. Brossier, “GreenOFDM: a new selected mapping method for OFDM PAPR reduction,” *Electron. Lett.*, vol. 54, no. 7, pp. 449-450, 2018.
- [19] C. Tellambura, “Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 5, pp. 185-187, 2001.
- [20] A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer, and J.R. Buck, “Discrete-Time Signal Processing,” New Jersey: Prentice Hall, 1999.



Optimizing Distribution Network Reconfiguration for Power Loss and Fault Current Management

Güç Kaybı ve Arıza Akımı Yönetimi için Dağıtım Şebekesi Yeniden Yapılandırmasının Optimize Edilmesi

¹Fırat AKIN , ²Murat ÇIKAN , ³Oktay ARIKAN , ⁴Bedri KEKEZOĞLU 

^{1,3,4}Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul, Türkiye

²Çukurova Üniversitesi, Adana Organize Sanayi Bölgesi Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu, Adana, Türkiye

¹fakin@yildiz.edu.tr, ²mcikan@cu.edu.tr

³oarikan@yildiz.edu.tr, ⁴bkekez@yildiz.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 16 June 2024

Accepted : 7 August 2024

Keywords:

Reconfiguration, Power Losses, Walrus Optimizer, 3-phase Fault Current, Meta-heuristic

ABSTRACT

This study investigates the use of network reconfiguration as a cost-effective method to optimize power system performance through the minimization of fault currents and power losses. In single-objective optimizations, the study targets the reduction of the average fault current of the buses and the power losses individually. Additionally, a multi-objective optimization study is conducted to address both parameters simultaneously. Optimization scenarios are applied on 33-bus test system through Walrus Optimizer. The results demonstrate that reconfiguration can significantly reduce power losses and fault currents, compared to the base configuration of the test system, which had a power loss of 202.60 kW and an average fault current of 2.60 p.u. Single-objective optimizations reduced power losses to 139.551 kW and minimized average fault current to 2.130 p.u. Furthermore, the multi-objective optimization provided a range of Pareto optimal solutions, examining both criteria and highlighting the flexibility of reconfiguration in adapting to power system needs.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 16 Haziran 2024

Kabul : 7 Ağustos 2024

Anahtar Kelimeler:

Rekonfigürasyon, Güç Kayıpları, Walrus Optimizer, Üç Faz Arıza Akımı, Meta-sezgisel

ÖZET

Bu çalışma, ekonomik bir yöntem olan şebeke yeniden yapılandırmasını, arıza akımları ve güç kayıplarının en aza indirilmesi yoluyla güç sistemi performansını optimize etmek için incelemektedir. Gerçekleştirilen tek amaçlı optimizasyon çalışmaları ile hatlardaki ortalama arıza akımının ve güç kayıplarının azaltılması ayrı ayrı hedeflemektedir. Ayrıca, her iki parametreyi aynı anda ele alan bir çok amaçlı optimizasyon çalışması da yürütülmüştür. Optimizasyon senaryoları, 33 baralı test sisteminde Walrus Optimizer algoritması kullanılarak uygulanmıştır. Sonuçlar, yeniden yapılandırmanın, test sisteminin 202.60 kW güç kaybı ve 2.60 p.u. ortalama arıza akımına sahip baz yapılandırmasına kıyasla güç kayıplarını ve arıza akımlarını önemli ölçüde azaltabildiğini göstermektedir. Tek hedefli optimizasyon çalışmaları, güç kayıplarını 139.551 kW'a ve ortalama arıza akımını 2.130 p.u.'ya düşürmüştür. Ayrıca, çok amaçlı optimizasyon çalışması, her iki kriteri de inceleyerek Pareto optimal çözümler aralığı sunmuş ve yeniden yapılandırmanın güç sistemi ihtiyaçlarına uyum sağlama konusundaki esnekliğini vurgulamıştır.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

ORCID ID: ¹0000-0003-3523-2023

²0000-0001-6723-5769

³0000-0002-3304-3766

⁴0000-0002-1202-913X

Nomenclature

Abbreviations

WO	Walrus Optimizer
FCL	Fault current limiter
PSO	Particle swarm optimization
DG	Distributed generation
DQPSO	Discrete quantum PSO
MILP	Mixed-integer linear programming
GWO	Grey wolf optimization
AFC	Average three-phase fault current of the buses

Power loss calculation variables

$P_{j,k}^l$	Active power loss of the line between j^{th} and k^{th} buses
P_{Total}^l	Total active power loss of the test system
$r_{i,j,k}$	Resistance of the line between j^{th} and k^{th} buses
$I_{i,j,k}$	Current of the line between j^{th} and k^{th} buses
V_k	Voltage of the bus k
P_k, Q_k	Active and reactive power at k^{th} bus
$SW_{(j,k)}$	Status of the line between j^{th} and k^{th} buses

Radiality

N_{OS}	Number of the opened switches
N_{CS}	Number of the closed switches
N_{Line}	Number of the lines
N_{Bus}	Number of the buses
N_{Source}	Number of the sources
\hat{A}	Bus incidence matrix
a_{ij}	Elements of the bus incidence matrix

Fault calculation variables

U_0	Pre-fault voltage of the bus
Z_{nn}	Self-impedance of the bus
$y_{11} \dots y_{nn} \dots y_{NN}$	Elements of the admittance matrix
I_n^f	Three-phase fault current of bus n
I_{AFC}	Avg. three-phase fault current of test system

WO Algorithm parameters

L_{bound}	lower boundary
U_{bound}	upper boundary
t	iteration number
T	maximum iteration limit
n	population size
d	dimension of variables
M and F	male and female walrus
$r / \text{rand}(\cdot)$	random number
O	reference safety position
α	constant value (chosen 1.5)
β	the migration step control factor
$f_{n,d}$	fitness values for agents
$X_{i,j}^{t+1}$	updated position for the i^{th} walrus
$X_{i,j}^t$	current position for the i^{th} walrus
$X_{i,j}^{\text{best}}$	the lead walrus position
$F_{i,j}^{t+1}$	next position for the i^{th} female walrus
$F_{i,j}^t$	current position for the i^{th} female walrus
$J_{i,j}^{t+1}$	next position for the i^{th} immature
$J_{i,j}^t$	current position for the i^{th} immature
$J_{i,j}^t$	denotes positions of two randomly
X_m^t, X_n^t	selected walrus from the population
$X_{n,d}$	search agents' (walrus) positions
P	distress coefficient of immature walrus
LF	random numbers based on Levy distribution

1. INTRODUCTION

The global rise in population and advancements in technology are incrementally driving up the demand for electrical energy. In response to this growing need, new power plants are being brought into operation. This development results in elevated short-circuit powers and short-circuit currents within electrical power systems. Additionally, the increased load levels on the electrical power systems leads to higher power losses, which negatively effects the efficiency and reliability of power distribution. Minimizing the power losses and fault currents is crucial for the modern power systems as they increase the operational costs and can impact the overall stability and reliability.

For the mitigation of fault currents, equipment-based solutions such as reactors [1,2], high-impedance transformers [3,4], and modern fault current limiters (FCL) [5,6] are preferred, along with operational methods such as bus splitting [7,8], and feeder reconfiguration [9,10]. Feeder reconfiguration emerges as an economical solution to limit fault currents as it does not require additional equipment. In addition, it can offer different solutions according to the requirements of power systems, as it can be useful in several issues such as enhancing power quality [11], minimizing power losses [12] and improving the voltage profile of the power systems [13]. There are numerous studies in the literature that focus on enhancing power systems by addressing power losses and fault currents through reconfiguration. A. Amin et al. conducted an optimal reconfiguration study with an enhanced Brute-Force algorithm to reduce fault currents in power systems, considering both steady-state stability and generator rotor angle stability [14]. D. Topolanek et al. have studied the reduction of fault currents on a real distribution system through reconfiguration approaches involving bus splitting and area separation methods [15]. In [16], an algorithm based on Particle Swarm Optimization (PSO) is used for the optimal reconfiguration of IEEE 83-Bus distribution system to mitigate fault currents within the suitable voltage profiles of the buses. In [17], a graph theory-based method is proposed for reconfiguration considering loadability and short circuit capacity to enhance network security and reliability. In [18], a mixed-integer linear programming (MILP) model is developed for unit commitment and transmission switching. The study focuses on short-circuit current levels to enhance renewable energy integration while ensuring system protection and reliability. systems in another paper [19], an optimal reconfiguration study was conducted using a PSO-based algorithm to mitigate fault currents in the power system in case of failure of the existing FCL equipment.

In [20], which aims to reduce power losses through feeder reconfiguration, the line topologies of IEEE-33 and IEEE-69 bus test systems, which include different distributed generation (DG) models, have been optimized using Discrete Quantum Particle Swarm Optimization (DQPSO). In [21], the power losses of IEEE test systems and a real distribution system in Brazil have been reduced through a feeder reconfiguration study conducted using MILP. During the study, new linear approaches for line losses and DG integration were introduced. In [22], a hybrid

algorithm consists of Grey Wolf Optimization (GWO) and PSO is employed to address total losses through feeder reconfiguration. During the study, diverse forms of distributed generation (DG) integration were implemented before, after, and during the reconfiguration process across different scenarios. Finally, the results of the scenarios are comparatively analyzed. Kamel et al. have introduced a novel application of the Geometric Mean Optimization algorithm combined with the Power Loss Sensitivity Index to address optimal network reconfiguration and DG unit allocation in distribution networks. The study aims to maximize the Voltage Stability Index and minimize total active power loss and voltage deviation [23]. In another study, the uncertainties in power generation and consumption are taken into account during the network reconfiguration to reduce power losses in several IEEE test systems that includes distributed generation [24]. L. H. Macedo et al. have conducted various optimal reconfiguration studies on an 84-bus test system to reduce total power losses while allowing closed-loop operation [25]. To mitigate the increase in fault currents, which is the main disadvantage of closed-loop operation, the fault current on the buses was allowed to increase by a maximum of 25%.

In this study, Walrus Optimizer is employed to perform optimal feeder reconfiguration including multiple scenarios on the IEEE-33 bus test system. During the investigation, it is aimed to reduce fault currents and power losses individually through separate cases. Additionally, a multi-objective optimization study was conducted to address both criteria simultaneously. Meanwhile, bus voltages are maintained within appropriate values. The results highlight that feeder reconfiguration can effectively address different criteria such as reliability and economic considerations in power systems.

The main contributions of this study to the literature are as follows:

- In this paper, a novel application of the Walrus Optimizer algorithm for optimal feeder reconfiguration in the IEEE-33 bus test system is introduced.
- The test system investigated through single-objective and multi-objective optimization cases to minimize power losses and average three-phase fault currents under the suitable bus voltage profiles.
- The results provide new insights into the trade-offs between fault current mitigation and power loss reduction. Also, outcomes highlight the potential of feeder reconfiguration to enhance power system reliability and economic efficiency by addressing various operational criteria.

2. THEORETICAL BACKGROUND

This study aims to minimize active power losses and average three-phase fault currents separately and simultaneously through reconfiguration under appropriate bus voltage profiles. In this chapter, the mathematical expressions of the optimization process have been shared.

2.1. Reconfiguration

During the reconfiguration scenarios, the radial structure of the test network is maintained in the obtained line topologies. The process of radiality check is explained below [12,26]. Eq. (1) and Eq. (2) represents the number of switches that need to be opened and closed for radial networks.

$$N_{switches}^{opened} = N_{Line} - N_{Bus} + N_{Source} \quad (1)$$

$$N_{switches}^{closed} = N_{Bus} - 1 \quad (2)$$

Additionally, the following criteria must be ensured for radial operation of the test network.

- The loads must be fed from a single source.
- The distribution system must not have a closed loop.
- All nodes must be inside the subgraph

Bus incidence matrix is used to check radiality of the obtained topologies. It is an $N_{Bus} \times N_{Line}$ matrix and its elements are determined as follows:

$$\hat{A} = \begin{cases} a_{ij} = 0 & \text{if line } i \text{ is not connected to bus } j \\ a_{ij} = -1 & \text{if line } i \text{ is oriented towards bus } j \\ a_{ij} = 1 & \text{if line } i \text{ is oriented away bus } j \end{cases} \quad (3)$$

After building bus incidence matrix, the radiality is determined as follows:

$$\det(\hat{A}) = \begin{cases} -1 \text{ or } 1 & \text{Radial} \\ 0 & \text{Not Radial} \end{cases} \quad (4)$$

2.2. Power Loss Calculations

One of the main purposes of this study is to minimize active power losses through reconfiguration. The active power loss of a line in the power system is calculated as follows [12]:

$$P_{j,k}^1 = r_{j,k} \cdot |I_{j,k}|^2 \quad (5)$$

In addition, Eq. (6) provides the total power loss in the distribution system, considering the contributions of all branches and incorporating both active and reactive power terms.

It includes a summation over all branches and introduces a switching variable to account for the dynamic structure of the system [27].

$$P_{\text{Total}}^1 = \left(\sum_{i,k=1}^{N_l} r_{(j,k)} \cdot \left(\frac{P_k^2 + Q_k^2}{V_k^2} \right) \cdot Sw_{(j,k)} \right) \quad (6)$$

2.3. Fault Current Calculations

In this study, the faults occurring in buses are considered as three-phase faults, which are the most dangerous fault type for power systems, and the calculations have been made accordingly. The fault current magnitude at bus n can be found with Eq. (7).

$$I_n^f = \frac{U_0}{Z_{nn}} \quad (7)$$

During the fault calculations, all pre-fault voltages of the buses are accepted as 1 p.u [28]. The bus admittance matrix is obtained for the different topologies of the test system. Based on this, the column of the impedance matrix that contains the self-impedance (Z_{nn}) for the bus where the fault current is to be calculated can be derived employing Eq. (8) [28].

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1n} & \cdots & Y_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & \cdots & Y_{nn} & \cdots & Y_{nN} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N1} & \cdots & Y_{Nn} & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{1n} \\ \vdots \\ Z_{nn} \\ \vdots \\ Z_{Nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Finally, the AFC of the test system is calculated as below.

$$I_{\text{AFC}} = \frac{\sum_{n=1}^{N_{\text{Bus}}} (I_n^f)}{N_{\text{Bus}}} \quad (9)$$

2.4. Problem Formulation

This study addresses the minimization of average fault currents and total active power losses through single-objective and multi-objective optimization approaches. The study was conducted on 4 cases. In Case 1, the base case of the test system is examined. In Case 2 and Case 3, total active power losses and AFC were minimized through a single-objective optimization studies by using the objective functions in Eq. (10) and Eq. (11), respectively.

$$OF_1 = \min_x (P_{\text{Total}}^1) \quad (10)$$

$$OF_2 = \min_x (I_{\text{AFC}}) \quad (11)$$

In Case 4, a multi-objective optimization approach has been applied to investigate the test system in terms of AFC and active power losses according to the objective function given below:

$$OF_3 = \min_x (OF_1, OF_2) \quad (12)$$

2.5. Constraints

During the optimization study, the following constraints were considered to ensure stable and safe operation of the test network. Eq. (13) and Eq. (14) represents the voltage limits of the load and source buses, respectively [26,29,30].

$$0.9 \cdot V_{\text{Bus.load}}^i \leq V_{\text{Bus.load}}^i \leq 1.1 \cdot V_{\text{Bus.load}}^i \quad (13)$$

$$0.95 \cdot V_{\text{Bus.source}}^i \leq V_{\text{Bus.source}}^i \leq 1.05 \cdot V_{\text{Bus.source}}^i \quad (14)$$

Accordingly, the allowable voltage fluctuations for load and source buses are defined as $\pm 10\%$ and $\pm 5\%$, respectively. In addition, the constraint ensuring that the transmission capacities of the lines are not exceeded is as follows:

$$I_{\text{Line}}^i \leq I_{\text{Line.max}}^i \quad (15)$$

3. WALRUS OPTIMIZER

In this article, the recently developed Walrus Optimizer has been used to minimize fault currents and power losses [31]. The optimization process in WO begins by using a collection of randomly generated candidate solutions.

$$X = L_{\text{bound}} + \text{rand}(U_{\text{bound}} - L_{\text{bound}}) \quad (16)$$

Walruses act as agents in executing the optimization process, with their positions undergoing continuous updates throughout iterations.

$$X = \begin{bmatrix} X_{1,1} X_{1,2} \dots X_{1,d} \\ X_{2,1} X_{2,2} \dots X_{2,d} \\ \vdots \\ X_{n,1} X_{n,2} \dots X_{n,d} \end{bmatrix}_{n \times d} \quad (17)$$

$$X = \begin{bmatrix} (f_{1,1} f_{1,2} \dots f_{1,d}) \\ (f_{2,1} f_{2,2} \dots f_{2,d}) \\ \vdots \\ (f_{n,1} f_{n,2} \dots f_{n,d}) \end{bmatrix}_{n \times d} \quad (18)$$

The walrus population is segmented into adults and immatures, with adults making up 90% and immatures 10% of the total population. The ratio of males to females within the adult walrus population is equal, standing at 1:1. Walruses exhibit high vigilance during foraging and roosting, with 1 to 2 walruses acting as guards that patrol the area. They promptly emit danger signals upon detecting unexpected situations according to the expression below:

$$\text{Danger}_{\text{signal}} = \left(2 - \frac{2 \cdot t}{T}\right) (2 \cdot \text{rand}(\cdot) - 1) \quad (19)$$

Safety signal is expressed in Eq. (20):

$$\text{Safety}_{\text{signal}} = \text{rand}(\cdot) \quad (20)$$

When risk factors reach a critical level, walrus herds will move to regions more favorable for their survival. During this migration period, the location of the walrus is updated using the following formula:

$$X_{i,j}^{t+1} = X_{i,j}^t + (X_m^t - X_n^t) \cdot \beta \cdot r_3^2$$

$$\beta = 1 - \frac{1}{1 - e^{\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T} * 10\right)}} \quad (21)$$

Here, $X_{i,j}^{t+1}$ represents the next location for the i^{th} walrus on the j^{th} dimension, $X_{i,j}^t$ is the present position of the i^{th} walrus in the j^{th} dimension, Migration step $((X_m^t - X_n^t) \cdot \beta \cdot r_3^2)$ denotes the step size of walrus movement, two vigilantes are randomly chosen from the population, and their locations are represented by X_m^t and X_n^t , β is the migration step control factor that varies smoothly with iteration, and r_3 is a random number between 0 and 1.

The influence of the male walrus ($M_{i,j}^t$) and the lead walrus (X_{best}^t) on female walrus changes over iterations, with the female walrus becoming less affected by the mate and more influenced by the leader as the iteration process proceeds.

$$F_{i,j}^{t+1} = F_{i,j}^t + \alpha \cdot (M_{i,j}^t - F_{i,j}^t) + (1 - \alpha) \cdot (X_{\text{best}}^t - F_{i,j}^t) \quad (22)$$

The next location for the i^{th} female walrus on the j^{th} dimension, denoted as $F_{i,j}^{t+1}$, is determined by considering the positions of the i^{th} male walrus ($M_{i,j}^t$) and the current position of the female walrus ($F_{i,j}^t$) on that dimension at time t . Immature walruses situated at the population's edges face threats from killer whales and polar bears, necessitating adjustments to their current positions to evade predation.

$$J_{i,j}^{t+1} = (O - J_{i,j}^t) \cdot P \quad (23)$$

Here, the next position for the i^{th} immature walrus on the j^{th} dimension, denoted as $(J_{i,j}^{t+1})$, is determined by considering the current position of the immature walrus ($J_{i,j}^t$), the distress coefficient P (a random number between 0 and 1), and the reference safety position O .

$$O = X_{\text{best}}^t + J_{i,j}^t \cdot LF \quad (24)$$

Additionally, the position is influenced by LF , a vector of random numbers following a Lévy distribution that represents Lévy movement.

$$\text{Levy}_{\text{flight}}(\alpha) = 0.05 \cdot \frac{x}{|y|^{\frac{1}{\alpha}}} \quad (25)$$

where x is $N(0, \sigma_x^2)$ and y is $N(0, \sigma_y^2)$. σ_x & σ_y shows the standard deviations and given in Eq. (26).

$$\sigma_x = \left[\frac{\Gamma(1 + \alpha) \sin\left(\frac{\pi \cdot \alpha}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{1 + \alpha}{2}\right) \alpha^{\frac{\alpha-1}{2}}} \right]^{\frac{1}{\alpha}}, \quad \sigma_y = 1, \quad \alpha = 1.5 \quad \text{and} \quad \Gamma(q) = \int_0^{\infty} t^{q-1} \cdot e^{-t} dt \quad (26)$$

where q takes values for all real numbers except negative integers ($q > 0$ and $q \in \mathbb{R}$). The graphical representation of the Γ function is typically in the form of a curve and corresponds to factorial values for positive integers. During underwater foraging, walrus face threats from natural predators and respond by fleeing when they receive danger signals from other walrus. This behavior typically occurs in the later stages of the iteration process in the WO model, and introducing some level of disturbance to the population aids walrus in exploring their environment globally.

$$X_{ij}^{t+1} = X_{ij}^t \cdot R - |X_{best}^t - X_{ij}^t| \cdot r_4^2 \tag{27}$$

The distance between the best walrus and the current walrus is represented by $|X_{best}^t - X_{ij}^t|$, where r_4 is a randomly generated number within the range of 0 to 1.

Walrus engage in cooperative foraging and movement, using the positions of other walrus in their group. By sharing location details, they enhance the herd's chances of discovering sea areas with more plentiful food sources.

$$\begin{aligned} X_{ij}^{t+1} &= \frac{(X_1 + X_2)}{2} \\ X_1 &= X_{best}^t - \alpha_1 \cdot b_1 \cdot |X_{best}^t - X_{ij}^t| \\ X_2 &= X_{sec}^t - \alpha_2 \cdot b_2 \cdot |X_{sec}^t - X_{ij}^t| \\ \alpha &= \beta \cdot \text{rand}(\cdot) - \beta \\ b &= \tan(\theta) \end{aligned} \tag{28}$$

The gathering behavior of walrus is influenced by two weights, X_1 and X_2 . X_{sec}^t represents the position of the second walrus in the current iteration, and $|X_{sec}^t - X_{ij}^t|$ indicates the distance between the current walrus and the second walrus. The gathering coefficients α and b play a role, along with a randomly generated number $\text{rand}(\cdot)$ within the range of 0 to 1. θ , which represents angles, varies between 0 and π .

4. CASE STUDY

Network reconfiguration allows for enhancements in power systems across various operating parameters. The investigation of the test system with different reconfiguration scenarios was carried out through 4 case studies as shown in table below:

Table 1. Case studies.

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
Scenarios	Initial Case	Minimizing P_{Total}^1	Minimizing I_{AFC}	Minimizing P_{Total}^1 & AFC
Objective Function	-	$OF_1 = \min_x(P_{Total}^1)$	$OF_2 = \min_x(I_{AFC})$	$OF_3 = \min_x(OF_1, OF_2)$

4.1. Test System

The case studies within the scope of the study were conducted on the 33-bus test system shared in Figure 1 [23]. It is a widely used benchmark system in the power systems community, providing a standard platform for testing and validating new methodologies [17,20,23]. The system operates at 12.66 kV and it has a single generation unit, 33 buses and 37 switches, including 5 tie switches and 32 sectionalizing switches. The system contains 50751 different radial configuration possibilities. In the base case, the opened switches are S33-S34-S35-S36-S37. During the fault calculations, sub-transient reactance of the generator is accepted as 0.2 p.u.

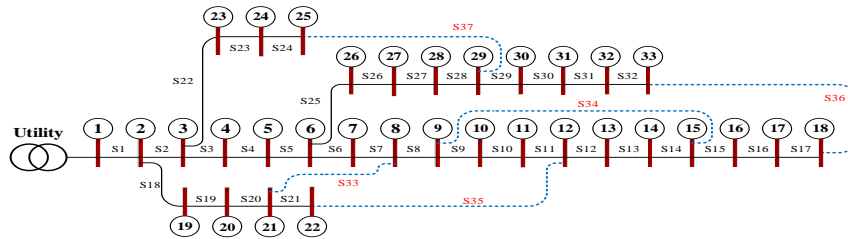


Figure 1. 33-Bus test system [23].

4.2. Results and Discussion

In this section, the results of single-objective and multi-objective optimization studies are shared and evaluated comparatively.

4.2.1. Case 1

Case 1 investigates the employed test system through its base topology, with the open switches S33, S34, S35, S36, and S37. Accordingly, the operational specifications of the test system for Case 1 are as follows:

- Total active and reactive powers in the system are 3.72 MW and 2.3 MVAR, respectively.
- The total power loss in the distribution network is 202.6771 kW and 135.14 kVAR.
- The minimum voltage magnitude in the system is 0.9131 p.u at bus 18.
- The maximum 3-phase fault current magnitude is 5 p.u at bus 1 and the average three-phase fault current for all buses is 2.60 p.u

4.2.2. Case 2 & Case 3

Single-objective optimization studies are carried out in Case 2 and Case 3, focusing on power losses and AFC, respectively. The results for single-objective optimization studies are shared in Table 2, along with the Case 1. Accordingly, in Case 2 focusing on power losses, the active and reactive losses have been reduced to 139.551 kW and j102.297 kVAR, respectively. In the case of this network topology, AFC of the buses has decreased to 2.537 p.u.

In Case 3 focusing on AFC of the buses, AFC value of the network has been reduced to 2.130 p.u. Nevertheless, the active and reactive power losses have increased to 233.040 kW and j189.236 kVAR, respectively.

Table 2. Network operational parameters according to the cases.

	Open Switches (Tie-Switches)	Active Loss (kW)	Reactive Loss (kVAR)	AFC (p.u.)	Min. Voltage (p.u.)
Case 1	33-34-35-36-37	202.677	j135.140	2.600	0.913-Bus 18
Case 2	7-9-14-32-37	139.551(-31.146%) *	j102.297(-24.302%) *	2.537(-2.423%) *	0.937-Bus 32
Case 3	3-7-10-21-31	233.040(+14.980%) *	j189.236(+40.029%) *	2.130(-18.076%) *	0.900-Bus 32

*Percentage values were given according to Case 1.

The comparison of the fault currents for each case is shown in Figure 2 (a). Accordingly, a significant decrease has been achieved in the fault currents of the buses numbered 4-7, 11-14, 22, 26-28 and 32. Nevertheless, there is a noticeable increase in fault currents only in busbars 29-31. These increases will not cause reliability issues if it remains below the capacity of the circuit breakers, otherwise it can be prevented by using fault current limiters.

On the other hand, in all scenarios, the bus voltages have not fallen below the specified minimum value. Additionally, the best voltage profile was achieved in Case 2. The voltage profile for the test network is shown in Figure 2 (b).

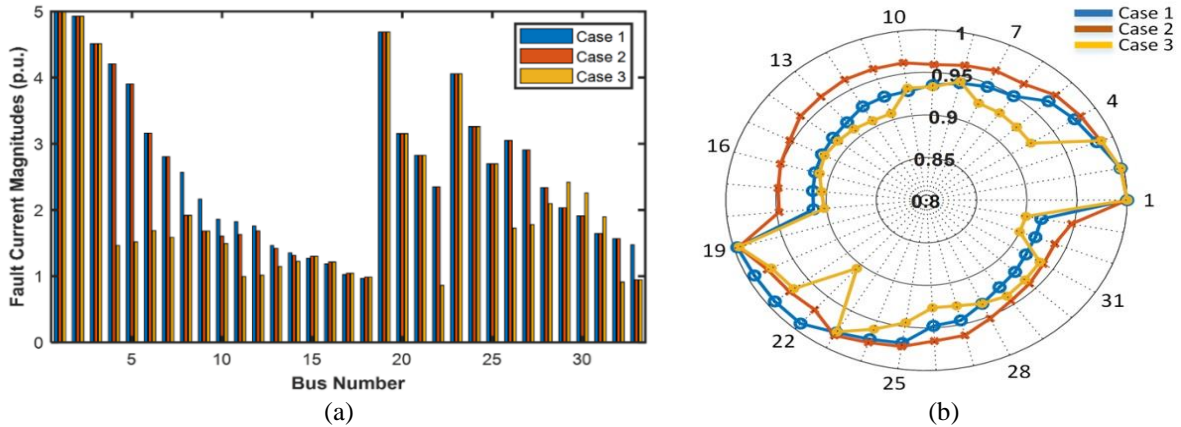


Figure 2. Results according to the cases (a) bus fault currents (b) bus voltages.

4.2.3. Case 4

As can be seen in Case 2 and Case 3, various parameters are taken into consideration in the operation of the power system and feeder reconfiguration seriously affects these parameters. In this section, a multi - objective optimization study considering AFC and power losses has been carried out. As the result of the study, different network topologies have been obtained. Accordingly, AFC and power loss results for obtained topologies are shared in Figure 3.

Optimal Pareto solutions are shown in red circles as non-dominated solutions. A solution is defined as dominated if it is worse than at least one other solution in all considered objective functions. On the other hand, a solution is considered non-dominated or Pareto optimal solution if there is no other solution that improves one objective without degrading another. Non-dominated solutions have the AFC value between 2.130 p.u and 2.537 p.u, representing a change of -18.076% to -2.423% compared to original case. Additionally, active power loss changes between 139.551 kW and 233.04 kW, corresponding to a change of -31.146% to 14.980% compared to original case. As can be seen that, numerous network topologies exist which have lower AFC value and reduced power

losses compared to the base case. All dominated and non-dominated solutions are listed in Table 3. Additionally, it is observed that the average fault current and power losses change inversely. Depending on the current needs of the power system, the operational topology can be decided by prioritizing either reliability or economy.

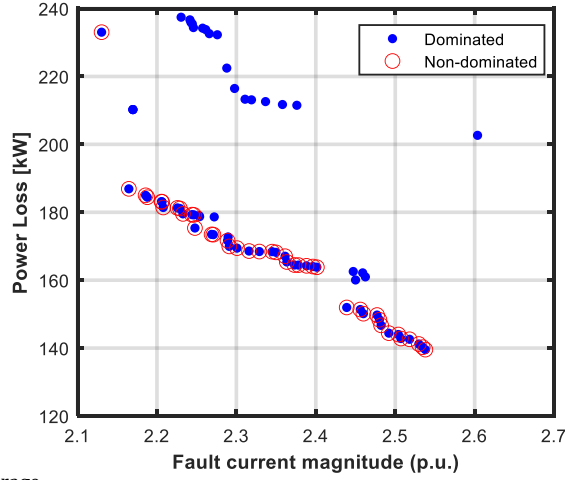


Figure 3. $I_{Fault}^{average}$ vs active power losses for different optimal network topologies.

Table 3. Dominated and non-dominated results.

Open Switches	$I_{Fault}^{average}$ (p. u.)	Active loss (kW)	Reactive Loss (kVar)	Min. Bus Voltage (p. u.)
11-12-18-25-36	2.3761	211.5065	146.6899	0.9278
11-12-18-25-32	2.3580	211.7351	147.2179	0.9248
8-14-17-18-25	2.2459	234.3931	169.2775	0.9064
3-9-15-21-28	2.1697	210.2430	170.8469	0.9126
11-14-18-25-32	2.3367	212.5978	148.7414	0.9236
9-12-18-25-32	2.3190	213.1118	148.9607	0.9258
9-13-18-25-31	2.2879	222.4600	158.4661	0.9079
9-13-18-25-32	2.3109	213.2908	149.3724	0.9277
9-14-18-25-32	2.2977	216.4597	152.8585	0.9183
7-11-25-31-34	2.4500	160.0613	128.9963	0.9155
3-8-11-17-28	2.2064	183.0589	148.2700	0.9316
4-8-11-17-28	2.2896	172.7313	137.4788	0.9346
6-9-14-25-32	2.4624	160.9720	125.1944	0.9376
6-11-25-32-34	2.4471	162.5563	127.1410	0.9357
8-11-15-18-25	2.2445	235.4989	169.1125	0.9095
3-8-9-28-36	2.2289	181.1149	148.8970	0.9279
8-10-15-18-25	2.2575	234.2205	167.9628	0.9125
6-11-32-34-37	2.4919	144.4019	111.0024	0.9357
8-10-17-18-25	2.2304	237.4514	172.3620	0.9011
8-9-17-18-25	2.2428	235.9099	170.9528	0.9039
3-10-26-34-36	2.2721	178.6311	143.9372	0.9349
8-14-15-18-25	2.2760	232.2825	166.0951	0.9154
8-14-16-18-25	2.2659	232.6021	167.0269	0.9137
8-13-17-18-25	2.2415	236.6772	170.9970	0.9016
3-11-25-32-34	2.2465	179.2272	144.9568	0.9302
8-9-16-18-25	2.2614	233.8085	168.3061	0.9101
6-8-11-36-37	2.4560	151.3593	115.9789	0.934
3-8-14-28-32	2.2079	181.4116	150.3277	0.9215
5-10-28-34-36	2.4013	163.8116	130.7143	0.9368
3-10-28-32-34	2.1697	210.2430	170.8469	0.9126
4-11-27-34-36	2.3450	168.4078	134.3007	0.9381
4-8-11-28-36	2.2710	173.4174	140.5817	0.9278
4-10-27-34-36	2.3498	168.1951	134.2584	0.9366
3-11-26-32-34	2.2441	179.3020	146.2572	0.9289
4-8-11-28-32	2.2478	175.3626	144.2627	0.9205
3-9-28-32-34	2.2258	181.2891	150.7076	0.9234
4-10-28-32-34	2.1697	210.2430	170.8469	0.9126
4-10-28-34-36	2.3289	168.4310	135.5913	0.9354
3-8-14-17-28	2.2530	179.0256	144.2372	0.9353
3-8-11-28-36	2.1878	184.4317	151.9827	0.9248

Table 3. Dominated and non-dominated results (continued).

Open Switches	I_{Fault} average (p. u.)	Active loss (kW)	Reactive Loss (kVAr)	Min. Bus Voltage (p. u.)
5-8-14-28-36	2.3883	164.2258	130.9733	0.9339
5-8-14-28-32	2.3635	165.3620	133.7157	0.9259
3-8-11-28-32	2.1646	186.9037	156.1334	0.9174
4-8-9-28-32	2.2889	171.6518	140.8099	0.9234
3-8-14-28-36	2.2327	179.5253	146.9197	0.9296
6-8-9-32-37	2.4800	148.3554	115.3673	0.9297
7-9-14-31-37	2.5180	142.5943	111.1480	0.9239
5-8-9-28-32	2.3613	167.0570	135.9807	0.9248
3-8-9-28-32	2.2057	183.1426	152.6331	0.9204
4-8-10-28-32	2.2688	173.4816	142.5228	0.9219
4-8-14-28-36	2.3159	168.5772	135.5842	0.9326
6-8-10-36-37	2.4771	149.7326	114.4766	0.9356
6-8-10-32-37	2.3964	164.0148	130.7472	0.9382
5-11-28-34-36	2.4599	150.1355	117.0332	0.9282
7-11-14-32-37	2.5297	141.1947	103.5577	0.9378
4-8-14-28-32	2.2911	169.9459	138.5327	0.9245
* 7-9-14-32-37	2.5379	139.5513	102.2979	0.9378
6-10-14-25-32	2.4590	162.1550	126.1771	0.9371
6-8-14-32-37	2.4822	146.6985	113.1454	0.9308
6-10-14-32-37	2.5039	144.0007	110.0386	0.9372
6-9-14-32-37	2.5072	142.8178	109.0560	0.9388
6-8-11-32-37	2.4389	151.9654	118.7249	0.9267
5-10-28-32-34	2.3781	164.4448	133.1248	0.9293
4-11-28-32-34	2.3008	169.4359	138.1627	0.9294
5-11-28-32-34	2.3732	164.4663	132.9632	0.9308
3-8-10-28-32	2.1857	184.9971	154.3695	0.9189
7-10-14-32-37	2.5345	140.2695	102.8314	0.9378
3-8-14-27-36	2.2537	178.7208	145.0745	0.9308
** 3-7-10-21-31	2.1303	233.0399	189.2367	0.9001
33-34-35-36-37	2.6036	202.6619	135.1309	0.9131

*Min active power loss switch-configuration ** Min average fault current switch-configuration

5. CONCLUSION

In this study, Walrus Optimizer, a recently developed algorithm, is used for optimizing the reconfiguration of distribution networks to minimize fault currents and active power losses. The effectiveness of this approach is demonstrated through a series of case studies conducted on the IEEE 33-bus test system.

The results of the single-objective optimization scenarios (Cases 2 and 3) reveal significant improvements in both power loss reduction and fault current minimization. Specifically, the optimal configuration achieved in Case 2 reduce active and reactive power losses to 139.551 kW and 102.297 kVAr, respectively, while maintaining acceptable fault current levels. Conversely, in Case 3, the AFC is minimized to 2.130 p.u, though this is accompanied by an increase in power losses to 233.04 kW and 189.236 kVAr.

The multi-objective optimization study (Case 4) provides a comprehensive understanding of the trade-offs between power losses and fault currents. Notably, the non-dominated solutions achieve a range of AFCs between 2.130 p.u and 2.537 p.u, with corresponding active power losses varying from 139.551 kW to 233.04 kW. Considering the base scenario's active power loss of 202.67 kW and the AFC value of 2.60 p.u, the multi-objective optimization study reveals many optimal reconfigurations that achieve superior power loss and AFC values. Referring to the results, the Pareto optimal solutions demonstrate that feeder reconfiguration can address multiple operational criteria, balancing reliability and economic efficiency according to the system's requirements.

The results provide new insights into managing fault currents and power losses, as well as understanding the trade-offs between these objectives while maintaining suitable bus voltage profiles through a novel algorithm for optimizing power systems.

Future research will aim to integrate the allocation of Distributed Generation (DG) and Fault Current Limiter (FCL) systems alongside reconfiguration strategies to further optimize power losses and fault currents, thereby ensuring greater reliability and efficiency in power distribution networks.

Author Contributions

All stages of the study were done by the authors.

Statement of Conflict of Interest

Authors have declared no conflict of interest.

REFERENCES

- [1] Y. Varetsky and M. Gajdzica, "Study of Short Circuit and Inrush Current Impact on the Current-Limiting Reactor Operation in an Industrial Grid," *Energies (Basel)*, vol. 16, no. 2, 2023.
- [2] R. Razzaghi and K. Niayesh, "Current limiting reactor allocation in distribution networks in presence of distributed generation," in 2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, IEEE, pp. 1–4, 2011.
- [3] A.O. Surya, L. Gumilar, M.A. Habibi, A. Kusumawardana, A.N. Afandi, and Aripriharta, "Increase in High Impedance Value of Transformer to Reduce Short Circuit Fault Currents in High Voltage Networks," in Proceedings - 11th Electrical Power, Electronics, Communications, Control, and Informatics Seminar, IECCIS 2022, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 51–55, 2022.
- [4] Y. Li, B. Liu, Y. Zhu, J. Hou, R. Liu, and L. Guo, "High-impedance transformer parameter determination method for limiting short-circuit current of power system," in 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-5, Harbin, China, 2019.
- [5] O. Arikan and B. Kucukaydin, "A new approach to limit fault current with series–parallel resonance strategy," *Electrical Engineering*, vol. 102, no. 3, pp. 1287-1296, 2020.
- [6] F. Akin, O. Arikan, and B. Kucukaydin, "Multi-physics modelling and performance analysis of an air-core reactor in the framework of solid-state fault current limiters," *Electric Power Systems Research*, vol. 231, 2024.
- [7] S. Namchoat and N. Hoonchareon, "Optimal bus splitting for short-circuit current limitation in metropolitan area," in 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, pp. 1-5, Krabi, Thailand, 2013.
- [8] P. Kanlaya and N. Hoonchareon, "Combined bus splitting and line bypassing for short-circuit currents limitation," in 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, pp. 1-6, Krabi, Thailand, 2013.
- [9] P.K. Sanodiya, M.V. Rao, C. Ghangrekar, V. Pandey, S. Pushpa, and K. Muralikrishna, "Limiting short circuit levels through network reconfiguration: An experience in India," in 21st National Power Systems Conference, NPSC, pp. 1-5, Kharagpur, India, 2020.
- [10] Z. Yang, H. Zhong, Q. Xia, and C. Kang, "Optimal transmission switching with short-circuit current limitation constraints," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 2, pp. 1278-1288, 2016.
- [11] M. Rahimpour Behbahani and A. Jalilian, "Reconfiguration of distribution network for improving power quality indexes with flexible lexicography method," *Electric Power Systems Research*, vol. 230, 2024.
- [12] M. Cikan and B. Kekezoglu, "Comparison of metaheuristic optimization techniques including Equilibrium optimizer algorithm in power distribution network reconfiguration," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 61, no. 2, pp. 991-1031, 2022.
- [13] V.J. Shetty and S.G. Ankaliki, "Electrical Distribution System Power Loss Reduction and Voltage Profile Enhancement by Network Reconfiguration Using PSO," in 2019 Fifth International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), IEEE, pp. 1–4, 2019.
- [14] A. Amin, A.Y. Abdelaziz, M.A. Attia, and M. Zakaria Kamh, "Optimal reconfiguration for Extra high voltage transmission networks using an enhanced Brute-Force algorithm," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 14, no. 12, 2023.
- [15] D. Topolanek et al., "Optimization method for short circuit current reduction in extensive meshed LV network," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 152, p. 109203, Oct. 2023.
- [16] A. Parizad, H.R. Baghaee, A. Yazdani, and G.B. Gharehpetian, "Optimal distribution systems reconfiguration for short circuit level reduction using PSO algorithm," in 2018 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), IEEE, pp. 1–6, 2018.
- [17] S.A. Ahmadi, V. Vahidinasab, M.S. Ghazizadeh, and D. Giaouris, "A stochastic framework for secure reconfiguration of active distribution networks," *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 16, no. 3, pp. 580–590, 2022.
- [18] X. Zhang, Y. Liu, J. Zhao, J. Liu, M. Korkali, and X. Chen, "Short-circuit current constrained unit commitment and transmission switching model for improving renewable integration: An MILP formulation," *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 16, no. 9, pp. 1743–1755, 2022.
- [19] S. Kong, H.C. Jo, Y.M. Wi, and S.K. Joo, "Optimization-Based Reconfiguration Method for Power System Incorporating Superconducting Fault Current Limiter Failure," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 4, 2016.
- [20] W. Guan, Y. Tan, H. Zhang, and J. Song, "Distribution system feeder reconfiguration considering different model of DG sources," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 68, pp. 210–221, 2015.
- [21] D.F. Teshome and K.L. Lian, "Comprehensive mixed-integer linear programming model for distribution system reconfiguration considering DGs," *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 12, no. 20, pp. 4515–4523, 2018.
- [22] M. Abd El-salam, E. Beshr, and M. Eteiba, "A New Hybrid Technique for Minimizing Power Losses in a Distribution System by Optimal Sizing and Siting of Distributed Generators with Network Reconfiguration," *Energies (Basel)*, vol. 11, no. 12, p. 3351, 2018.
- [23] S. Kamel, M. Khasanov, F. Jurado, A. Kurbanov, H. M. Zawbaa, and M.A. Alathbah, "Simultaneously Distributed Generation Allocation and Network Reconfiguration in Distribution Network Considering Different Loading Levels," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 105916–105934, 2023.
- [24] M. Mahdavi, K.E.K. Schmitt, and F. Jurado, "Robust Distribution Network Reconfiguration in the Presence of Distributed Generation under Uncertainty in Demand and Load Variations," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 38, no. 5, pp. 3480–3495, 2023.
- [25] L.H. Macedo, J.M. Home-Ortiz, R. Vargas, J.R.S. Mantovani, R. Romero, and J.P.S. Catalão, "Short-circuit constrained distribution network reconfiguration considering closed-loop operation," *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 32, 2022.
- [26] N. Nacar Cikan and M. Cikan, "Reconfiguration of 123-bus unbalanced power distribution network analysis by considering minimization of current & voltage unbalanced indexes and power loss," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 157, 2024.
- [27] M.E. Baran and F.F. Wu, "Network reconfiguration in distribution systems for loss reduction and load balancing," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, no. 2, pp. 1401–1407, 1989.
- [28] H. Hua et al., "Optimal Allocation and Sizing of Fault Current Limiters Considering Transmission Switching With an Explicit Short Circuit Current Formulation," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 38, no. 2, pp. 1322–1335, 2023.
- [29] E.F. Fuchs, M.A.S. Masoum, "Introduction to power quality," in *Power Quality in Power Systems, Electrical Machines, And Power-Electronic Drives*, 3rd ed. London, United Kingdom: Academic Press, 2023.
- [30] V.M. Hrishikesan et. al., "Capacity Enhancement of a Radial Distribution Grid Using Smart Transformer," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 72411–72423, 2020.
- [31] M. Han, Z. Du, K. F. Yuen, H. Zhu, Y. Li, and Q. Yuan, "Walrus optimizer: A novel nature-inspired metaheuristic algorithm," *Expert Syst Appl*, vol. 239, 2024.



Potential of Commercial Titanium in Electromagnetic Shielding for 5G Frequency Domain

5G Frekans Bölgesi için Ticari Titanyumun Elektromanyetik Ekranlama Potansiyeli

¹Uğur SORGUCU

¹Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Nevşehir/Türkiye

sorgucu@nevsehir.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 5 June 2024

Accepted : 14 August 2024

Keywords:

Titanium, 5G, Shielding Effectiveness, Electromagnetic Compatibility

ABSTRACT

The rapid advancements in telecommunications, medicine, military systems, and electronic devices have led to significant public health concerns regarding electromagnetic pollution. This issue is complex due to the potential for electromagnetic interference (EMI) to cause malfunctions or reduced performance in various electronic devices and systems. Electromagnetic shielding materials are essential for reducing pollution and protecting individuals, devices, and systems. Titanium, with its unique attributes, including enhanced electrical conductivity, durability, environmental sustainability, chemical stability, and superior mechanical properties, is an effective defense against electromagnetic pollution. This study utilizes commercially pure titanium grade 4 (CP Ti Grade 4) due to the complex processes involved in obtaining pure titanium. The study investigates the electromagnetic shielding efficacy of titanium in the 5G frequency bands using a Vector Network Analyzer (VNA), waveguides, and coaxial cables, demonstrating an impressive shielding effectiveness (SE) of approximately 70 dB within the 3.3–6 GHz frequency range.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 5 Temmuz 2024

Kabul : 14 Ağustos 2024

Anahtar Kelimeler:

Titanyum, 5G, Ekranlama Performansı, Elektromanyetik Uyumluluk

ÖZET

Telekomünikasyon, tıp, askeri sistemler ve elektronik cihazlardaki hızlı ilerlemeler, elektromanyetik kirlilik konusunda önemli bir halk sağlığı endişesine yol açmıştır. Bu sorun, elektromanyetik girişimin (EMI) çeşitli elektronik cihaz ve sistemlerde arızalara veya performans düşüşlerine neden olma potansiyeli nedeniyle karmaşıktır. Elektromanyetik koruyucu malzemeler, kirliliği azaltmak ve bireyleri, cihazları ve sistemleri korumak için gereklidir. Titanyum, gelişmiş elektrik iletkenliği, dayanıklılık, çevresel sürdürülebilirlik, kimyasal kararlılık ve üstün mekanik özellikler gibi benzersiz nitelikleri ile elektromanyetik kirliliğe karşı etkili bir savunmadır. Bu çalışma, saf titanyum elde etme sürecinin karmaşıklığı nedeniyle ticari olarak saf titanyum grade 4 (CP Ti Grade 4) kullanmaktadır. Çalışma, titanyumun 5G frekans bantlarındaki elektromanyetik koruma etkinliğini bir Vektör Ağ Analizörü (VNA), dalga kılavuzları ve koaksiyel kablolar kullanarak araştırmakta ve 3,3–6 GHz frekans aralığında yaklaşık 70 dB'lik etkileyici bir koruma etkinliği (SE) göstermektedir.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. INTRODUCTION

EMI shielding describes the use of a material shield capable of absorbing and/or reflecting electromagnetic radiation, particularly in the radio wave and microwave range. This shielding is essential for protecting electronic devices, as the electric fields within electromagnetic radiation can interact with electrons within these devices. Additionally, shielding is necessary to reduce the tendency of devices that emit this type of radiation to contaminate the environment with radiation. Electromagnetic pollution can pose a health hazard. For instance, EMI can cause medical devices such as pacemakers to malfunction [1]. Therefore, electronic devices and sources of radiation require shielding. It is important to distinguish EMI shielding from shielding against gamma rays or neutrons, which is critical for nuclear reactors [2].

To ensure device performance and keep potential adverse effects on human health within controllable limits and realistic targets, metallic materials are used for their structural advantages. Electromagnetic theory suggests that high conductivity enhances SE by promoting both the absorption and reflection of radiation. This is the reason for the recent trend in the literature towards metallic additive composites and polymer matrices [3]. In fact, studies on electromagnetic shielding show that new materials with appropriate modifications are more emphasized than traditional materials. With advancing technology, applications that utilize multiple regions of the spectrum simultaneously have become possible. In addition, previously unused frequency bands have begun to be actively used. Although 5G technology was not discussed at the end of the 20th century, it is now widely used in all areas of life. Consequently, effective new device and material design for 5G frequencies has become critical. As demonstrated in the given example, new material and device design are directly related to the requirements of the current era.

When designing materials for electromagnetic fields or searching for materials suitable for a related problem, two fundamental aspects are considered: minimizing radiation emission and minimizing susceptibility to external sources. In this context, according to electromagnetic theory, magnetic materials are effective in low frequency bands, while materials with high conductivity are effective for shielding against high-frequency electromagnetic radiation [3]. This information provides a foundational starting point for operations related to the frequency range of interest.

Magnetic materials are useful for shielding against radiation by absorbing it. This absorption is due to the interaction between the AC magnetic field in electromagnetic radiation and the magnetic dipoles present within the material [2]. Mumetal, a nickel-iron ferromagnetic alloy, is a well-known material with exceptionally high magnetic permeability. Mu-metal has been shown to be effective in shielding. A composite with a polymer matrix was used to demonstrate this [4]. Iron oxide (Fe₃O₄), also known as magnetite, is ferromagnetic, while nickel is ferromagnetic. Carbon, on the other hand, is not magnetic and is diamagnetic in graphite. Iron oxide nanoparticles are not conductive, but they are effective for shielding even without a conductive additive in a cement-based material [5]. Copper slag is also somewhat effective due to its limited magnetic character [6].

Materials with high electrical conductivity play an essential role in blocking and absorbing radiation. For instance, conductive carbon black is widely used for electromagnetic absorption applications due to its high electrical conductivity, which enhances the dispersion of electromagnetic waves [7]. Conductive materials are typically used to shield high-frequency electromagnetic fields, while magnetic materials with high permeability are used to protect against low-frequency magnetic fields [8]. Electrical conductive materials absorb and reflect radiation due to the interaction mechanisms of electromagnetic waves. When exposed to an electric field, the free carrier electrons in these materials move, resulting in the absorption (dissipation) of energy and a reduction in radiation. In addition, materials with high conductivity are known for their ability to reflect (scatter) electromagnetic waves back from their surfaces. This is because they prevent the propagation of radiation by reflecting it back with the free electrons on the material's surface, thus reducing unwanted interactions. Metals, particularly those with high electrical conductivity, are frequently used in radiation shielding [9]. Similarly, conductive metals like aluminum, copper, steel, and silver are widely used for EMI shielding due to their effectiveness, which is closely tied to the conductivity of materials [10]. These materials are often used in industrial applications, electronic devices, and space technology to control radiation effectively. Additionally, carbon-based materials [11], such as graphene [12] and carbon nanotubes [13], are gaining attention in electromagnetic shielding applications due to their high conductivity and durability. Electromagnetic shielding is used to protect spacecraft and electronic devices from radiation effects, prevent interference in communication systems, and in medical and military applications that require precise operation, as well as in the automotive industry [14].

In modern technology and industrial applications, it is crucial to ensure the structural requirements and achieve the desired quality of electromagnetic shielding performance. At this point, the concept of skin depth emerges. Skin depth is the depth at which the electric field intensity decreases to 1/e of its value at the surface of a material [15]. It plays a major role in determining the ability of a material to absorb or reflect electromagnetic waves. The penetration depth of electromagnetic waves into the material's surface, expressed as skin depth [16], is especially critical for electromagnetic waves operating at high frequencies. The depth at which electromagnetic waves penetrate into a material is determined by the material's electrical conductivity and frequency. This depth is commonly referred to as the 'skin depth'. As the skin depth increases, the amount of electromagnetic energy that penetrates the material decreases. In electromagnetic shielding, materials with high conductivity are typically preferred because they result in a smaller skin depth [17]. This allows for more effective absorption or reflection

of electromagnetic waves at the material's surface. Therefore, to enhance shielding performance, particularly for electromagnetic waves operating at high frequencies, it is desirable for materials to possess high conductivity properties, resulting in a smaller skin depth. Consequently, this study investigates the electromagnetic shielding performance of titanium in this context.

In recent years, the use of commercial pure titanium or titanium alloys has become popular in the medical field and other sectors where excellent mechanical properties, low weight, and high corrosion resistance are essential [18]. CP Ti Grade 4 was chosen to assess its electromagnetic shielding performance in this study due to titanium's unique physical and chemical properties. Titanium has a broad range of industrial applications due to its low density and high strength. Over the last decade, its cost has significantly reduced [19].

The objective of this article is to highlight the role of CP Ti Grade 4 in industrial applications by quantifying its electromagnetic shielding potential. This will facilitate a deeper understanding of the benefits that titanium offers in the field of electromagnetic shielding. It should be noted that there are different forms of titanium [20], CP Ti Grade 4, which is characterized by its purity levels of 98-99%, stands out as one of the most accessible forms in the market. This research, using an accessible form of titanium, provides insights that can be used to evaluate other forms, thus providing a comprehensive view of the usefulness and benefits of titanium in electromagnetic shielding.

Titanium's effectiveness in electromagnetic interference (EMI) shielding is not solely contingent upon its conductivity; rather, it is also a consequence of its distinctive combination of low density and high mechanical strength [21,22]. These properties render it especially appealing for applications where weight is a critical factor, such as in the aerospace, automotive, and portable electronic devices industries. Furthermore, titanium's inherent corrosion resistance guarantees that it will retain its structural integrity and shielding effectiveness over time, even in harsh environmental conditions. This durability, in conjunction with its biocompatibility, has also resulted in an increasing utilization of titanium in medical devices, where both mechanical strength and reliable shielding from EMI are of paramount importance.

Furthermore, titanium's compatibility with a diverse array of other materials, including polymers and other metals, presents opportunities for the development of composite materials that integrate the advantages of multiple components. These composites can be engineered to optimize specific properties, such as conductivity, mechanical strength, and flexibility, thereby rendering them suitable for a broader range of EMI shielding applications [23]. For instance, titanium-based composites could be engineered to provide enhanced shielding in the high-frequency ranges utilized by contemporary communication technologies while simultaneously exhibiting lightweight and durable characteristics suitable for incorporation into portable devices.

Moreover, the advent of advanced manufacturing techniques, such as additive manufacturing (3D printing), has further expanded the potential applications of titanium in EMI shielding. These techniques permit the precise manipulation of material properties and the fabrication of intricate geometries that are challenging to attain through conventional manufacturing processes. This capability is particularly valuable for the customization of EMI shielding solutions in order to meet the specific needs of different applications, ranging from small-scale electronic components to large aerospace structures.

The potential of titanium in EMI shielding remains a topic of ongoing investigation, with new avenues for optimization being continually identified through research [24]. For example, surface treatments and coatings can be applied to titanium in order to enhance its electromagnetic properties while maintaining its other advantageous characteristics [25]. Moreover, research is underway to ascertain the long-term efficacy of titanium-based shielding materials in diverse settings, thus guaranteeing their dependability and efficacy throughout the operational lifetime of the devices they safeguard.

In summary, the distinctive combination of characteristics exhibited by titanium, including its mechanical strength, low weight, corrosion resistance, and biocompatibility, renders it an exceptionally promising material for electromagnetic interference (EMI) shielding applications. As technology continues to evolve and the demands on shielding materials become more complex, titanium and its alloys are likely to play an increasingly important role in ensuring the reliability and safety of electronic devices across a wide range of industries. This investigation aims to contribute to the growing body of knowledge on titanium's electromagnetic shielding performance, providing valuable insights for future research and application.

2. ELECTROMAGNETIC SHIELD MEASUREMENTS

The rise in electromagnetic radiation due to the increasing prevalence of electronic devices in daily life has led to concerns over EMI and the need for effective protective mechanisms. This article provides an in-depth examination of the mechanisms employed in electromagnetic shielding, offering significant experimental insight into the principles governing the interaction between materials and electromagnetic fields. The discussion covers different shielding materials, their properties, and the underlying physical phenomena. It is important to present the theoretical and mathematical foundation to clarify the complexities of SE.

Electromagnetic shielding is the process of blocking or reducing electromagnetic fields by using materials to prevent their entry into sensitive electronic components. The effectiveness of shielding materials is commonly measured using a metric called SE, which is expressed in decibels (dB) and indicates the material's ability to reduce the intensity of electromagnetic radiation. The principles of electromagnetic shielding are easier to understand

when explained using Maxwell's equations and the principles of electromagnetism. Shielding effectiveness (SE) is determined by a combination of factors, including the material's ability to absorb, reflect, and transmit electromagnetic fields. To explain these factors, mathematical expressions are used.

The reflection, transmission, and absorption coefficients (denoted as R, T, and A, respectively) define the impact of a material on electromagnetic waves. The reflection coefficient quantifies the amount of energy reflected by the material, typically ranging between 0 and 1. Similarly, the transmission coefficient indicates the extent to which electromagnetic waves pass through the material, also taking values between 0 and 1. These coefficients are related to the frequency (f), wavelength (λ), and the material's specific conductivity (σ).

$$R = \frac{(Z_2 + Z_1)^2}{(Z_2 - Z_1)^2} \quad (1)$$

$$T = 1 - R \quad (2)$$

$$A = 1 - R - T \quad (3)$$

Here, Z1 and Z2 represent the characteristic impedances of the material and the surrounding medium, respectively [26]. Another significant parameter frequently mentioned in the literature is the skin depth. The skin depth (δ) is a measure determined by the penetration of the electromagnetic wave into the material, and its formula is presented in Eq. 4

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega\mu\sigma}\right)^{1/2} \quad (4)$$

Here, ω denotes the angular frequency, μ represents the magnetic permeability and σ signifies the electrical conductivity.

Electromagnetic shielding requires careful selection of appropriate materials. The introduction section mentions that conductive materials, such as metals, are widely used because of their ability to absorb and reflect electromagnetic radiation. Copper, aluminum, and titanium are among the most commonly employed metals in this context. Relevant studies on these materials can be found in the literature [27-29].

Although the interactions between electromagnetic fields and materials have been mathematically explained above, these phenomena are graphically illustrated in Figure 1, where the resulting effect of each component varies. A fundamental mechanism of electromagnetic shielding is reflection, whereby the shielding material deflects incoming electromagnetic waves away from the protected area. This process involves a higher potential for reflection in conductive materials with high conductivity [30]. Unlike traditional EMI protective materials, where reflection is predominant, materials where absorption is dominant prevent electromagnetic wave pollution caused by the reflection and scattering of incoming waves. The absorption-dominant materials usually have a higher absorption coefficient (A) than the reflection coefficient (R), which significantly reduces secondary electromagnetic pollution. These materials can also be used in military camouflage applications as EM wave absorbing materials [31]. Absorption is the process of converting electromagnetic energy into heat within the shielding material. Materials with a high absorption coefficient contribute to the overall shielding effectiveness by dissipating absorbed energy as heat. The absorption performance of composites is assessed by determining the return loss in decibels, which provides an insight into the amount of EMI that can be absorbed by the shielding material. Scientific studies have shown that materials with a return loss of -10 dB can absorb 90-95% of EMI, while materials with a return loss of -20 dB can absorb approximately 99% of electromagnetic radiation [32]. The third mechanism of EMI protection involves multiple reflections and internal scattering. In the multiple reflection mechanism (shown in Figure 1), incoming waves reflect off the back surface and return to the first surface [33]. The electromagnetic interference (EMI) shielding effectiveness (SE) is dependent on the frequency of the waves [34]. It is important to have a comprehensive understanding of frequency-dependent shielding mechanisms as different shielding materials may exhibit varying SE values at different frequencies. For instance, a magnetic composite may have a high EMI SE in the X-band while having relatively lower values in other bands [35].

Electromagnetic shielding is designed to protect against the harmful effects of electromagnetic fields. Research in this area suggests that the shielding performance of titanium can vary depending on the frequency of electromagnetic waves, as well as the material's thickness and geometry. The objective of this study is to assess the efficacy of titanium's electromagnetic shielding in diverse scenarios and to identify the benefits derived from its intrinsic characteristics. As an initial step, SEM analysis was conducted to identify the structural characteristics of the titanium sample used in this study. The results of the SEM analysis are presented in Figure 2.

The scanning electron microscope (SEM) image of CP Titanium Grade 4 clearly displays the material's surface and microstructure, including the grain structure, grain boundaries, and porosities. The grain structure is a critical factor in determining the material's mechanical properties, with smaller grain sizes generally resulting in higher strength and hardness [36]. CP Titanium Grade 4 has a relatively fine grain structure, which contributes to its high strength and hardness. The image displays a uniform grain structure, indicating consistent processing and the absence of weak points. The grain boundaries of titanium are critical for its corrosion resistance. Materials with fewer grain boundaries typically exhibit higher corrosion resistance. CP Ti Grade 4 has relatively few grain boundaries, which enhances its corrosion resistance. The grain boundaries in the image appear smooth and clean, suggesting well-processed material without impurities. The SEM image of commercial grade 4 titanium shows

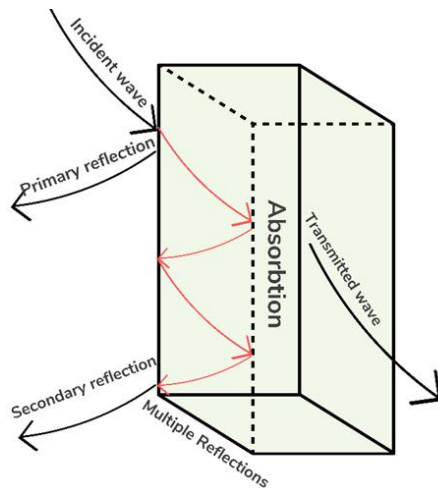


Figure 1. Interaction of incoming EM radiation with the shield.

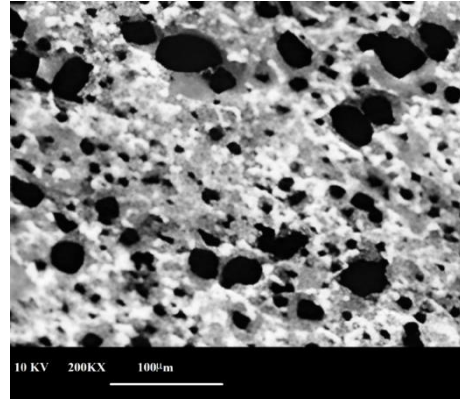


Figure 2. SEM image of titanium.

that the material has high strength, hardness, and corrosion resistance. However, porosities on the material's surface can negatively affect its mechanical properties and corrosion resistance. Therefore, it is crucial to maintain a clean and smooth surface to preserve its integrity.

CP Ti is available in four grades, ranging from 1 to 4, which are categorized according to their respective purity and oxygen content levels. The highest oxygen content (approximately 0.4%) and the strongest mechanical properties are observed in Grade 4. The alloy Ti-6Al-4V, also known as grade 5 titanium [37], is also available. CP Ti Grade 4 is widely used in various sectors due to its high strength, hardness, and corrosion resistance. This makes it an ideal choice for numerous applications, such as implants [37]. The decision to use titanium grade 4 in this study is based on its mechanical and structural properties, which make it useful in various fields. Additionally, titanium has advantages over other materials used in electromagnetic shielding. Our study aims to demonstrate the superiority of titanium in electromagnetic shielding compared to other materials.

CP Ti Grade 4 is a commercially pure titanium grade that contains a minimum of 99% titanium element. It is designated as 3.7065 according to the EN standard and R50700 in the UNS standard. This grade is known for its strength, good ductility, and moderate formability. Additionally, it exhibits superior corrosion and fatigue resistance in seawater environments. Commercial pure titanium is known for its high strength and excellent corrosion resistance, making it a competitive alternative to steels and nickel alloys in various applications [38]. The iron content in titanium increases with the grade number (grades 1 to 4) and helps control grain size during recrystallization [20]. No changes in content have been made, as per the instructions provided. The iron content in titanium increases with the grade number (grades 1 to 4) and helps control grain size during recrystallization [20]. The iron content in CP Ti increases with the grade level, which improves grain size control during recrystallization. CP Ti is particularly suitable for applications that require both strength and corrosion resistance, with a minimum yield strength of 480 MPa (70 ksi) and service temperatures up to 400°F (204°C) [38]. Table 1 presents the details of the titanium sample used in this article.

2.1. Shielding Performance measurements

A variety of techniques are employed to assess electromagnetic shielding, with the objective of analyzing the absorption, reflection, or transmission of electromagnetic fields by materials. These measurements are crucial for determining the electromagnetic compatibility of materials and optimizing their performance during design stages. The American Society for Testing and Materials (ASTM) publishes relevant test methods, specifications, practices, guides, and classifications [39].

There are a number of methods for measuring shielding, including conductivity measurements, SE measurements, RF (Radio Frequency) permeability measurements, SWR (Standing Wave Ratio) measurements, TEM (Transverse Electromagnetic) Cell measurements, and Faraday Cage measurements. The details of each of these methods will be discussed below.

Conductivity measurements often assess electromagnetic shielding based on material conductivity. ASTM D4935 provides a standard method for the measurement of the radio frequency (RF) conductivity of flat sheet materials [40], which determines the surface resistivity and the surface conductivity. Electromagnetic shielding effectiveness is a critical parameter in assessing a material's ability to absorb or reflect electromagnetic waves. ASTM D4935 is a standard used to measure Shielding Effectiveness (SE) by testing a material's ability to absorb electromagnetic energy. It also measures RF permeability, which is the ability of electromagnetic waves to pass through a material. The Standing Wave Ratio (SWR) quantifies the ratio of standing waves created by a material reflecting electromagnetic waves internally. ASTM D4935 provides a standard method for measuring electromagnetic

radiation, ensuring consistency across laboratories. The technical scope of this method is limited to frequencies ranging from 30 MHz to 1.0 GHz [41].

Table 1. Type analyses of Ti Grade 4 (UNSR50700) [38].

Material	%
Carbon (Maximum)	0.08
Titanium (Nominal)	Balance
Iron (Nominal)	0.5
Nitrogen (Maximum)	0.05
Hydrogen (Maximum)	0.015
Oxygen (Maximum)	0.4



Figure 3. Shielding performance measurement mechanism.

The Transverse Electromagnetic (TEM) cell, as specified by ASTM D4935 and ASTM D6090, is used to evaluate the electromagnetic properties of a material in a controlled environment. Furthermore, the TEM cell serves as a shielded enclosure for RF plane-wave fields, characterized by simple construction and portability in smaller versions. The field within is well-characterized, facilitating the calibration of electromagnetic field probes and sensitivity measurements. A smaller cell can achieve higher frequency operations [42]. To protect electronic devices and circuits from incoming EMI, a widely used method is to enclose them in a Faraday cage. Faraday cage measurements provide an isolated environment from electromagnetic fields, allowing for the direct assessment of electromagnetic shielding performance. ASTM D4935 includes such measurements [43]. In the ASTM measurement method, the transmission, reflection, and absorption of a given material are calculated based on the values of S parameters. In addition to the equations presented in the previous section (equation 1,2,3), the shielding effectiveness of a material is expressed as a logarithmic value which is expressed in the following equation [44].

$$SE = 10 \log\left(\frac{1}{R + T}\right)dB \tag{5}$$

In this study, as shown in Figure 3, shielding performance was measured using a VNA, coaxial cables and waveguides. The methodology offers several advantages, including the ability to conduct measurements over a wide frequency range, to obtain accurate and precise measurements, to perform repeatable experiments and to implement rapid experimental procedures. CP Ti Grade 4 samples were placed between the relevant waveguides to assess their shielding performance. Switching the waveguides allowed measurements to be taken over different frequency bands. The waveguides used in this study allowed measurements in the frequency range of 3.3-6 GHz. The results of the measurements are shown in Figures 4 and 5.

3. RESULTS

The shielding performance of titanium in the frequency range from 3.3 GHz to 4.9 GHz has been extensively studied, as shown in Figure 4, which provides a graphical representation of the shielding efficiency with frequency on the horizontal axis and shielding power on the vertical axis. The red line indicates the reflection component, which varies with surface properties, internal structure, and the wave's angle of incidence. It is evident that reflection typically plays a more dominant role in the shielding effectiveness of high conductivity materials [45]. The lower effectiveness of titanium in reflection can be attributed to its low conductivity, which is only 3.1% of aluminum's electrical conductivity [46]. The total shielding effectiveness, shown by the yellow line, accounts for both reflection and absorption effects and indicates that titanium provides effective electromagnetic shielding over the frequency band examined, though its performance varies, highlighting its complexity and selective response to electromagnetic waves. These variabilities suggest that the effectiveness of titanium in providing electromagnetic shielding over a wide frequency band may differ depending on the frequency, indicating potential advantages or disadvantages in specific applications. It is critical to note the performance of up to 70dB at 4.3GHz. Figure 5 shows the shielding performance of titanium against electromagnetic fields in the frequency bands of 4.9-6 GHz. The blue line indicates the ability of the material to absorb electromagnetic waves, which generally depends on its ability to internalize these waves and convert the energy into heat, often related to the internal structure and electrical properties of the material. The reflection capacity of a material is indicated by the red line, which shows how much incoming electromagnetic waves are reflected off its surface. This characteristic is mainly related to the electrical conductivity and surface properties of the material. The yellow line represents the total shielding effectiveness, which is the combination of both reflection and absorption.

In the frequency band of 5.6-5.9 GHz, there is an increase in the reflectivity of titanium, as shown by the red line. Concurrently, the absorption characteristics show a decrease, particularly after 5.6 GHz, so that the overall

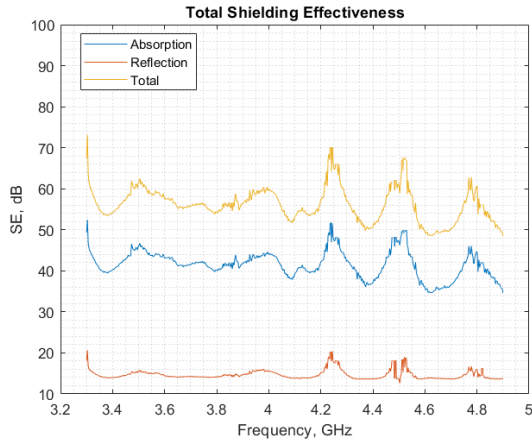


Figure 4. Electromagnetic shielding performance of titanium (3.3-4.9 GHz).

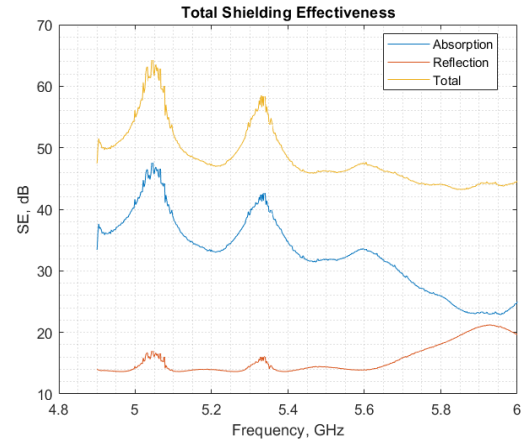


Figure 5. Electromagnetic shielding performance of titanium (4.9-6 GHz).

shielding performance in the 5.4-6 GHz frequency band remains in the 45-50 dB range. Whereas any performance above 40 dB is generally interpreted as effective shielding, it is clear that titanium alone may not be suitable for medical and military applications beyond 5.4 GHz. Nevertheless, the evidence of shielding effectiveness of up to 62 dB in the vicinity of 5 GHz points to its potential applicability in frequency selective scenarios.

4. DISCUSSION

There are studies in the literature on the shielding effectiveness (SE) of titanium against electromagnetic interference (EMI), particularly true in foam and composite forms. For instance, Ti₃C₂, a 2D material, can function as a protective coating or layer in electronic devices to mitigate EMI due to its excellent electrical conductivity and large surface area of the two-dimensional structure. Liu et al. [47] used Ti₃C₂ layers obtained from Ti₃AlC₂ powders through HF etching to produce Ti₃C₂/paraffin composites with varying Ti₃C₂ content. Electromagnetic interference shielding effectiveness (EMI SE) measurements carried out over 2.0-18.0 GHz showed an increase in EMI SE with higher Ti₃C₂ content, peaking at 39.1 dB for composites containing 60% Ti₃C₂ at a thickness of 2.0 mm. This finding demonstrates the potential of the material used for EMI SE [47]. Two-dimensional titanium carbides (MXenes) display significant properties, including high conductivity and EMI SE, which are crucial for applications in printed and flexible electronics. The study by Vural et al. [48] demonstrated that inkjet printing of 2D MXenes, supported by tandem repeat proteins, enables the production of highly conductive electrodes on various substrates such as cellulose paper, glass, PET, and PMMA, achieving a conductivity of $1080 \pm 175 \text{ S cm}^{-1}$ at a thickness of 2.25 μm . These MXene-based electrodes are suitable for flexible electronics as they maintain their conductivity even when bent. In addition, they exhibit effective EMI shielding properties comparable to the latest material technologies, with a shielding effectiveness of 50 dB for films of 1.35 μm thickness. The electrodes also respond to changes in humidity, expanding their potential applications.

In a related study [49], the manufacturing of foamed titanium carbonitride (Ti₃CNTX) films for EMI protection was investigated by comparing hydrazine and thermal reduction methods. The study achieved an EMI SE value of 118.4 dB at a working frequency of 14.3 GHz, demonstrating promising approaches for high-performance non-metallic EMI shielding materials.

The study by Han et al [50] demonstrates the fabrication of sandwich-structured composites based on Ti₃C₂ MXene with tunable electromagnetic absorption and shielding behavior. The composites are produced through RF etching and annealing processes, preserving the original layered morphology and enhancing the electromagnetic absorption capacity in the X-band region. The composite, which contains 50% annealed MXenes by weight, achieves a minimum reflection loss of -48.4 dB at 11.6 GHz. This is due to the formation of TiO₂ nanocrystals and amorphous carbon, which makes it suitable for use in electromagnetic absorption and protection applications. Titanium foams are a preferred material for EMI SE applications due to their advantageous mechanical properties. In their study, Liu et al [51] obtained results indicating that a porous titanium foam with interconnected pores, manufactured via polymer foam, has effective electromagnetic shielding at low frequencies ranging from 0.3 to 3000 MHz. The shielding effectiveness decreases as the frequency increases. However, at higher frequencies, a fluctuating region emerges where the effectiveness stabilizes around an average value. This observation suggests potential applications in electromagnetic radiation protection across a range of frequencies.

The studies discussed illustrate a growing interest in the use of titanium-based materials for electromagnetic interference (EMI) shielding, particularly in advanced forms such as foams, composites, and two-dimensional (2D) materials like MXenes [52-54]. These materials demonstrate considerable promise in terms of shielding effectiveness (SE), largely due to their distinctive structural and electrical properties. It is noteworthy that the flexibility of MXene-based electrodes, as demonstrated by Vural et al., highlights their potential for use in the next

generation of flexible and printed electronics [48]. The combination of high electrical conductivity and robust EMI shielding at minimal thicknesses renders these materials particularly attractive for lightweight and adaptable electronic applications. Moreover, the work of Guo et al. on sandwich-structured composites with tunable electromagnetic absorption and shielding behavior paves the way for new avenues of tailored EMI protection solutions, where specific frequency bands can be targeted for optimal performance [55].

Furthermore, the utilization of foamed titanium materials, as investigated by Verma et al., demonstrates the significance of structural design in attaining effective EMI shielding across a broad frequency range [56]. The interconnected pore structure of titanium foams not only contributes to mechanical robustness but also impacts the SE by creating pathways that enhance electromagnetic wave attenuation. These findings collectively suggest that titanium-based materials, particularly when engineered at the nano- and micro-scale, hold significant promise for future developments in EMI shielding technologies, catering to both traditional and emerging high-frequency applications.

The following table (Table 2) lists some of the current studies in the literature on the measurement of SE performance.

Table 2. EMI shielding performance of different shielding materials.

Frequency (GHz)	Material Used	SE (dB)	Ref
X band 8-12 GHz	c-MWCNT/AgNWs/PANFs hybrid film	40.59	[57]
	Ti3C2Tx/bacterial cellulose	43.7	[58]
	Ti3C2Tx/bacterial cellulose	41	[59]
	CNF/MXene/FeCo composite	58	[60]
	SiTiOC ceramic nanocomposites	27.85	[61]
5G	Aluminium	45-90	[28]
	Ti3C2Tx MXene	65.25	[62]
	CP Ti Grade 4	50-70	This work

5. CONCLUSION

This study investigates the electromagnetic shielding effectiveness of titanium in the context of 5G applications (sub 6 GHz). The findings contribute significantly to the existing literature on titanium's electromagnetic shielding capabilities. The analysis covers a wide spectrum ranging from 3.3 to 6 GHz, providing a comprehensive understanding of its performance in specific frequency bands. Throughout the research process, Titanium has demonstrated a remarkable shielding effectiveness in the band of 50 to 70 dB, acting as an effective electromagnetic shield in the 5G frequency range. The shielding performance of titanium decreases as the frequency increases, indicating its frequency-dependent behavior. However, this decrease is not linear, as titanium can exhibit higher shielding effectiveness at certain frequencies compared to lower ones. Titanium has demonstrated particularly effective shielding effectiveness values within the 4.5 and 5.1 GHz frequency bands, making it suitable for use in certain 5G spectrum bands.

The use of the physical advantages of titanium, such as its durability and mechanical properties, makes it a suitable material for 5G applications within the specified frequency bands. In the sub-6 GHz 5G frequency spectrum, titanium exhibits an absorption-dominant characteristic, with an average absorption of 20 to 50 dB, and a reflection characteristic typically falling within the band of 10 to 20 dB.

Focusing on 5G frequencies, this study provides insights for future studies on electromagnetic compatibility (EMC) properties of different metals and layer configurations. The findings suggest that titanium provides a potential advantage for effective electromagnetic shielding in wireless communication technologies. It is important to underline that this study only deals with the EMI shielding behavior. Therefore, future investigations are advised to include the electrical resistance and mechanical properties associated with titanium materials.

Author Contribution

U.S is responsible for entire paper.

Conflict of Interest

The author declares that he has no conflict of interest.

REFERENCES

- [1] "fda." Accessed: Jan. 28, 2024. [Online]. Available: <https://www.fda.gov/radiation-emitting-products/cell-phones/potential-cell-phone-interference-pacemakers-and-other-medical-devices#:~:text=In%20the%20unlikely%20event%20that,t o%20deliver%20the%20pulses%20irregularly>
- [2] M. Ozturk and D.D.L. Chung, "Enhancing the electromagnetic interference shielding effectiveness of carbon-fiber reinforced cement paste by coating the carbon fiber with nickel." *Journal of Building Engineering*, vol. 41, p. 102757, 2021.

- [3] U. Sorgucu, "Enhancing the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Alumina (AL₂O₃) by Coating with Nano Gold (AuNp)," *Optical Materials*, vol. 148, p. 114795, 2024.
- [4] J. Wu and D.D.L. Chung, "Combined use of magnetic and electrically conductive fillers in a polymer matrix for electromagnetic interference shielding," *J Electron Mater*, vol. 37, pp. 1088–1094, 2008.
- [5] Y. He, L. Lu, K. Sun, F. Wang, S. Hu, "Electromagnetic wave absorbing cement-based composite using Nano-Fe₃O₄ magnetic fluid as absorber," *Cem Concr Compos*, vol. 92, pp. 1–6, 2018.
- [6] Z. Wang, T. Zhang, and L. Zhou, "Investigation on electromagnetic and microwave absorption properties of copper slag-filled cement mortar," *Cem Concr Compos*, vol. 74, pp. 174–181, 2016.
- [7] P. Pongmuksuan, K. Salayong, T. Lertwiriyaprapa, and W. Kitisatorn, "Electromagnetic absorption and mechanical properties of natural rubber composites based on conductive carbon black and Fe₃O₄," *Materials*, vol. 15, no. 19, p. 6532, 2022.
- [8] T. Blachowicz, A. Hütten, A. Ehrmann, "Electromagnetic interference shielding with electrospun nanofiber mats—a review of production, physical properties and performance," *Fibers*, vol. 10, no. 6, p. 47, 2022.
- [9] D. Wanasinghe F. Aslani, "A review on recent advancement of electromagnetic interference shielding novel metallic materials and processes," *Compos B Eng*, vol. 176, p. 107207, 2019.
- [10] L.C. Martins, C.S. Silva, L.C. Fernandes, Á.M. Sampaio, and A.J. Pontes, "Evaluating the Electromagnetic Shielding of Continuous Carbon Fiber Parts Produced by Additive Manufacturing," *Polymers (Basel)*, vol. 15, no. 24, p. 4649, 2023.
- [11] L. Zhong, R. Yu, and X. Hong, "Review of carbon-based electromagnetic shielding materials: film, composite, foam, textile," *Textile Research Journal*, vol. 91, no. 9–10, pp. 1167–1183, 2021.
- [12] S. Jovanović, M. Huskić, D. Kepić, M. Yasir, and K. Haddadi, "A review on graphene and graphene composites for application in electromagnetic shielding," *Graphene and 2D Materials*, vol. 8, no. 3, pp. 59–80, 2023.
- [13] E.G.B. Dassan, A.A. Ab Rahman, M.S.Z. Abidin, and H. M. Akil, "Carbon nanotube-reinforced polymer composite for electromagnetic interference application: A review," *Nanotechnol Rev*, vol. 9, no. 1, pp. 768–788, 2020.
- [14] S. Sankaran, K. Deshmukh, M.B. Ahamed, and S.K.K. Pasha, "Recent advances in electromagnetic interference shielding properties of metal and carbon filler reinforced flexible polymer composites: A review," *Compos Part A Appl Sci Manuf*, vol. 114, pp. 49–71, 2018.
- [15] J. Liu, M.-Y. Yu, Z.-Z. Yu, V. Nicolosi, "Design and advanced manufacturing of electromagnetic interference shielding materials," *Materials Today*, vol. 66, pp. 245–272, 2023.
- [16] D.D.L. Chung, M. Ozturk, "Electromagnetic skin depth of cement paste and its thickness dependence," *Journal of Building Engineering*, vol. 52, p. 104393, 2022.
- [17] A. Mondal, A. Shukla, A. Upadhyaya, and D. Agrawal, "Effect of porosity and particle size on microwave heating of copper," *Science of Sintering*, vol. 42, no. 2, pp. 169–182, 2010.
- [18] J. Hlinka, K. Dostalova, K. Cabanova, R. Madeja, K. Frydrysek, J. Koutecky, Z. Rybkova, K. Malachova O. Umezawa, "Electrochemical, Biological, and Technological Properties of Anodized Titanium for Color Coded Implants," *Materials*, vol. 16, no. 2, p. 632, 2023.
- [19] F. Haile, J. Adkins, and M. Corradi, "A Review of the Use of Titanium for Reinforcement of Masonry Structures," *Materials*, vol. 15, no. 13, p. 4561, 2022.
- [20] F.N. Depboylu, E. Yasa, Ö. Poyraz, J. Minguella-Canela, F. Korkusuz, M. A. los Santos López, "Titanium based bone implants production using laser powder bed fusion technology," *Journal of materials research and technology*, vol. 17, pp. 1408–1426, 2022.
- [21] W. Lu and H. Guo, "MXenes as a promising material for electromagnetic interference shielding," in *MXenes: Emerging 2D Materials*, pp. 183–210, Singapore: Springer Nature Singapore, 2024.
- [22] Z. Zhao, B. Shi, T. Wang, R. Wang, Q. Chang, J. Yun, ... and H. Wu, "Microscopic and macroscopic structural strategies for enhancing microwave absorption in MXene-based composites," *Carbon*, p. 118450, 2023.
- [23] N. Maruthi, M. Faisal, and N. Raghavendra, "Conducting polymer based composites as efficient EMI shielding materials: A comprehensive review and future prospects," *Synthetic Metals*, vol. 272, p. 116664, 2021.
- [24] X.-Y. Wang, et al., "Electromagnetic interference shielding materials: recent progress, structure design, and future perspective," *Journal of Materials Chemistry C*, vol. 10, no. 1, pp. 44–72, 2022.
- [25] L.-C. Zhang, L.-Y. Chen, and L. Wang, "Surface modification of titanium and titanium alloys: technologies, developments, and future interests," *Advanced Engineering Materials*, vol. 22, no. 5, p. 1901258, 2020.
- [26] S.H. Ryu, et al., "Absorption-dominant, low reflection EMI shielding materials with integrated metal mesh/TPU/CIP composite," *Chemical Engineering Journal*, vol. 428, p. 131167, 2022.
- [27] Q.-M. He, J.-R. Tao, D. Yang, Y. Yang, M. Wang, "Surface wrinkles enhancing electromagnetic interference shielding of copper coated polydimethylsiloxane: A simulation and experimental study," *Chemical Engineering Journal*, vol. 454, p. 140162, 2023.
- [28] U. Sorgucu, "Electromagnetic interference (EMI) shielding effectiveness (SE) of pure aluminum: an experimental assessment for 5G (SUB 6GHZ)," *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, vol. 34, no. 36, p. 2325, 2023.
- [29] W. Zhao et al., "Flexible, lightweight and multi-level superimposed titanium carbide films for enhanced electromagnetic interference shielding," *Chemical Engineering Journal*, vol. 437, p. 135266, 2022.
- [30] H. Lee, S.H. Ryu, S.J. Kwon, J.R. Choi, S. Lee, B. Park, "Absorption-Dominant mmWave EMI Shielding Films with Ultralow Reflection using Ferromagnetic Resonance Frequency Tunable M-Type Ferrites," *Nanomicro Lett*, vol. 15, no. 1, p. 76, 2023.
- [31] Z. Cheng, R. Wang, Y. Wang, Y. Cao, Y. Shen, Y. Huang, Y. Chen, "Recent advances in graphene aerogels as absorption-dominated electromagnetic interference shielding materials," *Carbon*, vol. 205, pp. 112–137, 2023.
- [32] J. Kruželák, A. Kvasničáková, K. Hložeková, R. Plavec, R. Dosoudil, M. Gořalík, J. Vilčáková I. Hudec, "Mechanical, thermal, electrical characteristics and EMI absorption shielding effectiveness of rubber composites based on ferrite and carbon fillers," *Polymers (Basel)*, vol. 13, no. 17, p. 2937, 2021.
- [33] M. Aghvami-Panah and A. Ameli, "MXene/Cellulose composites as electromagnetic interference shields: Relationships between microstructural design and shielding performance," *Compos Part A Appl Sci Manuf*, p. 107879, 2023.

- [34] J.-M. Jang, H.-S. Lee, J.K. Singh, "Electromagnetic shielding performance of different metallic coatings deposited by arc thermal spray process," *Materials*, vol. 13, no. 24, p. 5776, 2020.
- [35] J. Chang, H. Zhai, Z. Hu, J. Li, "Ultra-thin metal composites for electromagnetic interference shielding," *Compos B Eng*, p. 110269, 2022.
- [36] K. Karacif and B. İnem, "Düşük Karbonlu Bir Çeliğin Kaynağında Termomekanik İşlemin Mikroyapı ve Mekanik Özelliklere Etkisi," *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, vol. 16, no. 1, pp. 1–8, 2001.
- [37] J.W. Nicholson, "Titanium alloys for dental implants: A review," *Prosthesis*, vol. 2, no. 2, p. 11, 2020.
- [38] "CP Ti Grade 4." Accessed: Feb. 01, 2024. [Online]. Available: <https://www.carpentertechnology.com/hubfs/7407324/Material%20Saftey%20Data%20Sheets/Ti%20CP%20Grade%204.pdf>
- [39] "ASTM." Accessed: Jan. 29, 2024. [Online]. Available: <https://www.govinfo.gov/content/pkg/GOVPUB-C13-1f770f754c83c95bcd5d338e84d0cb76/pdf/GOVPUB-C13-1f770f754c83c95bcd5d338e84d0cb76.pdf>
- [40] L. Issman, M. Alper, S. Howard, C. Karch, S. Yeshurun, M. Pick, A. Boies, "Direct-spun CNT textiles for high-performance electromagnetic interference shielding in an ultra-wide bandwidth," *Carbon N Y*, vol. 206, pp. 166–180, 2023.
- [41] R. Valente, C. De Ruijter, D. Vlasveld, S. Van Der Zwaag, and P. Groen, "Setup for EMI shielding effectiveness tests of electrically conductive polymer composites at frequencies up to 3.0 GHz," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16665–16675, 2017.
- [42] "TEM Cell." Accessed: Jan. 30, 2024. [Online]. Available: <https://www.govinfo.gov/content/pkg/GOVPUB-C13-eb262f8045246365ac6fc23d5e56840f/pdf/GOVPUB-C13-eb262f8045246365ac6fc23d5e56840f.pdf>
- [43] "Faraday Cage." Accessed: Jan. 30, 2024. [Online]. Available: <https://techetch.com/blog/understanding-different-emi-shielding-effectiveness-tests/>
- [44] González, Marta, Javier Pozuelo, and Juan Baselga. "Electromagnetic shielding materials in GHz range." *The Chemical Record* 18.7-8, pp.1000-1009, 2018.
- [45] H. Xie, Y. Zhou, Z. Ren, X. Wei, S. Tao, and C. Yang, "Enhancement of electromagnetic interference shielding and heat-resistance properties of silver-coated carbonyl iron powders composite material," *J Magn Magn Mater*, vol. 499, p. 166244, 2020.
- [46] A. Behera and A. Behera, "Ti-based nanoalloy in automobile industry," in *Nanotechnology in the Automotive Industry*, Elsevier, 2022, pp. 255–268.
- [47] X. Liu, J. Wu, J. He, L. Zhang, "Electromagnetic interference shielding effectiveness of titanium carbide sheets," *Material Letters*, vol. 205, pp. 261–263, 2017.
- [48] M. Vural, A. Pena-Francesch, J. Bars-Pomes, H. Jung, H. Gudapati, C.B. Hatter, B.D. Allen, B. Anasori, I.T. Ozbolat, Y. Gogotsi, "Inkjet printing of self-assembled 2D titanium carbide and protein electrodes for stimuli-responsive electromagnetic shielding," *Advanced Functional Materials*, vol. 28, no. 32, p. 1801972, 2018.
- [49] R. Rahmati, M. Salari, M. Ashouri-Sanjani, A. Salehi, M. Hamidinejad, C.B. Park, "Comparative Effects of Hydrazine and Thermal Reduction Methods on Electromagnetic Interference Shielding Characteristics in Foamed Titanium Carbonitride MXene Films," *Small*, p. 2308320, 2023.
- [50] M. Han, X. Yin, H. Wu, Z. Hou, C. Song, X. Li, L. Zhang, L. Cheng "Ti3C2 MXenes with modified sur-face for high-performance electromagnetic absorption and shielding in the X-band," *ACS Appl Mater Interfaces*, vol. 8, no. 32, pp. 21011–21019, 2016.
- [51] P.S. Liu, H.B. Qing, H.L. Hou, Y.Q. Wang, Y.L. Zhang, "EMI shielding and thermal conductivity of a high porosity reticular titanium foam," *Mater Des*, vol. 92, pp. 823–828, 2016.
- [52] R. Kumar, et al., "Cutting edge composite materials based on MXenes: Synthesis and electromagnetic interference shielding applications," *Composites Part B: Engineering*, p. 110874, 2023.
- [53] R. Verma, et al., "Recent trends in synthesis of 2D MXene-based materials for sustainable environmental applications," *Emergent Materials*, vol. 7, no. 1, pp. 35–62, 2024.
- [54] M. Danish, M. Iftikhar, and F. Shahzad, "MXene-based aerogels for electromagnetic interference shielding," in *Porous Nanocomposites for Electromagnetic Interference Shielding*, Woodhead Publishing, pp. 427–456, 2024.
- [55] Z. Guo, et al., "Multifunctional sandwich-structured magnetic-electric composite films with Joule heating capacities toward absorption-dominant electromagnetic interference shielding," *Composites Part B: Engineering*, vol. 236, p. 109836, 2022.
- [56] G. Verma and K. P. Ray, "Design, fabrication and characteristics of eco-friendly microwave absorbing materials: A review," *IETE Technical Review*, vol. 39, no. 4, pp. 756–774, 2022.
- [57] F. Jia, Z. Lu, S. Li, J. Zhang, Y. Liu, H. Wang, X. Xu, A. Du, D. Guo, N. Yan, "Asymmetric c-MWCNT/AgNWs/PANFs hybrid film constructed by tailoring conductive-blocks strategy for efficient EMI shielding," *Carbon*, vol. 217, p. 118600, 2024.
- [58] Y. Hu, D. Ni, B. Chen, F. Cai, X. Zou, F. Zhang, Y. Ding, X. Zhang, S. Dong, "Cf/(CrZrHfNbTa) C–SiC high-entropy ceramic matrix composites for potential multi-functional applications," *J Mater Sci Technol*, vol. 182, pp. 132–140, 2024.
- [59] S. Luo, Q. Li, Y. Xue, B. Zhou, Y. Feng, and C. Liu, "Reinforcing and toughening bacterial cellulose/MXene films assisted by interfacial multiple cross-linking for electromagnetic interference shielding and photothermal response," *J Colloid Interface Sci*, vol. 652, pp. 1645–1652, 2023.
- [60] M. Ma, W. Tao, X. Liao, S. Chen, Y. Shi, H. He, X. Wang, "Cellulose nanofiber/MXene/FeCo composites with gradient structure for highly absorbed electromagnetic interference shielding," *Chemical Engineering Journal*, vol. 452, p. 139471, 2023.
- [61] Q. Cao, W. Jiang, H. Qian, Y. Huang, B. Jiang, "A distinct structure of TiC for electromagnetic interference shielding and thermal stability of SiTiOC ceramic nanocomposites," *Ceramic International*, vol. 49, no. 16, pp. 27352–27361 2023.
- [62] Y. Liu, A. Thakur, B. Anasori, S. Mohammadi, "Ka-band EMI Shielding Effectiveness of Ti 3 C 2 T x MXene," in *2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS 2023*, pp. 760–762, 2023.



Sabit ve Güneş Takipli Fotovoltaik Sistemlerin Karşılaştırmalı Analizi Performance Analysis of Constant and Solar Tracking Photovoltaic Systems

¹Abdullah AKTAŞ , ²Behçet KOCAMAN 

¹Ada Mühendislik, Bitlis, Türkiye,

²Bitlis Eren Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Bitlis, Türkiye

¹a.aktas.13@gmail.com, ²bkocaman@beu.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 14 July 2024

Accepted : 13 September 2024

Keywords:

Renewable energy sources,
Photovoltaic Systems, Solar
Tracking Systems

ABSTRACT

Recently, the need for energy has been constantly increasing. Energy searches are being carried out to meet this increasing energy need. These searches have also increased scientific studies on renewable energy resources. Due to the fact that fossil fuels will be depleted over time, create negative environmental impacts and increases in raw material prices, this has led to an increase in efforts to turn to new and sustainable energy sources. One of the important renewable energy sources is solar energy. In this study, for the 500 kW fixed-axis MRS Uğraşlar solar power plant (SPP) located within the borders of Bitlis province, Güroymak district; Performance analysis was carried out by simulation in the PVsyst solar energy simulation program environment. It was interpreted by comparing it with simulation and real system data. Recommendations are also presented for planning and system engineers.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 14 Temmuz 2024

Kabul : 13 Eylül 2024

Anahtar Kelimeler:

Yenilenebilir Enerji Kaynakları,
Fotovoltaik Sistem, Güneş Takip
Sistemi

ÖZET

Son zamanlarda enerji ihtiyacı sürekli artmaktadır. Artan enerji ihtiyacını karşılayabilmek için enerji arayışları yapılmaktadır. Bu arayışlar, yenilenebilir enerji kaynakları konusunda yapılan bilimsel çalışmaları da artırmıştır. Fosil yakıtların zamanla tükenmesi, çevresel olumsuz etkiler oluşturması ve hammadde fiyatlarındaki artışlar olması nedeniyle, yeni ve sürdürülebilir enerji kaynaklarına yönelme çalışmalarının artmasına neden olmuştur. Önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biri de güneş enerjisidir. Bu çalışmada, Bitlis ili, Güroymak ilçesi sınırları içerisinde bulunan 500 kW kurulu güçlü sabit eksenli MRS Uğraşlar güneş enerjisi santrali (GES) için; PVsyst güneş enerjisi simülasyon programı ortamında benzetimi yapılarak performans analizi yapılmıştır. Simülasyon ve gerçek sistem verileri ile karşılaştırılarak yorumlanmıştır. Ayrıca planlama ve sistem mühendisleri için öneriler sunulmuştur.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. GİRİŞ

Günümüzde sürekli artan enerji ihtiyacı ve mevcut enerji ihtiyacını karşılayabilecek enerji kaynaklarının yetersiz oluşu, alternatif enerji kaynaklarının keşfi ve geliştirilmesi hususunda büyük bir önem arz etmektedir. Nitekim klasik yöntemlerle yapılan enerji üretimi ve tüketimi, yaşadığımız doğada büyük yıkımlara yol açmakta ve ileriye yönelik yaşanabilecek geri dönüşü olmayan tahribatlara sebebiyet vermektedir. Yaşanabilecek potansiyel tehlikeler göz önüne alındığında, enerji kaynaklarının keşfi ve üretimi konusunda jeotermal, biyokütle, rüzgâr ve güneş gibi yenilenebilir enerji kaynakları (YEK) önem kazanmaktadır [1]. Özellikle güneş enerjisinin potansiyeli, sağlamış olduğu kullanım kolaylığı, yenilenebilir ve çevre dostu oluşu diğer yenilenebilir enerji kaynakları arasında dikkatlerin azımsanmayacak bir boyutunu üzerine çekmektedir [2]. Ayrıca ülkeler kaynak anlamında dışa bağımlı olmayan, karbondioksit (CO₂) emisyonu düşük, güneş ve rüzgâr gibi sürdürülebilir enerji üretim kaynaklarına yönelmektedir [3]. Güneşin, hemen hemen tüm enerji kaynakları için başlıca kaynak olduğu bilinmesine rağmen, güneş enerjisinden doğrudan elektrik enerjisi üreten sistemler oldukça yeni bir gelişmedir. Bu dönüşümün ilk adımı, Edmond Becquerel tarafından 1839'da fotovoltaik etkinin keşfiyle atılmış ve 1914'te %1 verimliliğe sahip selenyum hücreler geliştirilmiştir [4]. Günümüzde hala kullanılan ilk güneş hücresi 1954 yılında Bell laboratuvarında çalışan Chaplin ve ekibince tasarlanmıştır. İlk güneş hücreleri yarı iletken teknolojisine sahip olup, güneş enerjisinin yalnızca %4 gibi küçük bir kısmı elektrik enerjisine dönüştürülebiliyordu. Yüksek maliyeti nedeniyle fotovoltaik panel üretim teknolojisi uzun yıllar boyunca laboratuvar çalışması olarak kalmıştır. Ancak, üretim teknolojilerinin gelişmesi ve malzeme bilimi sayesinde maliyetleri düşen ve yüksek verimliliğe (%10-%20) sahip FV paneller, 1980'lerden sonra ticari alanda kendilerini göstermiş ve kullanımları artmıştır [5]. Karakaş ve arkadaşları FV sistemlerde maksimum güç noktası ile güneşin izlenebilmesi için tipik bir kontrol düzeneği tasarımının yaptıkları çalışmalarında, küçük FV sistemlerde maksimum güç noktasının izlenmesi konusundaki araştırmalarını güneş enerji güç işletim aygıt tasarımı örneğini inceleyerek yapmışlardır [6]. Helwa ve arkadaşları, güneş enerjisini farklı güneş takip sistemlerinde gözlemiş ve güneş takip sisteminden çıkışta alınan enerjinin sabit sistemden daha fazla olduğunu elde etmişlerdir. Elde edilen sonuçlara göre iki eksenli izleyicide daha yüksek kazanç bulunup dikey eksenliden sabit eksenliye doğru azaldığı görülmüştür [7]. Çalışmalarında verileri yıllık bazda mevsimsel olarak karşılaştırarak kış aylarında elde edilen verimin daha yüksek, yaz aylarında ise aradaki verim farkının daha az olduğunu ortaya koyan Alaçakır ve Korucu, güneş takip sistemini sabit eksenli sisteme göre mukayese edip güneş takip sistemi ile %20'nin üzerinde verim sağlandığını hesaplamışlardır [8]. Karakaya vd. panel verimini artırmak adına panel yüzeyini soğutma, kullanılan yarı iletken malzemenin değişimi, uygun açıyı yakalama, güneş takip sistemleri çalışmaları yapmıştır. Yapılan bu çalışmalar sonucunda %47'e kadar verim artışı sağlanmıştır [9]. Dumitrascu ve arkadaşları çalışmalarında hassas adım motorlarından yapılmış iki aktüatör kullanarak iki değişikliğe (azimut değişimi ve açılma açısı değişimi) dayanan mekanik parça uygulamasıyla kartezyen koordinatlardan küresel koordinatlara matematiksel bir dönüşüm kullanarak yüksek verim almayı amaçlamıştır [10]. Literatürde FV sistemlerin enerji verimini artırmak için yapılan çalışmaların oldukça popüler ve fazla olduğu görülmektedir. Fosil yakıtların zamanla tükenmesi, çevresel olumsuz etkiler oluşturması ve hammadde fiyatlarındaki artışlar nedeniyle, yeni ve sürdürülebilir enerji kaynaklarına yönelme çalışmalarının artmasına neden olmuştur. Ayrıca enerji ihtiyacının sürekli artması ve bu artan enerji ihtiyacını karşılayabilmek için yenilenebilir enerji kaynakları konusunda yapılan bilimsel çalışmalar önem kazanmıştır. Önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biri de güneş enerjisidir. Güneş enerjisinden üretilecek elektrik enerjisinin verimini artırmak için çalışmalar yapılmaktadır. Bu çalışmada, Bitlis ili, Güroymak ilçesi sınırları içerisinde bulunan 500 kW kurulu güçlü sabit eksenli MRS Uğraşlar GES için; PVsyst güneş enerjisi simülasyon programı ortamında benzetimi yapılarak tek eksen takipçi düzlemlili ve çift eksenli takipçi düzlemlili sistemle karşılaştırılarak performans analizi yapılmıştır.

2. FOTOVOLTAİK SİSTEMLER VE GÜNEŞ TAKİP SİSTEMLERİ

Bu çalışmada, tasarlanan FV sistemin sabit, tek eksenli güneş takipli ve çift eksenli güneş takipli performans analizleri yapılmıştır. Bu nedenle FV sistemler ve Güneş takip sistemleri için ayrı başlıklar altında bilgi verilecektir. Benzetim yazılımı olarak PVsyst platformu kullanılmıştır.

2.1. Fotovoltaik Sistemler

Yarı iletken malzemelerden yapılarak yüzeylerine düşen güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştüren araçlara fotovoltaik hücreler denmektedir. Genellikle 100 cm² alana, 0.01-0.04 cm arasında kalınlığa sahiptir. FV panellerin istenilen güç ve gerilim değerinde oluşturulması için FV hücrelerin seri ve paralel bağlanması gerekmektedir [11-15]. Benzer şekilde seri ve paralel bağlanan paneller de FV sistemleri oluşturur. Son yıllarda geleneksel güneş hücrelerinin yerine geçebilecek üretim teknolojileri daha kolay, maliyeti daha düşük, verimi yüksek hücreler için çalışmalar yoğunlaştırılmıştır. FV hücrelerin modellenmesi üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Ayrıca, yapılan çalışmalar neticesinde yaklaşık modeller arasında tek diyetli yapı ön plana çıkmaktadır.

Güneş hücreleri, güneş ışınımı altında 1 ile 1.5Watt arası güç üretebilirler, verimleri buna bağlıdır. Tek bir diyottan alınabilecek akım 2 ile 2.5 Amper arasında değişirken, gerilim değeri ise 0.5 ile 0.6 Volt arasında olmaktadır. Bu sebeple, yüksek güçlü modüller elde etmek için bu hücreler arasında seri ve paralel bağlantılar yapılmaktadır. Bu bağlantı yöntemiyle güneş paneli meydana gelmektedir [16].

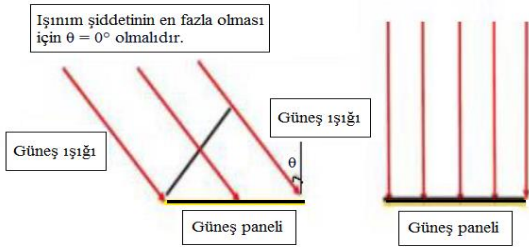
2.2. Güneş Takip Sistemleri

Güneş takip sistemleri (GTS), FV hücrenin güneşi en dik açıda alması için yapılan güneşi izleme sistemleridir. Bu sistemler üzerinde yapılan bütün çalışmalarda temel amaç, yatırım maliyetinin amorti zamanını kısaltmak ve elde edilecek enerji üretim verimini artırmaktır. Takipçi sistemleri ile hedeflenen panelin üzerine düşen ışınım miktarını ve buna bağlı olarak üretimi artırmaktır. Paneller üzerine düşen radyasyon değeri, FV panellerin normali ile güneş ışığının yaptığı açının kosinüsü ile hesap edilmektedir. Üretimin maksimum olabilmesi için güneş ışığının panel yüzeyine dik açı ile düşmesi gerekmektedir. Güneş ışığının panel yüzeyine sürekli dik açı ile düşmemesi GTS'nin geliştirilmesini sağlamıştır. Şekil 1'de güneş paneli üzerine düşen ışınım gösterilmiştir.

Bütün GTS'nin temel fonksiyonu, ışının sisteme istenen doğrultuda gelmesini sağlamak için harekete 1 ya da 2 serbestlik derecesi sağlamaktır. Tek eksenli takip sistemleri, hareketlerini yalnızca bir eksenle gerçekleştirir. Genellikle güneşin hareketine paralel olarak izleme yapmaktadır [1].

2.1.1. Tek Eksenli Takip Sistemleri

Bu tip GTS'nde, güneş enerjisine sahip sistemlerin azimut veya dikey hareketlerden biri gerçekleşir. Bu tür takip sistemlerinin tercih edilme nedenlerinden biri, monte edildiği alandaki serbest alanın sağladığı avantajlardır. Örnek olarak, parabolik oluklu olan sistemlerde azimut açısı takibi yapılmaktadır. Birçok çatı uygulaması alan darlığı nedeniyle yalnızca yükseklik açısı takibi yapar. Şekil 2'de tek eksenli olan güneş takip sisteminin görseli gösterilmektedir [17].



Şekil 1. Güneş paneli üzerine düşen ışınım.

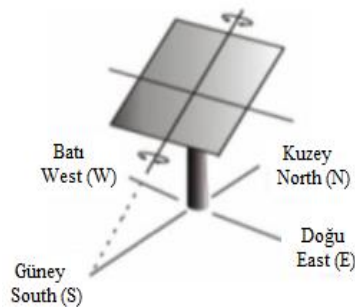


Şekil 2. Tek eksenli güneş takip sistemi.

Üretilen elektrikli enerjisinin verimini arttırmak ve ticari güneş sistemlerini ekonomikleştirmek için en basit yol, tek eksenli güneş takibidir. Basit ekipmanlar kullanılarak performans önemli derecede artırılabilir. Çift eksene sahip sistemlerin tek eksene sahip sistemler ile karşılaştırıldığında bazı avantaj ve dezavantajları olmaktadır. Çift eksenli sistemler enerji verimliliği konusunda avantaja sahipken, bakım masraflarının fazla olması, montajının zorluğu ve daha çok hareketli parçaya sahip olması nedeniyle dezavantaja sahiptir. Bununla birlikte genel olarak çift eksenli takip sisteminden daha az profile sahip oldukları için daha hafiftirler [16].

2.2.2. Çift Eksenli Takip Sistemleri

Hem yükseklik hem azimut eksenlerinin hareketine izin veren sistemlerdir. Çift eksenli takip sistemleri yeterli uygunluğa sahip bileşenler kullanılarak en iyi performansı sağlamaktadır. Takip sistemlerini mafsal eksenlerine göre sınıflandırmak mümkündür. Tek eksenli takip sistemleri polar, yatay ve azimut açılarına göre sınıflandırılırken, çift eksenli takip sistemleri ise azimut ve polar açılarına göre ikiye ayrılır. Şekil 3'te polar tek eksenli ve Şekil 4'te yatay tek eksenli takip sistemleri gösterilmektedir.

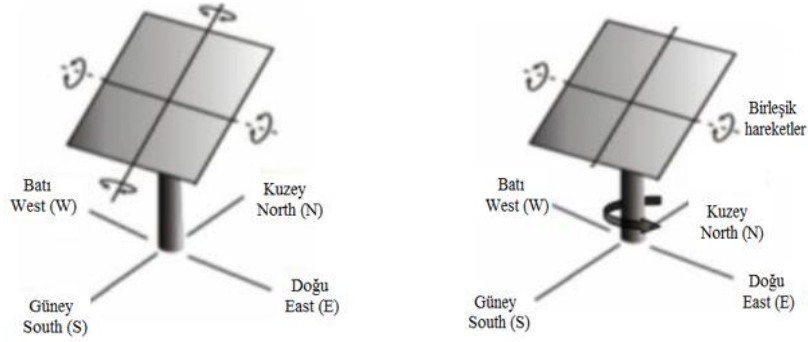


Şekil 3. Polar tek eksenli takip sistemi.



Şekil 4. Yatay tek eksenli takip sistemi.

Şekil 3'te görülen tek eksene sahip GTS'nde panelin yüzeyinin güneye doğru eğimlidir. Panel alanının ağırlık merkezinden geçen bir eksenden döndürülerek azimut açısı takip ettirilir. Sistemin geometrisi gereği, panel azimut açısı hareketini yaparken yükseklik açısını da kısmen takip eder. Bu özellik, enerji üretim değerlerini artırır ve diğer tek eksenli takip sistemlerine kıyasla polar tek eksenli takip sistemlerinin performansını yükseltir [2]. Yatay eksenli güneş takip sistemleri, panellerin yere yatay bir eksen etrafında döndürülmesi ile çalışmaktadır. Yapıları çoklu hareketlere uygun olduğundan, tek bir motorla çok sayıda FV diziyi aynı anda çalıştırmak mümkündür. Çift eksenli sistemler ise polar ve azimut açılarına göre ayrılmaktadır. Polar çift eksenli sistemler, günlük olarak sadece kendi etraflarında dönerler. Yıllık hareketlerini ise, güneşin mevsimsel değişimine ayak uydurarak ara ara kontrol sisteminden veya algılayıcılardan aldıkları komutlarla gerçekleştirirler. Azimut tek eksenli takip sistemleri, yere göre dik bir eksende döndürülmesi ile çalışır ve özellikle büyük panel alanları için tercih edilir. Ayrıca performanslarını artırmada etkilidir. Çift eksenli azimut takip sistemleri, gün içinde kendi etraflarında ve mevsimsel harekete göre iki eksen üzerinde daima hareket ederler. Bu nedenle, kontrol edilmeleri daha karmaşıktır ve daha fazla dikkat gerektirir. Şekil 5'te polar çift eksenli ve Şekil 6'da azimut çift eksenli takip sistemi gösterilmiştir [2].



Şekil 5. Polar çift eksenli takip sistemi. Şekil 6. Azimut çift eksenli takip sistemi.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Tasarlanan fotovoltaik sistemin sabit, tek eksenli güneş takipli ve çift eksenli güneş takipli performans analizleri MRS Uğraşlar GES yerleşkesi seçilerek yapılmıştır. Benzetim yazılımı olarak PVsyst platformu kullanılmıştır. PVsyst birçok çeşitte güneş enerjisi sistemi tasarımı yapılabilen, tasarımı yapılan üç boyutlu güneş paneli modellerini program üzerinde yerleştirerek, hava şartlarına bağlı olarak panellerdeki gölgelenmelerin benzetimi yapılabilen güneş enerjisi simülasyon programıdır. MRS Uğraşlar GES 500 kWp kurulu gücünde, sabit 27 ° eğik düzlemliler olarak 2019 yılında üretime başlamıştır. Sistem; 1860 adet 275 Wp gücünde SolarTürk ENERJİ FV paneller ile 8 adet 60 kWp gücünde Huawei marka invertörden oluşmaktadır. Tablo 1'de MRS Uğraşlar GES yıllık üretim verisi gösterilmiştir. 2020 yılı üretimin 841315 kWh/yıl olduğu görülmüştür.

Tablo 1. MRS uğraşlar ges aylık üretim verileri.

MRS Uğraşlar GES Yıllık Üretim	
Aylar	Üretim(kWh/ay)
Ocak	36043
Şubat	59871
Mart	68334
Nisan	82166
Mayıs	94200
Haziran	91156
Temmuz	83740
Ağustos	93289
Eylül	85376
Ekim	79157
Kasım	42840
Aralık	25143
TOPLAM	841315 kWh/yıl

3.1. Fotovoltaik Sistem Konum Bilgisi ve Işınlanma Verisi

Fotovoltaik sistem tasarımı için PVsyst programı kullanılmış olup programa MRS Uğraşlar GES'in konumunun enlem ve boylamları girildi. Seçilen konum için Meteororm programından global yatay ışınlanma ve iklim verileri çekilmiş olup Tablo 2'de gösterilmiştir.

Yıllık ışınlanma verileri göz önünde bulundurulduğunda en yüksek yatay ışınlanma haziran ayında, en yüksek yatay difüz ışınlanma ise mayıs ayında gerçekleşmiştir.

Tablo 2. Seçilen konuma ait yıllık ışınlanma verileri.

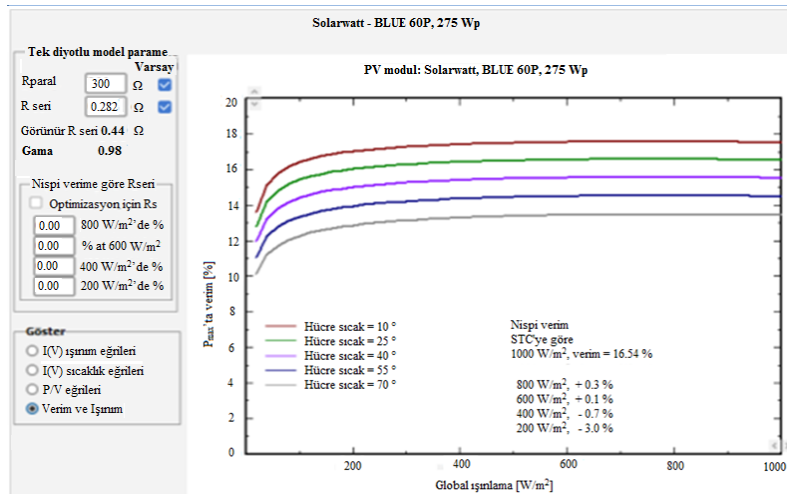
	Global Yatay Işınlanma kWh/m ² /ay	Yatay Difüz Işınlanma kWh/m ² /ay	Sıcaklık °C	Rüzgâr Hızı m/s	Linke Bulanıklığı [-]	Bağıl Nem %
Ocak	75.9	28.6	-3.1	1.89	2.686	75.5
Şubat	88.6	30.5	-1.7	1.0	3.056	76.3
Mart	141.2	47.7	3.1	2.40	3.588	71.3
Nisan	178.5	54.3	8.3	2.60	4.383	66.5
Mayıs	211.7	66.2	13.4	2.50	3.868	63.4
Haziran	258.5	51.8	18.3	2.40	3.269	54.4
Temmuz	252.9	52.9	22.2	2.29	3.360	48.5
Ağustos	235.0	43.2	22.4	2.30	3.214	45.1
Eylül	184.3	40.6	17.5	2.20	2.914	49.5
Ekim	125.7	36.0	11.7	2.29	3.304	61.2
Kasım	87.8	26.5	4.4	2.00	2.750	70.0
Aralık	69.9	22.9	-0.7	1.90	2.646	74.6
Yıl	1910.0	22.9	9.6	2.2	3.253	63.0

3.2. Fotovoltaik Sistem Tasarımı

Fotovoltaik sistem, 500 kWp kurulu gücünde olacaktır. Tasarımda Solarwatt marka BLUE 60P modeli 275 Wp nominal gücündeki Si-poly panel kullanılmıştır. MRS Uğraşlar GES'te kullanılan panel, polikristal özelliklere sahiptir. Bu çalışmada seçilen panel, MRS Uğraşlar GES'te kullanılan panele en yakın verilere sahip aynı güçte olan paneldir. Kullanılan panelin parametreleri Şekil 7'de gösterilmiştir.

Model	BLUE 60P, 275 Wp	Üretici	Solarwatt
Dosya adı	Solarwatt_BLUE_60P_275 PAN	Veri kaynağı	Manufacturer 2017
	Orjinal PVsyst veritabanı	Üret.baş.tanhi	2016'den 2018
Nominal güç (STC'de)	275.0 Wp	Tol. +/-	0.0 1.8 %
Teknoloji	Si-poly		
Üretici teknik özellikleri veya diğer ölçümler			
Referans koşullar	Gref 1000 W/m ²	TRef	25 °C
Kısa devre akımı	Isc 9.350 A	Açık devre Voc	38.30 V
Maks. güç noktası	Imp 8.790 A	Vmpp	31.30 V
Sıcaklık katsayısı	muisc 4.7 mA/°C	Hücre sayısı	60 seri
	veya muisc 0.050 %/°C		
İşletme model sonuçları			
İşletme koşullar	GOper 1000 W/m ²	TOper	25 °C
Maks güç noktası	Pmpp 275.1 W	Sıcaklık katsayısı	-0.40 %/°C
Akım	Imp 8.81 A	Genlim Vmpp	31.2 V
Kısa devre akımı	Isc 9.35 A	Açık devre Voc	38.3 V
Verim	/ Hücre yüzeyi Yok %	/Modül yüzeyi	16.54 %
Model özeti			
Ana parametreler			
Rparal	300 Ω		
Rsh(G=0)	1200 Ω		
R seri model	0.28 Ω		
R seri maks.	0.32 Ω		
Görünür R seri	0.44 Ω		
Model parametreleri			
Gama	0.976		
IoRef	0.08 nA		
muVoc	-129 mV/°C		
muPmax sabit	-0.41/°C		

Şekil 7. FV panel parametreleri.



Şekil 8. Panelin ışınımına göre verimi.

Şekil 7'de görüldüğü gibi çalışma için seçilen panel, 275 Wp gücünde, referans koşullarda ışınım değeri 1000

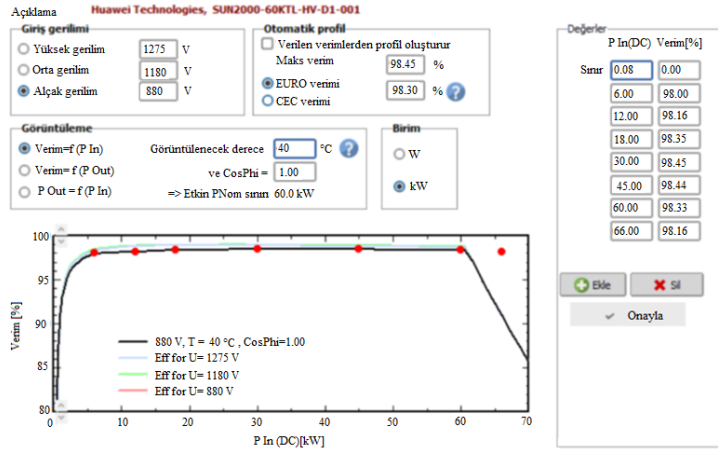
W/m², 25 °C derecedeki açık devre gerilimi 38,30 V ve kısa devre akım değeri 9,35 A olan parametrelere sahiptir. Panelin ışımına göre verimini gösteren grafik, Şekil 8'de verilmiştir.

Şekil 8'de görülen verilere dayanarak ışımına göre en yüksek verim, hücre sıcaklığı 10°C iken ve en düşük verim hücre sıcaklığı 70°C iken olduğu görülmektedir. Ayrıca tasarımda invertör olarak Huawei marka SUN2000-60KTL-HV-D1-0001 modeli kullanılmıştır. Seçilen invertör, MRS Uğraşlar GES'te kullanılan invertördür. Seçilen invertörün parametreleri Şekil 9'da verilmiştir.

Seçilen invertörün DC giriş bilgileri; minimum güç noktası gerilimi 600 V, maksimum güç noktası gerilimi 1450 V iken çıkış bilgileri 50 Hz, 400 V AC olarak ayarlanmıştır. Invertöre ait verimi gösteren grafik, Şekil 10'da verilmiştir.

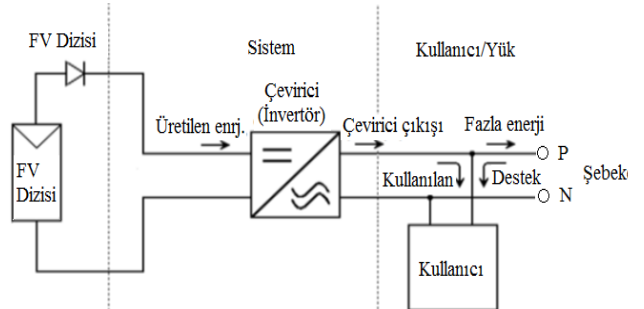
Seçilen invertöre ait verim tablosu incelendiğinde giriş gerilimi üç kademe olarak seçilebilen ve düşük gerilim 880 Vdeğerinde dahi %98 oranında verim sağladığı görülmektedir. Tasarımın simülasyon varyantı Şekil 11'de verilmiştir. Fotovoltaik sistemin yıl boyu verimini yüksek tutmak için sabit düzlemde düzlem eğimi 27° seçilmiştir.

Şekil 9. Seçilen invertör parametreleri.



Şekil 10. İnvörtör verimi.

Şekil 11. Simülasyon varyantı.



Şekil 12. Fotovoltaik sistem tek hat şeması.

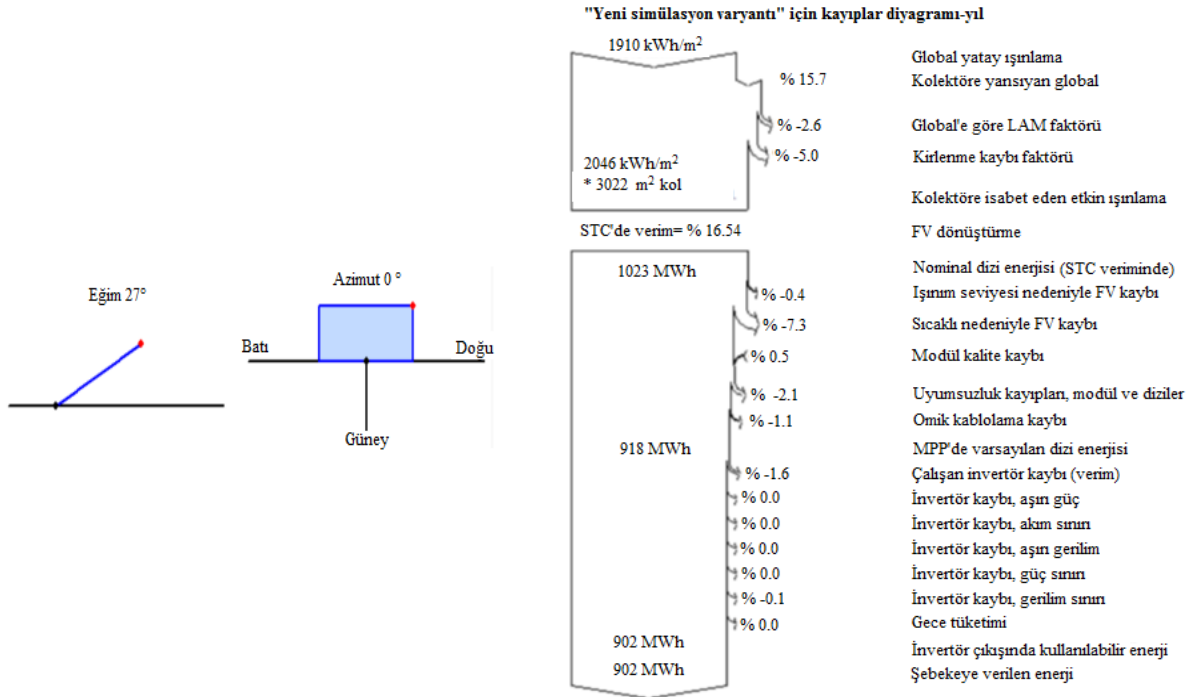
Tasarım için azami $6m^2$ alana ihtiyaç vardır. Tasarım yapılırken gün boyu panellerin üzerine herhangi bir gölgeleme olmadığı varsayılmıştır. Tasarımın tek hat şeması Şekil 12’de verilmiştir. Şekil 12’de verilen FV sistemde panellerde üretilen enerji çeviricide alternatif akıma çevirilerek tüketiciye verilmektedir. Tüketiciden arta kalan enerji şebekeye verilmektedir ya da tam tersi durumda tüketicinin eksik kalan enerji ihtiyacı şebeke tarafından karşılanmaktadır.

4. BULGULAR

Tasarlanan sistem için sabit eğik düzlem, tek eksenli takipçi düzlemi ve çift eksenli takipçi düzlemi ayarlamaları yapılarak performans analizi amacıyla PVsyst tabanında farklı sistem düzlemleri için simülasyon yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre performans analizi yapılarak sistemlerin kayıplar diyagramı, kolektör düzlemine yansıyan referans enerji grafiği, günlük giriş/çıkış diyagramı grafiği, yansıyan ışınlanma dağılım grafiği ile günlük sistem çıkış enerjisi grafiği incelenmiştir.

4.1. Fotovoltaik Sistemin Sabit Eğik Düzlemler Olarak Tasarımı ve Simülasyonu

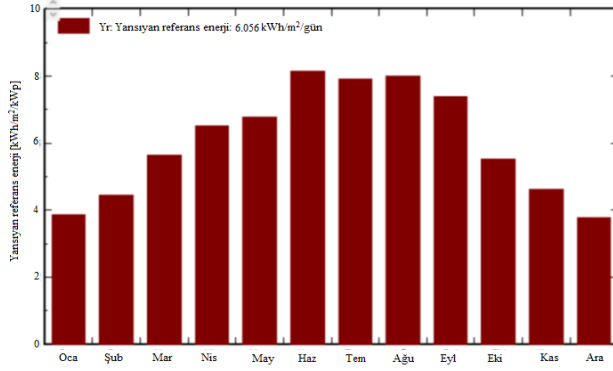
Sabit eğik düzlemlerli fotovoltaik sistemin eğimi ve panellerin yerleşim yönü Şekil 13’te verilmiştir. MRS Uğraşlar GES referans alınarak PVsyst güneş enerjisi simülasyon programıyla benzetimi yapılan FV sistemin simülasyonu yapıldığında invertör çıkışında 902 MWh/yıl şebekeye verilebilecek enerji olduğu görülmüştür. MRS Uğraşlar GES’in 2020 yılında $841,315 \text{ MWh/yıl}$ enerji ürettiği Tablo 1’de verilmiştir. Simülasyon sonucuna göre, MRS Uğraşlar GES’in yaklaşık olarak % 6,8’lik daha az enerji ürettiği görülmüştür. Arızalar sonucu çıkabilecek enerji üretim kesintileri ve üretimi azaltıcı yöndeki diğer etkiler (panel kirlenmesi, hava şartları vb) göz önünde bulundurulduğunda, program sonucu elde edilen enerji üretim verileri ile gerçek sistemin enerji üretim verileri arasındaki %6,8’lik bir farkın makul karşılanabileceği ve programın sağlıklı veri verdiği düşünülmektedir. Ayrıca simülasyon sonucunda kayıpların büyük bir oranının invertör kaybı, sıcaklık nedeniyle FV kaybı, Ohmik kablolama kaybı ve kirlenme kaybindan kaynaklandığı görülmüştür. Sistemin kayıplar diyagramı Şekil 14’te verilmiştir.



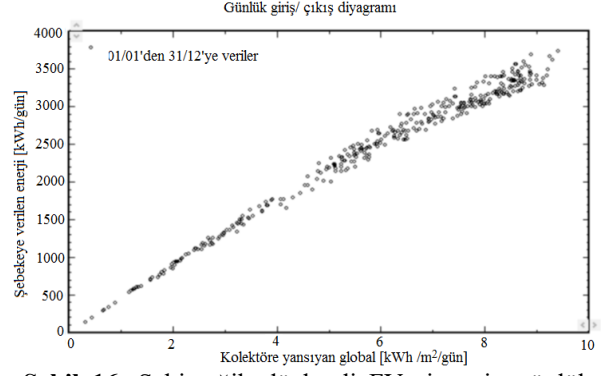
Şekil 13. FV'nin düzlem eğimi ve yerleşim yönü. Şekil 14. Sabit eğik düzlemlerli FV sistemin kayıplar diyagramı.

Fotovoltaik sistemlerin en önemli bileşeni kolektör düzlemidir. Sistemler karşılaştırılırken kolektör düzlemine yansıyan referans enerji baz alınarak sistem performansı analizi yapılabilir. Şekil 15’de kolektör düzlemine yansıyan referans enerji grafiği verilmiş olup yansıyan referans enerjinin $6056 \text{ kWh/m}^2/\text{gün}$ olduğu görülmüştür. Şekil 16’da FV sistemin günlük güç giriş/çıkış diyagramı verilmiştir. İdeal sistemlerde üretilen enerji günlük lineer olarak artar fakat sistemde kayıplar olduğu için lineer olarak bir artış olmadığı gözükmemektedir. Fakat grafikten de anlaşılacağı üzere lineere yakın bir artış olduğu anlaşılmaktadır.

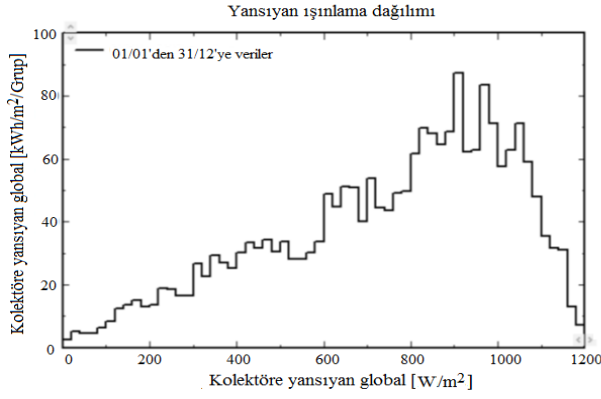
Sabit eğik düzlemlerli FV sistemin günlük sistem çıkış enerjisi Şekil 17’de verilmiştir. Panelin metrekaresine düşen ışının miktarı da farklı düzlemler için değişmekte olup performans analizi için yarar sağlamaktadır. Ayrıca sabit eğik düzlemlerli FV sistemin günlük çıkış enerjisi Şekil 18’de verilmiştir. Yaz aylarında üretilen enerjide belirgin bir artış olduğu görülmektedir.



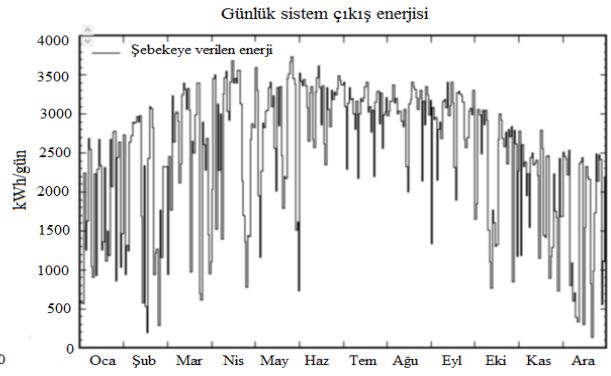
Şekil 15. Sabit eğik düzlemlı FV sistemin kolektör düzlemine yansıyan referans enerjisi.



Şekil 16. Sabit eğik düzlemlı FV sistemin günlük giriş-çıkış diyagramı.



Şekil 17. FV sistemin günlük sistem çıkış enerjisi.



Şekil 18. FV sistemin günlük çıkış enerjisi.

Tablo 3. Sabit eğik düzlemlı FV sistemin genel verileri.

	GlobHor kWh/m ²	DiffHor kWh/m ²	T_Amb °C	GlobInc kWh/m ²	GlobEff kWh/m ²	Earray MWh	E_Grid MWh	PR oran
Ocak	75.9	28.65	-3.11	119.9	110.8	54.38	53.48	0.893
Şubat	88.6	30.53	-1.74	124.9	115.9	55.76	54.84	0.879
Mart	141.2	47.69	3.11	175.2	162.3	76.31	75.06	0.857
Nisan	178.5	54.28	8.30	195.6	181.1	82.76	81.38	0.833
Mayıs	211.7	66.15	13.41	209.7	193.9	86.40	84.97	0.811
Haziran	258.5	51.82	18.25	144.0	225.4	97.14	95.55	0.784
Temmuz	252.9	52.86	22.20	245.0	226.2	95.53	93.96	0.768
Ağustos	235.0	43.24	22.39	248.2	229.8	95.94	94.37	0.761
Eylül	184.3	40.55	17.53	221.5	205.4	88.55	87.11	0.787
Ekim	125.7	35.96	11.67	171.4	158.9	71.52	70.35	0.821
Kasım	87.8	26.47	4.41	138.3	128.0	60.45	59.46	0.860
Aralık	69.9	22.92	-0.73	116.8	108.0	52.23	51.35	0.880
Yıl	1910.0	501.13	9.71	2210.4	2045.7	916.96	901.90	0.817

Tablo 4. MRS Uğraşlar GES ve PVSyst sabit eksenli aylık üretim veri karşılaştırması.

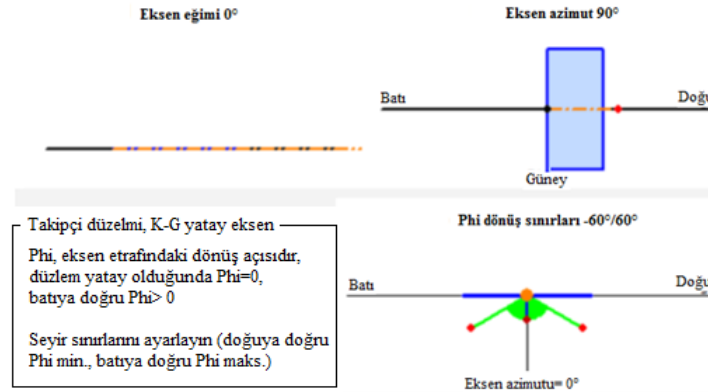
AYLAR	MRS Uğraşlar Aylık Üretim Verileri	PVSyst Aylık Çift Eksenli Üretim Verileri	FARK (kWh/ay)
	ÜRETİM (kWh/ay)	ÜRETİM (kWh/ay)	
Ocak	36.043	73.700	37.657
Şubat	59.871	70.800	10.929
Mart	68.334	100.700	32.366
Nisan	82.166	111.000	28.834
Mayıs	94.200	122.600	28.400
Haziran	91.156	149.700	58.544
Temmuz	83.740	142.600	58.860
Ağustos	93.289	136.900	43.611
Eylül	85.376	120.800	35.424
Ekim	79.157	94.400	15.243
Kasım	42.840	82.600	39.760
Aralık	25.143	70.300	45.157
TOPLAM	841.315 kWh/yıl	1.276.100 kWh/yıl	434.785 h/yıl

Tablo 3'te sabit eğik düzlemlerli FV sistemin genel verileri görülmektedir. Şebekeye verilen enerji 902 MWh/yıl olarak görülmektedir. MRS Uğraşlar GES ve PVSyst simülasyonu sabit eksenli panellere ait aylık üretim verilerinin karşılaştırma tablosu Tablo 4'te gösterilmiştir.

Simülasyon sonucuna göre, MRS Uğraşlar GES'in yaklaşık olarak %6,8'lik daha az enerji ürettiği görülmüştür. Arızalar sonucu çıkabilecek enerji üretim kesintileri ve üretimi azaltıcı yöndeki diğer etkiler (panel kirlenmesi, hava şartları vb) göz önünde bulundurulduğunda, program sonucu elde edilen enerji üretim verileri ile gerçek sistemin enerji üretim verileri arasındaki %6,8'lik bir farkın makul karşılanabileceği ve programın sağlıklı veri verdiği düşünülmektedir. Ayrıca üreticiden alınan bilgiler doğrultusunda temmuz ayında tesiste oluşan 3 günlük arıza nedeni ile tesis olması gerekenden daha düşük enerji üretmiştir. Bu veriler ışığında elde ettiğimiz %6,8'lik fark arıza oluşmaması durumunda daha da azalacaktır.

4.2. Fotovoltaik Sistemin Tek Eksen Takipçi Düzlemi ile Tasarımı ve Simülasyonu

Tek eksen takipçi düzlemlerli fotovoltaik sistemin panel yerleşim yönü Şekil 19'da verilmiştir.



Şekil 19. Tek eksen takipçi düzlemlerli FV sistem.

Fotovoltaik sistemin simülasyonu yapıldığında invertör çıkışında 1132 MWh/yıl üretilebilir enerji olduğu görülmüştür. Sistemin kayıplar diyagramı Şekil 20'de verilmiştir.

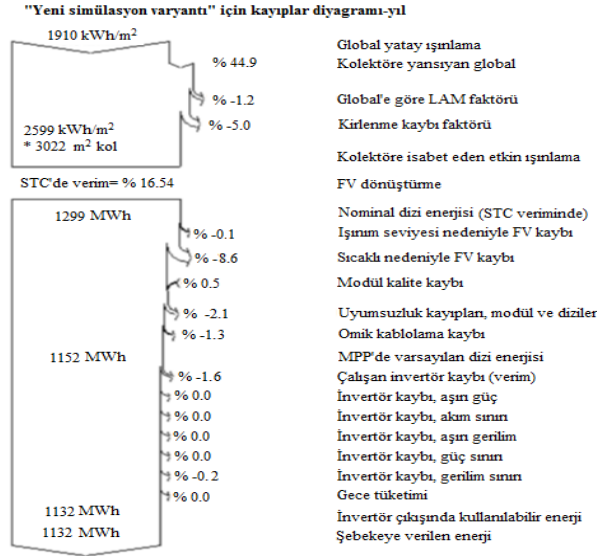
Kolektör düzlemine yansıyan referans enerji grafiği Şekil 21'de verilmiştir. Burada yansıyan referans enerjinin 7585 kWh/m²/gün olduğu görülmüştür. Işınım miktarının sabit eğik düzlemlerli FV sistem ışınım miktarına göre yüksek olduğu görüldü. Bu da kolektör yüzeyinde daha fazla ışınım olduğunu göstermektedir.

Günlük güç giriş/çıkış diyagramı, Şekil 22'de verilmiştir. Şekil 22'deki grafikten de anlaşılacağı üzere şebekeye günlük verilen enerji miktarı sabit eğik düzlemlerli FV sistemde 3750 kWh/gün seviyesine kadar çıkmış iken tek eksen takipçi düzlemlerli sistemde 5600 kWh/gün seviyelerindedir. Şekil 23'te yansıyan ışınlanma dağılımı verilmiştir. Sabit eğik düzlemlerli FV sistemde metrekareye düşen ışınım 90 kWh seviyesinde iken bu değer tek eksen takipçi düzlemlerli FV sistemde 130 kWh olarak görülmektedir.

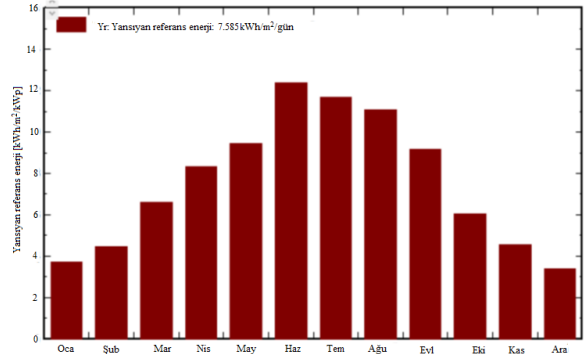
Ayrıca Şekil 24'te günlük sistem çıkış enerjisi gösterilmiştir. Sabit eğik düzlemlerli sistemde sistem çıkış enerjisi yaz aylarında 3750 kWh/gün seviyesini bulurken tek eksen takipçi düzlemlerli FV sistemde ise 5600 kWh/gün seviyesine kadar çıkmıştır. Tek eksen takipçi düzlemlerli sistem için genel bilgileri içeren Tablo 5'te görülmektedir. Şebekeye verilen enerji yaklaşık olarak 1132 MWh olduğu görülmektedir.

Tablo 5. Tek eksen takipçi düzlemlerli FV sistemin genel verileri.

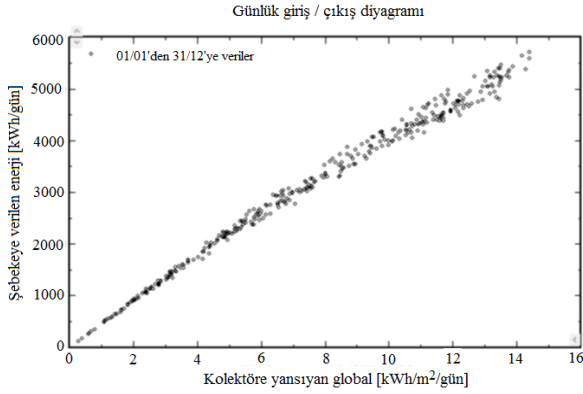
	GlobHor kWh/m ²	DiffHor kWh/m ²	T_Amb °C	GlobInc kWh/m ²	GlobEff kWh/m ²	Earray MWh	E_Grid MWh	PR oran
Ocak	75.9	28.65	-3.11	115.1	106.0	52.8	51.9	0.902
Şubat	88.6	30.53	-1.74	124.2	115.2	56.3	55.3	0.892
Mart	141.2	47.69	3.11	204.6	191.5	90.3	88.9	0.869
Nisan	178.5	54.28	8.30	250.3	235.6	106.9	105.2	0.841
Mayıs	211.7	66.15	13.41	293.3	276.5	121.2	119.3	0.814
Haziran	258.5	51.82	18.25	371.6	351.3	148.2	145.8	0.785
Temmuz	252.9	52.86	22.20	361.8	342.0	141.5	139.3	0.770
Ağustos	235.0	43.24	22.39	344.1	325.0	134.2	132.1	0.768
Eylül	184.3	40.55	17.53	275.6	259.3	111.9	110.1	0.800
Ekim	125.7	35.96	11.67	187.0	174.4	79.2	78.0	0.834
Kasım	87.8	26.47	4.41	136.4	126.1	60.4	59.4	0.872
Aralık	69.9	22.92	-0.73	104.3	95.6	47.1	46.3	0.889
Yıl	1910.0	501.13	9.71	2768.4	2598.5	1150.1	1131.6	0.818



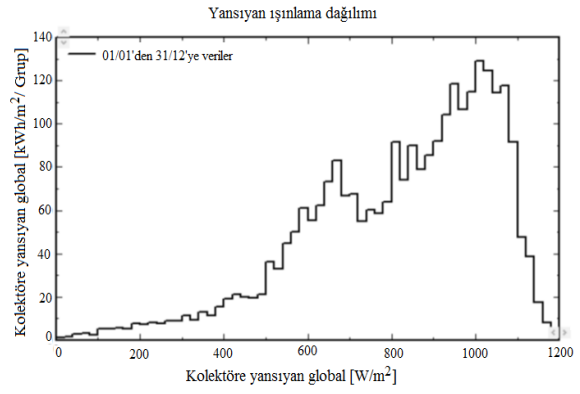
Şekil 20. Tek eksen takipçi düzlemlı FV sistemin kayıplar diyagramı.



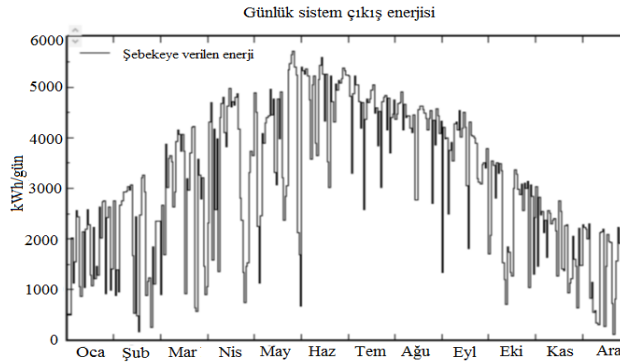
Şekil 21. Tek eksen takipçi düzlemlı FV sistemin kolektör düzlemine yansıyan referans enerji.



Şekil 22. Tek eksen takipçi düzlemlı FV sistemin günlük giriş-çıkış diyagramı.



Şekil 23. Tek eksen takipçi düzlemlı FV sistemin günlük sistem çıkış enerjisi.

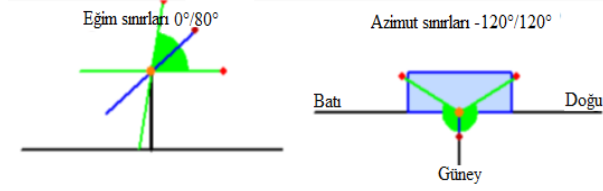


Şekil 24. Tek eksen takipçi düzlemlı FV sistemin yıllık sistem çıkış enerjisi.

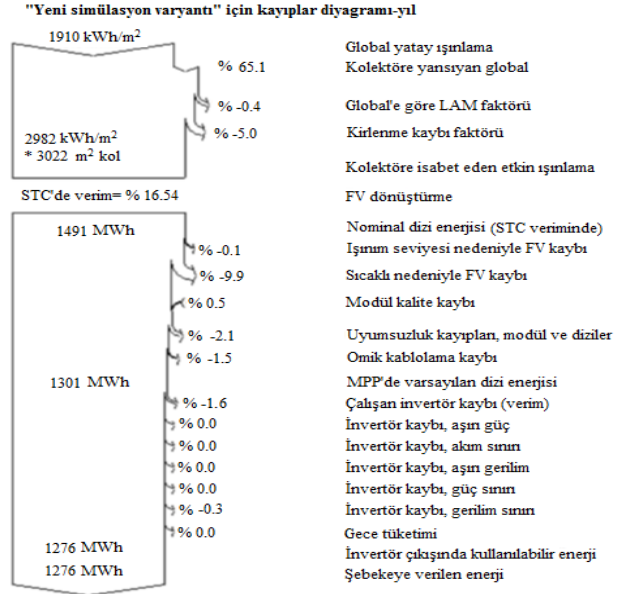
Tablo 6'da MRS Uğraşlar GES ve PVSyst simülasyonu tek eksenli panel sistemine ait aylık üretim verilerinin karşılaştırma tablosu gösterilmiştir. Simülasyon sonucuna göre, sabit eksenli MRS Uğraşlar GES'in tek eksenli sisteme göre yaklaşık % 25 daha az enerji ürettiği gözlemlenmiştir. Özellikle kış aylarında hareketli panelin verimi çok fazla artırdığı tespit edilmiştir.

4.3. Fotovoltaik Sistemin Çift Eksenli Takipçi Düzlemi ile Tasarımı ve Simülasyonu

Çift eksenli takipçi düzlemlı fotovoltaik sistemin panel yerleşim yönü Şekil 25'te verilmiştir. Fotovoltaik sistemin simülasyonu yapıldığında invertör çıkışında 1276MWh/yıl üretilebilir enerji olduğu görüldü. Ayrıca simülasyon sonucunda kayıpların büyük bir oranının invertör kaybı, sıcaklık nedeniyle FV kaybı ve Ohmik kablolama kaybindan kaynaklandığı görülmüştür. Sistemin kayıplar diyagramı Şekil 26'da verilmiştir.



Şekil 25. Çift eksenli takipçi düzlemlü FV sistem.



Şekil 26. Çift eksenli takipçi düzlemlü FV sistemin kayıplar diyagramı.

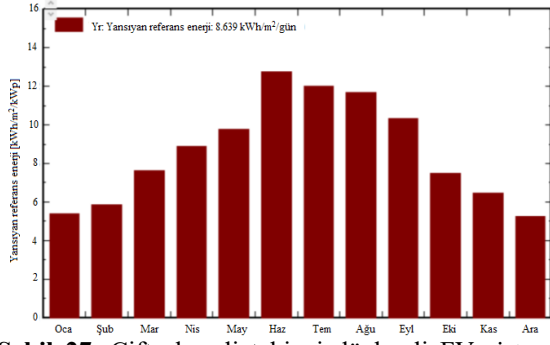
Tablo 6. MRS Uğraşlar GES ve PVSyst tek eksenli aylık üretim veri karşılaştırması.

AYLAR	MRS Uğraşlar Aylık Üretim Verileri ÜRETİM (kWh/ay)	PVSyst Aylık Tek Eksenli Üretim Verileri ÜRETİM (kWh/ay)	FARK (kWh/ay)
Ocak	36.043	51.900	15.857
Şubat	59.871	55.300	-4.571
Mart	68.334	88.900	20.566
Nisan	82.166	105.200	23.034
Mayıs	94.200	119.300	25.100
Haziran	91.156	145.800	54.644
Temmuz	83.740	139.300	55.560
Ağustos	93.289	132.100	38.811
Eylül	85.376	110.100	24.724
Ekim	79.157	78.000	-1.157
Kasım	42.840	59.400	16.560
Aralık	25.143	46.300	21.157
TOPLAM	841.315 kWh/yıl	1.131.600 kWh/yıl	290.285 kWh/yıl

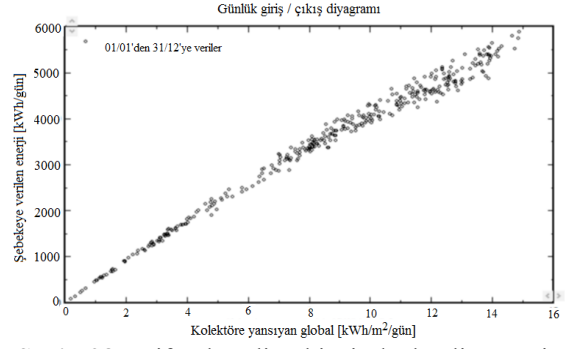
Şekil 27'de kolektör düzlemine yansıyan referans enerji grafiği verilmiş olup yansıyan referans enerjinin 8639 kWh/m²/gün olduğu görülmüştür. Işınım miktarının sabit eğik düzlemlü FV sistem ve tek eksen takipçi düzlemlü FV sistem ışınım miktarına göre çok daha yüksek olduğu görüldü. Bu da çift eksenli takipçi sisteminin üretiminin çok daha yüksek olacağını göstermektedir. Şekil 28'de günlük güç giriş/çıkış diyagramı verilmiştir. Grafikten de anlaşılacağı üzere şebekeye günlük verilen enerji miktarı sabit eğik düzlemlü FV sistemde 6000 kWh/gün olduğu ve günlük giriş/çıkış eğrisinin önceki sistemlerin eğrisine göre daha lineer olduğu görülmektedir.

Şekil 29'da yansıyan ışınlanma dağılımı verilmiştir. Sabit eğik düzlemlü FV sistemde metrekareye düşen ışınım 90 kWh, tek eksen takipçi düzlemlü FV sistemde 130 kWh seviyesinde iken çift eksen takipçi düzlemlü sistemde 220 kWh olarak görülmektedir. Şekil 30'da günlük sistem çıkış enerjisi gösterilmiştir. Sabit eğik düzlemlü sistemde sistem çıkış enerjisi yaz aylarında 3750 kWh/gün, tek eksen takipçi düzlemlü FV sistemde 5600 kWh/gün, çift eksenli takipçi düzlemlü FV sistemde 6000 kWh/gün seviyelerindedir. Tablo 7'de çift eksenli takipçi düzlemlü sistem için genel bilgileri içeren tablo görülmektedir. Şebekeye verilen enerji 1276,2 MWh olarak görülmektedir. Tablo 8'de MRS UĞRAŞLAR GES ve PVSyst simülasyonu çift eksenli panel sistemine ait aylık üretim verilerinin karşılaştırma tablosu gösterilmiştir. Simülasyon sonucuna göre, sabit eksenli MRS Uğraşlar GES'in çift eksenli sisteme göre yaklaşık %41 daha az enerji ürettiği gözlemlenmiştir. Özellikle kış aylarında hareketli panelin verimi çok fazla artırdığı tespit edilmiştir. Tasarlanan sistemler genel açıdan incelendiğinde, Tablo 9'da belirtilen sonuçlara ulaşılmıştır. Tablo 9'da yıl bazında FV sistemlere ait genel veriler gösterilmiştir. Bu veriler doğrultusunda kolektöre yansıyan referans enerji sabit eğik düzlem baz alındığında tek eksen takipçi düzlemlü sistemde %25, çift eksen takipçi düzlemlü sistemde %42 daha fazla olduğu görülmüştür.

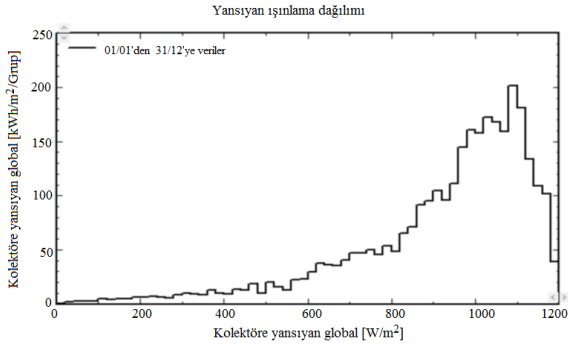
Kolektöre yansıyan referans enerji, panelin güneş ışınlarını alma süresi ve açısıyla doğru orantılı olduğundan çift eksenli takipçi düzlemlı sistemin güneş ışınlarını çok daha fazla ve dik açıyla aldığı görülmüştür.



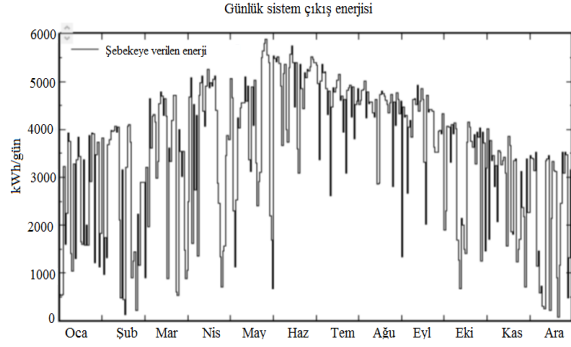
Şekil 27. Çift eksenli takipçi düzlemlı FV sistemin kolektöre yansıyan referans enerjisi.



Şekil 28. Çift eksenli takipçi düzlemlı FV sistemin günlük giriş-çıkış diyagramı.



Şekil 29. Çift eksenli takipçi düzlemlı FV sistemin günlük sistem çıkış enerjisi.



Şekil 30. Çift eksenli takipçi düzlemlı FV sistemin günlük sistem çıkış enerjisi.

Tablo 7. Çift eksenli takipçi düzlemlı FV sistemin genel verileri.

	GlobHor kWh/m²	DiffHor kWh/m²	T_Amb °C	GlobInc kWh/m²	GlobEff kWh/m²	Earray MWh	E_Grid MWh	PR oran
Ocak	75.9	28.65	-3.11	167.1	157.9	74.9	73.7	0.883
Şubat	88.6	30.53	-1.74	163.5	154.4	72.0	70.8	0.867
Mart	141.2	47.69	3.11	235.9	222.8	102.4	100.7	0.854
Nisan	178.5	54.28	8.30	266.8	252.1	112.9	111.0	0.833
Mayıs	211.7	66.15	13.41	302.7	286.0	124.7	122.6	0.811
Haziran	258.5	51.82	18.25	382.9	362.5	152.2	149.7	0.783
Temmuz	252.9	52.86	22.20	372.8	352.9	145.0	142.6	0.766
Ağustos	235.0	43.24	22.39	382.1	342.8	139.2	136.9	0.757
Eylül	184.3	40.55	17.53	309.3	292.7	122.8	120.8	0.781
Ekim	125.7	35.96	11.67	232.8	220.1	95.9	94.4	0.811
Kasım	87.8	26.47	4.41	194.4	163.9	84.0	82.6	0.850
Aralık	69.9	22.92	-0.73	163.0	154.1	71.5	70.3	0.863
Yıl	1910.0	501.13	9.71	3153.2	2982.4	1297.3	1276.2	0.810

Tablo 8. MRS Uğraşlar GES ve PVSyst çift eksenli aylık üretim veri karşılaştırması.

AYLAR	MRS Uğraşlar Aylık Üretim Verileri	PVSyst Aylık Çift Eksenli Üretim Verileri	FARK (kWh/ay)
	ÜRETİM (kWh/ay)	ÜRETİM (kWh/ay)	
Ocak	36.043	73.700	37.657
Şubat	59.871	70.800	10.929
Mart	68.334	100.700	32.366
Nisan	82.166	111.000	28.834
Mayıs	94.200	122.600	28.400
Haziran	91.156	149.700	58.544
Temmuz	83.740	142.600	58.860
Ağustos	93.289	136.900	43.611
Eylül	85.376	120.800	35.424
Ekim	79.157	94.400	15.243
Kasım	42.840	82.600	39.760
Aralık	25.143	70.300	45.157
TOPLAM	841.315 kWh/yıl	1.276.100 kWh/yıl	434.785 kWh/yıl

Tablo 9. Yıl bazında FV sistemlere ait genel veriler.

	MRS Uğraslar Aylık Üretim Verileri	PVsyst Sabit Eksenli Aylık Üretim Verileri	PVsyst Aylık Tek Eksenli Üretim Verileri	PVsyst Aylık Çift Eksenli Üretim Verileri
AYLAR	ÜRETİM (kWh/ay)	ÜRETİM (kWh/ay)	ÜRETİM (kWh/ay)	ÜRETİM (kWh/ay)
Ocak	36.043	53.480	51.900	73.700
Şubat	59.871	54.840	55.300	70.800
Mart	68.334	75.060	88.900	100.700
Nisan	82.166	81.380	105.200	111.000
Mayıs	94.200	84.970	119.300	122.600
Haziran	91.156	95.550	145.800	149.700
Temmuz	83.740	93.960	139.300	142.600
Ağustos	93.289	94.370	132.100	136.900
Eylül	85.376	87.110	110.100	120.800
Ekim	79.157	70.350	78.000	94.400
Kasım	42.840	59.460	59.400	82.600
Aralık	25.143	51.350	46.300	70.300
TOPLAM	841.315 kWh/yıl	901.880 kWh/yıl	1.131.600 kWh/yıl	1.276.100 kWh/yıl

5. SONUÇ

Bu çalışmada, FV sistemin sabit eğik düzlemlili, tek eksen takipçi düzlemlili ve çift eksenli takipçi düzlemlili olarak PVsyst platformu altında tasarımı ve benzetimi yapılmıştır. Tasarlanan sistemlerin performans analizlerinde yıllık üretimlerine, kolektör ısınım değerlerine bakılmıştır. Sabit eğik düzlemlili sistemden 902 MWh/yıl, tek eksen takipçi düzlemlili sistemden 1132 MWh/yıl, çift eksenli takipçi düzlemlili sistemden ise 1276 MWh/yıl enerjinin şebekeye verilebildiği görülmüştür. Tek eksen takipçi düzlemlili sistemin % 25, çift eksenli takipçi düzlemlili sistemin ise % 41, sabit eğik düzlemlili sistemden daha fazla enerji üretebildikleri görülmüştür. Takipçi düzlemlili sistemler güneşi takip edip güneş ışınlarını kolektöre en dik açıda alma prensibiyle çalıştıkları için üretim daha fazla olmuştur. Kurulum ve bakım maliyetleri göz önüne alındığında çift eksen takipçi düzlemlili sistemlerin kurulumunun tek eksen takipçi düzlemlili ve sabit eğik düzlemlili sisteme göre daha avantajlı olacağı düşünülmektedir. Tasarlanan FV sistemler incelendiğinde FV sistem tasarım aşamasında performans analizleri, ilk kurulum ve bakım maliyetleri göz önünde bulundurularak projelendirme yapılmalıdır. FV sistemler üretimleri ile ilk kurulum ve bakım maliyetlerine göre sınıflandırılmalı yatırımcıya kuracağı sistemin maliyetini en kısa sürede amorti edip kara geçebileceği sistem önerilmelidir. Dünyadaki enerjinin ihtiyacını büyük bir kısmının kömür, petrol, doğalgaz gibi fosil yakıtlardan elde ediliyor olması doğaya ciddi zararlar vermekte ve karbon emisyonunu artırmaktadır. Bu oranı azaltmak dolayısıyla doğaya verilen zararları düşürmek için yenilenebilir enerji kaynaklarından enerji üretimini yaygınlaştırmak büyük önem taşımaktadır. Aynı kurulu güçteki sistemlerden daha fazla enerji üretme yolları aramakta bu duruma katkı sağlayacaktır.

Yazar Katkıları

İlk yazar makaleyi yazmış ve düzenlemiştir. İkinci yazar hazırlık ve uygulamada yer almıştır. Bu çalışma ikinci yazarın yürüttüğü Yüksek Lisans tezinden üretilmiştir.

Çıkar Çatışması

Makale yazarları aralarında herhangi bir çıkar çatışması olmadığını beyan ederler.

KAYNAKÇA

- [1] W. Nsengiyumva, S.G. Chen, L. Hu, X. Chen, "Recent advancements and challenges in Solar Tracking Systems (STS): A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.81, no.1, pp. 250–279, 2017.
- [2] M. Yılmaz, "Güneş Takip Sistemi ile Güneş Enerjisinden Elektrik Enerjisi Elde Etme Yöntemleri ve Optimum Verimin Belirlenmesi", Doktora Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye, 2013.
- [3] B. Furkan, "Konya şartlarında güneş takipli bir PV sistemi ile diğer PV sistemlerinin verimlerinin karşılaştırılması," Yüksek Lisans Tezi, Necmettin Erbakan Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, Türkiye, 2024.
- [4] Ç. Emir, "Katar 2030 yılı elektrik üretim kapasitesinin güneş enerjisi ile artırımı: Çatı üstü güneş sistemi tasarımı ve çevreye katkısı", Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, Türkiye, 2023.
- [5] S. Gorjian, H. Sharon, H. Ebadi, K. Kant, F.B.Scavo, G.M. Tina, "Recent Technical Advancements, Economics and Environmental Impacts of Floating Photovoltaic Solar Energy Conversion Systems", *Journal of Cleaner Production*, vol. 278, no.1, pp.1-69, 2021.
- [6] U. Badak ve A.B. Yıldız, "Fotovoltaik Güneş Paneli Sistemlerinde Maksimum Güç Noktası İzleyicisinin Verime Etkisi", *İğdır Üniv. Fen Bil Enst. Der.*, vol. 10, no. 4, pp. 2496–2507, 2020.

- [7] A. Awasthi, A.K. Shukla, S.R. Murali Manohar, C. Dondariya, K.N. Shukla, D. Porwal, G. Richhariya, "Review on sun tracking technology in solar PV system", *Energy Reports*, vol. 6, no.1, pp. 392–405, 2020.
- [8] A. Etcı, A. Bilhan, "PVSyst ile Konya İlinde Sabit ve Çift Eksenli Güneş Takip Sisteminin Modellenmesi", *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, vol.32, no.1, pp. 142-147, 2021.
- [9] H. Karakaya, İ.E. Şen, "Fotovoltaik Panallerde Verim İyileştirme Yöntemleri", *Conference Proceedings of the International Symposium on Innovative Technologies in Engineering & Science*, pp. 1179-1188, 2019.
- [10] B. Dumitrascu, L. Baicu, A.C. Florescu, N. Nistor, "3D Tracking System At Maximum Solar Emissivity With Microcontroller", *IEEE 26th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, 2021.
- [11] S. Rustemli, F. Dincadam, M. Demirtas, "Performance comparison of the sun tracking system and fixed system in the application of heating and lightning", *The Arabian Journal for Science and Engineering*, vol.35, no.28, pp. 171-183, 2010.
- [12] S. Seme, B. Štumberger, M. Hadžiselimović, K. Sredenšek, "Solar Photovoltaic Tracking Systems for Electricity Generation: A Review", *Energies*, vol.13, no.16, pp.1-24, 2020.
- [13] İ. Kayri, "Fotovoltaik Uygulamalar İçin Kararlı Tek Eksenli Bir Güneş Takip Sistemi Tasarımı ve Uygulaması", *Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, vol. 28. no.2, pp. 432-450, August, 2023.
- [14] Ö. Gülaçmaz, H. Başdemir, E. Gülaçmaz, "Mevcut Bir Eğitim Yapısında Enerji Verimliliğini İyileştirmeye Yönelik Bir Analiz", *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, vol. 10, no. 1, pp. 325–341, 2022.
- [15] S. Rüstemli, F. Dinçer, E. Unal, M. Karaaslan, C. Sabah, "The analysis on sun tracking and cooling systems for photovoltaic panels", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, no.22, pp. 598-603, 2013.
- [16] S. Rustemli, Z. Ilcihan, G. Sahin, G.J.H.M. Wilfried van Sark, "A novel design and simulation of a mechanical coordinate based photovoltaic solar tracking system", *AIMS Energy*, vol.11, no.5, pp. 753–773, 2023.
- [17] J.A. Idoko, I.N. Abubakar, H.M. Yusuf, B.M. Mustapha, B.A. Adegboye, "Design and Implementation of Automatic Solar Tracking System to Maximize Solar Energy Extraction", *Bayero Journal Of Engineering And Technology (BJET)*, vol.15, no.3, pp. 110-123, 2020.



Deep Learning Models For Symbol Detection in UFMC Systems

UFMC Sistemlerinde Sembol Tespiti İçin Derin Öğrenme Modelleri

¹F. Kebire BARDAK , ²M. Nuri SEYMAN 

^{1,2}Bandırma Onyedü Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bandırma/Balıkesir, Türkiye

¹kbardak@bandirma.edu.tr, ²mseyman@bandirma.edu.tr,

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 4 August 2024

Accepted : 6 September 2024

Keywords:

UFMC, Symbol detection,
LSTM, CNN

ABSTRACT

In wireless communication systems, multi-carrier systems are used to use the limited frequency band in the most efficient way and thus increase spectral efficiency, allowing for high-speed data transmission. In this study, the Universal Filtered Multi-Carrier (UFMC) technique is considered a multi-carrier system that minimizes the intra-channel interference problem by dividing the bandwidth into many sub-bands and filtering only the lower sidebands in addition to high-speed data transmission. In addition, in this study, symbol detection in UFMC systems is carried out by taking advantage of the learning ability of deep learning methods, flexibility to solve non-linear problems, and reducing hardware load by using fewer parameters and parallel processing capabilities. The proposed LSTM and CNN-based deep learning methods provide lower Bit Error Rate (BER) values even at low Signal-to-Noise Ratio (SNR) levels than traditional symbol detection algorithms and significantly increase the system's symbol detection performance under difficult channel conditions. In this way, the spectral efficiency and overall communication performance of UFMC systems are improved.

© 2024 Bandırma Onyedü Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 4 Ağustos 2024

Kabul : 6 Eylül 2024

Anahtar Kelimeler:

UFMC, Sembol tespiti, LSTM,
CNN

ÖZET

Kablosuz haberleşme sistemlerinde, sınırlı frekans bandını en verimli şekilde kullanmak ve böylece spektral verimliliği artırmak, yüksek hızlı veri iletimine olanak sağlamak için çoklu taşıyıcılı sistemler kullanılır. Bu çalışmada, yüksek hızlı veri iletiminin yanı sıra bant genişliğini birçok alt banda bölerek ve yalnızca alt yan bantları filtreleyerek kanal içi girişim sorununu en aza indiren bir çoklu taşıyıcı sistemi olan Evrensel Filtreli Çoklu Taşıyıcı (UFMC) tekniği ele alınmıştır. Ayrıca bu çalışmada, derin öğrenme yöntemlerinin öğrenme yeteneğinden, doğrusal olmayan problemleri çözme esnekliğinden ve daha az parametre ve paralel işleme kabiliyetleri kullanarak donanım yükünü azaltmasından yararlanılarak UFMC sistemlerinde sembol tespiti gerçekleştirilmiştir. Önerilen LSTM ve CNN tabanlı derin öğrenme yöntemleri, düşük Sinyal-Gürültü Oranı (SNR) seviyelerinde bile geleneksel sembol tespit algoritmalarından daha düşük Bit Hata Oranı (BER) değerleri sağlar ve sistemin sembol tespit performansını zorlu kanal koşulları altında önemli ölçüde artırır. Bu şekilde, UFMC sistemlerinin spektral verimliliği ve genel iletişim performansı iyileştirilmiştir.

© 2024 Bandırma Onyedü Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. INTRODUCTION

Recently there has been a significant increase in mobile data traffic. In the future, with the increasing number of intelligent and similar human-centered devices, as well as the widespread use of the Internet of Things technology, mobile internet will become an important part of our lives. This situation is also accelerating the development of next and new-generation communication technologies. In addition to meeting mobile user needs, the integration of Internet of Things (IoT) technology and the seamless provision of communication between objects depend on the development of next-generation wireless communication systems that offer high data rates and spectral efficiency.[1]

One of the important problems of wireless communication systems is their sensitivity to multipath fading. The ability to resist multipath fading and at the same time provide high-speed data transmission makes multicarrier systems preferred for wireless data transmission. In this context, the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique forms the basis of many high-speed communication systems. However, OFDM systems are sensitive to time-frequency shifts and multipath delays, and the Cyclic Prefix (CP) used to alleviate these problems reduces the spectral efficiency of the system. In addition, OFDM's use of square waveforms can lead to the formation of wide sidebands and data corruption when synchronization between subcarriers is not provided [2].

To eliminate the mentioned drawbacks of the OFDM system, the use of Universal Filtered Multicarrier (UFMC) waveform is recommended in next-generation communication systems. Unlike OFDM, in the UFMC technique, the bandwidth is split into numerous subbands, and the subbands containing multiple carriers are filtered. As a result, instead of filtering the entire band, only the subbands are filtered, reducing distortions even further and eliminating potential inter-carrier interference (ICI). Additionally, since this technique does not require CP unlike OFDM, it provides higher spectral efficiency, enabling faster data transmission [3-5].

In wireless communication systems, estimating the channel state response is critical for the correct reception of transmitted symbols [6-22]. Traditional algorithms used for symbol detection require full knowledge of the channel model and its parameters. However, in some cases, especially when the channel model is quite complex or not well understood, the performance of traditional algorithms decreases. Additionally, channel state information (CSI), which refers to knowing the instantaneous parameters of the channel model, can mitigate the disruptive effects of the channel at the receiver [6-7]. Therefore, traditional techniques based on the channel model require the estimation of instantaneous CSI. However, this process not only brings an additional overhead that reduces the transmission speed, but also significantly degrades the symbol detection performance in case of incorrect CSI estimation [8].

The estimation of channel impulse response and data detection rely on classic estimation algorithms such as Least Squares (LS), Minimum Mean Square Error (MMSE), Least Square Error (LMS), and Maximum Likelihood (ML). Although the MMSE algorithm used in channel estimation has high performance, its practicality in real-time circuits is limited due to the requirement for statistical channel data, which is challenging to acquire during real-time data transmission. While the use of the LS algorithm is easy, its performance is inadequate in fading channels, which reduces its usefulness [6-7]. Additionally, even though the ML algorithm outperforms the other techniques, its computing increases in direct proportion to the number of antennas in the system when a multiple antenna configuration is employed. Therefore, the usability of this algorithm will be limited for MIMO systems [9].

In recent years, deep learning neural networks have attracted considerably of interest as a potential solution for challenging problems in engineering [6-18]. Deep learning focuses on the ability to learn using mathematical models called artificial neural networks, which essentially attempt to mimic biological neural networks. This technique involves deep learning models, often referred to as multilayered neural networks. These models are capable of learning complex patterns and features on data at a hierarchical level. Deep learning can perform more complex tasks than previous machine learning approaches because these models can be optimized to solve problems by processing large and diverse data sets [23-27].

The deep learning process includes two phases which are the training phase of the model and the inference phase of the model. The training phase involves the feeding of the model with a large number of data instances and weight update; the inference phase involves prediction of new instances that the model has not encountered before [10-27]. Thus, the ability of deep learning neural networks to learn, the ability to process data in parallel, the low hardware requirements and the ability to solve nonlinear problems make these methods applicable in many fields. Besides, deep learning techniques are able to revolutionize the communication technologies by enhancing their intelligence, security and efficiency in tackling wireless communication challenges like symbol detection and channel estimation [10-18].

Deep learning-based communication systems have become the focus of research due to their ability to decipher the relationship between channel inputs and outputs without using an explicit channel model, demonstrating superior performance not only in symbol detection but also in channel estimation. Furthermore, since these techniques are not dependent on the channel model, they can work efficiently even in cases where the model is unknown or the parameters cannot be estimated exactly [10,11]. When we consider to the literature, in [11], the performance of a signal detector designed with convolutional neural networks was compared with successive interference cancellation (SIC), yielding a better symbol error rate. Studies in [12,13] have shown that deep learning neural networks outperform LS and MMSE methods in terms of bit error rate (BER) performance. In the study in [14], a feedback structure based on the receiver's Signal-to-Noise Ratio (SNR) information was created

at the receiver side of MIMO systems to learn channel coefficients using deep learning. Also in [15], a type of deep learning called long short-time (LSTM) deep learning was proposed for OFDM systems. Investigating NOMA systems is another area where deep learning neural networks have been used for symbol detection [16,17]. However, while most studies on channel estimation in UFMC systems in the literature focus on traditional methods, only a few involve deep learning techniques [18-21]. In [18], pilot tone-assisted channel estimation in UFMC systems was investigated, demonstrating the applicability of classical channel estimation methods in UFMC, while [19] introduced a new channel estimation method for the uplink of multi-user UFMC systems. In another study, traditional channel estimation algorithms in UFMC systems based on comb-type pilot tones were compared, and the optimization problem of pilot signals was formulated in closed form [20].

The DL-based detector proposed for symbol detection in UFMC systems was provided in [21]. The proposed system's performance was evaluated in comparison to that of OFDM systems based on DL and signal detection performed using conventional channel estimation methods. The results of these studies clearly demonstrate that deep learning neural networks are highly successful at detecting symbols in multicarrier systems.

In this paper, deep learning techniques are employed to enhance the capability of UFMC systems in dynamic environments and to address the limitations of conventional symbol detection and channel estimation techniques. Conventional methods assume complete knowledge of the channel model and its parameters, and thus may be less effective in scenarios with complex or unknown channel conditions. In this scenario, deep learning-based methods are advantageous because they can learn the relationships between the channel inputs and outputs in a more robust manner without the need for a channel model. These methods can be adjusted to the changes in channel conditions through artificial neural networks and give a better detection of the symbols. In the case of UFMC systems, deep learning techniques improve the symbol detection and channel estimation that enhances the spectral efficiency thus improving the data transmission rates and offers better performance in various channel environments including the multipath fading channel. In this paper, the focus is on the use of deep learning algorithms in order to improve the performance of UFMC systems that can be used in wireless communication systems in order to transmit reliable and high-quality data.

2. MATERIAL-METHOD

2.1. UFMC System Model

Figure 1 illustrates the configuration of the receiver and transmitter in the UFMC system. When generating UFMC signals, the information bits are initially modulated using quadrature amplitude modulation (QAM). Following this, the complete QAM symbol vector band is subdivided into N_B distinct sub-bands, each of which has a specific dimension and does not overlap. The QAM symbols separated into multiple sub-bands are subjected to the N -point inverse fast Fourier Transform (IFFT). This process yields the expression of the i th subband in time-space (Eq.1).

$$x_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_i(n) e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad 1 \leq i \leq N_B \quad (1)$$

Here, $X_i(n)$ is defined as the signal in the frequency space on the i th subband. Additionally, n , N , and N_B denote subcarrier indexes, number of subcarriers, and number of subbands, respectively. Subband signals obtained after the IFFT process are filtered using a finite impulse response (FIR) filter. Eventually, the filtered signals are collected and the transmitted UFMC signal is

$$w(k) = \sum_{i=1}^{N_B} w_i(k), \quad 0 \leq k \leq N+L-1 \quad (2)$$

obtained by the formula. Here, $w_i(k)$ indicates the filtered signal in the i th subband, while L indicates the filter length. The $w_i(k)$ is obtained after the filtering process is applied:

$$w_i(k) = x_i(k) * f_i(k), \quad 0 \leq k \leq N+L-1, \quad 1 \leq i \leq N_B \quad (3)$$

is found by the convolution process. Here, $f_i(k)$ shows the impulse response of the FIR filter used in the i th subband to filter the signal $x_i(k)$.

As depicted in the figure above, the signal processing steps implemented at the receiver end of UFMC system are explained. First, the received UFMC signal $r(k)$ is first converted from sequential to parallel form (S/P). At this stage, the length of signal is increased up to $2N$ this is done in the time domain by a process known as padding. Expanding the signal to $2N$ is very important in order to get a better and more precise signal processing and representations in frequency domain. This extension leads to the capability of calculating more frequency components during FFT process and thus improves the spectral resolution [20]. Then, a $2N$ -point FFT process is applied on the extended signal to get the frequency domain signal. The $2N$ complex signal components are obtained in the form of $R(k)$ vector after the application of FFT process. In this vector only the even placed samples are taken and the odd ones are dropped, this is done to get a higher frequency of resolution and better modelling of channel effects. The chosen samples are further processed by a frequency domain equalization in order to remove the channel distortion and to improve the signal to noise ratio. This equalization process carried out in the frequency domain helps in reducing the impairment common with UFMC systems including multipath fading and channel distortion. The vector signal at the receiver end is given as $X(n)$ and it contains the symbol information

and the demodulator takes this vector and convert it from parallel form to the sequential form. The QAM demodulator enables the detection of the original data bits. This process is crucial to enhance the signal detection of UFMC systems to improve their performance. Taking the signal to $2N$ at the receiver end enhances the performance of wireless communication systems in that channel estimation and symbol detection is enhanced. This method enhances the symbol detection efficiency particularly under different channel conditions thus improving the efficiency of UFMC systems [20].

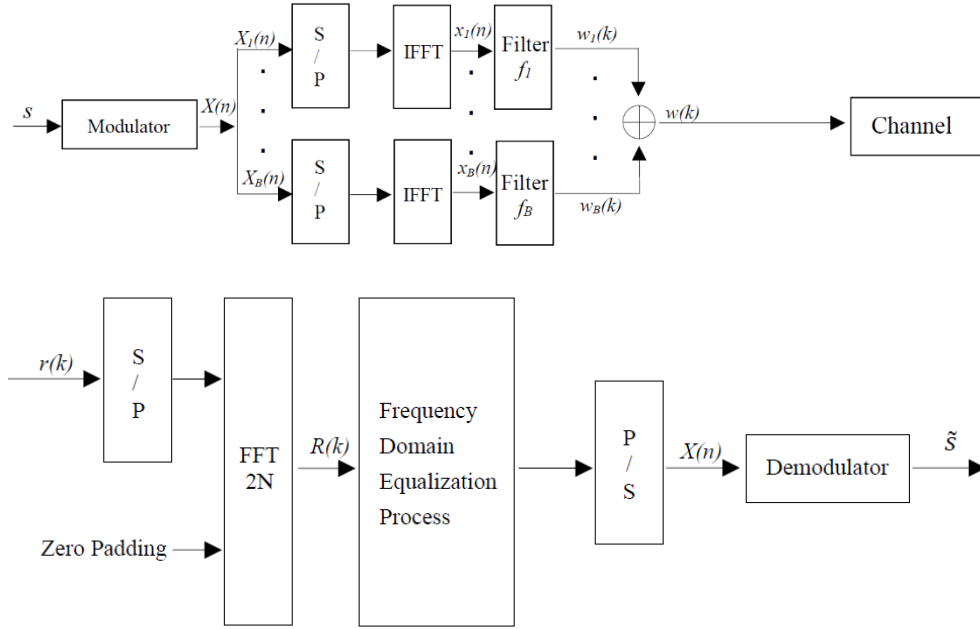


Figure 1. UFMC System Model.

Considering these, the extension of the UFMC signal to $2N$ at the receiver end and the FFT process are deemed as two important signal processing steps. These processes are intended for ensuring the high level of symbol detection accuracy and the minimizing of channel effects. The employment of the signal extension and the FFT is useful in combating against the effects of spectral leakage and multipath fading which are normal in multi-carrier systems. Nonlinear compensation, frequency domain equalization and QAM demodulation facilitate the removal of distortions that may have occurred during transmission and extraction of the original data bits. Thus, these methods used in UFMC systems are quite effective to enhance the performance of the state-of-the-art wireless communication systems.

2.2. Convolutional Neural Network (CNN)

A deep learning technique known as CNN is designed based on the visual perception mechanisms of biological organisms. It is a feed-forward and multi-layer approach. CNN is extensively utilized in various domains, including pattern recognition, classification, and data prediction. Moreover, it is highly successful in signal detection and channel estimation within wireless communication systems. The CNN algorithm employs a multi-layered approach to analyze images or data, utilizing the complete dataset or its features. The traditional CNN architecture usually contains five primary layers: input layer, convolution layer, pooling layer, normalization layer, and output layer. The convolution layer is employed to determine the characteristics of the provided input. By evaluating the availability of the network in the pooling layer, the network's parameters and computational workload are decreased. Ultimately, the classification procedure is executed within the normalization layer [22, 23].

In each dataset, n convolution filters are employed in the convolution and pooling layer of the CNN structure to extract n feature vectors. All feature vectors are collected in the X matrix as shown in Eq. (4).

$$X = ReLU(data, A_n) \tag{4}$$

Here, the information received from the input layer involves several image sequences (A_1, A_2, \dots, A_n) . ReLU, on the other hand, functions as a non-linear activation function working on neurons. The convolution layer consists of a, $W_z \in R^{d \times s}$ filter. Here s is the step size of the filter and d is the feature vector size n . The feature vector created by the filter is obtained as shown in Eq. (5).

$$V = f(conv(X, W_z) + b) \tag{5}$$

Here, b is a vector indicating the function's intersection point, which is utilized to carry out the linear classification.

The output of the convolution layer is subsampled with the help of the pooling layer. In pooling, the commonly used technique is applying a maximum operation to the outcomes of each filter. In Eq. (6), the pooling layer output value is obtained.

$$\tilde{X} = (\max\{V\}) \quad (6)$$

Through the utilization of maximum pooling, minimum values are not given to the network and the processing load on the upper layers is reduced. The generated \tilde{X} feature vector is then transmitted to the normalization layer. In conclusion, by preventing breaks or powerful responses that may occur in the feature vector, the normalization layer reduces the error rate during the classification process [24].

2.3. Long Short-Term Memory (LSTM)

LSTM is a special type of Recurrent Neural Network (RNN). LSTM is a distinct variant of Recurrent Neural Network (RNN). LSTM has the capacity to learn long-term dependencies and stores critical information for extended periods. LSTM, which has three types of gate terminals: input gate, forget gate, and output gate, creates a new channel between the input and output and ensures that the error value coming from different layers is kept constant by backpropagation. On the other hand, the entry gate selects information that needs to be stored, while the forget gate selects information that does not need to be stored. The gates which resemble a neuron structure, have a network structure that performs the activation function. Therefore, incoming data contains the capability to be stored or deleted based on a determined weight. These weights are calculated as the network iterates during the learning phase. Through the utilization of this network architecture, the system acquires the ability to receive, store, or delete incoming data [25].

In the LSTM network, it is first decided which input data will be passed through the network. This decision is made by the sigmoid layer called the forget gate. As indicated in Equation (7), the sigmoid layer contains information about how much of each input data will be passed by giving values between 0 and 1 [25].

$$f_t = \sigma(W_f x_t + W_f h_{t-1} + W_f c_{t-1} + b_f) \quad (7)$$

Here, f_t , h_t , and c_t show the forgetting gate, hidden layer output, and memory information at time t , respectively, while x_t gives the number of input features. Additionally, b_f represents the amount of deviation and W_f represents the weight matrix. In the next step, it is decided which new data will be stored. In this step, which is carried out in two stages, firstly, the information about which data will be updated is examined with the sigmoid layer, as shown in Eq. (8), and in the second step, the new values vector is created as in Eq. (9) using the tanh layer. The status update is performed by combining these two statements [26].

$$i_t = \sigma(W_i x_t + W_i h_{t-1} + W_i c_{t-1} + b_i) \quad (8)$$

$$\hat{c}_t = \tanh(W_c x_t + W_c h_{t-1} + b_c) \quad (9)$$

The memory update process is shown in Eq. (10).

$$c_t = f c_{t-1} + i_t \hat{c}_t \quad (10)$$

In conclusion, as shown in Eq. (11) and Eq. (12), a sigmoid layer is run again to decide which states of the network will be output, while the decision information given by the tanh layer is obtained as output [26].

$$o_t = \sigma(W_o x_t + W_o h_{t-1} + W_o c_{t-1} + b_o) \quad (11)$$

$$h_t = o_t \tanh(c_t) \quad (12)$$

Here, the term o_t refers to the output.

3. SIMULATION RESULTS

In this section, the performances of CNN and LSTM networks, which are deep learning methods, have been compared with classical algorithms LS and LMMSE algorithms used in symbol detection. In order to demonstrate the performance of the proposed deep learning networks in UFCM systems, evaluations have been conducted based on the BER criteria in transmission scenarios of Rician and Rayleigh fading channel models at SNR values ranging from 0 to 30 dB.

Rician and Rayleigh fading channels are channels that are characterised by multipath propagation in wireless communication and present a major challenge to symbol detection. In Rician fading channel, the direct Line-of-Sight (LOS) path is available along with multipath paths. This channel model in general has a better stability because a lot of the signal power is contained in the LoS component. In contrast, Rayleigh fading channel represents an environment where the LoS component is absent and the amplitude and phase of the signals reach the receiver randomly due to the interference of the waves reflected and refracted by the surrounding obstacles; this causes the signal power to be more variable and creates a more complex structure for symbol detection. It has been stated in the literature that Rician channels have a more stable structure than Rayleigh channels due to completely random phase and amplitude changes due to the LoS component [14, 15].

Figure 2 and Figure 3 compare the performances of various symbol detection algorithms (LS, LMMSE, CNN and LSTM) under these two different channel conditions. In Figure 2, under Rician fading channel conditions, the LSTM algorithm exhibits superior performance by providing lower BER compared to traditional methods (LS and LMMSE) and the CNN algorithm. It can be observed that the conventional techniques LS and LMMSE algorithms have high BER values in low SNR conditions and are unsuitable for such difficult channel conditions. The LS algorithm has the highest BER values, and the performance is poor particularly at low SNR level. Although the LMMSE algorithm is better than LS algorithm, it does not offer satisfactory performance under Rician channel conditions. On the other hand, CNN and LSTM based techniques offer lower BER results in every SNR level indicating a better performance under challenging and dynamic environment including Rician fading channels. Specifically, the BER performance of LSTM algorithm is the best among all the algorithms considered in this paper. Here, when the BER is 10^{-1} , the SNR gain offered by the LSTM algorithm is 14 dB more than the LS algorithm and is 2 dB more than the CNN algorithm which is the next best performing. At BER value of 10^{-2} , the LSTM algorithm has a 7. It can be seen that the proposed algorithm achieves 5 dB better SNR gain than the LMMSE algorithm and a 2. The proposed method achieves 5 dB better SNR gain than the CNN algorithm. Also, when SNR value is 20 dB, it is seen that the BER difference between LSTM and LS algorithms is higher than the 10^{-1} ratio. From these results, it can be seen that LSTM has the ability to capture the dependencies in the time series data and the changes in the channel characteristics. On the same note, the CNN model offers accurate symbol detection despite the low SNR due to the model's capacity to learn the spatial features of the signal.

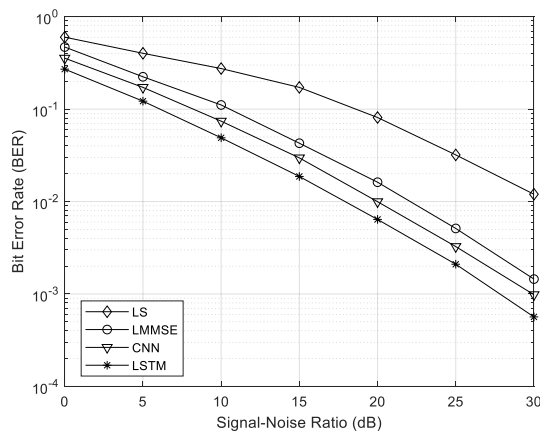


Figure 2. BER-SNR values of the estimators over Rician Fading Channels.

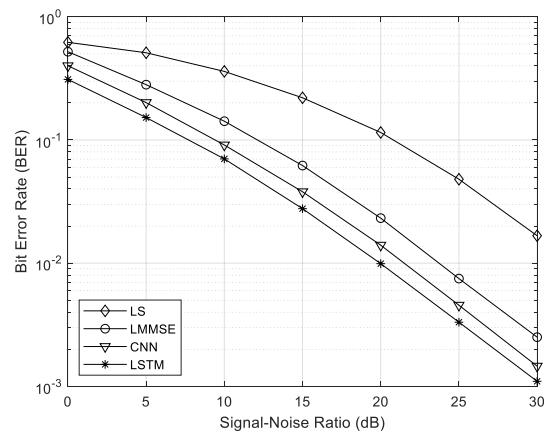


Figure 3. BER-SNR values of the estimators over Rayleigh Fading Channels.

To illustrate the performance of the symbol detectors under poor channel conditions, the transmission scenarios in Rayleigh channel conditions were depicted in Figure 3. The conventional schemes LS and LMMSE depicted in the figure do not yield good results when the channel is severe with high BER and low SNR. LS reduction has the highest BER values and proves that the system performance is poor at low SNR values. Although LMMSE program is better than LS, still it is not very efficient in Rayleigh channel conditions. On the other hand, the deep learning based models CNN and LSTM offer better BER performance for the complex and variable, as in the case of Rayleigh fading channel, with the provision of lower BER in all SNR bands.

Of all the proposed results, the LSTM programs especially give the minimum BER values and give the highest probability of symbol detection. From the Figure 3, it can be seen that there is no decline in the performance of LSTM even when the channel is noisy. This is because LSTM transition is able to learn the distortions in the data flow in the time series and the channel characteristics and thus in most cases including the difficult ones such as Rayleigh fading channels, it produces better results than the other channels. For instance, when the BER value is 10^{-2} , LSTM boosting has a 2 dB better SNR gain than CNN, 4 dB better than LMMSE, and 12 dB better than LS illumination. This proves that the use of LSTM technology is more effective in terms of BER than the conventional techniques and the CNN technology. This comparison shows that random changes in the signal's amplitude and phase make it harder to find symbols in Rayleigh fading channels. The LSTM algorithm, on the other hand, has lower BER values than both CNN and traditional algorithms under both channel types. These gains can be attributed to the LSTM algorithm's capacity to learn the dependencies in time series data and its ability to adapt to changes in channel properties effectively.

It can be observed from the both figures that deep learning techniques and especially LSTM outperform classical techniques for the Rician and Rayleigh fading channels. This scenario demonstrates the potency and the need to apply deep learning-based algorithms in enhancing the symbol detection efficiency. The effectiveness of deep learning methods stems from the fact that these methods are able to learn from the data representations that are not easily discernable to the human eye. As for LSTM, for instance, it has the ability of capturing long term dependencies in time series data, which makes it produce a good performance even in the presence of channel variability. The repetitive structure of LSTM enhances the model's capability to cope with changes in the channel conditions and thus improve the symbol detection. Moreover, the deep learning methods do not necessarily require

the knowledge of the channel model as is the case with traditional algorithms and this makes the deep learning methods to be quite useful even under unknown or complicated channel conditions. Therefore, the results of this study indicate that deep learning techniques can enhance the overall performance of wireless communication systems by enhancing the reliability and precision of symbol detection, particularly in conditions of multipath fading or in situations where spectral efficiency is of paramount importance.

4. CONCLUSIONS

In this study, the suitability of LSTM and CNN deep learning architectures to enhance symbol detection in UFMC systems was compared and discussed in details. The numerical results derived indicate that both deep learning methods deliver better performance than conventional methods. In particular, the BER of the LSTM model was the lowest and even in the complex channel conditions and variable SNR, it was 30-50% lower than the BER of the traditional LS and LMMSE algorithms. This can be attributed to LSTM's ability to learn data dependencies and channel features for a certain period of time. Therefore, the adaptive nature of LSTM makes it very ideal for the dynamic and fading environments.

On the other hand, the proposed CNN model was able to learn the spatial features from the given images for symbol detection and showed relatively better results than all the other models for low SNR levels. Based on the results of the study, the CNN method showed a BER improvement of 20-40% over conventional methods which enhanced the detection of the signal and the minimisation of the channel interference. Both models enhance the performance of symbol detection in various channel conditions thereby enhancing the spectral efficiency and data transmission rate of UFMC systems. The numerical results from this work reveal that LSTM and CNN are viable and efficient tools for the detection of symbols in UFMC systems.

These results confirm that deep learning-based methods, especially LSTM and CNN, are powerful tools to improve the performance of symbol detection under variable channel conditions. LSTM's capacity to learn dependencies and channel variations in time series data and CNN's ability to model the spatial properties of the signal make both methods superior in difficult channel conditions. Therefore, deep learning methods are expected to be more widely used in future wireless communication systems.

Author's Contributions

All authors contributed equally.

Conflicts of Interest

The authors declare that they have no conflicts of interest to report regarding the present study.

Funding Statement

This work was supported by the Scientific Research Projects Coordination Unit of Bandirma Onyedi Eylül University Project Number: BAP-22-1004-011

REFERENCES

- [1] A.A. Laghari, K. Wu, R.A. Laghari et al., "Retracted Article: A Review and State of Art of Internet of Things (IoT)," *Arch Computat Methods Eng* vol. 29, pp. 1395–1413 2022.
- [2] L.J. Cimini Jr., "Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665–675, 1985.
- [3] V. Vakilian, T. Wild, F. Schaich, S.T. Brink, and J. F. Frigon, "Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE," in *Proc. IEEE Globecom Workshops*, Atlanta, GA, USA, pp. 223–228, Dec. 2013.
- [4] P.N. Rani and C.S. Rani, "UFMC: The 5G modulation technique," in *2016 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research (ICIC)*, Chennai, India, 2016, pp. 1-3.
- [5] G. Bochechka, V. Tikhvinskiy, I. Vorozhishchev, A. Aitmagambetov, and B. Nurgozhin, "Comparative analysis of UFMC technology in 5G networks," in *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Astana, Kazakhstan, 2017, pp. 1-6.
- [6] M.N. Seyman, "Convolutional fuzzy neural network based symbol detection in MIMO NOMA systems," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 74, no. 1, pp. 60-64, 2023.
- [7] M.N. Seyman and N. Taşpınar, "Channel estimation based on neural network in space time block coded MIMO-OFDM system," *Digital Signal Processing*, vol. 23, no. 1, pp. 275-280, 2013.
- [8] N. Farsad, N. Shlezinger, A.J. Goldsmith, and Y.C. Eldar, "Data-driven symbol detection via model-based machine learning," in *2021 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP)*, Rio de Janeiro, Brazil, 2021, pp. 571-575.
- [9] M.N. Seyman, "Symbol detection based on backtracking search algorithm in MIMO-NOMA systems," *Computer Systems Science & Engineering*, vol. 40, no. 2, pp. 795-804, 2022.

- [10] R. Jiang, Z. Fei, S. Cao, C. Xue, M. Zeng, and Q. Tang, "Deep learning-aided signal detection for two-stage index modulated universal filtered multi-carrier systems," *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vol. 8, no. 1, 2022.
- [11] C. Lin and Q. Chang, "A deep learning approach for MIMO-NOMA downlink signal detection," *Sensors*, no. 19, pp. 1-22, 2019.
- [12] N. Thompson and J. Thompson, "Deep learning for signal detection in non-orthogonal multiple access wireless systems," in *2019 UK/China Emerging Technologies (UCET)*, Glasgow, United Kingdom, 2019, pp. 1-4.
- [13] H. Ye, G. Y. Li, and B. H. Juang, "Power of deep learning for channel estimation and signal detection in OFDM systems," *IEEE Wireless Communication Letters*, vol. 7, no. 1, pp. 114-1147, 2018.
- [14] J.-M. Kang, C.-J. Chun, and I.-M. J. I. A. Kim, "Deep learning based channel estimation for MIMO systems with received SNR feedback," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 121162-121181, 2020.
- [15] M. H. Essai Ali, "Deep learning-based pilot-assisted channel state estimator for OFDM systems," *IET Communications*, vol. 15, no. 2, pp. 257-264, Jan. 2021.
- [16] N. Thompson and J. Thompson, "Deep learning for signal detection in non-orthogonal multiple access wireless systems," in *2019 UK/China Emerging Technologies (UCET)*, Glasgow, United Kingdom, 2019, pp. 1-4.
- [17] C. He, Y. Hu, Y. Chen, and B. Zeng, "Joint power allocation and channel assignment for NOMA with deep reinforcement learning," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 10, pp. 2200-2210, 2019.
- [18] X. Wang, T. Wild, F. Schaich, and S. ten Brink, "Pilot-aided channel estimation for universal filtered multi-carrier," in *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall)*, Boston, MA, USA, 2015, pp. 1-5.
- [19] Y. Xu, H. Chu, and X. Wang, "Joint timing offset and channel estimation for multi-user UFMC uplink," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 236-239, Feb. 2020.
- [20] L. Zhang, C. He, J. Mao, A. Ijaz, and P. Xiao, "Channel estimation and optimal pilot signals for universal filtered multi-carrier (UFMC) systems," in *2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Montreal, QC, Canada, 2017, pp. 1-6.
- [21] Md. F. Ahammed, A.A. Molla, R. Kadir, M.I. Kadir, "Deep bidirectional LSTM for the signal detection of universal filtered multicarrier systems", *Machine Learning with Applications*, vol. 10, 2022.
- [22] Y. Luan and S. Lin, "Research on Text Classification Based on CNN and LSTM," *2019 IEEE International Conference on Artificial Intelligence and Computer Applications (ICAICA)*, Dalian, China, pp. 352-355, 2019.
- [23] J. Gu, Z. Wang, J. Kuen, L. Ma, A. Shahroudy, B. Shuai, T. Liu, X. Wang, G. Wang, J. Cai, T. Chen, "Recent advances in convolutional neural networks," *Pattern Recognition*, vol. 77, pp.354-377, 2018.
- [24] F. Stoican, Y. He, Y. Liu et al., "Application of CNN-LSTM in Gradual Changing Fault Diagnosis of Rod Pumping System", *Hindawi, Mathematical Problems in Engineering*, p. 9, 2019.
- [25] P. Görgel ve E. Kavlak, "Uzun Kısa Süreli Hafıza ve Evrimsel Sinir Ağları ile Rüzgar Enerjisi Üretim Tahmini", *Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisi*, vol. 11, no. 1, pp. 69-80, Mar. 2020.
- [26] M.M. Eid et al., "Meta-Heuristic Optimization of LSTM-Based Deep Network for Boosting the Prediction of Monkeypox Cases," *Mathematics*, vol. 10, no. 20, p. 3845, Oct. 2022, doi: 10.3390/math10203845. [Online].



Hedef Takibinde Kestirim Filtre Performanslarının Karşılaştırılması: Bir Durum Çalışması

Comparison of Predictive Filter Performances in Target Tracking: A Case Study

¹Erol DUYMAZ , ²Ömer Faruk ÇETİNKAYA 

^{1,2} Ostim Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, 06374, Ankara, Türkiye

¹erol.duymaz@ostimteknik.edu.tr, ²ckayafaruk@gmail.com

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 14 August 2024

Accepted : 17 September 2024

Keywords:

Target-object tracking, Alpha-Beta, Gamma filters, Kalman filter

ABSTRACT

Nowadays, target or object tracking has become an important issue for many areas especially for research in defense industry. Parameters such as the position, speed and direction of the target being followed, and the attack angle-velocity of the shooting system are important. The primary solutions for parameter estimations (information) such as speed and orientation in target tracking are alpha-beta and alpha-beta-gamma filters. These filters have attracted attention for a while due to their ease of use in applications and calculations. Since these non-adaptive structures cannot alter their parameters according to changing conditions, their filtering coefficients are fixed, and can be turned into adaptive-dynamic according to the need in problem. For this reason, Kalman-based filter approaches have emerged as an alternative solution in target tracking over time. In this study, the performances of the mentioned filter algorithms are compared through some case studies, and their superiority and differences from each other are emphasized according to the simulation results.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 14 Ağustos 2024

Kabul : 17 Eylül 2024

Anahtar Kelimeler:

Hedef-nesne takibi,
Alfa-Beta, Gama filtreleri,
Kalman filtresi

ÖZET

Günümüzde hedef takibi bir çok alanda özellikle savunma sanayi çalışmalarında önemli bir konu haline gelmiştir. Takip edilen hedefin konumu, hızı, yönü ile hedefe atış planlanıyor ise atış sisteminin hareket açısı ve hızı gibi parametreler önem arz eder. Hedef takibinde konum-hız, yönelim gibi bilgilerin kestiriminde en eski çözümler alfa-beta ve alfa-beta-gama filtreleridir. Bu filtreler uygulama ve hesaplama kolaylığı özellikleri sebebiyle bir süre ilgi görmüştür. Uyarlamalı olmayan bu yapılar, değişen koşullara göre parametrelerini değiştiremediklerinden filtreleme katsayıları sabittir, probleme göre uyarlamalı-dinamik hale getirilmeleri gerekebilir. Bu nedenle Kalman tabanlı filtre yaklaşımları hedef takibinde zamanla başka bir çözüm olarak ortaya çıkmıştır. Bu çalışmada, sözü geçen filtre algoritmaları örnek bir durum çalışması üzerinden performans karşılaştırılmasına tabi tutulmuş, benzetim sonuçlarına göre üstünlük ve birbirlerinden farklılıkları vurgulanmıştır.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. GİRİŞ

Hedef takibi (target/object tracking) problemi uzun yıllar bir çok uzmanlıkta çalışma konusu olmuştur. Hedef takibinde, filtre tasarım modeli ile sistem modeli arasındaki uyumsuzluk ya da hedefin manevrası sonucu sistem modelinin dinamik değişimleri, geliştirilen algoritmaların beklenmeyen sonuçlar üretmesine sebep olabilir [1-2]. İlk çalışmalar, hedef takibinde alfa-beta veya alfa-beta-gama (alpha-beta-gamma) gibi uyarlamalı olmayan filtreleri kullanılmakta iken zaman içerisinde parametreleri sabit olan bu filtrelerin değişen koşullara göre uyarlamalı (adaptif)-dinamik versiyonları ile performanslarının geliştirilmesi ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Bu nedenle uygulama kolaylığı ve işlemci gücü gereksinimlerinin az olması gibi avantajlarına rağmen bu filtrelerin yerine değişen dinamiklere hızlı cevap verme özellikleri olan filtre yapıları araştırılmaya başlanmıştır. Günümüzde bunların arasından en sık kullanılanları ise Kalman tabanlı filtrelerdir [3-4].

Bu çalışmada, Lineer Kalman (LK) tabanlı filtre yapısı, kinematik olarak modellenen (hareketli) bir hava aracının konum, hız veya ivme gibi parametreleri üzerinden takibini içeren durum çalışması senaryoları ile iredelenmiş, filtre diğer tahmin yöntemleriyle performans karşılaştırmasına tabi tutulmuş, benzetim sonuçlarına göre üstünlük ve yapıların birbirlerinden farklılıkları vurgulanmıştır. Burada benzetim ortamındaki durum çalışmaları boyunca tek sensör kullanıldığı, bu sensörün sadece konum ölçebildiği, çoklu algılayıcılarda görülen sensör füzyonun kullanılmadığı varsayılmıştır.

1.1. Yazın Taraması

Nesne takip sistemleri hakkındaki araştırma sayıları son dönemde oldukça artmıştır. Askeri alanda kara-hava dışında hava-hava sistemleri hedef izleme problemleri ile ilgilenmektedir. Bunun yanı sıra radar kullanan meteoroloji gibi sivil uygulamalardan İnsansız Hava Araçları (İHA) ile ilgili çalışmalara kadar birçok alanda yine nesne takip araştırmaları görmek mümkündür. Bu sistemler için konum algılamada donanım kaynaklı sebepler dışında çevresel şartlar ya da hedef platform yansımaları gibi dış etmenler sonucunda oluşan gürültülere rağmen hassas hedef-nesne takibine ihtiyaç vardır. Bunun için çeşitli kestirim-filtre ve veri ilişkilendirme yöntemleri kullanılmaktadır [5].

Hedef takibi uygulamaları tekli ya da çoklu hedef izleme içerebilir. Çoklu hedef izleme algoritmaları, tespit edilen izin hangi hedefe ait olduğunun bulunmasını içeren veri ilişkilendirme süreçlerini de kapsar. Bu durumda, hedef takibi için, En Yakın Komşuluk, Bölmeleme (Splitting), Veri İlişkilendirme algoritmaları gibi yaklaşımlar kullanılmaktadır [6]. Birden çok hedefin keskin manevra durumlarında bu algoritmalarındaki karmaşıklık arttığından parametre kestirimi/tahmini için Kalman tabanlı yaklaşımlar ayrıca önem kazanır.

Yazında bu çalışmalardan bazılarında; tahmin ve güncelleme adımlarında oluşan Kalman matematiksel yapısı detayları ile alınmış [7], ya da hava aracı iki boyutlu takibi Kalman kullanılarak [8] gerçekleştirilmiştir. Çoklu hedef izlemede veri ilişkilendirme yöntemlerini derleyen incelemeler görmek de mümkündür [9].

Belirsizlik altında kestirim grubundaki diğer araştırmalarda, İHA'larda GPS (Global Positioning Systems) olmayan durumlarda seyrüsefer için EZKH (Eş-zamanlı Konum Belirleme ve Haritalama) çözümlü yeni bir durum tahmin aracı olarak parçacık akışı tabanlı yeni bir filtre yöntemi incelenmiş [10], diğer çalışmada ise Kalman tabanlı yeni bir çözüm yaklaşımı dinamik ortamda ataletsel algılayıcılardaki tilt hataları için önerilmiştir [11].

2. YÖNTEM

Bu bölümde hedef takip probleminde parametre kestirim için referans filtre yöntemleri incelenerek performans üstünlükleri ve farklılıkları tespit edilecektir.

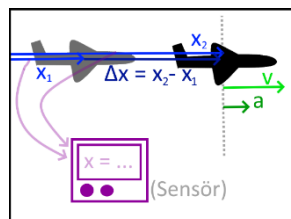
2.1. Sistem ve Ölçüm Modeli

Öncelikle sistem modeli örnek durum olarak incelenecek hava aracının (Şekil 1) lineer ve ayrık zaman varsayımları altında kinematik (hareket) denklemlerinden türetilmiş durum-uzay modeli şu şekildedir:

$$\begin{cases} d_{n+1} = Ad_n + Bu_n + w_n \\ y_n = Cd_n + v_n \end{cases} \quad (1)$$

Burada d_n durum, x_n konum, ve l_n hız (v) ve a_n ivme vektörleri olmak üzere;

$$d_n = \begin{bmatrix} x_n \\ vel_n \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2)$$



Şekil 1. Sabit ivmeli bir hava aracının şematik gösterimi.

Noktasal cisim varsayımı için (Δx konum değişimini, x_1 ve x_2 aracın ilk ve son konumlarını göstermek üzere) ayrıntılı kinematik denklemler aşağıda verilmiştir;

$$\Delta x = x_2 - x_1 = (vel)\Delta t + \frac{1}{2}a\Delta t^2 \quad (3)$$

$$vel \approx \frac{\Delta x}{\Delta t} = a\Delta t \quad (4)$$

$$a \approx \frac{2\Delta x}{\Delta t^2} \quad (5)$$

Denklemler (1), (2) ile Eşitlik (3), (4) ve (5)'i kullanarak matris formunda derleme yapılırsa;

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \frac{1}{2}\Delta t^2 \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B = 0, C = [1 \quad 0 \quad 0], u_n = 0 \quad (6)$$

eşitlikleri elde edilir. w_n ve v_n "gürültü" terimleri olup daha ayrıntılı olarak ele alınacaklardır.

Bundan sonraki bölümde hedef takibinde konum, hız, yönelim gibi bilgilerin kestiriminde kullanılan filtrelerin matematiksel temelleri sunulacaktır.

2.2. Alfa-Beta-Gamma Filtresi

Alfa-Beta filtresi, sabit katsayılı iki boyutlu bir filtre olup kazanç değerinin sabit katsayılı olması uygulama kolaylığı getirmektedir. Hedefin sabit hızla hareket ettiği, sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüsü ile ölçümlerin bozulduğu ve yalnız bir parametreye (konuma) ait ölçümler alınabildiği durumlarda tahmin başarısı yüksektir. Alfa-Beta-Gama filtresi ise Alfa-Beta filtresinin genişletilmiş halidir ve ek parametre (ivme) tahminine izin veren matematiksel yapı içermektedir. Bu bölüm α - β - γ filtre yapısı detaylarına ayrılmış olup "tahmin (extrapolation)" ve "güncelleme (update)" denklemleri sırasıyla aşağıda sunulmuştur:

$$\hat{d}'_n = A\hat{d}_{n-1} \quad (7)$$

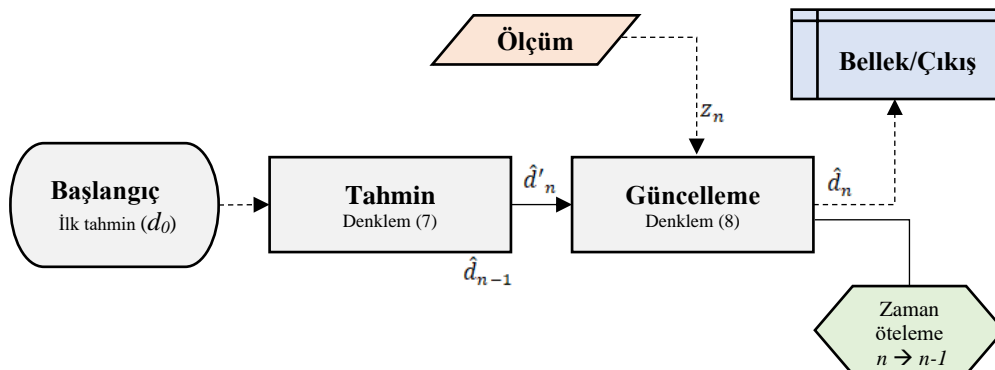
$$\hat{d}_n = \hat{d}'_n + G(z_n - \hat{z}'_n) \quad (8)$$

Burada z vektörü, ölçümlerin (y) kendisi değil ölçümlerin işlenmesinden yola çıkarak oluşturulmuş bir vektördür. Kesme işareti ($'$) ile verilen değişkenler tahmin belirtir. G çarpanı ise ölçümlere verilen ağırlığı temsil eder. (Kalman tabanlı filtrelerde bu çarpan K_n -Kalman Gain olur). Alpha-beta-gamma filtresinde bu çarpan, ilk köşegeninde sırayla α , β ve γ parametrelerini içeren bir matrisdir, durum senaryomuz için 3×3 boyutundadır;

$$G = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & \gamma \end{bmatrix}, z_n = \begin{bmatrix} y_n \\ \frac{y_n}{\Delta t} \\ \frac{2y_n}{\Delta t^2} \end{bmatrix}, \hat{z}'_n = \begin{bmatrix} \hat{d}'_n \\ \frac{\hat{d}'_n}{\Delta t} \\ \frac{2\hat{d}'_n}{\Delta t^2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Hatırlanacağı gibi durum çalışmamızda sensör ile hız ve ivme ölçülememektedir, dolayısıyla z için Eşitlik (4) ve (5)'i kullanarak hız-ivme ölçüm yaklaşımları sağlanacaktır. Tahminler için ise (3) ve (4) no'lu eşitlikler kullanılmıştır. Model varsayımına göre aracın ivmesi sabittir ancak ölçümler (örneğin araç yön değiştirme ya da frenleme gibi) varsayım dışı durumları gösterebilir.

α - β - γ filtresi ismini tam olarak G matrisindeki parametrelerden alır. Bu üç parametre ölçüme ne kadar güvenildiğini belirtir. Daha açık ifadeyle; α (alpha), "Konumun model tahmininden sapması ne kadar muhtemel?"; β (beta), "Hızın değişmesi ne kadar muhtemel?"; γ (gamma), "Sabit varsayılmasına rağmen ivmenin değişmesi ne kadar muhtemel?" sorularını cevaplar. Durum çalışmamız için $\alpha > \beta \gg \gamma$ olarak seçim yapmak uygun olacaktır. Bu araştırmada, benzetimler MATLAB kullanılarak yapılmış olup kullanılan α - β - γ algoritmasının akış diyagramı Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. α - β - γ filtre (genel) algoritması.

2.3. Lineer Kalman Filtresi (LKF)

Kalman filtresi doğrusal kestirim (linear estimation) problemlerinde en küçük ortalama karesel hata hesabına dayanır. Ölçüm gürültüsünün sıfır ortalamalı Gauss dağılımlı olduğu ortamlarda, doğrusal-dinamik bir sistem ve ölçüm modeli ile hedefe ait durum vektörü için başarılı parametre tahmin imkanı sağlar [4].

Alpha-beta-gamma filtresinin sadeliği-basitliği, yalnızca iki denklemi olmasından ve parametrelerinin (α , β , γ) sabit olmasından gelmekte idi. Ancak bu sabitlik, sistemde olası değişiklik durumunda eylemsizlikten dolayı sapmalara neden olur. Lineer Kalman Filtresi ise bu durumlarda (ve gauss gürültülü ortamlar için doğrusal sistemlerin parametre tahmininde) gösterdiği performans üstünlüğüyle en sık tercih edilen filtrelerden biri olmuştur [5].

Lineer Kalman Filtresinin tamamı 5 denklemden oluşur ve bu denklemler yine “tahmin denklemleri (Denklem-10)” ve “güncelleme denklemleri (Denklem-11)” olmak üzere ikiye ayrılabilir [12-13]:

Tahmin denklemleri:

$$\begin{aligned} \hat{d}'_n &= A\hat{d}_{n-1} & (\text{Durum Tahmini}) \\ P'_n &= AP_{n-1}A^T + Q & (\text{Kovaryans Tahmini}) \end{aligned} \quad (10)$$

Güncelleme denklemleri:

$$\begin{aligned} \hat{d}_n &= \hat{d}'_n + K_n(y_n - C\hat{d}'_n) & (\text{Durum Güncellemesi}) \\ P_n &= (I - K_nC)P'_n & (\text{Kovaryans Güncellemesi}) \\ K_n &= P'_n C^T (C P'_n C^T + R)^{-1} & (\text{Kalman Gain}) \end{aligned} \quad (11)$$

Burada:

$$Q = E[w_n w_n^T], \quad R = E[v_n v_n^T] \quad (12)$$

olarak verilir.

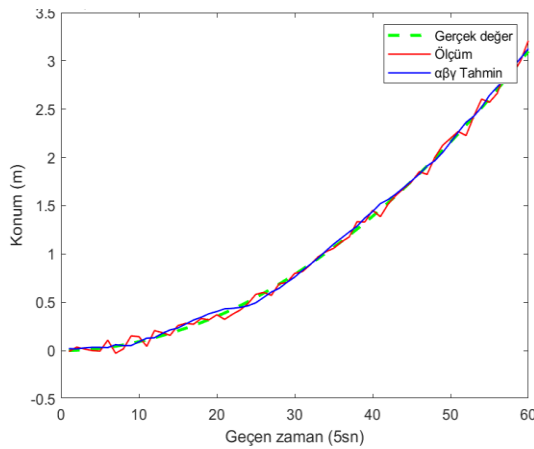
Sistem modelinde daha önce geçen v_n ve w_n terimleri “beyaz gürültü” terimleridir ve sıfır ortalamalı, sabit kovaryanslı, Gauss dağılımlı rastgele vektörlerdir. Fiziksel olarak w_n sisteme dış etki eden gürültüyü temsil eder (örn. hava aracının sallanmasına neden olan rüzgâr vs.), v_n ise ölçümden kaynaklanan gürültüyü temsil eder (sensör hatası). Dış çarpımları sırayla Q (süreç gürültüsü kovaryansı) ve R (ölçüm gürültüsü kovaryansı) değerlerini verir [14-15].

Çoğu sistem modelinde bu değerler sabit kabul edilse de LKF’yi genel maksat (versatil) kılan özellik bunların değişebiliyor olmasıdır [16-17]. Burada R vektörünün kovaryans değerleri alpha-beta-gamma parametrelerine benzerlik göstermektedir.

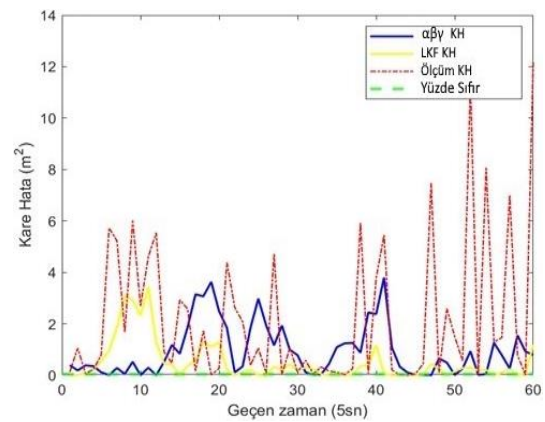
3. BENZETİM SONUÇLARI VE BULGULAR

Bu bölümde yer alan örnek senaryo benzetimleri, hedef takibinde konum, hız, yönelim gibi bilgilerin kestiriminde Bölüm 2’de sunulan eşitliklerle verilen sistem ve ölçüm modeli kullanılarak yapılmıştır.

Aşağıda Şekil 3 ile verilen sonuçlar rastgele gürültülü bir “sabit hız-sabit ivme” modeline α - β - γ filtresinin uygulanmasıyla elde edilmiştir. Parametreler $\alpha = 0.2$, $\beta = 0.1$ ve $\gamma = 0.001$ olarak seçilmiş olup ivmenin sabit olması öngörülmüştür, bu modele göre değişken ivme yüksek tahmin hataları getireceğinden filtre performansının düşük olması beklenir.



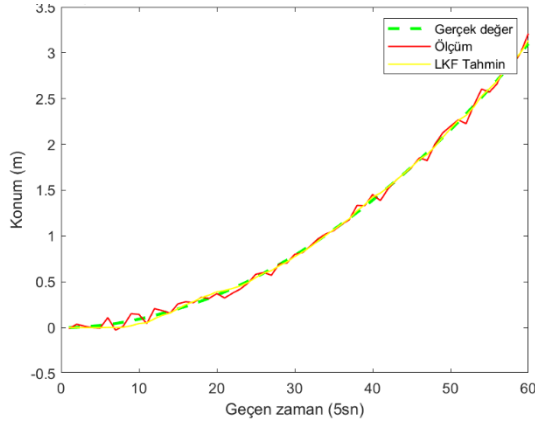
Şekil 3. α - β - γ için tahmin karşılaştırması.



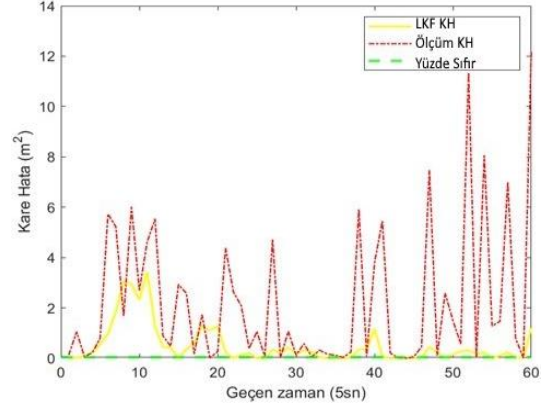
Şekil 4. α - β - γ için hata karşılaştırması.

Benzetim sonuçlarında α - β - γ filtresi değerlerinin sensör ölçümlerine göre gerçek değerlere daha yakın kaldığı gözlemlenmiştir. Şekil 4’te verilen hata ölçüm benzetim sonuçları da bunu teyit etmektedir. Aşağıda Şekil 5 ve 6 ile verilen sonuçlar LKF yapısı kullanılarak elde edilen tahmin benzetim ve tahmin-hata sonuçlarını Şekil 7’deki

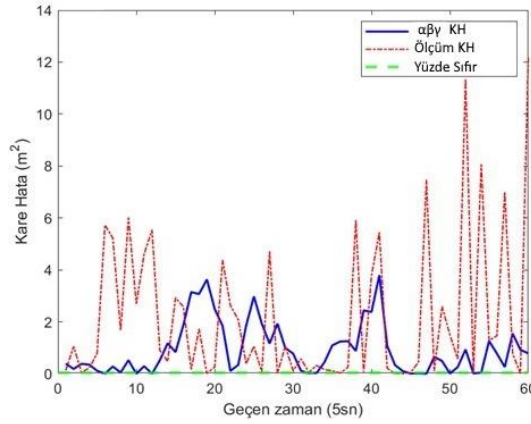
sonuçlar ise karşılaştırma sonuçlarını içermektedir. Şekil 5 ve 6 LKF'nin sensör ölçümlerine göre, Şekil 7'deki sonuçlar ise LKF'nin alpha-beta-gamma filtresine göre daha iyi tahmin sonuçları verdiğini göstermektedir.



Şekil 5. LKF için tahmin karşılaştırması.



Şekil 6. LKF için hata karşılaştırması.



Şekil 7. LKF ve α - β - γ karşılaştırmaları.

Aynı sistem modeli ile elde edilen kareli hata hesapları (m^2) Tablo 1 ile verilmiş olup sonuçlar LKF'nin alpha-beta-gamma filtresine göre daha iyi tahmin sonuçları verdiğini, bununla birlikte hesaplama maliyetinin (işlem süresinin) ise daha yüksek olduğunu göstermektedir.

Tablo 1. Kareli hata hesaplamaları ve karşılaştırmalar.

	Hata (MSE)	Hata (RMSE)	Süre (Process-Time)
Sensör Ölçümleri	21,87	4,677	N/A
Alpha-Beta-Gamma Filtresi	9,402	3,066	0,036/500 sn/döngü
Lineer Kalman Filtresi	4,981	2,232	0,076/500 sn/döngü

4. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Hedef takibinde ilk çalışmalar, değişen koşullara göre parametrelerini değiştiremeyen (uyarlamalı olmayan) ve filtreleme katsayıları sabit olan alfa-beta ya da alfa-beta-gama filtreleridir. Uygulama kolaylığı içeren ve işlemci gereksinimleri az olan bu filtreler ek bir mekanizma ile uyarlamalı yani dinamik yapıya kavuşturulabilmektedir. Nesne takibinde diğer bazı çözümler ise Kalman tabanlı filtre yaklaşımlarıdır. Kalman tabanlı filtreler, parametrik tahmin (predictor/estimator) ve süzgeç (smoother) yapıları olup doğrusal sistem ve gözlem yapıları ile gausyan ortam belirsizlikleri şartlarında başarılı olurken bunun dışında yakınsama performansları düşen algoritmalarıdır. Bu durumlarda lineerleştirilmiş sistem modeli (state-transition) kullanarak durum, gözlem ve kovaryans tahminleri yaptıktan sonra ölçüm bilgilerini değerlendiren ve inovasyon, kalman kazancı gibi parametreleri güncelleyerek tekrarlı (recursive) olarak işleyen KF versiyonları (Genişletilmiş KF vb.) bulunmaktadır. Ancak bu yapılar da özellikle yüksek boyutlu/karmaşık-doğrusal olmayan (nonlinear) sistemlerde ve gausyan olmayan gürültü ortamlarında lineerleştirme nedeniyle tutarlılık, gözlenebilirlik gibi birtakım problemlere neden olmaktadır. Bu sebeple etkin kestirim yöntem arayışları ilgi gören araştırma alanlarındandır.

Bu çalışmada (Lineer) Kalman tabanlı filtre yapısı, modellenen hareket eden bir hava aracının konum, hız veya ivme gibi parametrelerinin tahmin/takibi için örnek durum çalışmalarıyla incelenmiştir. Alfa-beta-gama ve Kalman tabanlı filtreler sabit hedef takibinde performans karşılaştırılmasına tabi tutularak hedef-takip problemi açısından üstünlük-tercih durumları irdelenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre değişmeyen hedefleri içeren ortamlarda işlem yükü-hesaplama maliyetlerine (computational cost) rağmen Kalman tabanlı filtre yapılarının

toplam tahmin hatası açısından daha doğru sonuçlar verdiği görülmüş olup gelecek çalışmalarda dinamik ortamlar için araştırmanın genişletilmesi planlanmıştır.

Yazar Katkıları

Yazarların katkı yüzdesi aşağıda verilmiştir. Erol Duymaz tasarım, yönetim, tarama, yazım, gönderim ve revizyona, Ömer Faruk Çetinkaya ise veri toplama, işleme ve analizine ağırlıklı katkı sağlamıştır. Tüm yazarlar makaleyi incelemiş ve onaylamıştır.

%	E.D.	Ö.F.Ç.
Kavram	40	60
Tasarım	60	40
Yönetim	60	40
Veri Toplama ve/veya İşleme	40	60
Veri Analizi ve/veya Yorumlama	40	60
Kaynak Tarama	60	40
Yazım	60	40
Kritik İnceleme	40	60
Gönderim ve Revizyon	60	40

Çıkar Çatışması

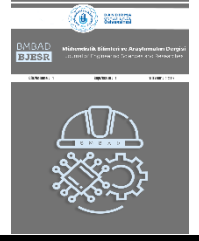
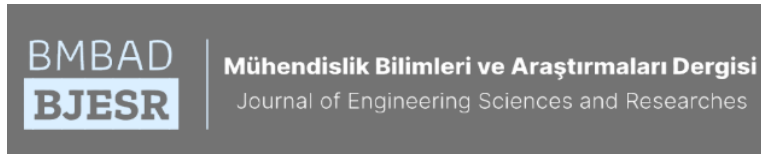
Makale yazarları aralarında herhangi bir çıkar çatışması olmadığını beyan ederler.

Etik Beyanı

Bu araştırma, TUBITAK'ın B.14.2.TBT.0.06.01.00-221-249457 sayılı kararı ile 2209B projesi programıyla desteklenen çalışmalarla ilgili olarak hazırlanmış olup, hayvanlar ve insanlar üzerinde herhangi bir çalışma yapılmadığı için etik kurul onayı alınmamıştır.

KAYNAKÇA

- [1] Y. Kosuge, "New α - β filters in terms of steady state velocity," in Proc. of the ICCAS-SICE, pp. 2674-2679, 2009.
- [2] T. Lee, J. Su, K. Hsia, K. Yu, and C. Wang, "Design of an alpha-beta filter by combining fuzzy logic with evolutionary methods," in Proc. of the 2010 Int. Symp. on Computer, Communication, Control and Automation (3CA), pp. 270-273, 2010.
- [3] P.R. Kalata, "The Tracking Index: A Generalized Parameter for α - β and α - β - γ Target Trackers," AESS, vol. 20, pp. 174-182, 1984.
- [4] E. Üstüay, "Manevra yapan hedeflerin konum ve kinematik bilgilerini en iyi kestiren filtrelerin iyileştirilmesi ve yeni bir yaklaşım olan şablon filtresinin tasarımı," M.S. thesis, Yıldız Teknik Üniversitesi, FBE, İstanbul, pp. 11-28, 2007.
- [5] A. Lana, "Kalman filtresi ve olasılıksal veri ilişkilendirme yöntemlerini kullanan çoklu hedef izleme algoritmaları," M.S. thesis, İstanbul Teknik Üniversitesi, FBE, İstanbul, pp. 21-37, 2001.
- [6] I. Hwang and H. Balakrishnan, "Multiple-target tracking and identity management with application to aircraft tracking," J. Guid. Control Dyn., vol. 30, no. 3, 2007.
- [7] H. Masnadi-Shirazi, A. Masnadi-Shirazi, and M. A. Dastgheib, "A step by step mathematical derivation and tutorial on Kalman filters," arXiv, Oct. 9, 2019.
- [8] N.R. Nair, P. Sudheesh, and M. Jayakumar, "2-D airborne vehicle tracking using Kalman filter," in Int. Conf. on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2016.
- [9] L. Rakai, H. Song, S. Sun, W. Zhang, and Y. Yang, "Data association in multiple object tracking: A survey of recent techniques," Expert Syst. Appl., vol. 192, 2022.
- [10] E. Duymaz, A. E. Oğuz, and H. Temeltaş, "Exact flow of particles using for state estimations in unmanned aerial systems' navigation," PLoS ONE, vol. 15, no. 4, 2020.
- [11] E. Duymaz and B. Işık, "A novel method for tilt compensation in inertial sensor systems," in SIU 2021, pp. 1-4, 2021.
- [12] M.A. Murzova and V.E. Farber, "The α - β filter for tracking maneuvering objects with LFM waveforms," in Proc. of the 2017 IV Int. Conf. on Engineering and Telecommunication (EnT), pp. 104-107, 2017.
- [13] I. Ostroumov, V. Larin, Y. Averyanova, O. Sushchenko, M. Zaliskyi, and Y. Bezkorovainyi, "Performance analysis of alpha-beta-gamma filter for airplane tracking using automatic dependent surveillance-broadcast," in Int. Workshop on Advances in Civil Aviation Systems Development, Cham: Springer Nature Switzerland, pp. 60-72, 2023.
- [14] D. Tenne and T. Singh, "Optimal design of α - β - γ filters," in Proc. of the American Control Conference, pp. 4348-4352, 2000.
- [15] T. Jeong, A. W. Njonjo, and B.F. Pan, "A study on the performance comparison of three optimal Alpha-Beta-Gamma filters and Alpha-Beta-Gamma-Eta filter for a high dynamic target," TransNav, vol. 11, pp. 1-10, 2017.
- [16] B.I. Sighencea, R.I. Stanciu, C. Şorândaru, and C.D. Căleanu, "The Alpha-Beta family of filters to solve the threshold problem: A comparison," Mathematics, vol. 10, no. 6, 2022.
- [17] J. Khan and K. Kim, "A performance evaluation of the alpha-beta (α - β) filter algorithm with different learning models: DBN, DELM, and SVM," Applied Sciences, vol. 12, no. 19, 2022.



Televizyonların Arka Işık Sistemlerinde Kullanılan LED Fosfor Teknolojilerinin Güvenirlik ve Renk Doğruluğu Üzerine Etkileri

Effects of LED Phosphor Technologies Used in Television Backlight Systems on Reliability and Color Accuracy

^{1,2}Olcay SARIBIYIK , ^{1,3}Ramazan AYAZ 

¹Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, İstanbul, Türkiye

²Arçelik A.Ş., Ar-Ge Sistem Tasarım, İstanbul, Türkiye

³Yıldız Teknik Üniversitesi, Temiz Enerji Teknolojileri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye

¹sarbykolcay@gmail.com, ³ayaz@yildiz.edu.tr

Araştırma Makalesi/Research Article

ARTICLE INFO

Article history

Received : 19 September 2024

Accepted : 12 October 2024

Keywords:

LED Television, Phosphor Technology, Television Backlight System, Reliability Analysis, Junction Temperature

ABSTRACT

This study examines LED bars composed of LEDs with YAG (Yttrium Aluminum Garnet) and KSF (K₂SiF₆:Mn⁴⁺) phosphors, commonly used in televisions, for reliability under different environmental conditions and driving currents. The ambient temperature is kept high in the first scenario while applying a low LED current. In the second scenario, a low ambient temperature with a high LED current is applied. Microscopic images of each LED are taken both before and after the tests in both scenarios. Additionally, during the tests, periodic checks are conducted to record the junction temperatures of the LEDs. The point at which each LED failed is documented, and reliability analysis is performed using the Reliasoft program to estimate their approximate lifetimes. The analysis shows that under high current conditions, LEDs are at risk of premature degradation, but durable chips can have a long lifetime. On the other hand, high temperature conditions accelerate the degradation process of LEDs. LEDs, which are especially weak in production processes, fail faster under high current and temperature.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül University, Faculty of Engineering and Natural Science. Published by Dergi Park. All rights reserved.

MAKALE BİLGİSİ

Makale Tarihleri

Gönderim : 19 Eylül 2024

Kabul : 12 Ekim 2024

Anahtar Kelimeler:

LED Televizyon, Fosfor Teknolojisi, Televizyon Arka Işık Sistemi, Güvenirlik Analizi, Jonksiyon Sıcaklığı

ÖZET

Bu çalışmada, televizyonlarda kullanılan (Yttrium Aluminum Garnet) ve KSF (K₂SiF₆:Mn⁴⁺) fosforlu LED'lerden oluşan LED barlar farklı ortam koşulları ve sürme akımlarında çalıştırılarak güvenilirlik açısından incelenmiştir. Birinci durumda ortam sıcaklığı yüksek tutulurken düşük LED akımı uygulanmış, ikinci durumda ise düşük ortam sıcaklığında yüksek LED akımı uygulanmıştır. Her iki durumda da test öncesi ve test sonrası her bir LED'in mikroskop görüntüleri alınmıştır. Ayrıca her durumda LED'ler periyodik olarak kontrol edilerek LED'lerin jonksiyon sıcaklıkları kaydedilmiştir. Kontrol sırasında LED'lerin testin kaçınıcı saatinde bozulduğu kayıt altına alınarak Reliasoft programında güvenilirlik analizi yapılmış ve yaklaşık ömürleri tahmin edilmiştir. Analiz sonucuna göre yüksek akım altında LED'ler erken bozulma riski taşısa da dayanıklı çipler uzun ömürlü olabilmektedir. Buna karşın, yüksek sıcaklık koşulları LED'lerin bozulma sürecini hızlandırmaktadır. Özellikle üretim süreçlerinde zayıf kalan LED'ler, yüksek akım ve sıcaklık altında daha hızlı arıza göstermektedir.

© 2024 Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi. Dergi Park tarafından yayınlanmaktadır. Tüm Hakları Saklıdır.

1. GİRİŞ

Televizyon üreticileri yıllar önce enerji verimliliği ve televizyonların fiziksel olarak incelenmesinin getireceği estetik faydalar nedeniyle katot tüplü floresan lambalardan LED tipi ışık kaynaklarına geçiş için çalışmalara başlamıştır. Bu bağlamda 2005 yılında SONY firması kırmızı, yeşil ve mavi LED çiplerinin kombinasyonunu kullanarak üç renkli beyaz ışık yayan televizyonu tanıtır ve piyasaya sunar [1, 2]. Ancak RGB LED teknolojisi geniş renk yelpazesi sunan soğuk katot tüplü lambalardan daha geniş bir renk sunmasına rağmen teknoloji hiçbir zaman yükselmez. Çünkü maliyeti, ağırlığı, boyutu ve zaman içinde görüntüde neden olduğu düzensizliği ve nispeten düşük enerji verimliliği gibi dezavantajları vardı [3].

Beyaz ışık yayan LED'ler üzerine çalışmalar devam etmiştir. Bu çalışmalar sonucunda ultraviyole veya mor LED çipi ve ultraviyole ışığı emen bir fosfor yapısı önerilmiştir. Tabuchi [4] ultraviyole ve mor ışık yayan LED çip üzerindeki şeffaf cam yüzey üzerine kaplanmış bir fosfor tabakasını önermiştir. Bu yaklaşımla birlikte insan gözünün spektral hassasiyetine daha uygun ışık üretmek mümkün olmuştur. Ancak önerilen bu yöntem de piyasada beklenen karşılığı bulamadı çünkü ultraviyole ışığın dönüşümü büyük bir dalga boyu kayması gerektirdiğinden bazı verimlilik sorunlarına neden olabilmektedir.

Sektörde kabul görmüş olan diğer bir yöntem ise kısmi dönüştürme olarak da literatürde tanımlanan mavi LED çipi üzerine konumlandırılmış fosfor tabakası ile elde edilen beyaz ışıktır. Bu yöntem ile mavi ışık fosfor tarafından emilir ve iletilir, ancak fosfor üzerinde bulunan yeşil ve kırmızı parçacıklar mavi ışığın emilip kırmızı ve yeşil olarak iletilmesine yardımcı olur böylelikle beyaz ışık elde edilmiş olur [5, 6]. Ancak yapılan çalışmalar sonucunda mavi LED'lerin zorlu koşullarda organik fosforlarla güvenilir şekilde çalışamayacağı anlaşılır [7, 8]. Bu kapsamda daha güvenilir inorganik fosforlar üzerine çalışmaya başlayan Shimuzu ve ekibi tarafından Seryum katkılı Yitrium-Alüminyum Garnet (YAG-CE) bileşiğine sahip inorganik bir fosfor ortaya konulur [9].

Televizyon, cep telefonu, bilgisayar gibi cihazların ekranlarında kullanılan LED'lerin, bu cihazların kullanıcılarından gelen taleplere uygun olmalıdır. Bu nedenle LED'lerin daha iyi renk gamına ve renk doygunluğuna sahip olması beklenmektedir. Bu amaçla spektrumda daha keskin kırmızı, yeşil ve mavi piklere sahip LED çipler araştırılmış ve bu bağlamda Yitrium Alüminyum Garnet fosforlara alternatif olarak Adachi ve Takahasi 2008 yılında $K_2SiF_6:Mn^{4+}$ 'ı önermiştir [10, 11].

Televizyonların yıllık satış adetleri her geçen gün artmaya devam etmektedir ve televizyonlar bir iletişim aracından daha çok eğlence sistemi olarak algılanmaya başlanmıştır. Bu durum çok sayıda televizyonun gün içinde uzun süre boyunca kullanılmasına neden olmuştur. Televizyonların güç tüketiminin büyük kısmından sorumlu olan LED'ler çok daha fazla termal strese maruz kalmaktadır ve bozulmaya en yakın parça olarak öne çıkmaktadır. Televizyonların yukarıda belirtildiği gibi çok uzun süre kullanılması üreticiler için büyük bir satış fırsatı getirmesinin yanında garanti giderlerinin artması riski olarak geri dönmektedir.

Son yıllarda LED teknolojisinin sağladığı enerji verimliliği ve maliyet avantajları nedeniyle birçok sektörde LED kullanımı artmıştır. Her sektörde olduğu gibi televizyon sektöründe de LED'lerin kullanımı çok hızlı sürede yaygınlaşmış hatta günümüzde neredeyse tüm ürün gamını kapsamaktadır. Bu talep ve kullanım oranı da LED teknolojisindeki gelişmeleri daha da hızlandırmaktadır. Teknolojideki gelişimler kullanıcıların istek ve şikayetleri doğrultusunda şekillenmektedir. Televizyonlar günümüzde artık bir iletişim aracından çok evlerde eğlence sistemi olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu nedenle televizyonlar son kullanıcıların günlük rutin hayatlarının önemli parçası haline gelmiştir ve çok daha özel istekler ortaya çıkarmıştır. Bu bağlamda kullanıcılar oyun oynama, film izleme gibi aktivitelerde maksimum görsel kalite deneyimi yaşamak için tüm renklerin doğruluğunu çok fazla önemsemektedir. Görsel kalite ve renk doğruluğunu etkileyen en önemli faktör ise televizyonda kullanılan LED'lerdir. Bu kapsamda üreticiler yeni nesil LED çiplerinde farklı yapılarda fosfor tabakaları kullanmaktadır. Bunun yanı sıra fosfor içermeyen mavi LED'lerle birlikte kullanılan Kuantum filmler de kullanılmaktadır. Kuantum noktaların (Quantum-Dot) ekran teknolojisinde kullanılabilirliği konusundaki deneyler ilk olarak 1982 yılında yapılmıştır. Bu deneylerde kuantum noktalarının küçük boyutlarına bağlı olarak renkleri kontrol etme yeteneği gösterilmiş ve bu, daha sonraki ekran teknolojileri için temel oluşturmuştur [12]. Bu konuda yapılan çalışmalar uzun yıllarca devam etmiş ve ilk ticari ürün SONY firması tarafından 2013 yılında CES'da (Consumer Electronics Show) tanıtılmıştır [13]. Bu konuda daha sonrasında renk gamını daha da arttıracak yöntemler ve hassas ayarlamalar üzerine yapılan çalışmalar ile QDEF ismi verilen bir kuantum nokta içerikli film tanıtılmıştır. Bu film özellikle mavi ve yeşil renkler üzerinde etkili olarak konvansiyonel teknolojilere nazaran çok daha yüksek renk gamı sağlamaktadır [14].

Teknolojinin gelişmesiyle birlikte her bir yöntem farklı zamanlarda ve farklı oranlarda piyasada uygulanmaya başlanmıştır. Her bir yöntemin avantaj ve dezavantajlarına göre sürdürülebilirliği değişkenlik göstermiştir. Özellikle kuantum içerikli filmlerin sahip olduğu yüksek teknoloji ve hassas üretim prosesleri bu teknolojinin en yüksek renk gamı sağlamasına rağmen maliyet olarak hala fosfor çözümlerine göre çok yüksek olmasına neden olmuştur. Fiyat rekabetinin her geçen gün daha da arttığı günümüzde televizyon sektöründe en yaygın olarak kullanılan teknoloji; YAG ve KSF fosforlara sahip mavi renkli LED çipleri olmuştur [15]. Bu çalışmada, piyasada en yaygın kullanılan KSF ve YAG fosfora sahip LED barlar fırın ortamında 3600 saat test edilmiştir. Test öncesinde her bir numunenin mikroskop görüntüleri alınarak test sonrası durumları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca test edilen numuneler ile aynı özelliklere sahip referans LED barlar ile test sonucunda optik ölçümler karşılaştırılmıştır. Böylece test sonucuna göre spektrum ve parlaklıktaki degradasyonlar karşılaştırılmıştır. Test nominal televizyon koşullarında ve ekstrem koşullarda tekrarlanmıştır, her iki durumda da yukarıda belirtilen

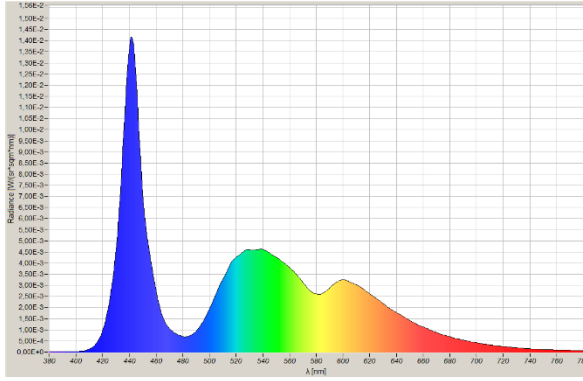
ölçümler tekrarlanmış ve karşılaştırmalar yapılmıştır. Bu çalışma sonucunda uzun süreli kullanımlarda KSF ve YAG fosforun degradasyon oranları karşılaştırılmıştır ve Reliasoft programı ile yaklaşık ömür tahminleri yapılmıştır. Böylece LED'lerin dayanım riskleri ortaya koyularak, kazanılan geniş renk gamına karşılık, düşük yaşam döngüsü riski ortaya konulmuştur.

Çalışmanın ikinci bölümünde materyal ve metot anlatılmış, üçüncü ve dördüncü bölümde ölçüm ve güvenilirlik analiz sonuçları verilmiştir. Son bölümde ise sonuç başlığı altında genel değerlendirmeler sunulmuştur.

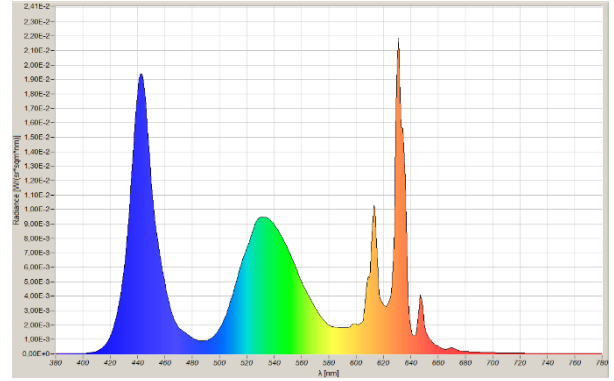
2. MATERYAL ve METOD

2.1. Renk Gamı ve Spektral Güç Dağılımı

Günümüzde televizyonların akıllı (smart) fonksiyonları kazanması ve işletim sistemlerinin gelişmesi ile bir iletişim aracı olmaktan çıkıp evlerde eğlence ekranları olarak kullanılmasının yolunu açılmıştır. Bu da müşterilerin temel fonksiyonlar dışında daha gelişmiş özellikler talep etmesine sebep olmuştur. Kullanıcılar televizyonlardaki ses ve görüntü özelliklerinden maksimum faydalanmayı istemesi nedeniyle rekabette öne çıkmayı isteyen TV üreticileri farklı teknolojileri kullanmaya yönelmiştir. Müşterilerin talep ettiği en önemli özelliklerden birisi olan renk doğruluğu direkt olarak televizyonun arka aydınlatma sistemi ve kullanılan ekran teknolojisi ile alakalıdır [16]. LED'lerin sahip olduğu fosfor tabakasına göre verebileceği renk gamı (color gamut) değişkenlik göstermektedir. Bu da öndeki ekranın renk filtresine göre değişkenlik gösteren bir etkileşim sonucu izleyiciye aktarılmaktadır. Aktarılan bu renk ekranın renkleri gösterebilme kapasitesini göstermektedir. Bu kapsamda YAG ve KSF fosforlar arasında spektral ışınma güçleri arasında farklılıklar bulunmaktadır. Şekil 1 ve Şekil 2'de KSF ve YAG fosforlara sahip LED ışık kaynaklarının spektral güç dağılımları verilmiştir.



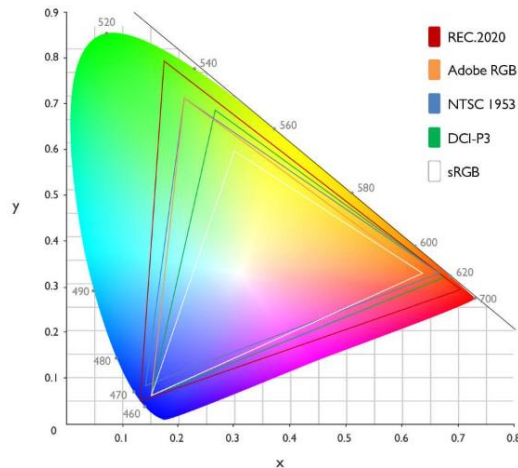
Şekil 1. YAG fosfora sahip LED çipler ile oluşturulmuş arka aydınlatma sistemine sahip televizyonun spektral güç dağılımı



Şekil 2. KSF fosfora sahip LED çipler ile oluşturulmuş arka aydınlatma sistemine sahip televizyonun spektral güç dağılımı

Şekil 1 ve Şekil 2'den de açıkça görüldüğü üzere KSF fosfora sahip LED'lerde mavi, yeşil ve kırmızı renklere gelen dalga boylarındaki pikler daha keskindir. Bu da KSF fosfora sahip LED'ler ile oluşturulan arka aydınlatma sistemlerinin daha geniş renk yelpazesine sahip olduğunu göstermektedir.

Televizyon, monitör, kamera gibi cihazların renk yelpazelerini tanımlamak için çeşitli standartlar geliştirilmiştir. Sektörde renk yelpazesini tanımlamak için renk gamı ifadesi kullanılmaktadır. Renk gamı bir cihazın üretebileceği renk aralığı olarak tanımlanabilir ve bu farklı standartlarca, farklı aralıklar olarak tanımlanmıştır. Şekil 3'te verilen CIE 1931 renklilik diyagramında sektörde sıkça kullanılan renk gamları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir [17].



Şekil 3. CIE1931 renklilik diyagramında oluşturulan renk gamı standartları [17, 18].

Şekil 3'te görüleceği üzere CIE1931 renklilik diyagramı üstünde çok sayıda renk gamları tanımlanmıştır. Bu renk gamları farklı alanlar için geliştirilmiş olup, televizyon vb. cihazlar için sektörde en sık kullanılan renk gamı olan NTSC (National Television System Committee, Ulusal Televizyon Sistem Komitesi) ilk olarak 1953 yılında ulusal televizyon sistem komitesi tarafından duyurulmuştur [19].

Bu çalışmada kullanılan TVlerin renk gamı ölçümleri için Şekil 4'te verilen ölçüm düzeneği kullanılmıştır. Ölçüm düzeneği YAG ve KSF fosfora sahip LED'ler ile oluşturulmuş arka aydınlatma sistemlerine sahip televizyonlar ve spektrometre cihazından (Jeti Lival Sectraval 1511) oluşmaktadır. Bu ölçüm düzeneğinde televizyonlarda tek renk kırmızı, yeşil, mavi ve beyaz renk veren içerikler açılarak spektrometre aracılığıyla ölçümler alınmış ve her bir renkte alınan ölçümlerin x ve y koordinat değerleri kaydedilmiştir.

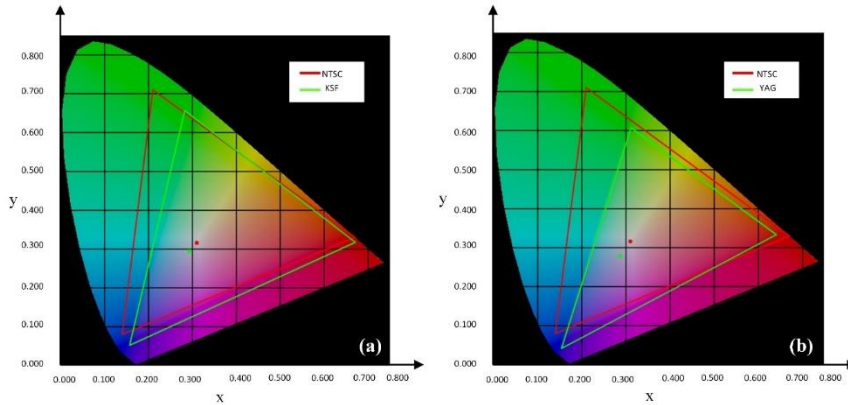


Şekil 4. Renk gamı ölçüm düzeneği.

Tablo 1. NTSC standardının belirlediği referans x ve y koordinatları.

	x	y
Kırmızı	0,67	0,33
Yeşil	0,21	0,71
Mavi	0,14	0,08
Beyaz nokta	0,31	0,316

NTSC standardında belirtilen referans x ve y koordinat değerleri Tablo 1'de verilmiştir. Farklı ekran renkleri için alınan ölçüm değerleri referans x ve y koordinat değerleri ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma KSF ve YAG fosfor için Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. a) KSF ve b) YAG fosfora sahip LED çiplerle tasarlanmış arkadan aydınlatmalı sisteme sahip televizyonun NTSC renk gamı ile karşılaştırılması.

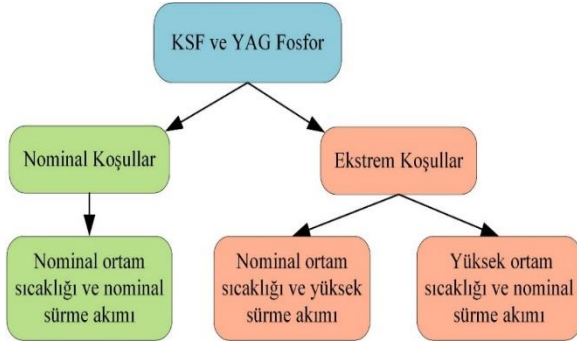
Şekil 5'te kırmızı renk ile gösterilen renk gamı alanı CIE1931 renklilik diyagramı üzerinde NTSC renk gamının kapladığı alanı göstermektedir. Yeşil ile gösterilen alan ise televizyondan ölçtüğümüz değerlere göre renklilik diyagramında kapladığı alanı göstermektedir. Ölçüm sonuçlarına göre KSF fosforlu LED çip ile oluşturulan sistemin renk gamı kapsama oranının %79,59; YAG fosforlu LED çip ile oluşturulan sistemin renk gamı kapsama oranının ise %67,65 olduğu görülmüştür.

Bu ölçümlerden de anlaşılacağı üzere KSF fosfora sahip LED çiplerin verebildiği renk yelpazesi daha geniştir. Bu durum daha geniş renk yelpazesi sunulması beklenen projelerde KSF fosforun kullanılması anlamına gelmektedir. Ancak TV üretiminin ve satışının çok fazla artması ve kullanıcıların TV kullanım senaryolarının değişmesi nedeniyle gün içerisinde daha uzun saatler televizyonların çalışması bu iki fosfor türünün dayanım açısından da incelenmesi gerekliliğini doğurmuştur. Bu bağlamda farklı ortam sıcaklığı ve sürme akımı koşullarında ölçümler yapılmıştır.

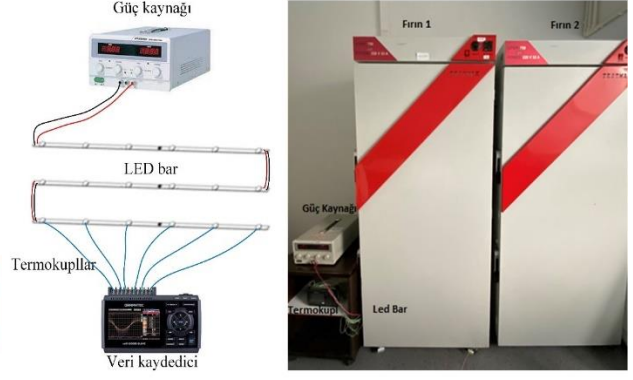
2.2. Ölçüm Düzeneği

Televizyonlarda kullanılan YAG ve KSF fosforlu LED'lerden oluşan LED barlar farklı ortam koşulları ve sürme akımlarında çalıştırılarak nominal ve zor koşullar altında güvenilirlik açısından incelenmiştir. Birinci durumda LED barlara nominal sıcaklıkta nominal sürme akımı uygulanırken, ikinci koşulda ise LED'ler zorlu koşullara tabii tutulmuştur. Bu koşullardan ilki yüksek ortam sıcaklığı altında nominal akım ile LED'lerin sürülmesi, diğer koşul

ise nominal ortam sıcaklığında yüksek akım ile LED'lerin sürülmesidir. Yapılan ölçümlere ait akış diyagramı Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6. Yapılan ölçümlere ait akış diyagramı.



Şekil 7. Örnek LED bar bağlantısı ve ölçüm düzeneği.

Farklı fosfor teknolojilerine sahip ve farklı markalara ait LED barlar bir güç kaynağı ile sürülmektedir. Örnek bir LED bar bağlantı şekli sıcaklık ölçümlerine ait test düzeneği Şekil 7'de verilmiştir. Ölçüm düzeneğinde güç kaynağı olarak GWINSTEK GPR-30H10D modeli, termokupl ve veri kaydedici olarak GRAPHTEC midi LOGGER GL240, fırın olarak ise TESTMAK laboratuvar fırını kullanılmıştır. LED'lerin ömürlerini etkileyen en önemli faktör jonksiyon sıcaklığı değeridir. Bu değere etki eden en önemli dış faktör ortam sıcaklığı ve LED'in sürme akımıdır. Bu nedenle testlerde fırınların ikisi de aynı anda kullanılmakta olup, fırınların birinde nominal TV sıcaklığında LED'lere yüksek akım uygulanmış, diğer fırında ise LED barlar yüksek ortam sıcaklığına maruz bırakılmış ancak LED'lere düşük akım uygulanmıştır.

Teste tabii tutulan LED'lerin katalog özellikleri Tablo 2'de verilmiştir. Burada, üç farklı markaya ait LED barlar KSF ve YAG fosforlu olmak üzere A, B, C, D, E ve F olarak isimlendirilmiştir. Farklı markaların farklı özelliklere sahip ürünleri kullanılarak marka ve LED'lerin farklı üretim tarihlerindeki farklı karakteristik özellik deviasyonuna bağlı hataların ölçüm sonucunu etkileme olasılığı minimize edilmiştir.

Tablo 2. Ölçümlerde kullanılan LED'lerin elektriksel ve termal özellikleri.

LED Barlar	Sürme Akımı (mA)	Maksimum Jonksiyon Sıcaklığı (°C)	R _{th} (°C/W)	Fosfor
A	750	<145	<14	KSF
B	650	<110	<15	KSF
C	700	<125	<12	KSF
D	750	<145	<14	YAG
E	600	<125	<15	YAG
F	700	<125	<12	YAG

Numune LED'ler ile iki farklı ölçüm gerçekleştirilmiştir. İlk ölçümde, LED'lerin elektriksel katalog özelliklerine uygun akım değerleri (nominal televizyon çalışma koşullarında) ile LED'lerin bozulma ve mavileşme durumları takip edilip kaydedilmiştir. İkinci ölçümde ise LED'ler ilk ölçümde belirlenen nominal koşulların üstünde ekstrem akım ve sıcaklık altında test edilip, sürme akımının ve ortam sıcaklığının bozulma ve mavileşme durumları üzerine etkilerinin karşılaştırılması yapılmıştır. İlk ölçümün sınır değerlerini belirlemek için ölçümlerde kullanılan LED'lerden aynı markaya ait farklı özelliklerdeki LED barlar ile tasarlanan televizyonlar nominal çalışma koşullarında termal teste tabii tutulmuştur. Bu ölçüm sonuçlarına göre testler için gerekli olan sıcaklık ve akım değerleri ortaya konulmuştur. Ölçüm düzeneğinde LED'ler gerçek bir televizyon çalışma ortamında ve koşullandırılmış ortam sıcaklığında çalıştırılmaktadır. Burada ölçülen en sıcak lehim noktası baz alınarak LED'lerin jonksiyon sıcaklığı hesaplanmıştır. Yapılan hesaplama Eşitlik (1)'de verilmiştir.

$$T_j = T_{lehim} + V_{ort} \times I_{ort} \times R_{th} \quad (1)$$

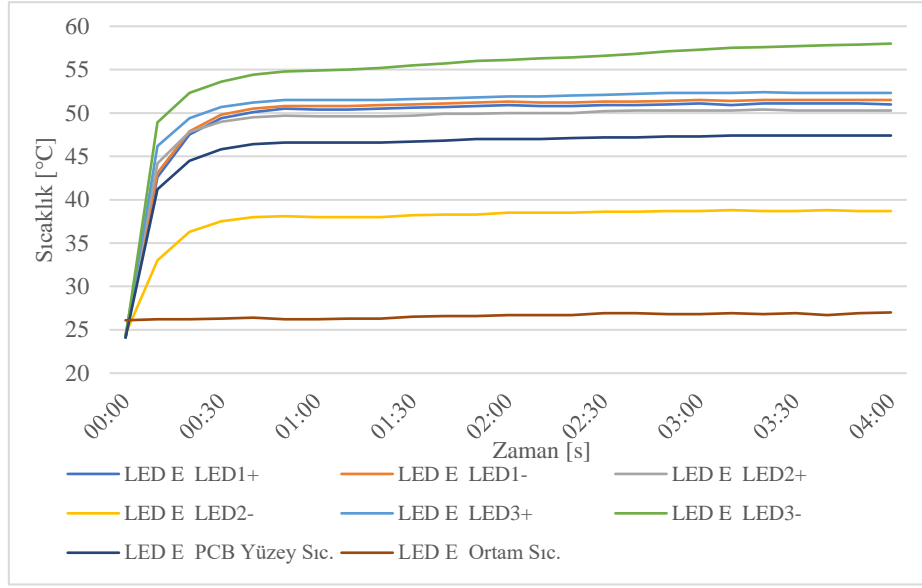
Burada T_j LED'lerin lehim sıcaklığından hesaplanan jonksiyon sıcaklığını, T_{lehim} oluşturulan test düzeneğinde ölçülen en sıcak LED lehim noktası sıcaklığını, V_{ort} ortalama LED gerilimini, I_{ort} LED'in sürme akımını, R_{th} ise LED'in jonksiyon ile ortam arasındaki termal direnci belirtmektedir.

3. ÖLÇÜM SONUÇLARI

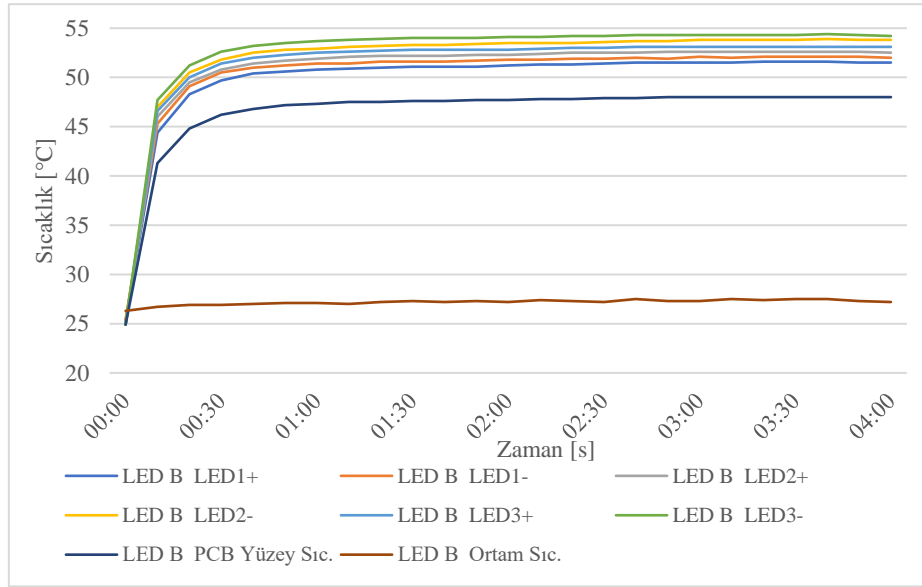
Aynı markaya ait (LED E ve LED B) iki farklı elektriksel katalog değerine sahip olan LED barlar ile oluşturulan televizyonlarda 550mA sürme akımı ile LED'lerin en sıcak lehim noktaları 4 saat boyunca ölçülmüştür. Ölçümler her LED çip üzerindeki artı (+), eksi (-) uçlardan ve PCB yüzeyinden aynı anda alınmıştır. E ve B markasına ait ölçüm sonuçları sırasıyla Şekil 8 ve 9'da verilmiştir.

Ölçüm sırasında ortam sıcaklığı 26-27,2°C aralığında değişkenlik göstermiştir. Bu sıcaklık değerleri normal sıcaklıklar olarak kabul edilebilir olsa da televizyonların kullanım yerleri ve kullanım şartları göz önünde

bulundurulduğunda, televizyon için normal sıcaklık değeri sektörde standart olarak kullanılan 40°C kabul edilmiştir [20]. Bu nedenle ölçümlerde elde edilen sıcaklık değerleri televizyonun çalışma sıcaklığı olan 40 °C 'ye



Şekil 8. E markasına ait LED çip lehim sıcaklıkları.



Şekil 9. B markasına ait LED çip lehim sıcaklıkları.

göre normalize edilmiştir. Burada ölçülen ortam sıcaklığı 40°C'ye tamamlanarak aradaki fark ölçülen lehim sıcaklığı üzerine eklenmiştir. Bu ifade Eşitlik (2)'de verilmiştir. Tablo 3'te ise LED E ve LED B için ölçülen en yüksek lehim sıcaklıkları ve bu sıcaklıkların 40°C ortam koşuluna göre normalize edilmiş değerleri verilmiştir.

$$T_{norm} = T_{lehim} + (40 - T_{ortam}) \quad (2)$$

Tablo 3. LED E ve LED B için uyarlanmış en yüksek lehim sıcaklıkları.

		LED1+	LED1-	LED2+	LED2-	LED3+	LED3-	PCB Yüzey	Ortam
LED E	Ölçülen Lehim Sıcaklığı (°C)	51,1	51,5	50,3	38,8	52,4	58	47,4	27
	Uyarlanmış Sıcaklık (°C)	64,1	64,5	63,3	51,8	65,4	71	60,4	40
LED B	Ölçülen Lehim Sıcaklığı (°C)	51,6	52,1	52,6	53,9	53,1	54,4	48	27,5
	Uyarlanmış Sıcaklık (°C)	64,1	64,6	65,1	66,4	65,6	66,9	60,5	40

Ölçüm sonuçlarına göre LED E için en yüksek uyarlanmış sıcaklık 71 °C, LED B için en yüksek uyarlanmış sıcaklık 66,9 °C olarak hesaplanmıştır. Bu lehim sıcaklıklarına göre LED'lerin jonksiyon sıcaklığı Eşitlik (1)'e göre hesaplanmış ve Tablo 4'te bu değerler verilmiştir.

Tablo 4. LED E ve LED B için uyarlanmış jonksiyon sıcaklıkları.

	Lehim Sıcaklığı (°C)	V_{ort} (V)	I_{ort} (mA)	R_{th} (°C/W)	Hesaplanan T_j (°C)	Maks. T_j (°C)
LED E	71	3,2	550	15	97,4	<125
LED B	66,9	3,28	550	15	93,96	<110

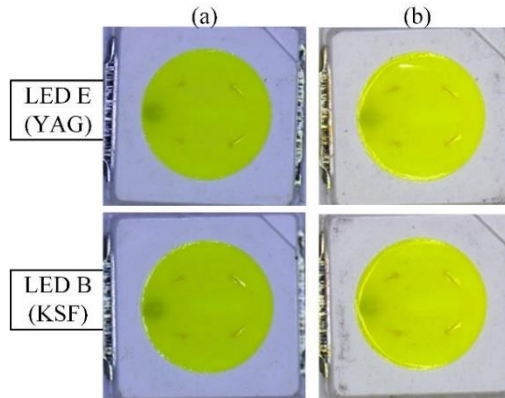
Tablo 4'te hesaplanan jonksiyon sıcaklıklarının, LED üreticilerinin sınır değerleri olarak paylaştığı 125 °C jonksiyon sıcaklıklarının altında kaldığı gözlemlenmiştir. Böylece yapılacak ölçümlerde fırın içi sıcaklık değerinin 75 °C olarak ayarlanması ortalama olarak nominal koşullarda çalışan televizyonun iç sıcaklığını simüle edebileceğini ortaya koymuştur. Yapılan ölçümlerde nominal koşullar olarak 75 °C fırın içi sıcaklığı, 550mA sürme akım değeri kabul edilmiştir.

İkinci ölçüm koşulunda ise YAG ve KSF fosfora sahip LED'lerin ekstrem koşullar altındaki dayanımı test edilmiştir. Bu ölçüm kapsamında LED'ler iki farklı koşulda değerlendirilmiştir. İlk koşulda (Durum 1) her bir LED markası için üreticilerin paylaştığı sınır akım değerlerinin 50 mA daha altında sürme akımı uygulanarak nominal ortam sıcaklığı koşulunda 3600 saatlik bir teste tabii tutulmuştur. İkinci koşulda ise (Durum 2) nominal olarak kabul edilen 550 mA sürme akımında, 110 °C fırın sıcaklığı koşulunda 3600 saatlik teste tabii tutulmuştur. Bu senaryolara göre LED'lerin tabii tutulduğu ölçüm koşulları Tablo 5'te verilmiştir.

Tablo 5. Zorlanmış test koşulları.

	Durum 1		Durum 2	
	LED Sürme Akımı (mA)	Ortam Sıcaklığı (°C)	LED Sürme Akımı (mA)	Ortam Sıcaklığı (°C)
A	700	75	550	110
B	600	75	550	110
C	650	75	550	110
D	700	75	550	110
E	550	75	550	110
F	650	75	550	110

Nominal ortam sıcaklığı ve sürme akımı koşullarında yapılan ölçüm neticesinde rastgele seçilen LED'lere ait test öncesi ve test sonrası mikroskop görüntüleri Şekil 10'da verilmiştir. Mikroskop görüntülerinden de anlaşılacağı üzere LED'ler üzerindeki fosfor tabakasında optik performansı etkileyecek bir bozulma gözlenmemiştir.



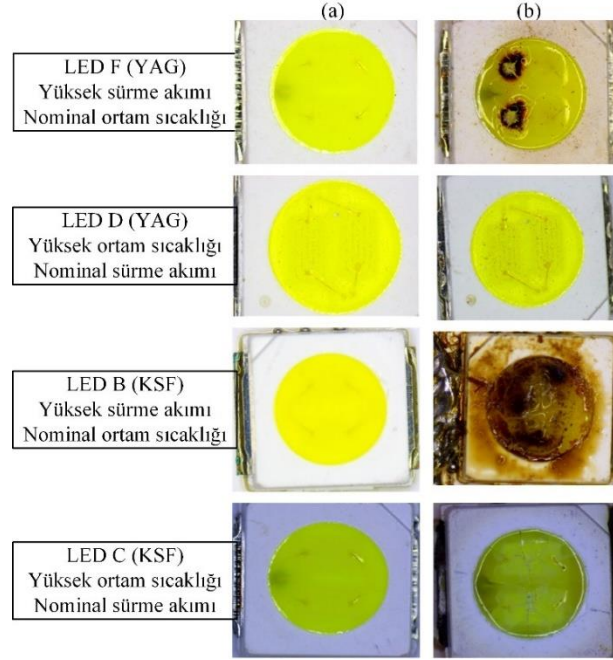
Şekil 10. a) Test öncesi ve b) test sonrası LED E ve LED B çiplerine ait mikroskop görüntüleri.

Şekil 10'da verilen sonuçlarda da görüldüğü üzere hem YAG hem de KSF fosforlu LED'lerin üreticiler tarafından paylaşılan sınır değerler aşılmadığı sürece güvenilirlik problemleri bulunmamaktadır. Bu nedenle sektörde çok sık olarak kullanılmaktadır.

Zorlanmış koşullara göre yapılan ölçümler sonucunda birçok LED'in fosfor tabakasında bozulmalar dolayısıyla renk kaymaları ve mavileşmeler gözlemlenmiştir. Ayrıca bazı LED çipleri de bu bağlamda direkt olarak bozulmuştur. Test öncesi ve sonrası farklı fosfor teknolojilerine sahip bazı LED çiplerinin mikroskop görüntüleri Şekil 11'de verilmiştir.

Şekil 11'deki mikroskop görüntülerinden de anlaşılacağı üzere KSF fosfora sahip LED'lerin fosfor tabakasında YAG fosfora göre daha fazla deforme olduğu görülmektedir. Ayrıca yüksek akımda sürülen LED örnekler yüksek ortam sıcaklığı koşuluna göre daha çok etkilenmiştir. Televizyonlarda, LED'lerin bir kısmı tamamen arızalandığında, cihaz açıldığında güç kaynakları genellikle LED sürücü devrelerinde koruma moduna geçer ve

bu durum arka aydınlatmanın tamamen kapanmasına neden olur. Bu koşulda, televizyon çalışmaya devam etse ve ses alınabilse bile, kullanıcılar ekranda hiçbir görüntü göremez. Bazı durumlarda ise, LED'lerin yalnızca fosfor tabakası zarar görmektedir. Böyle bir durumda, televizyon ekranı, hasarın boyutuna bağlı olarak mavi renk tonlarında görünmeye başlar ve renk doğruluğu zamanla tamamen kaybolur.



Şekil 11. Zorlanmış test koşullarında a) ölçüm öncesi ve b) sonrası bazı LED çiplerin mikroskop görüntüleri.

4. GÜVENİRLİK ANALİZ SONUÇLARI

Güvenilirlik analizi çalışmalarında test süresi ve teste tabii tutulan ürün adedi belirli bir limit altında tutulmak durumundadır. Bu ürünlerle yapılan ölçüm sonuçları güvenilirlik analiz programları ile incelenerek yüksek adetli üretim veya uzun süreli çalışma koşulları simüle edilmektedir. Bu kapsamda ölçüm sonuçları Reliasoft programı yardımıyla analiz edilmiştir. Analiz yapılırken Weibull dağılım yöntemi kullanılmıştır. Bu dağılım, bir ürünün veya bileşenin ömrü, başarısızlık süresi veya dayanıklılığı gibi değişkenlerin modellenmesinde sıklıkla kullanılmaktadır [21].

Weibull dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu Eşitlik (3) ile ifade edilir:

$$f(t) = \frac{\beta}{\eta} x \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1} x e^{-\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}} \quad (3)$$

Burada; $f(t)$ Weibull dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu, t değişkenin değeri, η (Eta) ölçek parametresi ve β (Beta) şekil parametresidir. β parametresi güvenilirlik analizinde arızanın karakteristiğini belirlemekte olup aşağıdaki şekilde ifade edilir:

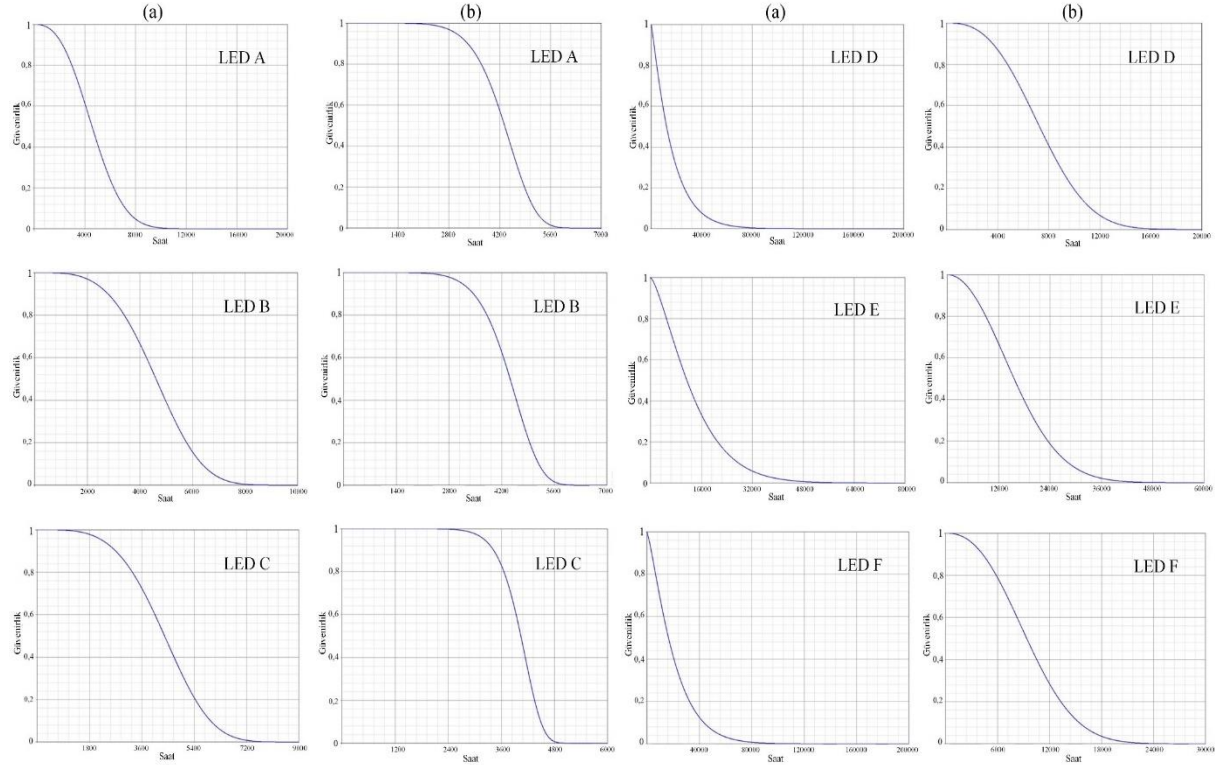
- $\beta < 1$: Giderek azalan arıza oranını, $\beta = 1$: Sabit arıza oranını, $\beta > 1$: Giderek artan arıza oranını η değeri ise ölçek parametresidir ve dağılımın genişliğini belirler. Ürünlerin %63,2'sinin bozulma zamanını tahmin etmek için kullanılır [21]. Reliasoft programında yapılan analiz sonuçları Tablo 6'da verilmiştir.

Tablo 6. Reliasoft programı analizine göre LED'lerin Beta ve Eta değerleri.

	Beta	ETA (Hr)
LED A Durum 1	2,643359	5247,63712
LED A Durum 2	7,074297	4564,64788
LED B Durum 1	3,738524	5085,83592
LED B Durum 2	7,568756	4644,25441
LED C Durum 1	3,8963	4812,29521
LED C Durum 2	11,394979	4171,6719
LED D Durum 1	1,093973	16872,4692
LED D Durum 2	2,688977	8310,95138
LED E Durum 1	1,366066	14873,8447
LED E Durum 2	2,05971	18630,5376
LED F Durum 1	1,233146	22076,2401
LED F Durum 2	2,403301	10908,7743

Analiz sonucuna göre KSF ve YAG fosfora sahip LED'lerin zamana bağlı güvenilirlik davranışlarının tahmin grafikleri sırasıyla Şekil 12 ve Şekil 13'te verilmiştir.

Şekil 12 ve Şekil 13 her bir LED bar modülünün Durum 1 ve Durum 2 koşullarına göre güvenilirlik analizi sonuçlarını göstermektedir. Analiz sonucuna göre ekstrem testlerin toplamında YAG fosforlu LED'lerin Eta değeri ortalama olarak 15278,802 iken, KSF fosforlu LED'lerin ETA değeri ortalama olarak 4754,390 hesaplanmıştır.



Şekil 12. KSF fosfora sahip LED'lerin a) Durum 1 ve b) Durum 2 sonuçlarına göre güvenilirlik-zaman grafikleri.

Şekil 13. YAG fosfora sahip LED'lerin a) Durum 1 ve b) Durum 2 sonuçlarına göre güvenilirlik-zaman grafikleri.

Bu da YAG fosfora sahip ürünlerin %63,2'sinin bozulma süresinin, KSF'li LED'lerin bozulma süresinden yaklaşık olarak %31 daha uzun olduğunu göstermektedir. YAG fosforlu LED'lerin ekstrem koşullardaki dayanımının KSF'li LED'lerin dayanımından daha yüksek olduğu görülmektedir. YAG ve KSF fosforlu LED'lerin arıza profillerinin karşılaştırılmasını gösteren Beta değerinin karşılaştırılmasına göre KSF fosforlu LED'lerin ortalama Beta değeri 6,0527 iken YAG fosforlu LED'lerin ortalama Beta değeri 1,8069 olarak hesaplanmıştır. Bu değerlere göre her iki fosfor türüne sahip LED'ler giderek artan arıza grafiğine sahiptir. Yani her iki fosfor teknolojisine sahip LED'lerde yaşlanmaya bağlı arızalar oluşmaktadır. Analiz sonucuna göre KSF fosfora sahip LED'lerin YAG fosfora sahip LED'lere kıyasla %30 daha hızlı bozulma eğrisine sahip olduğu görülmüştür.

Ekstrem koşullardaki Durum 1 ve Durum 2'de yüksek sürme akımına sahip LED'lerin nominal ortam sıcaklığında tutulduğu durumda yapılan analizlere göre ortalama Eta değeri 11494 iken, yüksek ortam sıcaklığına maruz bırakılan LED'lerin ortalama Eta değeri 8538 olarak hesaplanmıştır. Bu da çalışmada belirlenen ortam sıcaklığı farkının akım farklarına oranla ömür üzerinde daha etkili olduğunu göstermektedir. Aynı şekilde iki farklı ekstrem koşulun Beta değerleri analiz edildiğinde yüksek ortam sıcaklığında yapılan testteki Beta değeri 2,3285 iken, yüksek akım ile sürülen LED'lerin Beta değerinin 5,5310 olduğu görülmüştür.

5. SONUÇ

Bu çalışmada, farklı markalara ait YAG ve KSF fosfor tabakasına sahip LED'lerin güvenilirlik analizleri yapılmıştır. İlk olarak televizyonun normal çalışma koşulları ortaya konularak tüm LED'ler nominal koşullar altında test edilmiştir. Bu değerler üretici firmaların paylaştığı limit değerlerin de altında kalmaktadır. Bu koşulda hem KSF hem de YAG fosfora sahip LED'lerde TV çalışmasını etkileyecek boyutta bozulma, renk kayması gibi faktörler gözlemlenmemiştir. İkinci koşulda ise LED'ler zorlu koşullara tabii tutulmuştur. Bu koşullardan birincisi yüksek ortam sıcaklığı altında nominal akım ile LED'lerin sürülmesi, ikinci koşul ise nominal ortam sıcaklığında yüksek akım ile LED'lerin sürülmesidir.

Yüksek akım ile sürülen LED'lerin daha yüksek Eta değerine sahip olmasına rağmen Beta değerinin düşük çıkması, erken evrede bozulmaların olabileceği ancak bu akım değerine dayanabilen çiplerin daha uzun süre dayanıklılığını korumaya devam edebileceğini göstermektedir. Yüksek ortam sıcaklığı ise LED'lerin belli bir süre bu sıcaklığa maruz kalmasıyla birlikte daha hızlı bozulabileceğini göstermektedir. Yani yüksek akımda LED

çiplerin üretim prosesi kaynaklı daha zayıf LED'lerin hızlıca bozulduğu, yüksek ortam sıcaklığına maruz kalan LED'lerin ise yaşlanmaya bağlı olarak giderek artan bir arıza hızına sahip olarak bozulduğu gözlemlenmiştir.

Yazar Katkıları

Yazarlar çalışmaya eşit oranlı katkı sunmuşlardır.

Çıkar Çatışması

Makale yazarları aralarında herhangi bir çıkar çatışması olmadığını beyan ederler.

Teşekkür

Yazarlar, Arçelik A.Ş. ve Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'ne (YTUBAPK-FYL-2023-5681) bu çalışma süresince sağladıkları destek için teşekkür eder.

KAYNAKÇA

- [1] K. Kakinuma, T. Matsumoto, S. Haga, T. Arai, T. Shirakuma, and H. Shibata, "The first LED backlight for LCD TVs to increase color reproduction range", *Nikkei Electronics* pp. 123–130, 2004.
- [2] K. Kakinuma, "Technology of wide color gamut backlight with light-emitting diode for liquid crystal display television," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 5B, pp. 4330–4334, 2006.
- [3] J.W. Stinson, "4,992,704," U.S. Patent 1991.
- [4] S. Tabuchi, "S50-79379," Japanese Utility Model Patent Application Publication, 1973.
- [5] Y. Shimizu, "H07-176794," Japanese Publication of Unexamined Patent Application, 1995.
- [6] Y. Shimizu, "H08-7614," Japanese Patent Application Publication, 1996.
- [7] Y. Shimizu, K. Sakano, Y. Noguchi, and T. Moriguchi, "5,998,925," Japanese priority patent applications to U.S. Patent, 1996..
- [8] Y. Shimizu, K. Sakano, Y. Noguchi, and T. Moriguchi, "5,998,925," U.S. Patent, 1999.
- [9] G. Blasse and A. Bril, "Appl. Phys. Lett.," vol. 11, pp. 53–55, 1967.
- [10] S. Adachi and T. Takahashi, "Direct synthesis and properties of K₂SiF₆+ phosphor by wet chemical etching of Si wafer," *J. Appl. Phys.*, vol. 104, no. 2, 2008.
- [11] H.F. Sijbom, R. Verstraete, J.J. Joos, D. Poelman, and P. F. Smet, "K₂SiF₆:Mn⁴⁺ as a red phosphor for displays and warm-white LEDs: A review of properties and perspectives," pp. 3332–3365, 2017.
- [12] A.L. Efros, "Interband absorption of light in a semiconductor sphere," *Soviet Physics Semiconductors*, vol. 16, no. 7, pp. 772–775, 1982.
- [13] AV Technology, "Sony's Breakthrough with Quantum Dots at CES 2013" Retrieved from <https://av.technology>. [Access Date: 20/09/2024]
- [14] Y. H. Ko and J. G. Park, "Novel quantum dot enhancement film with a super-wide color gamut for LCD displays," *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 72, pp. 45–51, 2018.
- [15] J. E. Murphy, F. Garcia-Santamaria, A. A. Setlur, and S. Sista, "62.4: PFS K₂SiF₆:Mn⁴⁺: the Red-line Emitting LED Phosphor behind GE's TriGain Technology™ Platform", in *Book 2: Session 62: Advanced Light Sources, Components, and Systems II*, 2015.
- [16] Rtings "TV Picture quality tests:Color Gamut" url: <https://www.rtings.com/tv/tests/picture-quality/wide-color-gamut-rec-709-dci-p3-rec-2020>. [Access Date: 01/02/2024].
- [17] BENQ "What is color gamut" <https://www.benq.com/en-us/knowledge-center/knowledge/color-gamut-monitor.html>. [Access Date: 01/02/2024]
- [18] CIE, "Commission internationale de l'Eclairage proceedings", Cambridge: Cambridge University Press, 1931.
- [19] National Television System Committee Report and Reports of Panel No. 11, 11-A, 12–19, "with Some supplementary references cited in the Reports, and the Petition for adoption of transmission standards for color television before the Federal Communications Commission", LC Control No.:54021386 Library of Congress Online Catalog, 1951–1953.
- [20] IEC TS 60079-43, "Technical Specification Explosive atmospheres – Part 43: Equipment in adverse service conditions", 2017.
- [21] Reliasoft Weibull ++7, "Reliasoft Publishing", Tucson, Arizona USA.