

Ocak'25

Sayı/Number: 1/Volume: 15
Yıl/Year: 2025

Yayın Sahibi

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası Adına
Mahir ULUTAŞ

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü

Ender KELLEÇİ

Yayın İdare Merkezi

Ihlamur Sokak No:10 Kat:3
Kızılay - Ankara
Tel: (312) 425 32 72
Faks: (312) 417 38 18
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>
bilimseldergi@emo.org.tr
EMO Üyelerine parasız dağıtılır

Dergi Koordinatörü

Sevgi Kinacı
sevgi.kinaci@emo.org.tr

Sayfa Düzeni

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası

Yayın Türü

Yerel Süreli Yayın
4 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi

500

Basım Tarihi

Ocak 2025

EMO BİLİMSEL DERGİ

Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal
Mühendisliği Bilimsel Dergisi

The Journal of Electrical, Electronics, Computer and
Biomedical Engineering

YAYIN KURULU

BAŞ EDİTÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. Arif NACAROĞLU
Gaziantep Üniversitesi

EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Erhan Akın
Fırat Üniversitesi

Prof. Dr. Güven Önbilgin
Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR
Kadir Has Üniversitesi

Prof. Dr. Aydoğın ÖZDEMİR
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Muhittin GÖKMEN
MEF Üniversitesi

Prof. Dr. Tayfun AKGÜL
İstanbul Teknik Üniversitesi



TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

EMO Bilimsel Dergi Danışma Kurulu

| | |
|--------------------------------|--|
| Prof. Dr. A. Hamit Serbest | Çukurova Üniversitesi |
| Prof. Dr. Altay Güvenir | Bilkent Üniversitesi |
| Prof. Dr. Cengizhan Öztürk | Boğaziçi Üniversitesi |
| Prof. Dr. Erhan Akın | Fırat Üniversitesi |
| Prof. Dr. Güven Önbilgin | Ondokuz Mayıs Üniversitesi |
| Prof. Dr. Murat Eyüboğlu | Orta Doğu Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Timur Aydemir | Gazi Üniversitesi |
| Prof. Dr. Ali Hikmet Doğru | Orta Doğu Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Arif Nacaroğlu | Gaziantep Üniversitesi |
| Prof. Dr. Aydın Köksal | Bilişim A.Ş. |
| Prof. Dr. Aydoğan Özdemir | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Ayşın Baytan Ertüzün | Boğaziçi Üniversitesi |
| Prof. Dr. Belgin Türkay | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Bülent Sankur | Boğaziçi Üniversitesi |
| Prof. Dr. Cüneyt Güzeliş | Yaşar Üniversitesi |
| Prof. Dr. Erdal Panayırıcı | Kadir Has Üniversitesi |
| Prof. Dr. Erkan Afacan | Gazi Üniversitesi |
| Prof. Dr. Ferit Acar Savacı | İzmir İleri Teknoloji Enstitüsü |
| Prof. Dr. H. Bülent Ertan | Atılım Üniversitesi |
| Prof. Dr. Haldun Karaca | Dokuz Eylül Üniversitesi |
| Prof. Dr. İbrahim Eksin | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. İnci Çilesiz | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. İrfan Karagöz | Gazi Üniversitesi |
| Prof. Dr. İsmail Hakkı Altaş | Karadeniz Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. İsmail Hakkı Çavdar | Karadeniz Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Kemal Leblebicioğlu | Orta Doğu Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Lale Tükenmez Ergene | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Mithat İdemen | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Muhittin Gökmen | MEF Üniversitesi |
| Prof. Dr. Murat Aşkar | İzmir Ekonomi Üniversitesi |
| Prof. Dr. Osman Eroğul | TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi |
| Prof. Dr. Oya Kalıpsız | Yıldız Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Özlem Özgün | Hacettepe Üniversitesi |
| Prof. Dr. Sermin Onaygil | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Tayfun Akgül | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Doç. Dr. Ahmet Koltuksuz | Yaşar Üniversitesi |
| Doç. Dr. Osman Abul | TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi |
| Prof. Dr. Ece Olcay Güneş | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Prof. Dr. Hülya Gökcalp | Ondokuz Mayıs Üniversitesi |
| Prof. Dr. Bilal Gümüş | Dicle Üniversitesi |
| Prof. Dr. Alkan Alkaya | Mersin Üniversitesi |
| Doç. Dr. Ömer Melih Gül | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Doç. Dr. Mustafa Berke Yelten | İstanbul Teknik Üniversitesi |
| Doç. Dr. Oğuzhan Ceylan | Marmara Üniversitesi |
| Doç. Dr. Mete Çubukçu | Ege Üniversitesi |
| Bora Güngören | Portakal Teknoloji |
| Fikret Küçükdeveci | TEPA |
| Hasan Ali Pazar | Siemens |

İÇİNDEKİLER / CONTENTS

| | |
|---|-----|
| 2.47 GHz İçe Girintili Mikroşerit Yama Anten Tasarımı Ve Optimizasyonu 2.47 GHz INSET- Feed Microstrip Patch Antenna Design And Optimization Meryem AKKAŞ, Selçuk Alparslan AVCI | 7 |
| Yükselten Tip DA/DA Dönüştürücü Kontrolünün Farklı Kontrol Yöntemleriyle Batarya Kaynağı için İncelenmesi Investigation of Boost Converter Control for Battery Source with Different Control Methods Bengisu KABA, Mustafa Ergin ŞAHİN, Murat TÖREN | 15 |
| Fotovoltaik Verilerin Tahminlemede Hiper-Parametre Etkisinin İncelenmesi Examination of Hyper-Parameter Effect on Estimation of Photovoltaic Data Fikriye Ataman | 27 |
| Metamalzeme Tabanlı Hassas Mikrodalga Sensör ile Zeytinyağındaki Tağşiş Tespiti Adulteration Detection in Olive Oil by Sensitive Metamaterial-Based Microwave Sensor Hüseyin Korkmaz, Uğur Cem Hasar | 41 |
| ALS Hastaları İçin Dalgacık Dönüşümü ve Rastgele Orman Sınıflandırıcı Kullanılan EEG Tabanlı Haberleşme Sistemi EEG-Based Communication System for ALS Patients Using Wavelet Transform and Random Forest Classifier Nuri İkişler, Güneş Ekim | 53 |
| Behçet Üveiti Hastalığının Tespitinde Farklı Makine Öğrenme Algoritmaları ve Yeniden Örnekleme Tekniklerinin İncelenmesi Investigation of Different Machine Learning Algorithms and Resampling Techniques in the Detection of Behçet's Uveitis Dilek Karadeli, Yavuz Türkay, Ayşe Vural Özeç | 65 |
| Düşük Gerilim Evirici Uygulamalarında Kullanılan Paralel Bağlı MOSFET'ler için Aktif Kapı Sürme Devresi Tasarımı An Active Gate Driver Circuit Design for Parallel Connected MOSFETs in Low Voltage Inverter Applications Berkay Keziban, Murat Yılmaz | 77 |
| Değişimli Oto-Kodlayıcılar kullanarak Diyalog Geliştirme Dialogue Enhancement using Variational Autoencoders Serap Kırılmaz | 87 |
| Kuantum Anahtar Dağıtım Protokolleri ve Saldırı Yöntemleri Quantum Key Distribution Protocols and Attack Methods Derin Akata | 97 |
| Elektrik Güç Kalitesi Bozulmalarının Uzun Kısa-Süreli Bellek Tabanlı Sinir Ağları ile Sınıflandırılması Classification of Electrical Power Quality Disturbances using Long Short-Term Memory Based Neural Networks Volkan Yamaçlı | 135 |
| Süt Tağşiş Tespitinde Mikrodalga Sensör Yöntemi Microwave Sensor Method in Milk Adulteration Detection Hüseyin Korkmaz | 143 |
| Optoelektronik Tabanlı Gerilim Kontrollü Memristör Emülatörü An Optoelectronic-based Voltage-controlled Memristor Emulator Arif Kıvanç Üstün, Meltem Apaydın Üstün, Reşat Mutlu | 153 |

2.47 GHz İÇE GİRİNTİLİ MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI VE OPTİMİZASYONU

2.47 GHz INSET - FEED MICROSTRIP PATCH ANTENNA DESIGN AND OPTIMIZATION

Meryem AKKAŞ¹, Selçuk Alparslan AVCI¹

¹ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karabük Üniversitesi

meryemakkas20@gmail.com

 ORCID ID: 0009-0009-3655-4973

¹ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karabük Üniversitesi

selcukavci@karabuk.edu.tr

 ORCID ID: 0000-0003-4918-5272

Özet

Yama antenler en çok kullanılan anten türüdür. Yama antenlerinin tercih edilmesinin sebebi hafifliği, biçimsel yapısı, düşük üretim maliyeti ve kullanım kolaylığı sağlamasıdır. Bu antenler özellikle mobil iletişim ve kablosuz ağ haberleşmesinde çok önemli bir yere sahiptir. Artan veri trafiğinin ve hızın kritik öneme sahip olması, düşük geri dönüş kaybı, geniş bant ve küçük boyutlarda uygun anten tasarımlarını gerektirmiştir. 2.4 GHz frekansındaki antenler ise bu gereksinimleri karşılamak üzere geliştirilmiştir. Bu çalışma, 2.47 GHz frekansında geri dönüş kaybı -25.41 dB olan bir mikroşerit yama (MY) anten tasarımını içermektedir. İstenilen amaca uygun olarak optimizasyonlar gerçekleştirilmiş ve antenin analizi yapılmıştır. Önerilen içe girintili antenin tasarım hesaplamaları, simülasyon sonuçları ile uyumlu bir şekilde gözlemlenmektedir. Bu gelişmeler, kablosuz iletişim teknolojilerinde etkili ve güvenilir çözümler sunmayı amaçlamaktadır.

Anahtar kelimeler: Mikroşerit yama anten, geri dönüş kaybı, içe girintili besleme, optimizasyon.

Abstract

Patch antennas are the most commonly used antenna type. The reason for choosing patch antennas is their light weight, compact design, low production cost, and ease of use. These antennas are especially important in mobile communication and wireless network communications. The critical importance of increased data traffic and speed has led to the need for suitable antenna designs with low return loss, wide bandwidth, and small size. Antennas in the 2.4 GHz frequency range have been developed to meet these requirements. This study includes a microstrip patch antenna design with a return loss of -25.41 dB at a frequency of 2.47 GHz. Optimizations have been carried out to meet the desired goals, and the antenna has been analyzed. The design calculations for the proposed inset-fed antenna have been observed to align with simulation results. These developments aim to provide effective and reliable solutions for wireless communication technologies.

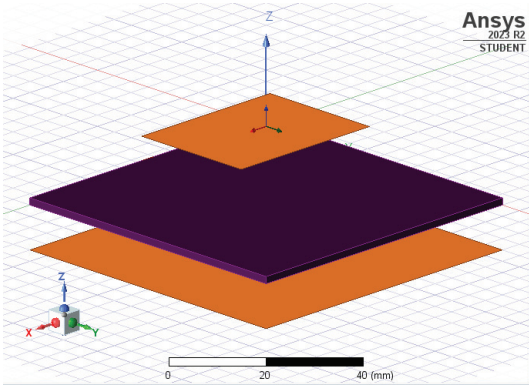
Keywords: Microstrip patch antenna, return loss, inset-feed, optimization.

1. Giriş

İletişim teknolojilerindeki hızlı evrim, sinyallerin güvenilir bir şekilde iletilmesi ve alınması için kullanılan anten teknolojilerine olan talebi artırmıştır. Bu bağlamda, kablosuz iletişim sistemlerinde etkili ve verimli çözümler arayışı, mikroşerit antenlerin önemini daha da vurgulamaktadır. 1950'lerde keşfedilen mikroşerit antenler, özellikle 1970'lerden sonra yaygın olarak ilgi görmeye başlamış ve son on beş yılda önemli gelişmeler kaydetmiştir [1].

Çeşitli geometrilerle tasarlanabilen ışına yama kısımları, mikroşerit antenleri diğer anten türlerinden ayıran özelliklerdir. Bu çalışma, mikroşerit yama antenlerin avantajları ve dezavantajlarını kullanarak Ansys HFSS programının da optimizasyon yöntemleriyle uygun tasarım gerçekleştirmeyi amaçlamaktadır. Literatürde araştırma yapıldığında mikroşerit yama anten tasarımı üzerine birçok çalışmanın yapıldığı görülmektedir. Bu çalışma için bazı çalışmalar incelenmiştir [2-6]. Diğer bir çalışmada, belli bir frekans bandını filtreleyen yama anten tasarlanmıştır [7]. Farklı bir çalışmada ise yüksek kazançlı bir yama anten tasarlanmıştır [8].

Yüksek performanslı hava ve uzay araçları, uydu, füze gibi önemli uygulamalarda mikroşerit antenler tercih edilmektedir [9]. Ayrıca, maliyeti düşük, küçük boyutlarda ve işlevsel antenlerin tasarımı, radyo uygulamaları ve haberleşme cihazları için önemli bir ihtiyaç haline gelmiştir. Mikroşerit yama antenler, belirli frekanslarda sinyallerin alınması ve iletilmesini sağlayan ve bu amaç ile kullanılan bir anten türüdür.



Şekil 1: Yama, alttaş, toprak gösterimi.

Şekil 1'de görülen mikroşerit yama anteni oluşturan temel parametreler ışınmayı sağlayan iletken yamanın uzunluğu, genişliği, taban malzemesinin kalınlığı ve yalıtkan tabanın dielektrik geçirgenliğidir.

İletken yamanın kalınlığı genellikle hesaplamalarda ihmal edilir, ancak bu çalışmada kalınlıkları 0.1mm olarak değerlendirilerek tasarım yapılmıştır.

2. Önerilen Tasarım

Mikroşerit yama anten tasarımı için iletken hat modeli, mikroşerit yama anten boyutlarını hesaplayabilmek amacıyla kullanılmıştır. Mikroşerit anten tasarımına başlarken ilk adım olarak, antenin çalışması istenen merkez frekansı ve bant aralığı belirlenmektedir. Daha sonrasında, kullanılacak olan taban malzemesi özenle seçilir.

Başlangıçta temel dikdörtgen yama anteni tasarlandıktan sonra, antendeki dikdörtgen yamanın boyutları, besleme hatları ve diğer parametreler en iyi performansı sağlamak üzere optimize edilerek tasarlanmaktadır.

Günümüzde, çeşitli kablosuz iletişim uygulamaları ve cihazlar bazı ortamlarda 2.4 GHz lisanssız ISM frekans bandında çalışmaktadır. 2.47 GHz frekansı, 2.4 GHz bandının içinde yer alır ve bu bant, lisans gerektirmemesi nedeniyle birçok kablosuz iletişim cihazında tercih edilir. İlaveten taşınabilir elektronik cihazlara ve ev otomasyon sistemlerine etkin bir şekilde entegre edilebilir. Bu frekansın seçimi, mevcut teknolojilerle uyumluluğu ve geniş uygulama alanı nedeniyle tercih edilmiştir.

Antenin çalışma frekansını belirleyen dielektrik sabiti, antenin elektromanyetik alan etkinliği üzerinde belirleyici bir etkiye sahiptir. Bu tasarımda dielektrik sabiti olarak 4.4 değeri tercih edilerek antenin hedeflenen frekans bandında en iyi performansı sağlanması amaçlanmıştır.

2.1. Anten Parametreleri

Mikroşerit yama antenin tasarımında, yama uzunluğu ve genişliği gibi temel parametreler, belirlenen frekans ve bant genişliği hedeflenen 2.4 GHz değeri üzerinden seçilmiştir. Bu seçim, antenin istenilen performansı elde etmesi için kritik bir adımdır. Ayrıca, antenin dielektrik malzeme özellikleri, dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı değerleri üzerinden seçilerek

antenin çalışma frekansını etkileme potansiyeline sahip olan bu faktörler göz önünde bulundurulmuştur.

Tablo 1: 2.47 GHz için kullanılan bazı anten parametreleri

| | |
|-------------------|----------|
| Frekans | 2.47 GHz |
| Alttaş türü | FR4 |
| Dielektrik sabiti | 4.4 |
| Alttaş yüksekliği | 1.6mm |

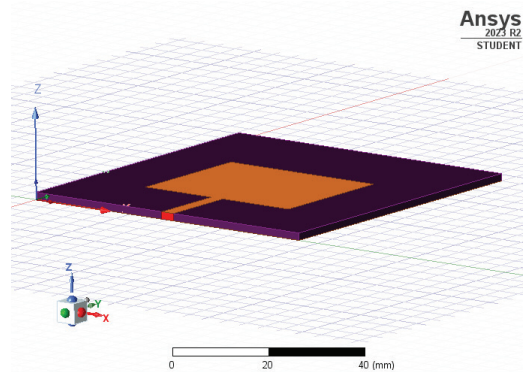
Yama uzunluğu ve genişliği hesaplamaları, klasik formüller kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarım sürecinde, matematiksel programlar ve simülasyon araçları kullanılarak yapılan hesaplamalar, antenin temel özelliklerini belirlemek için önemli bir rol oynamıştır. Bu analitik çalışmalar, tasarım sürecindeki matematiksel temellere dayalı olarak antenin optimize edilmesine ve istenilen performans özelliklerine ulaşmasına yardımcı olmuştur.

3. Simülasyon Tasarımı

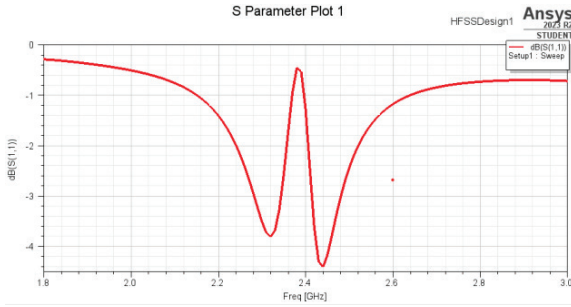
Matematiksel olarak hesaplamaları yapılan antenin, HFSS programı yardımıyla tasarımı yapılmıştır. High-Frequency Structure Simulator (HFSS), elektromanyetik alan simülasyonları yapmak ve RF (Radyo Frekansı) ve mikrodalga uygulamalarındaki elektromanyetik problemleri analiz etmek için kullanılan güçlü bir yazılım paketidir [10]. Anten tasarımında HFSS kullanımı, analitik ve deneysel yöntemlere alternatif olarak, zaman ve maliyet açısından daha verimli sonuçlar elde etmemizi sağlar.

3.1. Çizim Aşaması

Programda çizimi yapılmak istenen antenin öncelikle alttaş çizimi gerçekleştirilmiştir. Şekil 2' de görüldüğü gibi toprak tabakası, alttaşın taban kısmına uygun bir şekilde çizilmiştir. Alttaşın üst kısmına dikdörtgen yama eklenerek formüllere uygun olarak boyutlandırılmıştır. Besleme ölçüleri, yama ölçülerine uygun çizilmiştir. Ayrıca, Şekil 2' de besleme ölçülerine uygun şekilde alttaşın yan yüzeyine port çizimi yapılmıştır.



Şekil 2: Port çizimi gösterilmiş mikroşerit yama anten.



Şekil 3: Tasarlanan antenin S11 grafiği.

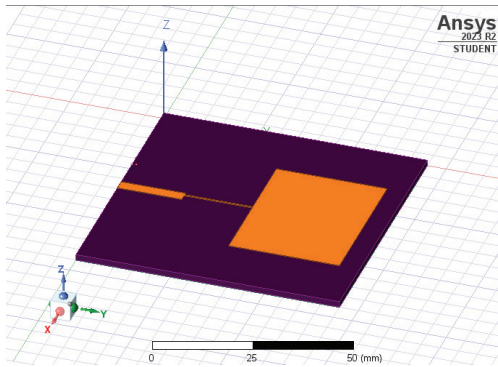
Şekil 3'te görüldüğü üzere S parametresi üzerinden elde edilen değerler, ölçümlerin verimli bir anten tasarımı için uygun olmadığını göstermiştir. Bu durum, anten parametrelerinde gerekli düzeltmelerin yapılmasını gerektirmiştir. Tasarımın optimize edilmesi amacıyla anten parametreleri üzerinde değişiklikler yapılarak, daha etkili bir sonuç elde etme çabası içerisine girilmiştir.

4. Antenin Optimizasyonunun Yapılması

Bu bölümde anten yapısına uygulanan çeşitli işlemler ile hedeflenen, antenin bant genişliği, yönlülüğü, verimliliği ve dolayısıyla kazancının istenilen seviyeye çıkarılması amaçlanmaktadır.

4.1. Çeyrek Dalga Dönüştürücü

Çeyrek dalga dönüştürücünün kullanımı, anten sistemlerindeki empedans uyumsuzluklarını gidermekte ve iletim hattındaki yansımaları en az seviyeye indirmektedir. Şekil 4' de çeyrek dalga dönüştürücü eklenmiş mikroşerit yama anten tasarımı görülmektedir.



Şekil 4: Çeyrek dalga dönüştürücü mikroşerit yama anten.

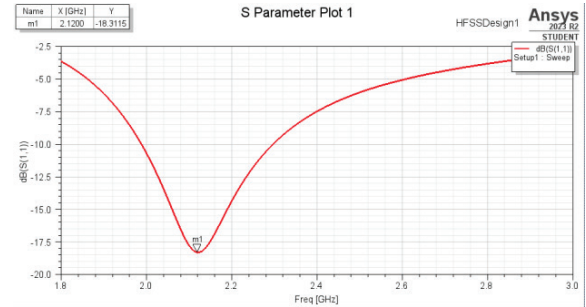
Anten tasarımını optimize etmek adına çeyrek dalga dönüştürücü kullanılmış ve ayrıca yama kısmı, besleme hattı ve toprak kısmına 0.1 mm kalınlık eklenerek tasarımın geliştirilmesi amaçlanmıştır. Ancak, S parametresi incelendiğinde, 2.2 GHz frekansında elde edilen sonuç -16.18 dB olarak belirlenmiştir. Bu değer, hedeflenen frekans ve verim seviyelerine ulaşamadığını göstermektedir. Bu nedenle, anten tasarımını daha ileri seviyeye taşımak amacıyla alternatif yöntemlere başvurulmuştur.

4.1.1. L Şekli Verilen Toprak Yüzeyi

Bu özel geometrik form, antenin yerleşim ve kullanım koşullarına uygun olarak özelleştirilebilmektedir. Bu durum da çeşitli uygulama alanlarında etkili bir şekilde kullanılabilir olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla, Şekil 5'teki L şekilli toprak yüzeyi, anten tasarımlarında başarıyla kullanılan ve yönlülüğü artıran önemli bir tekniktir.



Şekil 5: Dikdörtgen yamalı çeyrek dalga dönüştürücü MY antenin L şekilli toprak yüzeyi.

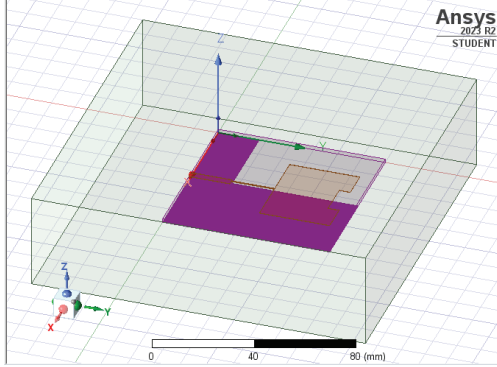


Şekil 6: L şekilli toprak yüzeyi olan dikdörtgen yamalı çeyrek dalga dönüştürücü MY antenin S11 grafiği.

Şekil 6'da görülen S11 grafiği, 2.12 GHz frekansında -18.31 dB geri dönüş kaybı sergilemiştir. Geri dönüş kaybının dB değeri hedeflenen seviyelere yakın olsa da, belirlenen frekans değeri istenilen sonuca ulaşmada yeterli olmamıştır. Bu durum, tasarlanan antenin performansını tam anlamıyla karşılamadığını göstermektedir. Bu nedenle, mevcut anten tasarımı üzerinde farklı yöntemler ve optimize edici stratejiler deneyerek, hedeflenen tasarım parametrelerine ulaşmak istenmektedir.

4.2. Yama Yüzeyinde Yarık (Açıklık) Etkisi

Geri dönüş kaybı değerlerinin -20 dB civarında bulunması, daha etkin bir uyumlandırma için ek işlemlerin gerekliliğini göstermektedir. Dikdörtgen ışıma yamasında farklı geometrik şekillerde uygulanan yarık, ardışık rezonans frekanslarının oluşmasını mümkün kılarak uyumluluğu arttırmaktadır. Bu nedenle, daha iyi bir uyum için bu yöntem antenin frekans tepkisinin optimize edilmesine katkı sağlayabilir.



Şekil 7: Dikdörtgen yamadan yarıklar çıkarılarak oluşturulan tasarım.

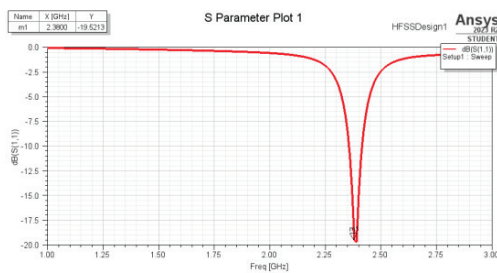
2.45 GHz frekansında -12.87 dB geri dönüş kaybı elde edilmiştir, ancak L şeklinli toprak yüzeyi ve yama yüzeyinde açıklık oluşturarak gerçekleştirilen anten tasarımı, önceki tasarımlara kıyasla istenilen verimliliği göstermemiştir. Dolayısıyla incelenmiş ve uygulanmış olan bu yöntemler doğrultusunda, tasarımın iyileştirilmesi için uygun yöntem seçebilmek kolaylaşmıştır.

4.3. İçe Girintili Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Bu tasarım, antenin performansını optimize etmeyi hedeflemekte olup, Şekil 7'deki çeyrek dalga dönüşümü ve L toprak modelinin kaldırılmasıyla birlikte içe girinti kullanımının etkilerini incelemeyi amaçlamaktadır. Yapılan değişikliklerle elde edilen sonuçlar, antenin istenilen parametrelerine daha yakın bir şekilde ulaşma çabalarını yansıtmaktadır.

Tablo 1: Anten parametreleri

| PARAMETRELER | BOYUTLAR (uzunluk x genişlik x kalınlık) (mm) |
|---------------------|--|
| Altaş (Substrate) | 60 x 60 x 1.6 |
| Toprak (Ground) | 60 x 60 x 0.1 |
| Yama (Patch) | 29.4 x 38 x 0.1 |
| Besleme (Feed Line) | 30 x 03 x 0.1 |
| Açıklık (Slit) | 6 x 14 x 0.1 |
| İçe girinti (Cut) | 9.5 x 05 x 0.1 |

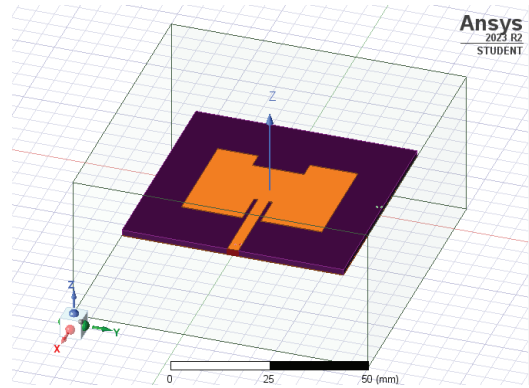


Şekil 8: İçe girintili MY anten tasarımının S11 grafiği.

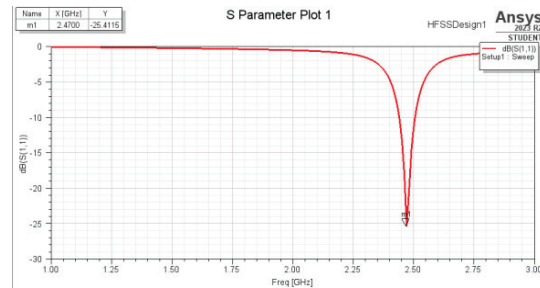
Şekil 8'de gözlemlenen -19.52 dB geri dönüş kaybı değeri, anten tasarımının beklenen başarıya çok yaklaştığını göstermektedir. Frekans ve kazanç değerleri, istenilen hedeflere oldukça yakın bir durumdadır. Ancak, hedeflere ulaşmak adına daha önceki tasarım denemelerinde etkili olan yöntemlerin de dahil edilmesi, antenin potansiyelini daha da artırabilir. Bu sayede, güçlü ve verimli bir anten tasarımı ortaya çıkarmak için yapılan bu çaba, başarıya ulaşma yolunda önemli adımlar atmıştır.

5. Nihai Tasarım

İçe girintili anten tasarımında yama yüzeyinde açıklık oluşturarak geri dönüş kaybının -20 dB altına düşmesi istenmektedir. Bu nedenle daha önceden uygulamış olduğumuz yamada 6 x 14 dikdörtgen oluşturarak subtract komutu ile yamadan çıkarılmıştır. Tasarımın yeni görüntüsü Şekil 9'da görülmektedir.



Şekil 9: İçe girintili mikroşerit yama anten de açıklık oluşturulması.

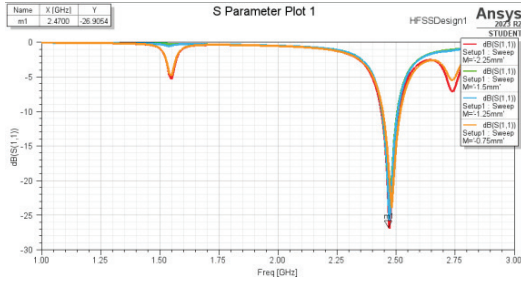


Şekil 10: Açıklık oluşturulmuş içe girintili mikroşerit yama antenin S11 grafiği.

Tablo 1'de belirtilen parametreler kullanılarak gerçekleştirilen tasarımda, içe girintili mikroşerit yama anteni oluşturulmuş ve Şekil 10'da yapının S11 grafiği detaylı bir şekilde incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, frekans değeri başarılı bir şekilde 2.47 GHz olarak belirlenmiş, bu da tasarlanan antenin istenilen frekansta çalıştığını göstermektedir. Ayrıca, geri dönüş kaybı değeri -25.41 dB olarak ölçülmüş ve bu verim, tasarımın beklentilere uygun bir performans sergilediğini göstermektedir.

5.1. Nihai Tasarıma Optimizasyon Denemesi

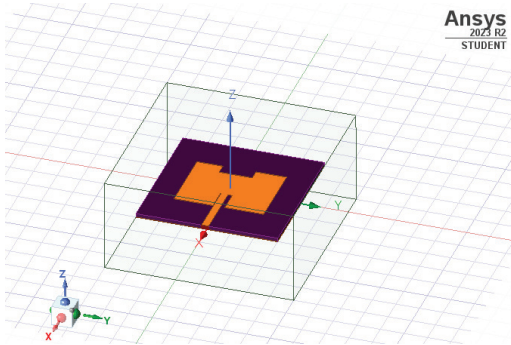
Nihai tasarımı yapılan mikroşerit yama antenin istenilen sonuca ulaştığı görülmüştür. Fakat çeşitli optimizasyon yöntemleriyle daha verimli hale getirilebileceği bilinmektedir. Dolayısıyla Şekil 11'de görüldüğü üzere besleme hattı konumunun HFSS programı aracılığıyla optimizasyon analizi kullanılarak verimi incelenmek istenmiştir.



Şekil 11: Besleme hattı konumu optimizasyon geri dönüş kaybı grafiği.

Tasarımda besleme hattının y eksenı konumu -1.5 mm de çizilmiştir. Bu konum değeri -2.25 mm ve -0.75 mm aralıklarında analiz edilmiştir. Analizin geri dönüş kaybı grafiğine bakıldığında kırmızı renkte olan -2.25 mm konumunda 2.47 GHz frekansında -26.90 dB değer verdiği gözlemlenmiştir. Yani geri dönüş kaybı daha iyi sonuç göstermiştir.

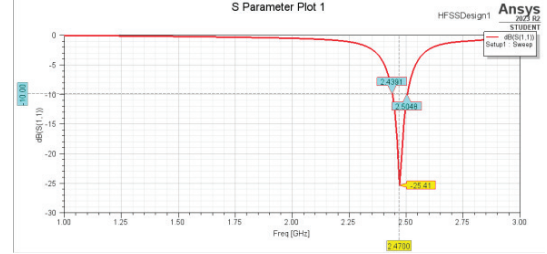
Konumun değiştirilmesiyle Şekil 12'de görüldüğü üzere yama ile besleme hattının içe girinti kısmının mesafesi azalmıştır. Bu durumun antenin üretimini zorlaştıracığı düşünüldüğü için verim de her ne kadar iyi bir sonuca ulaşılmış olsa da bu konum değeri kullanılmayacaktır.



Şekil 12: Antenin besleme hattı konumunun -2.25 mm getirilmiş tasarımı.

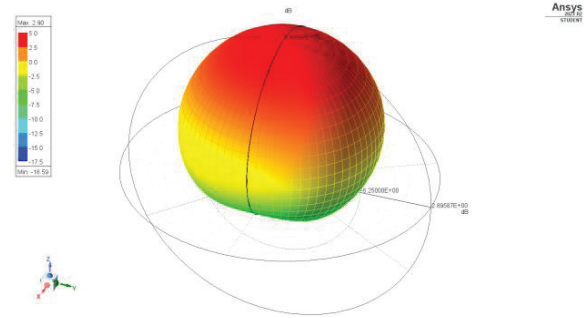
6. Sonuç ve Analiz

Şekil 11'deki geri dönüş kaybı grafiğinde 1.50 GHz ve 2.50 GHz frekanslarında geri dönüş kaybı gözlemlenmiştir. Bu durum, anten performansında belirgin bir zayıflama anlamına gelmektedir. Bu nedenle, en son anten tasarımı olarak Şekil 12'teki tasarım daha uygun görülmüştür.

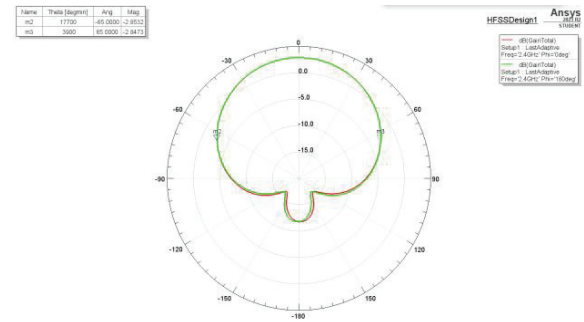


Şekil 13: Nihai anten tasarımının S11 grafiği.

2.47 GHz'de -25.41 dB geri dönüş kaybı veren anten için Şekil 13 incelendiğinde -10 dB de alt ve üst frekanslar belirlenmiştir. Bu frekanslar 2.5048 GHz ve 2.4391 GHz dir. Bant genişliği hesap edildiğinde 65.7 MHz çıkmıştır. Yüzdelerik bant genişliği ise % 2.66 olarak bulunur [11].



Şekil 14: Anten ışınma örüntüsü



Şekil 15: Anten hüzme genişliği

Tablo 2: Benzer çalışmaların karşılaştırılması

| ÖNCEKİ ÇALIŞMALARLA KARŞILAŞTIRMA | ALTTAŞ (mm) | KAZANÇ (dB) |
|-----------------------------------|-------------|-------------|
| [12] | 120 x 120 | 1.00 |
| [13] | 83 x 50 | 1.30 |
| [14] | 140 x 90 | 1.68 |
| [15] | 100 x 100 | 2.92 |
| Önerilen Anten | 60 x 60 | 2.90 |

Şekil 13'te görüldüğü üzere simülasyondaki verilerden çizdirilmiş grafik 2.47 GHz de -25.41 dB sonuç vermiştir. Şekil 14'te görüleceği üzere önerilen antenin kazancı 2.90 dB olarak tespit edilmiştir. Şekil 17'de hüzme genişliği yaklaşık olarak 130° olarak gözlemlenmiştir. Bu sonuçlara göre geri dönüş kaybı iyi bir anten tasarlanmıştır. Tablo 2'de önceki çalışmalarla karşılaştırılmasında önerilen antenin kazanç bakımından iyi olduğu gözlemlenmiştir.

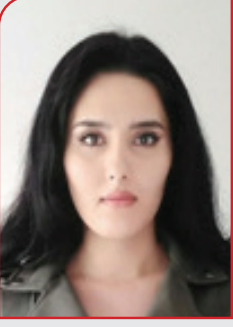
7. Kaynaklar

- [1] R. E. Munson. Single slot cavity antennas assembly, U.S. Patent No.3713162, 1973.
- [2] B. Güngör, M. Tekbaş ve A. Kayabaşı. 2,4 GHz frekansında çalışan farklı boyut ve besleme yöntemi dikdörtgen mikroşerit anten tasarımları ve gerçekleştirilmesi, Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Dergisi, cilt 1, sayı 1, ss. 50-58, 2019.
- [3] G. S. Gürsoy ve S. E. B. Keskin. Bant çentik karakteristiği gösteren ultra geniş bant mikroşerit anten tasarımları üzerine bir inceleme. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, cilt 24, ss. 314-320, 2021.
- [4] S. E. B. Keskin. 2,4 GHz geniş bant mikroşerit anten tasarımı. Kırklareli Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi, cilt 5, sayı 1, ss. 1-14, 2019.
- [5] S. Erdemir ve A. E. Yılmaz. L1 frekansında çalışan e-şekilli mikroşerit GPS anteni tasarımı. Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi, cilt 19, sayı 1, ss. 15-26, 2014.
- [6] A. R. Çelik, M. B. Kurt ve S. Helhel. 2.4 GHz'de yüksek kazançlı mikroşerit yama anten tasarım ve gerçekleştirimi, DÜMF Mühendislik Dergisi, cilt 9, sayı 1, ss. 1-12, 2018.
- [7] H. Şimşek, O. Erdoğan ve C. D. Erbaş. Parazitik elemanlar kullanılarak bant filtreleyici düzlemsel anten tasarımı, EMO Bilimsel Dergi, cilt 1, sayı 1, ss. 50-58, 2019.
- [8] C. Chunling. A single-layer single-patch dual-polarized high-gain cross-shaped microstrip patch antenna, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22(10), pp. 2417-2421, 2019.
- [9] C. A. Balanis. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. New York, NY, USA, Wiley, 1997.
- [10] HFSS. HFSS Software for Next-Generation Design, Ansoft Corporation, Pittsburgh, USA, 2023.
- [11] C. Şeker. UMTS ve WiMAX uygulamaları için e şekilli kompakt mikroşerit anten tasarımı ve

gerçekleştirilmesi (Yüksek Lisans Tezi). Ulusal Tez Merkezi, 2016.

- [12] P. Aflaki, G. Xiao, A. Taeb, T. Ye, C. Py. Printed single-feed circularly polarized UHF reader antenna for RFID applications. In 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, California, USA, (2017).
- [13] T. Firmansyah, F. Kurniawan and Y. R. Denny. Multiband microstrip antenna array with slot and array method for GSM, WCDMA, and LTE. In 2017 International Conference on Broadband Communication, Wireless Sensors and Powering (BCWSP), Jakarta, Indonesia, (2017).
- [14] G. Adriandi, D. Wijoyono, K. D. Pradnyana, K. Devara and F. Y. Zulkifli. Microstrip octagonal patch wideband antenna for mobile communication application. In TENCON 2017-2017 IEEE Region 10 Conference, Penang, Malaysia, (2017).
- [15] M. Benzaghta, B. Er, G. Bilgin, E. Aydın ve A. Kara. A Miniaturized Multi-layer Microstrip Antenna for Linear Wireless Sensor Network Monitoring Systems. Gazi University Journal of Science, vol. 35(3), pp. 875-884, 2022.

Özgeçmişler



Meryem AKKAŞ, Karabük Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2024 yılında mezun olmuştur. Lisans eğitimi süresince, özellikle bitirme projesi kapsamında anten ve filtre tasarımları üzerine çalışmalar yapmıştır. Bu projelerde, mikroşerit yama anten tasarımı ve filtre uygulamaları üzerinde yoğunlaşarak, elektromanyetik simülasyon yazılımları ile teorik ve pratik bilgi birikimini geliştirmiştir. Bu alandaki çalışmalarıyla yenilikçi ve uygulamalı çözümler üretmeye yönelik araştırmalarına devam etmektedir.




Dr. Selçuk Alparslan AVCI, 1984 yılında Karabük'te doğdu. Lisans derecesini 2007 yılında Kırıkkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden aldı. Yüksek lisans ve doktora derecelerini Gazi Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden sırası ile 2014 ve 2021 yıllarında almıştır. 2022 yılından beri Karabük Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde görev yapmaktadır. Araştırma alanları elektromanyetik alanlar, plazma ortamlar, sayısal yöntemler, anten tasarımı ve yenilenebilir enerji konularıdır.


Yükselten Tip DA/DA Dönüştürücü Kontrolünün Farklı Kontrol Yöntemleriyle Batarya Kaynağı için İncelenmesi

Investigation of Boost Converter Control for Battery Source with Different Control Methods

Bengisu KABA^{1,*}, Mustafa Ergin ŞAHİN², Murat TÖREN³

 ORCID: 0009-0001-5866-8551

 ORCID: 0000-0002-5121-6173

 ORCID: 0000-0002-7012-7088

^{1,2,3}Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Rize, Türkiye

*bengisu_kaba23@erdogan.edu.tr

Öz

Bu çalışmada bataryadan beslenen bir yükselten dönüştürücü Darbe genişlik modülasyonu (DGM), Kayan kip kontrol (SMC) ve Oransal-İntegral (PI) kontrolcü ile kontrol edilmiştir. Bu sayede kontrolcülerin karşılaştırması yapılmıştır. Kullanılan yükselten dönüştürücünün giriş gerilimi bir batarya üzerinden alınmış ve belirli yük değeri üzerinde bataryanın enerjisinin harcanması sağlanmıştır. Dönüştürücüden, bataryanın %100 şarj durumunda 12 V giriş gerilimini 36 V çıkış gerilimine yükseltmesi beklenmiş ve farklı şarj durumlarında kontrolcülerin davranışları gözlemlenerek elde edilen çıkış gerilimleri incelenmiştir. Bu işlemler PWM, PI ve SMC kontrol yöntemleri ile yapılarak bu kontrolcülerin karşılaştırılması yapılmıştır. Ve bir lityum-iyon batarya kaynak olarak kullanılarak bu durumun kontrolcüler üzerindeki etkisinin belirlenmesi amaçlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Yükselten dönüştürücü, Batarya, Darbe genişlik modülasyonu, Kayan kip kontrol, Oransal-İntegral kontrol

Abstract

In this study, a boost converter powered by a battery was controlled using Pulse width modulation (PWM), Sliding mode control (SMC) and Proportional-Integral (PI) controller. This allowed for a comparison of the controllers. The input voltage of the boost converter used was taken from a battery, and the energy of the battery was ensured to be consumed above a certain load value. The converter was expected to increase the 12 V input voltage to 36 V output voltage in the 100% charged state of the battery, and the resulting output voltages were examined by observing the behaviour of the controllers in different charge states. These operations were performed by PWM, PI and SMC control methods, and a comparison of these controllers was made. And by using a lithium-ion battery as a source, it was aimed to determine the effect of this situation on the controllers.

Keywords: Boost converter, Battery, Pulse width modulation, Sliding mode control, Proportional-Integral control

1. Giriş

DA/DA yükselten dönüştürücüler endüstriyel alanda, yenilenebilir enerji sektöründe özellikle güneş enerjisinde oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Lineer olmayan bu güç elektroniği devrelerinden elde edilen çıkış geriliminin kararlı ve sürekli olması için uygun kontrol devreleriyle kontrol edilmesi oldukça önem arz etmektedir [1, 2]. Bu sebeple çeşitli kontrol algoritmalarının yükselten dönüştürücü devresiyle kullanılarak analizleri gerçekleştirilmiştir. Kullanıldıkları sistemde istenen verilerin elde edilmesi sağlanmaya çalışılmıştır. Örneğin bir çalışmada güneş enerji sistemlerinde kullanılmak üzere klasik değiştir ve gözle (P&O) algoritmasına karşılık geliştirilen artan iletkenlik algoritması ile maksimum güç noktası takibi (MPPT) yöntemiyle kontrol edilen yükselten dönüştürücü devresi tasarımı yapılmıştır. Benzetim çalışmasının sonucunda %96 verim elde edilmiştir [3]. Bu çalışmada da lineer olmayan bir kaynak olan bataryadan beslenen yükselten dönüştürücü devresi üç ayrı kontrolcü ile kontrol edilmiştir. Bu sayede kontrolcüler arasında karşılaştırma yapılmıştır.

Uygun kontrolcünün seçilmesi için kontrolcüler arasında karşılaştırmalar yapılabilir. Bu amaçla SMC ve PI kontrolcüler iki çalışmada karşılaştırılmıştır. İki çalışmada da kontrolcünün tepki hızının daha yüksek olması ve ani güçlerde daha küçük dalgalanmaların oluşması nedeniyle SMC'nin PI kontrolcüsüne göre daha avantajlı olduğu sonucuna varılmıştır [4, 5]. Bu çalışmada ise SMC ve PI kontrolcülerine ek olarak DGM kontrolü de karşılaştırmaya dâhil edilmiştir.

Kontrolcülerin beraber kullanılmasıyla elde edilen birleşik kontrol yöntemleriyle de dönüştürücüler kontrol edilebilmektedir. Bulanık-PID ve PI-SMC kontrol yöntemleri kullanılarak yükselten dönüştürücü kontrolü yapılan bir çalışma sonucunda PI-SMC yönteminin daha hızlı tepki verdiği belirlenmiştir. Bunun sonucunda düşük gerilim sapsması sağladığı sonucuna ulaşılmıştır [6]. Yükselten dönüştürücünün PID ile kontrolünün yapılması için en uygun yöntemin PI-PD yöntemi olduğunu savunan bir çalışmada kararlılık bölge tespiti yapılmıştır. Çalışmada gerekli grafikler elde edilerek bu yöntemin yükselten dönüştürücü için güvenli olduğu sonucuna varılmıştır [7]. Model Referans Adaptif Kontrolcü ile PI kontrolcünün beraber kullanılmasının önerildiği bir çalışmada ise sürekli iletim modunda lineer olmayan elemanların kontrol sürecinin olumsuz etkilenmesi adaptif kontrol ile birleştirilen sistemle çözüme kavuşturulmuştur [8]. Bir çalışmada PI kontrolcüyü destekleyen açık çevrim kontrol kuralı tabanlı yeni bir kontrol sistemi klasik PI kontrolcü ile kıyaslanmıştır. Çalışmada kontrolcüler yükselten dönüştürücü devresini kontrol etmiştir. Çalışma sonucunda geliştirilen açık çevrim

kontrol kuralı eklenmiş olan PI kontrolcünün klasik PI kontrolcüye göre dönüştürücünün çalışmasını daha da iyileştirdiği gözlemlenmiştir [9].

DGM tekniğinin kullanıldığı bir çalışmada girişteki küçük-büyük adım değişikliklerine geçici yanıt geriliminin farklı değerlerinde incelemeler yapılmıştır. Çalışmada yük değeri değiştirilmiş ve sinyal genişliğini ayarlamaya yarayan doluluk oranı değeri $D=0,4$ alınmıştır. Çalışmada ideal ve ideal olmayan durumlardaki kararlı durum davranışları arasındaki farkın giriş geriliminin dikkate alınan her iki değeri için de neredeyse aynı kaldığı gözlemlenmiştir [10]. Başka bir çalışmada ise DA-DA dönüştürücüde yüksek yükselten dönüşüm oranını elde etmek için ikili DGM kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen sistemde kullanılan DGM dalga şekillerinin farklı frekanslara sahip olması sayesinde bobin akımının davranışında ikinci dereceden bir gerilim kazancı elde edilmektedir. Önerilen sistemin benzetim çalışması yapılmış ve 0,48 V giriş gerilimine karşılık 5 W çıkış gücü ve 12 V çıkış gerilimi elde edilmiştir. Önerilen yöntem yüksek yükselten dönüşüm oranını sağlamaktadır [11]. Bu çalışmada yükselten dönüştürücülerde sıklıkla kullanılan DGM, SMC ve PI kontrol yöntemleriyle karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda devre bir batarya yardımıyla beslenerek kontrolcülerin lineer olmayan bir elemanla beslenen devredeki performansları incelenmiştir.

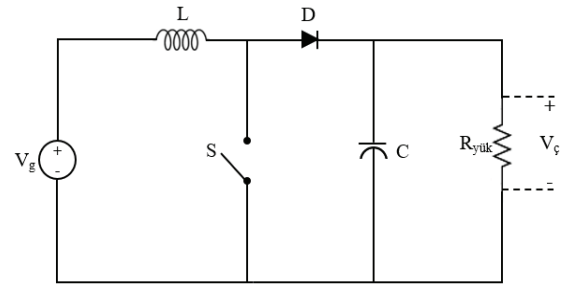
Bataryalar, elektrik enerjisini depolamak ve cihazların çalışması için gereken gücü sağlamak için kullanılan elektrokimyasal cihazlardır. Bataryalar, kimyasal reaksiyonlar aracılığıyla enerjiyi depolayıp serbest bırakarak elektrik üretirler. Bataryanın şarj durum oranı (SoC) bataryanın yüzde (%) olarak doluluk oranını ifade eder. Bataryanın SoC değeri, gerçek zamanlı durumunu yansıtmaktadır ve bu durum bataryanın tepkisini belirler. Bu tepki lineer değildir çünkü bataryanın iç kimyasal yapısı, SoC değerindeki her değişikliğe farklı tepkiler verir. Bataryalar, genellikle lityum-iyon, kurşun-asit, nikel-kadmiyum gibi kimyasal bileşenlerden oluşur. Bu kimyasal bileşenler, bataryanın şarj edilip boşaltılması sırasında farklı kimyasal tepkimelere girerler. Bu tepkimelerin doğası, bataryanın SoC' unu etkiler. Ancak, bu tepkimeler her zaman lineer değildir. Yani bataryanın SoC' undaki herhangi bir artış veya azalma sonucunda oluşacak enerji çıkışında doğrusal bir değişiklik olacağı anlamına gelmez. Bataryanın iç direnci, SoC değerinin düşmesiyle artabilir ve bu da gerilim düşüşüne neden olabilir. Benzer şekilde, SoC değerinin artması, bataryanın iç direncinde azalma ve gerilimde bir artışla sonuçlanabilir, ancak bu da lineer bir ilişki değildir. Sonuç olarak, bataryalar lineer olmayan sistemlerdir ve SoC değerlerindeki değişikliklere farklı tepkiler verirler. Bu nedenle, farklı SoC değerlerine sahip bataryalar, farklı sistemlerde farklı şekilde davranabilmektedirler [12, 13]. Bu çalışma kapsamında yükselten dönüştürücü bir lityum-iyon bataryadan beslenmiştir. Bataryanın şarj durumu %100, %50 ve %25 olarak değiştirilerek devrenin ve kullanılan kontrolcülerin bu şarj durumlarında tepkileri incelenmiştir.

Bu çalışmada belirtilen kontrol yöntemleri (PI, SMC, DGM) bataryadan beslenen bir yükselten dönüştürücü üzerinde kullanarak elde edilen sonuçların karşılaştırmasını içermektedir. Gereken devreler MATLAB/Simulink ile oluşturulmuştur. Grafikler elde edilmiş olup çıktıların karşılaştırılmasıyla belirtilen bu üç kontrol yönteminin batarya üzerinden beslenen bir yükselten dönüştürücü üzerinde gösterdikleri tepkinin incelenmesi amaçlanmaktadır. Çalışma sayesinde lineer olmayan bir kaynaktan beslenen dönüştürücünün sistemde etkisi değerlendirilmiştir. Aynı zamanda kullanılan PI, SMC ve DGM kontrol yöntemlerinin de

sistem üzerinde oluşturduğu avantaj ve dezavantajları belirlenmiştir. Bu sayede çalışmada, lineer olmayan bir kaynaktan beslenecek sistemlerin ihtiyacına göre hangi kontrol yönteminin tercih edilmesinin daha uygun olacağı belirlenmektedir.

2. DA/DA Yükselten Dönüştürücü

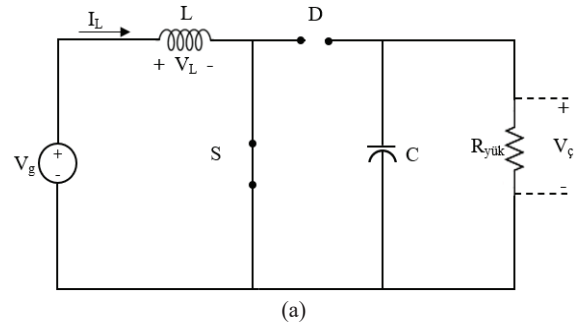
Yükselten dönüştürücü, giriş gerilimine eşit ya da daha büyük bir çıkış gerilimi üretir. Yükselten dönüştürücünün çalışma prensibi aşağıda açıklanmıştır. Şekil 1' de yükselten dönüştürücünün devre şeması verilmiştir. Çeşitli kontrol yöntemleriyle devrede anahtar görevi gören elemana (S) genelde analog sinyal tercih edilse de dijital sinyal de gönderilebilmektedir. Gönderilen bu sinyal sayesinde anahtarın açma/kapama işlemi gerçekleştirilir. Bu sinyal yüksek (1) ve düşük (0) durum arasında geçiş yaparak anahtarın açık veya kapalı kalma süresini kontrol eder.



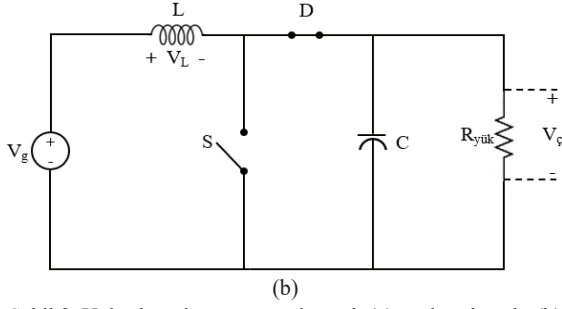
Şekil 1. Yükselten dönüştürücü devresi

2.1. Yükselten Dönüştürücünün Çalışma Prensibi

Şekil 2.(a)' da anahtar kapalı konumdayken dönüştürücü devresi verilmiştir. Bu durumda giriş gerilimi ve bobin tarafında kapalı bir çevrim oluşur. Bu sırada diyottan akım akmayacağından çıkış izole edilmiş olur. Bu sayede giriş gerilimi bobini besler. Anahtar açıldığında ise Şekil 2.(b)' de gösterilen devre meydana gelmektedir. Bu durumda çıkışa hem girişten hem de bobinden akım akar. Başka bir deyişle daha önceden beslenmiş olan bobin de anahtar açıldığında kaynak görevi görür. Bu sayede çıkış gerilimi yükseltilmiş olur. Çıkış geriliminin sabit tutulması ise devrede çıkışa paralel bağlanmış kondansatör ile sağlanır [14, 15].



(a)



Şekil 2. Yükselten dönüştürücü devresi; (a) anahtar kapalı, (b) anahtar açık durumu

Genel olarak bu durumların bağıntıları aşağıdaki gibidir:
 Anahtar kapalı;

$$V_L = V_g = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} \quad (1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} \quad (2)$$

$$(\Delta i_L)_{kapalı} = \frac{V_g DT}{L} \quad (3)$$

Anahtar açık;

$$V_L = V_g - V_c = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V_c}{L} \quad (4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V_c}{L} \quad (5)$$

$$(\Delta i_L)_{açık} = \frac{(V_g - V_c)(1-D)T}{L} \quad (6)$$

Burada V_g ; giriş gerilimini, V_L ; bobin gerilimini, V_c ise çıkış gerilimini ifade etmektedir. i_L ise bobin üzerinden akan akımdır.

Diyot geriliminin hesaplanması için aşağıdaki işlemler gerçekleştirilir:

$$(\Delta i_L)_{açık} + (\Delta i_L)_{kapalı} = 0 \quad (7)$$

$$\frac{V_g DT}{L} + \frac{(V_g - V_c)(1-D)T}{L} = 0 \Rightarrow V_c = \frac{V_g}{1-D} \quad (8)$$

Bobinin doyuma gitmemesi için sürekli halde bobindeki enerji değişiminin sıfır olması gerekmektedir [16]. Bu nedenle Denklem 7' de gösterilen bağıntı oluşturulmaktadır.

2.2. Yükselten Dönüştürücünün Durum Uzay Denklemi

Yükselten dönüştürücüde Şekil 1'de de görüldüğü üzere enerji depolayan iki eleman vardır. Bunlar bobin (L) ve kondansatördür (C). Bu nedenle de iki adet durum değişkeni ($x_1(t)$, $x_2(t)$) atanır.

$$x_1(t) = i_L(t) \quad (9)$$

$$x_2(t) = V_C(t) \quad (10)$$

Denklem 9' da birinci durum değişkenine bobin üzerinden akan akımın, Denklem 10' da ise ikinci durum değişkenine kondansatör üzerindeki gerilimin (V_C) atandığı görülmektedir. Anahtarın açık ya da kapalı olmasına göre iki ayrı tanımlama

yapılmaktadır. Buna göre iki durum için de ayrı ayrı bağıntılar oluşturulup düzenlenmektedir. Bağıntılar oluşturulurken bobinin iç direnci (r_L) de hesaba katılmaktadır. Bu direnç bobindeki tellerin direncidir. Elde edilen bağıntılar Denklem 11' de gösterilen formda düzenlenerek durum uzay denklemleri Denklem 12 ve 13' de gösterildiği gibi elde edilmektedir.

$$\dot{x}_n(t) = A_n x(t) + B_n u(t) \quad (11)$$

Denklem 11' de gösterilen $x(t)$ atanan durum değişkenlerini ifade ederken $u(t)$ denetimli giriş işaretini ifade etmektedir.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{(1-D)V_c}{L} - \frac{i_L(t)r_L}{L} + \frac{V_g}{L} \quad (12)$$

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = -\frac{V_c}{RC} + \frac{(1-D)i_L(t)}{C} \quad (13)$$

Elde edilen denklemlerin matris formuna dönüştürülmesiyle durum uzay matrisi Denklem 14' de gösterildiği gibi oluşturulmaktadır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L/L & (D-1)/L \\ (1-D)/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (14)$$

2.3. Yükselten Dönüştürücünün Küçük İşaret Analizi

Önceden elde edilmiş olan denklemler küçük işaret analizinin genel formunda ($x = X + \hat{x}$) düzenlendiğinde Denklem 15' de gösterilen bağıntı elde edilmektedir. Burada \hat{x} ifadesi değişkendeki değişimi ifade etmektedir. Aynı zamanda yükselten dönüştürücüde elde edilen çıkış gerilimi kondansatör iç direnci ihmal edilmesi durumunda kondansatör gerilimine eşittir. Bu nedenle denklemlerdeki V_C değeri hem çıkış gerilimini hem de kondansatör gerilimini ifade etmektedir.

$$L \left(\frac{d(i_L + \hat{i}_L)}{dt} \right) = (D + \hat{d}) \left((V_g + \hat{v}_g) - r_L(i_L + \hat{i}_L) \right) + \left((1 - (D + \hat{d})) (V_g + \hat{v}_g) - r_L(i_L + \hat{i}_L) - (V_C + \hat{v}_C) \right) \quad (15)$$

Türevsel terimler sürekli durumda sıfır olmaktadır. Bu nedenle sabit terimlerin türevli ifadeleri denklemden çıkarılıp sadeleştirildiğinde Ortalama küçük işaret Denklem 16' da gösterildiği gibi elde edilmektedir.

$$L \left(\frac{d\hat{i}_L}{dt} \right) = \hat{v}_C - \hat{i}_L r_L + \hat{d} v_C - (1-D)\hat{v}_C \quad (16)$$

Denklem DA için düzenlendiğinde ortalama DA küçük işaret analiz bağıntısı Denklem 17' de olduğu gibi elde edilmektedir.

$$0 = V_g - I_L r_L - (1-D)V_C \quad (17)$$

Denklem 12 ve 13, Denklem 17' ye göre tekrar düzenlendiğinde elde edilen yeni durumlar Denklem 18 ve 19'daki gibidir.

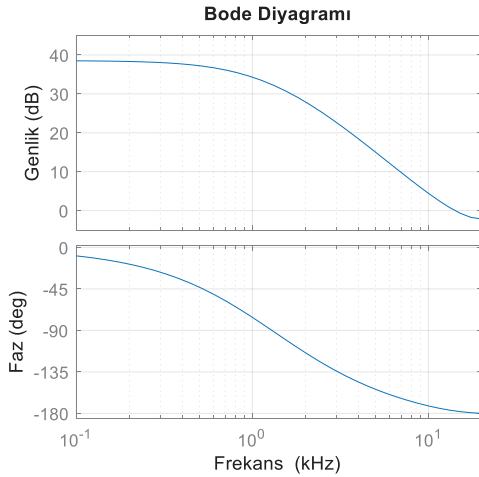
$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = (1-D)\hat{i}_L - \frac{\hat{v}_C}{R} - \hat{d} I_L \quad (18)$$

$$0 = -\frac{V_C}{R} - (1 - D)I_L \quad (19)$$

Elde edilen denklemlerin Laplace dönüşümleri alınıp düzenlendiğinde yükselten dönüştürücünün küçük işaret modelinin transfer fonksiyonu Denklem 20’ deki gibi elde edilmektedir.

$$T_p(s) = \frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(1-D)V_C + LI_Ls + I_Lr_L}{LCs^2 + Cr_Ls + (1-D)^2} \quad (20)$$

Tablo 3’ de gösterilmiş olan çalışmada kullanılacak yükselten dönüştürücü değerlerine göre ve bobin iç direnci (r_L) $l \ \Omega$ alınarak elde edilen Bode diyagramı Şekil 3’ de gösterilmiştir. Bu diyagram incelendiğinde faz cevabının -180° in altına inmemesi sistemdeki geri beslemenin istenilen şekilde çalıştığını ve istenmeyen osilasyonların önüne geçebildiğini ya da sınırlayabildiğini gösterir. Bu sayede sistemin genel olarak kararlı olduğu söylenebilmektedir. Sistemin genlik marjı benzetim çalışmasında sonsuz kabul edilebilmektedir. Bu durum sistemin gerçek hayattaki performansının da yüksek kararlılıkta olacağını göstermektedir. Sistemin faz marjı ise $48,75$ derecedir. Faz marjı değeri, sistemin dış etkenlere karşı oldukça dayanıklı olduğunu göstermektedir. Bu sayede sistem, beklenmeyen durumlar karşısında da kararlı yapısını koruyabilir



Şekil 3. Yükselten dönüştürücünün bode diyagramı

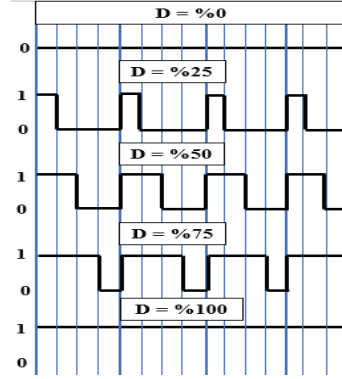
3. Kullanılan Yöntemler

Bu bölümde yükselten dönüştürücüyü kontrol etmek için kullanılan kontrol algoritmaları incelenmiştir. Bu yöntemler sırasıyla; Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM), Oransal-İntegral (PI) kontrol ve Kayan Kip (SMC) algoritmalarıdır.

3.1. Darbe Genişlik Modülasyonu Algoritması

DGM, sinyal işleme alanında yaygın olarak kullanılan bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem, genellikle analog sinyalleri dijital sinyallere çevirmek ve enerji verimliliğini artırmak için kullanılır. DGM, bir sinyalin darbe genişliğini değiştirerek belirli bir ortalama değeri elde etmeye odaklanır. DGM'nin temel ilkesi, bir darbe sinyalinin genişliğini kontrol ederek ortalama değeri değiştirmektir. Genellikle bu darbe sinyali, belirli bir frekansta tekrarlanan bir döngüyü temsil eder. Darbe genişliği değişikçe, ortalama değer değişir, bu da kontrol edilen bir sistemde istenen çıkışı sağlar [17].

Şekil 4’ de doluluk oranı değişimine göre değişen DGM çıkış sinyalleri gösterilmektedir. Doluluk oranı D ile ifade edilir ve sinyalin açık konumda olduğu sürenin bir periyoda oranı şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 4. Doluluk oranına göre DGM çıkış sinyali

DGM kontrolcünde D değeri sinyalin bir periyotta ne kadar süre boyunca yüksek veya düşük seviyede kalacağını belirlemektedir. Bu sayede D değerinin değiştirilmesiyle sinyalin genişliği ayarlanabilir. D değeri arttıkça, sinyalin yüksek seviyede kalma süresi artar ve dolayısıyla darbe genişliği artar.

3.2. Oransal-İntegral Kontrol Tekniği

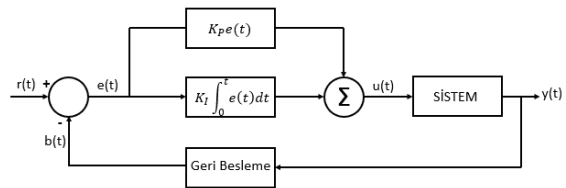
PI kontrol tekniği sıklıkla tercih edilen bir kontrol yöntemidir. P ve I olarak ayrı incelenildiği gibi beraber de kullanılabilir. PI kontrol tekniği, bu iki bileşenin beraber kullanılmasıyla özellikle istikrarlı bir kontrol sağlar. Oransal kontrol anlık tepki sağlarken, integral kontrol sürekli olarak hatayı düzeltir ve sürecin istenilen değere daha hızlı ulaşmasını sağlar [18, 19].

Dönüştürücünün sürekli moda çalışması için kullanılan PID tarafından üretilen kontrol sinyali Denklem 21’ de verilmiştir.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (21)$$

Burada e geri beslemeden alınan değer ile referans değerinin karşılaştırılması ile elde edilen hatayı göstermektedir. K_P , K_I ve K_D ise sırasıyla oransal, integral ve türev katsayılarını ifade etmektedir.

Şekil 5’ de bir PI kontrolcünün blok şeması verilmiştir. Bu şemada sisteme girdi olarak verilen PI kontrolcünden alınan sinyal karşılığında elde edilen sistem çıktısının da PI kontrolcüye geri besleme yöntemiyle verilmesi gerekmektedir. Kontrolcü aldığı geri besleme sinyali ve başlangıçta girdi olarak verilen referans değerinin karşılaştırmasını yaparak yeni durum için yeni bir sinyal üretir.



Şekil 5. PI kontrol blok şeması

3.2.1. Kontrol parametrelerinin hesaplanması

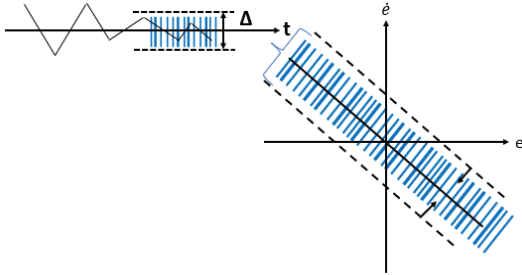
Kontrolcü parametrelerinin belirlenmesi için açık ve kapalı çevrim Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, Wang – Juang – Chan gibi pek çok çeşitli yöntem mevcuttur. Bu çalışma kapsamında Şekil 4’ de verilen geri beslemeli kontrol sisteminin basamak girişi ve sürekli salınımının test edilmesine dayanan kapalı çevrim Ziegler-Nichols yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde öncelikle devrenin sadece oransal katsayı ile çalışması sağlanır. K_P katsayısı sistem çıkışından sürekli ve kararlı salınım elde edilinceye kadar artırılır. Ardından sonuç alınan K_P değeri K_u ve P_u cinsinden tespit edilir. Burada K_u en düşük oransal kazancı P_u ise sistem periyodunu ifade eder. Ardından Tablo 1’ de verilen PI kontrol için parametre ayarlama kuralla ile kontrolcü parametreleri belirlenir [20].

Tablo 1: PI için Ziegler-Nichols parametre ayarlama kuralları

| Parametreler | K_P | K_i | K_D |
|--------------|-----------|-----------|-------|
| Kurallar | $K_u/2.2$ | $P_u/1.2$ | 0 |

3.3. Kayan Kip Kontrol Algoritması

SMC, sürekli değişen koşullar altında sistem istikrarını sağlamak ve takip performansını artırmak için tasarlanmış güçlü bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem, özellikle belirsizlikler ve dış etkilerin olduğu karmaşık sistemlerde etkili bir şekilde kullanılmaktadır. SMC’ nin temel ilkesi, bir kayma yüzeyi oluşturarak sistem davranışını yönetmektir [21]. Kayma yüzeyi, istenmeyen durumları tespit etmek ve bu durumları düzeltmek için bir kontrol sinyali üretmeye yarar. Sistem, bu kayma yüzeyi üzerinde hareket ederken istenilen duruma doğru yönlendirilir [22, 23]. Şekil 6’ da kayan kip kontrolü için kayma yüzeyi gösterilmiştir. Taralı alan olarak gösterilen kayma yüzeyi sistemin sınır değerleri içinde kalan alana denmektedir.



Şekil 6. Kayan kip kontrolce kayma yüzeyi gösterimi

3.3.1. Kontrol parametrelerinin hesaplanması

Anahtarlama fonksiyonuna sahip genel bir SMC kontrol yapısı Denklem 22’ de gösterilmiştir.

$$u = \begin{cases} 1, S > 0 \\ 0, S < 0 \end{cases} \quad (22)$$

Burada S anlık durum değişkeninin izleyeceği yoldur ve Denklem 23’ deki gibi gösterilebilir.

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 \quad (23)$$

Az sönümlü yanıt dönüştürücüler durumunda ($0 \leq \zeta < 1$) istenen yerleşme süresi $T_s = 5\tau$ (%1 kriter), burada τ doğal zaman sabiti ve ζ sönümlenme katsayısıdır. Doğal zaman sabiti ve sönümlenme oranı Denklem 24 ve 25’ de verilen bağıntılar

yardımıyla ayarlanabilir. Sönümlenme oranı Denklem 26’ da verilen bağıntıyla da hesaplanabilir [24].

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{10}{T_s} \quad (24)$$

$$\frac{a_3}{a_2} = \frac{25}{\zeta^2 * T_s^2} \quad (25)$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{\left[\ln\left(\frac{M_p}{100}\right)\right]^2}}{\sqrt{\pi^2 + \left[\ln\left(\frac{M_p}{100}\right)\right]^2}} \quad (26)$$

Burada M_p tepe aşımının yüzdesini ifade etmektedir.

Yerleşme süresi ve sönüm türü ayarlandıktan sonra Denklem 27 ve 28’ de verilen bağıntılar kullanılarak K_{p1} ve K_{p2} hesaplanır [24].

$$K_{p1} = \beta L \left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{r_{LC}} \right) \quad (27)$$

$$K_{p2} = LC \left(\frac{a_3}{a_2} \right) \quad (28)$$

Burada β belirlenen referans değerinin istenen çıkış değerine oranı olup Denklem 29’ daki gibi gösterilebilir.

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_{çıkış}} \quad (29)$$

Bu işlemler gerçekleştirilirken a_1/a_2 oranının $1/(r_{LC})$ oranından oldukça büyük olmasına dikkat edilmelidir [23].

3.4. Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Tablo 2’ de PI, SMC ve DGM kontrolcülerinin genel bir karşılaştırılması yapılmıştır.

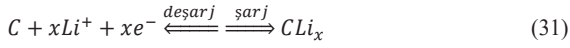
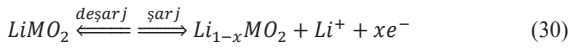
Tablo 2: PI, SMC ve DGM kontrolcülerinin karşılaştırması

| Özellikler | DGM [17] | PI [18, 19] | SMC [22, 23] |
|--------------------|--|--|---|
| Temel İlke | Darbe genişliği değiştirme | Orantılı ve integral kontrol | Kayma yüzeyi oluşturma |
| Direnç ve Esneklik | Enerji verimliliği odaklı, belirli uygulamalarda a esnek | Belirli koşullarda dirençli, esnekliği sınırlı | Sürekli değişen koşullara karşı dirençli, tasarım karmaşıklığı yüksek |
| Hız ve Performans | Hızlı tepki süreleri, enerji verimliliğini artırır | İstenilen hızda kontrol, hata düzeltme süresi değişken | Hızlı tepki süreleri, etkili performans |
| Enerji Verimliliği | Enerji verimliliğini artırır | Genelde enerji verimliliği açısından orta | Belirli uygulamalarda enerji verimliliğini artırır |
| Uygulama Alanları | Güç dönüştürücüler, motor kontrolü | Geniş endüstriyel uygulamalar | Endüstriyel otomasyon, robotik kontrol, enerji sistemleri |

Belirli bir uygulama veya sistem için en iyi kontrol yöntemini seçerken, detaylı bir analiz ve özel gereksinimlerin dikkate alınması önemlidir.

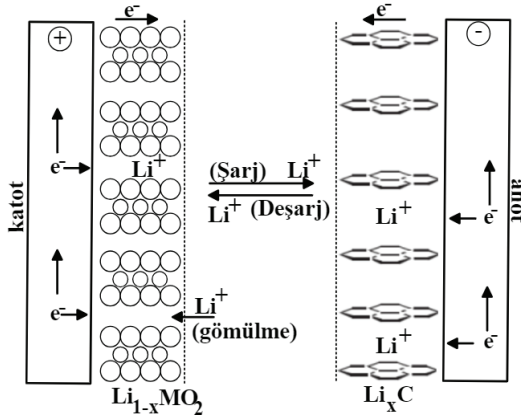
4. Lityum-İyon Batarya

Bataryalar elektrokimyasal elemanlardır. Bu elektrokimyasal elemanlar da batarya hücrelerinin kimyasal reaksiyonlarına bağlıdır. Bu nedenle birçok lineer olmayan eşitlik içerirler. Çalışma kapsamında kullanılan lityum-iyon bataryalar pozitif ve negatif elektrotlara sahiptir. Pozitif elektrotlara katot, negatif elektrotlara ise anot adı verilir. Bu elektrotlar katmanlı yapıdadırlar. Katmanlı yapıları sayesinde bataryanın şarj/deşarj sürecinde lityum iyonları atomik katmanlara gömülür ya da koparılır. Deşarj sırasında Lityum iyonları anottan katota geçerken şarj sırasında tam tersi hareket gerçekleşir [25, 26]. Bu sürecin katot ve anot reaksiyonları sırasıyla Denklem 30 ve 31’de gösterilmiştir.



Denklemden bulunan M , katotta kullanılan elektrota göre Nikel, Kobalt ya da Mangan olabilir.

Verilen şarj/deşarj reaksiyonlarının bir lityum-iyon batarya hücresindeki süreci Şekil 7’de gösterilmiştir.



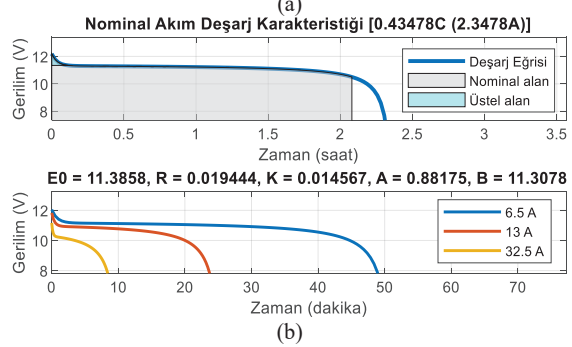
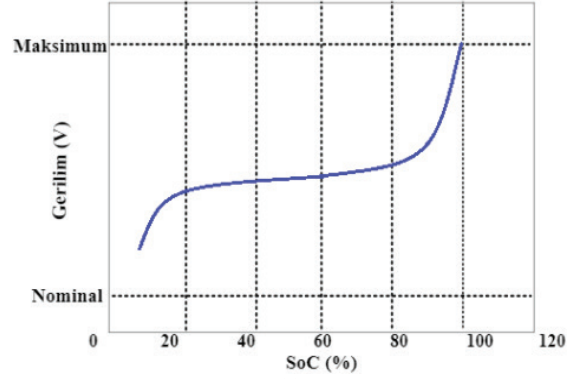
Şekil 7. Lityum-iyon batarya hücresi kimyasal süreci

Bataryaların üzerinde akım olmadığı durumda ölçülen açık devre gerilimi bataryanın şarj seviyesi (SoC) değeri ve sıcaklık ile ilişkilidir. Batarya kapasitesi ise kullanım ömrüne bağlı olarak azalır. Bataryalar kullanılırken zamanla iç yapısında bozulma meydana gelir ve batarya iç direnci de artar. Kapasite kaybı ve iç direnç artışı bataryanın gerilim profilini de doğrudan etkilemektedir. Lityum-iyon bataryaların gerilim profili genellikle lineer değildir. Bataryanın şarj/deşarj ve sıcaklık durumlarına bağlı olarak değişim gösterir. Örneğin, deşarj sırasında bataryanın tükenmesine yaklaşıldıkça gerilimi hızla düşer [13]. Çalışmada kullanılan ve nominal akımı 2,3 A olan lityum-iyon bataryanın deşarj durumundaki gerilim profili ve tipik bir lityum-iyon bataryanın şarj eğrisi Şekil 8’de gösterilmiştir. Şekil 8.(b)’de gösterilen grafikteki üstel alan bataryanın deşarj başlangıcında meydana gelen hızlı gerilim düşüşünü belirtmektedir. Bu bölgede batarya verimliliği düşüktür. Nominal alan ise bataryanın nominal gerilimde verdiği enerjiyi temsil etmektedir. Bu bölge bataryanın en verimli çalıştığı bölgedir.

Şekil 8.(b)’de gösterilen batarya deşarj karakteristiği lineer değildir ve Denklem 32’de verilen Shepherds modelinin şarj akımının pozitif olduğu durum ile ifade edilir [27].

$$f_1(i_t, i^*, i) = E_0 - K - \frac{Q}{Q-i_t} i^* - K \frac{Q}{Q-i_t} i_t + Ae^{-Bi_t} \quad (32)$$

Burada i_t batarya akımı (A), i^* düşük frekanslı akım dinamiği (A), E_0 sabit gerilim (V), K bias direnci (Ω), Q maksimum batarya kapasitesi (Ah), A üstel gerilim ve B üstel kapasitedir.



Şekil 8. Batarya şarj/deşarj karakteristikleri; (a) şarj karakteristiği, (b) deşarj karakteristiği

Bataryanın şarj durumu, iç direnci ve açık devre gerilimini etkilemektedir. Bataryanın %100, %50 ve %25 SoC değerlerinde açık devre gerilimi yaklaşık olarak sırasıyla 12,27 V, 11,31 V ve 11,17 V olarak ölçülmüştür. İç direnç ile SoC arasında genellikle ters orantı vardır. Ancak bataryanın türüne göre bu durum farklılık gösterebilir. Çalışmada kullanılan lityum-iyon bataryalar genellikle %40-60 arasındaki SoC değerlerinde en düşük iç dirence sahiptir. Ayrıca batarya %100 SoC değerine sahipken kimyasal reaksiyonlar yavaşlayacağı ve azalacağı için bu durum direnç artışına sebep olabilir [28].

5. Sistem Tasarımı ve Tasarım Sonuçları

Karşılaştırmaların doğru yapılabilmesi için kullanılacak yükseltici dönüştürücü parametreleri ve frekans sabit tutularak sadece kontrol sisteminde değişiklikler yapılmıştır. Bu nedenle kullanılan benzetim parametreleri Tablo 3’de gösterilmiştir.

Dönüştürücü devresinde kullanılan bobin ve kondansatör seçilirken bobinin doyuma gitmeyecek minimum değeri Denklem 33’de gösterilen L_{min} hesabının yaklaşık %25 fazlası alınarak seçilirken kondansatör seçimi Denklem 34’de gösterilen kondansatör bağıntısından elde edilmektedir. Bu bağıntıdaki $(\Delta V_c)/V_c$ değeri çıkış gerilimi dalgalanmasının maksimum değerini ifade etmekte olup çalışmada %1

alınmıştır. Bunun yanında D ile gösterilen Doluluk oranı değeri Denklem 8’ de gösterilen bağıntı ile hesaplanmaktadır.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2}{2f} R \quad (33)$$

$$C \geq \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_C}{V_C} \right) f} \quad (34)$$

Devrede kaynak olarak bir ideal lityum-iyon batarya kullanılmıştır. Nominal gerilimi 10,5 V ve nominal kapasitesi 5,4 Amper-saat olan bu batarya sırasıyla %100, %50 ve %25 şarj durumlarında devreye besleme sağlamıştır.

Yüksek frekanslarda kontrol sinyallerine sistem daha hızlı tepki verilebilir. Bu nedenle sistem frekansı 40 kHz olarak seçilmiştir. Kaynak olarak batarya kullanılan bu sistemde bataryanın iç direnci değişiklik gösterebilir. Bu nedenle bataryadan yüksek akım çekilmesi durumunda gerilim düşüşü yaşanabilir. IGBT’ ler, bu gerilim düşüşlerine karşı daha iyi performans gösterebilir ve sistemin çalışmaya devam etmesini sağlayabilir. Bunun nedeni IGBT’ lerin $V_{ce(sat)}$ değerinin MOSFET’ lere göre daha düşük olmasıdır. $V_{ce(sat)}$ değeri anahtarlama elemanının iki ucu arasında oluşan gerilim düşümdür. Cihaz verimliliği için bu $V_{ce(sat)}$ değeri önemli bir parametredir. Ayrıca kısa devre durumlarında IGBT’ lerin daha dayanıklı olması da sistem güvenliği açısından önemlidir [29, 30]. Bunun yanında özellikle SMC gibi hızlı dinamik tepkilere ihtiyaç duyan kontrol yöntemlerinde IGBT’ lerin yüksek anahtarlama hızı avantaj sağlamaktadır. Bu nedenle sistemde IGBT tercih edilmiştir.

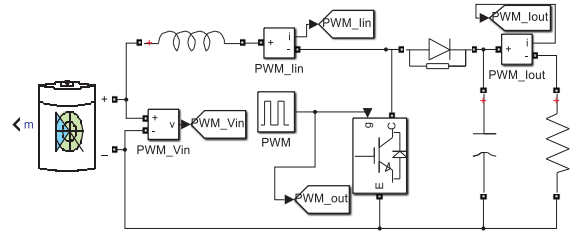
Tablo 3: Çalışmada kullanılan benzetim parametreleri

| Elemanlar | Parametre Değerleri |
|---------------------------|----------------------------|
| Bobin (L) | 6×10^{-5} H |
| Kondansatör (C) | $3,3 \times 10^{-5}$ F |
| Yük direnci | 50 Ω |
| Giriş (Batarya) Gerilimi | 12,26 V |
| Frekans | 40 kHz |
| PI Kontrol Parametreleri | $K_p=0,01, K_i=10$ |
| SMC Kontrol Parametreleri | $K_{p1}=0,07, K_{p2}=1,23$ |
| DGM Kontrol Parametreleri | $D=\%66$ |
| Durma Zamanı | 0,1 sn |

Tablo 3’ de verilen parametreler kullanılarak benzetim çalışması için MATLAB/Simulink kullanılmıştır. Gerekli grafikler bu program sayesinde elde edilmiştir.

5.1. Darbe Genişlik Modülasyonu ile Oluşturulan Simülasyon

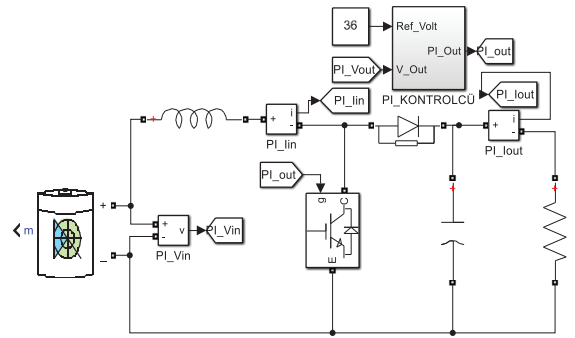
DGM Kontrol algoritması ile kontrolü sağlanan ve bataryayla beslenen yükselten dönüştürücünün benzetim devresi Şekil 9’ da gösterilmiştir.



Şekil 9. DGM ile kontrol edilen yükselten dönüştürücü devresi

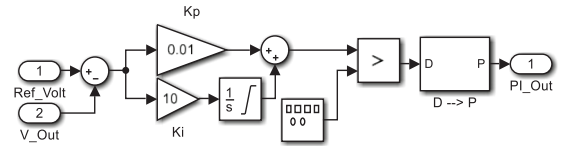
5.2. Oransal-İntegral Kontrol ile Oluşturulan Simülasyon

Şekil 10’ da PI kontrolcüsü kullanılarak oluşturulan ve batarya ile beslenen yükselten dönüştürücü devresi gösterilmektedir.



Şekil 10. PI ile kontrol edilen yükselten dönüştürücü devresi

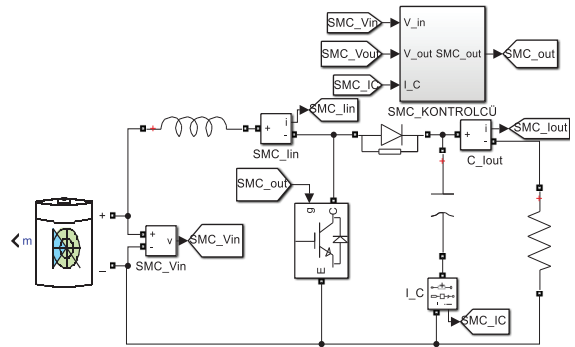
Yapılan benzetim çalışmasında alt blok olarak gösterilen PI kontrol algoritmasının yapıyası Şekil 11’ de gösterilmiştir.



Şekil 11. PI kontrolcüsü bloğunun yapıyası

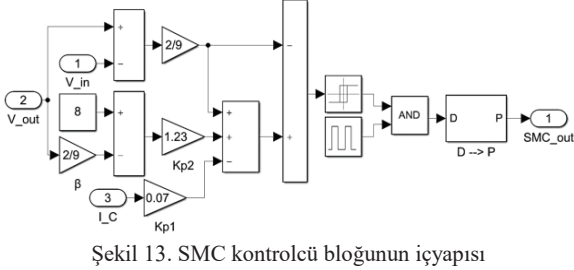
5.3. Kayan Kip Kontrol ile Oluşturulan Simülasyon

Şekil 12’ de SMC kontrolcüsü ile kontrol edilen ve bataryayla beslenen yükselten dönüştürücünün benzetim devresi gösterilmektedir.



Şekil 12. SMC ile kontrol edilen yükselten dönüştürücü devresi

Şekil 12’ de gösterilen benzetim devresindeki alt sistem bloğunun içyapısı Şekil 13’ de gösterilmiştir. Burada çıkış gerilimini girilen referans gerilimiyle karşılaştırarak gerilim kontrolü sağlanırken kondansatör üzerinden akan akımın denetlenmesiyle de akım kontrolü sağlanır.



Şekil 13. SMC kontrolcü bloğunun içyapısı

Oluşturulan bu benzetim devrelerinin grafikleri sonuç kısmında verilmiş olup sistem analizleri de bu kısımda yapılmaktadır.

5.4. Tasarım Sonuçları

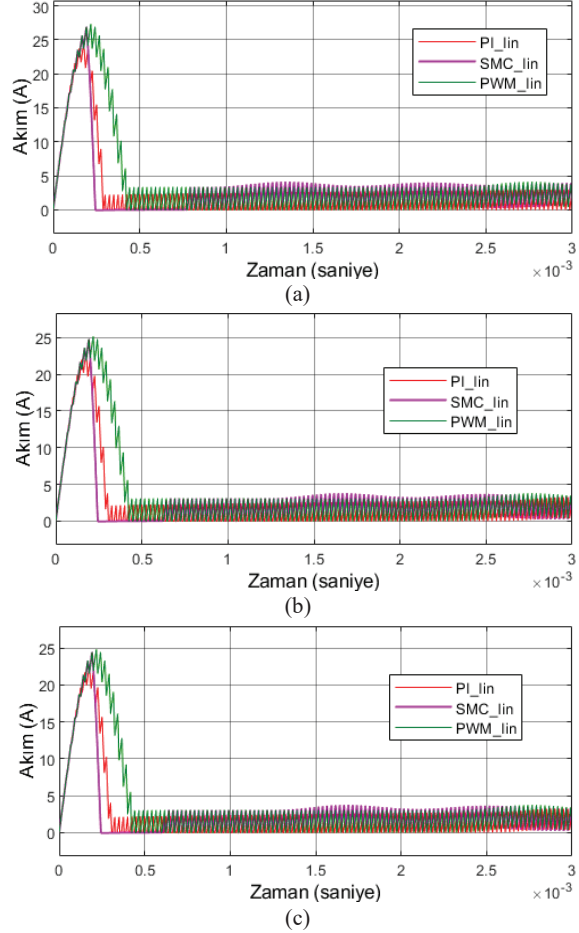
Yukarıda belirtilen benzetim devrelerinden elde edilen çıkış gerilimleri ve oturma süreleri Tablo 4’ de gösterilmiştir. %100, %50 ve %25 şarj durumlarında kısa oturma süresine sahip kontrolcü SMC’ dir. SoC değerinin düşmesiyle istenen değere en yakın değeri veren kontrolcü ise PI kontrolcüdür. SMC ve DGM çıkış gerilimi bakımından aynı sonuçları vermektedir. Ancak oturma süresi DGM’ de daha uzundur.

Tablo 4: Batarya şarj durumuna göre elde edilen çıkış gerilimleri ve oturma süreleri

| Batarya SoC (%) | Kontrolcüler | Çıkış Gerilimi (V) | Oturma Süresi (sn) |
|-----------------|--------------|--------------------|---------------------|
| 100 | PI | 35,8 | 1×10^{-2} |
| | SMC | 35,29 | 6×10^{-3} |
| | DGM | 35,29 | 8×10^{-3} |
| 50 | PI | 35,85 | 16×10^{-3} |
| | SMC | 32,43 | 8×10^{-3} |
| | DGM | 32,43 | 1×10^{-2} |
| 25 | PI | 35,83 | 16×10^{-3} |
| | SMC | 32,02 | 6×10^{-3} |
| | DGM | 32,02 | 8×10^{-3} |

Benzetim çalışmalarının sonucunda elde edilen %100, %50 ve %25 şarjlı bataryalar için giriş akımı grafikleri sırasıyla Şekil 14.(a, b, c)’ de gösterilmiştir.

Bataryanın akım ve gerilim grafikleri incelendiğinde %100 SoC için; DGM kontrolcü kullanıldığında daha yüksek akım ve gerilim çekildiği gözlemlenmiştir. PI kontrolcü için alınan grafikler incelendiğinde SMC ve DGM kontrolcülerine nazaran ilk durumda bataryadan çekilen akım ve neticesinde gerilimin daha düşük değerde olduğu sonucuna varılmıştır.

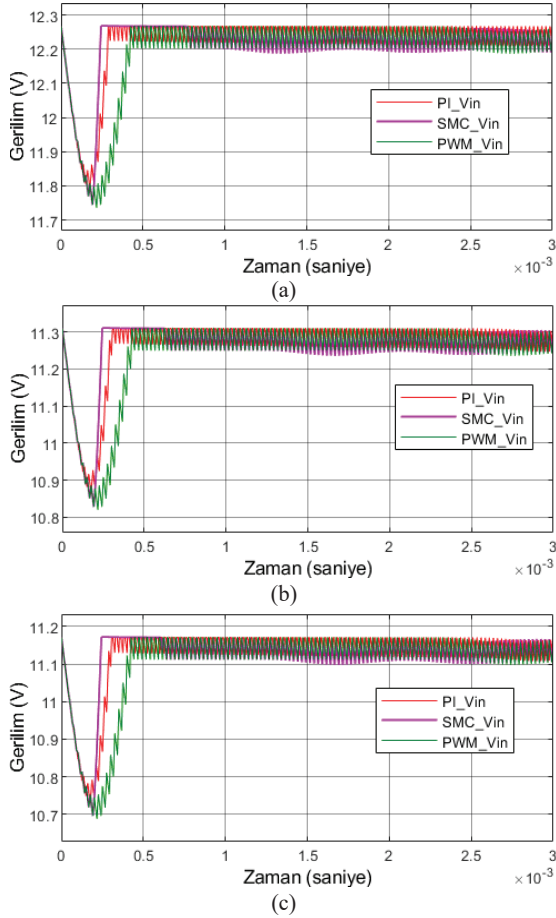


Şekil 14. Giriş akımları; (a) SoC %100, (b) SoC %50, (c) SoC %25

Benzetim çalışmalarının sonucunda elde edilen %100, %50 ve %25 şarjlı bataryalar için giriş gerilim grafikleri sırasıyla Şekil 15.(a, b, c)’ de gösterilmiştir.

Batarya şarj durumunun yarıya indirilmesiyle (%50) bataryadan elde edilen giriş geriliminin düşmesi sonucunda çekilen akım ve gerilimin her kontrolcü için de düştüğü gözlemlenmiştir. Bu durum yükselten dönüştürücüye verilen giriş gerilimini doğrudan etkilediği için Şekil 16.(b) ve Şekil 17.(b)’ de verilen çıkış akım ve gerilim grafiklerinde de yaşanan düşüşün bataryanın SoC değeriyle doğrudan ilgili olduğu söylenebilir.

Batarya şarj durumunun %25 olmasıyla elde edilen giriş grafikleri %50 şarj durumu için alınmış grafiklerle kıyaslandığında büyük farklar gözlemlenirse de %100 SoC değeri için alınan grafiklerle aralarında farklar daha net görülmektedir. Bu nedenle karşılaştırma yapılırken referans olarak %100 SoC durumu ele alınmaktadır.

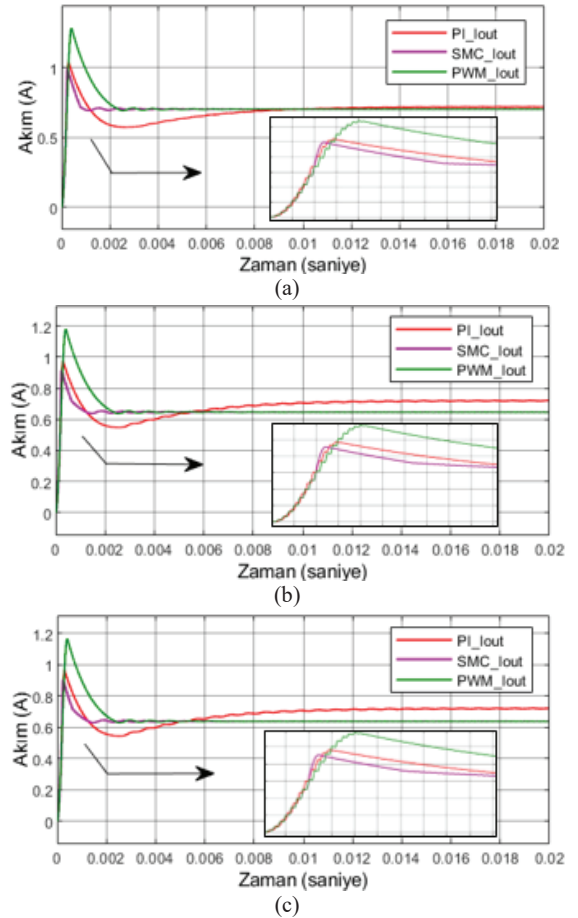


Şekil 15. Giriş (Batarya) gerilimleri; (a) SoC %100, (b) SoC %50, (c) SoC %25

Şarj durumu %100, %50 ve %25 olan bataryalar için yükselten dönüştürücü çıkışından elde edilen akım grafikleri sırasıyla Şekil 16.(a, b, c)'de gösterilmektedir.

Elde edilen akım ve gerilim grafiklerine bakıldığında (%100 SoC için) ise en yüksek tepe değerine sahip olan kontrolcünün DGM kontrolcüsüdür. Buna karşılık en düşük tepe değeri SMC kontrolcüsü ile elde edilmiştir. Bu durum DGM kontrolcüsünün SMC ve PI kontrollerine göre daha olumsuz bir performans sergilediğini göstermektedir.

Bunun yanında Tablo 4' de gösterilen elde edilmiş çıkış gerilimi (%100 SoC için) değerlerine bakıldığında SMC ve DGM kontrolcülerini aynı çıkış gerilimini verdiği ve istenen çıkış gerilim değerine PI kontrolcüden daha uzak bir değer ürettiği belirlenmiştir. Yine grafikler yardımıyla oturma süreleri yönünden karşılaştırıldığında da SMC kontrolcüsünün salınımı az ve daha kısa sürede çıkış değerine oturduğu buna karşılık DGM kontrolcüsünün oturma süresinin de PI kontrolcüsünden daha kısa olduğu belirlenmiştir.



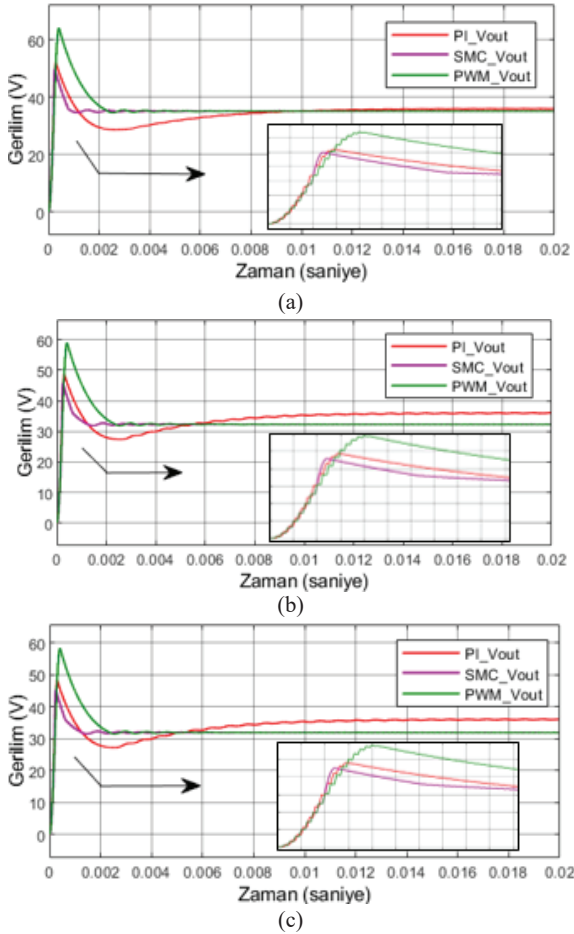
Şekil 16. Çıkış akımları; (a) SoC %100, (b) SoC %50, (c) SoC %25

Şarj durumu %100, %50 ve %25 olan bataryalar için yükselten dönüştürücü çıkışından elde edilen gerilim grafikleri sırasıyla Şekil 17.(a, b, c)'de gösterilmiştir.

%100 SoC değerine sahip batarya kullanılarak alınan grafikler üzerinden yapılan karşılaştırmalar sonucunda kontrolcüler arasında SMC kontrolcüsünün kullanılan diğer kontrolcülere kıyasla tepe değerinin daha düşük ve istenen değere oturma süresinin daha kısa olması avantajlarına sahip olduğu değerlendirilmektedir. Tablo 2' de verilen karşılaştırmada hız yönünden SMC kontrolcüsünün avantajlı olduğu bilgisi bu sayede doğrulanmıştır.

%50 SoC durumunda elde edilen çıkış grafiklerine bakıldığında oturma süresi ve salınım bakımından avantajlı olan kontrolcülerin %100 SoC değeri durumundan farklı olarak şarj durumunun yarıya indirilmesiyle elde edilen çıkış gerilimindeki değişimden en az etkilenen kontrolcüsünün PI ve en çok etkilenenin ise DGM kontrolcü olduğu söylenebilmektedir.

Bu durumda değişen koşullara en dirençli kontrolcüsünün PI ve buna karşılık direnci en düşük olan kontrolcüsünün ise DGM olduğu sonucuna varılmıştır.

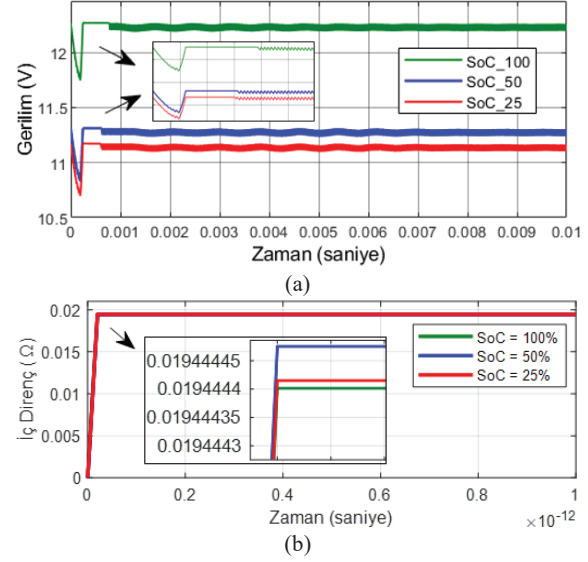


Şekil 17. Çıkış gerilimleri; (a) SoC %100, (b) SoC %50, (c) SoC %25

Bataryanın şarj değerinin %25'e indirilmesiyle alınan giriş geriliminde yaşanan düşüş sonucunda yükselten dönüştürücünün de çıkış geriliminde düşüş yaşanması olası bir durumdur. Ancak grafikler incelendiğinde bu düşüşün kontrolcülerin esnek yapısıyla en aza indirilmesi PI kontrolcü ile mümkün olduğu sonucuna varılmaktadır. Bunun yanında şarj durumunun %25 olmasıyla SMC kontrolçüde başlangıçtaki tepe değerinin azalması ve diğer kontrolçülere göre düşük olması SMC'nin bir avantajıdır. Bir diğer avantajı da oturma süresinin her şarj durumunda diğer kontrolçülere göre daha kısa olmasıdır. Bu nedenle SMC kontrolçünün de avantajlarının yadsınmaz olduğu söylenebilir. Özellikle SMC kontrolçüde, çıkışta yaşanan olası gerilim azalması yok sayıldığında, giriş geriliminin düşürülmesiyle başlangıçta oluşan tepe değerinin de düşmesi bir avantaj olarak görülebilir.

Farklı SoC değerlerinde SMC kontrolcü ile alınan batarya gerilimleri ve iç direnç grafikleri Şekil 18'de gösterilmiştir. SoC değerinin azalmasıyla batarya gerilimi de azalmaktadır. Bu durum batarya gerilimi ile SoC değeri arasındaki ilişkiyi yansıtmaktadır. %50 ve %25 SoC durumlarında elde edilen gerilimler neticesinde bataryanın bu seviyelerde benzer performans sergilediğini değerlendirilmiştir. Başlangıçta yaşanan gerilim düşümü her SoC durumunda hızla dengeye gelmektedir. Bunun yanında bataryanın iç direnç bakımından %100 SoC durumunda en düşük değere sahip olduğu belirlenmiştir. İç direnç, %50 ve %25 SoC durumlarında da

küçük ve sabit bir değere ulaşmaktadır. Üç durumda da bataryadan küçük ve sabit iç direnç elde edilmesi sayesinde bataryanın yüksek, güvenilir ve tutarlı performans sergilediği değerlendirilmiştir.



Şekil 18. SoC değerine göre SMC ile alınan (a) batarya gerilimleri, (b) batarya iç direnç grafikleri

5.5. Analiz

Tüm bu durumlar incelendiğinde üç kontrolcü için Tablo 5'de verilen çıkarımlar yapılabilmektedir. Karmaşık yapıya sahip olan SMC oturma süresi ve başlangıçtaki tepe değeri açısından avantaj sağlamaktadır. Ancak değişen şarj durumlarına adapte olmada en etkili kontrolcü PI kontrolçüdür.

Tablo 5: Çalışma sonucunda elde edilen çıkarımlar

| Özellikler | Az | Fazla |
|---|-----|-------|
| Sistem karmaşıklığı | DGM | SMC |
| Oturma süresi | SMC | PI |
| Başlangıçtaki tepe değeri | SMC | DGM |
| Başlangıçta girişten çekilen akım | PI | DGM |
| Farklı SoC değerlerinde çıkış gerilimindeki değişim | PI | SMC |

Sistem parametrelerinin değiştirilmesi ve kontrolcülerin birleştirilerek kullanılması durumunda, bu olumsuz etkilerin azaltılabileceği öngörülmektedir.

6. Sonuçlar

Bu çalışma ile PI, DGM ve SMC kontrolcülerinin bataryadan beslenen bir yükselten dönüştürücü çalışması incelenmiştir. Bataryanın farklı SoC değerlerinde (%100, %50, %25) de istenen çıkış gerilimine yaklaşık çıkış gerilimi elde edilebildiği belirlenmiştir. Çıkış gerilimi yükselten dönüştürücünün çıkışına bağlanan 50 Ω 'luk bir yükten alınmıştır. Bu değerler %100 SoC değerinde PI kontrolcü ile 35,8 V iken SMC ve DGM kontrolcülerini ile 35,29 V olmuştur. %50 SoC değerinde ise 35,85 V çıkış gerilimi PI kontrolcü ile

sağlanırken SMC ve DGM ile bu değer 32,43 V'a düşmüştür. Bu durum incelenen kontrolcülerin farklı durumlar karşısında da gerekli aksiyonları verebildiğini kanıtlamıştır. %100 SoC durumu ele alındığında DGM kontrolcü SMC'ye göre yaklaşık %33,33 daha uzun sürede istenen değere oturmaktadır. PI ile ise oturma süresi SMC'ye göre yaklaşık %66,67 daha uzundur. Bu nedenle oturma süresi açısından en iyi performansı SMC'nin, en kötü performansı ise PI kontrolcünün sergilediği belirlenmiştir. Aynı zamanda çalışma sonucunda kaynak olarak bir DA sabit kaynağı yerine lineer olmayan bir eleman olan bataryaların kullanılmasının kontrolcüler açısından kullanılabilir olduğu değerlendirilmektedir.

Sonuç olarak kullanılacak sistemde kontrolcü seçerken benzetim çalışmaları yardımıyla denemeler yapılması ve buradan elde edilen bilgiler ışığında kontrolcü seçiminin sistemden beklenen çıktılara göre yapılması gerekmektedir. Ayrıca kontrolcülerin tek başlarına kullanılması yerine birlikte kullanılmasıyla oluşturulacak birleştirilmiş kontrolcülerin sisteme eklenmesi elde edilecek sonuçların iyileştirilmesine olanak sağlayacaktır.

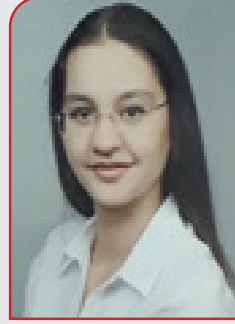
Kaynaklar

- [1] N. Çoruh, T. Erfidan, ve S. Ürgün, "DA-DA Boost Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi", Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO-2008), Bursa, Türkiye, 26-30 Kasım 2008, 362-365.
- [2] M. B. Hasaneen ve A. A. E. Mohammed, "Design and simulation of DC/DC boost converter", 2008 12th International Middle-East Power System Conference, Aswan, Egypt, 200, 335-340.
- [3] E. Akın ve M. E. Şahin, "Investigation of Incremental Conductance MPPT Algorithm in MATLAB/Simulink Using Photovoltaic Powered DC-DC Boost Converter", 2023 22nd International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi-Sad, Serbia, 2023, 1-6.
- [4] B. Taheri ve M. Sedaghat, "A new general controller for DC-DC converters based on SMC methods", 2018 6th international Istanbul smart grids and cities congress and fair (ICSG), Istanbul, Turkey, 2018, 49-53.
- [5] J. Li, S. Liu ve D. Sun, "Fixed-Time Sliding Mode Control for the Boost Converter", 2021 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC), Nanjing, China, 2021, 2917-2922.
- [6] L. Ardhenta ve M. Rusli, "Sliding Mode Control of Output Voltage in DC-DC Boost Converter Using PI Sliding Surface", 2021 International Conference on Electrical and Information Technology (IEIT), Suzhou, China, 2021, 228-232.
- [7] A. Özel ve N. Tan, "DC-DC Boost Konvertörün PI-PD ile Kontrolü", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı TOK 2015, Denizli, Türkiye, 10-12 Eylül 2015.
- [8] C. Yanarates ve Z. Zhou, "Design and cascade PI controller-based robust model reference adaptive control of DC-DC boost converter", IEEE Access, 10, 44909-44922, 2022. <https://doi.org/10.1109/access.2022.3169591>.
- [9] F. Yalçın, "PI kontrolcü tabanlı yeni bir kontrol yapısının yükselten DA-DA dönüştürücü için tasarımı", Sakarya University Journal of Science, 20(3), 597-603, 2016. <https://doi.org/10.16984/saufenbilder.47764>.
- [10] A. Reatti, F. Corti, A. Tesi, A. Torlai ve M. K. Kazimierczuk, "Effect of parasitic components on dynamic performance of power stages of DC-DC PWM buck and boost converters in CCM", 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sapporo, Japan, 2019, 1-5.
- [11] C. W. Tseng, J. H. Liu, C. T. Pan ve C. C. Chu, "Dual PWM Control for High Step-Up DC-DC Converters", 2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Detroit, Michigan, USA, 2020, 1-7.
- [12] E. İ. Tezde ve H. İ. Okumuş, "Batarya modelleri ve şarj durumu (SoC) belirleme", EMO Bilimsel Dergi, 8(1), 21-25, 2018.
- [13] F. Aslan, "Fotovoltaik panel destekli batarya şarj/deşarj devresi tasarımı ve simülasyonu", Yüksek Lisans Tezi, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Türkiye, 2019.
- [14] H. Bodur, Güç Elektroniği. Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.
- [15] M. H. Rashid, (S. Sünter ve T. Aydemir), Güç Elektroniği Yarı İletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları. Nobel Yayınevi, Ankara, 2019.
- [16] D. W. Hart, Power Electronics, McGraw Hill, Basım yeri belirtilmemiştir, 2011.
- [17] K. M. Smith, Z. Lai, ve K. M. "Smedley, A new PWM controller with one-cycle response", IEEE Transactions on Power Electronics, 14(1), 142-150, 1999. <https://doi.org/10.1109/63.737602>.
- [18] M. S. Ayas, E. Sahin, ve I. H. Altaş, "Performance of PSO based classical and fractional PID controllers for an unmanned surface vehicle", 2018 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), İzmir, Turkey, 2018, 1-4.
- [19] O. Montiel, R. Sepulveda, P. Melin, O. Castillo, M. A. Porta, ve I. M. Meza, "Performance of a simple tuned fuzzy controller and a PID controller on a DC motor", 2007 IEEE Symposium on Foundations of Computational Intelligence, Honolulu, Hawaii, USA, 2007, 531-537.
- [20] G. Gidemen ve M. Furat, "PID parametrelerinin ayarlama yöntemleri: 2. dereceden sistem modeline uygulanması ve karşılaştırmalı olarak değerlendirilmesi", Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 30(2), 355-362, 2015.
- [21] M. E. Şahin ve H. İ. Okumuş, "Comparison of different controllers and stability analysis for photovoltaic powered buck-boost DC-DC converter", Electric Power Components and Systems, 46(2), 149-161, 2018. <https://doi.org/10.1080/15325008.2018.1436617>
- [22] M. E. Şahin, H. İ. Okumuş ve H. Kahveci, "Sliding mode control of PV powered DC/DC Buck-Boost converter with digital signal processor", Proc. of EPE'15 ECCE-Europe 17th European IEEE Conference, Ostrava, Çekya, 2015, 1-8.
- [23] M. E. Şahin, H. İ. Okumuş, "A Sliding Mode and Fuzzy Logic Controlled PV Powered Buck-Boost DC-DC Converter", 9th International Conference on Electronics Computer and Computation (ICECCO 2012), Ankara, Turkey, 2012, 195-198.
- [24] S. C. Tan, Y. M. Lai ve C. K. Tse, "A unified approach to the design of PWM-based sliding-mode voltage controllers for basic DC-DC converters in continuous conduction mode", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 53(8), 1816-1827, 2006. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2006.879052>.
- [25] A. A. Sayın, "Elektrikli taşıt araçlarında kullanılan lityum-iyon bataryaların modellenmesi ve benzetimi", Yüksek

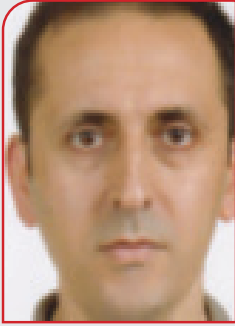
Lisans Tezi, Uludağ Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Türkiye, 2011.

- [26] O. Vıçıl, "Yeni nesil lityum-iyon pil teknolojileri", Bilim ve Teknik Dergisi, 519, 44-49, 2011.
- [27] A. M. Theodore, M. E. Şahin, "Modeling and simulation of a series and parallel battery pack model in MATLAB/Simulink", Turk J. Electr. Power Energy Syst., 4(1), 2-12, 2024.
- [28] R. Korthauer, Lithium-Ion Batteries: Basics and Applications, Springer Berlin, Heidelberg, 2018.
- [29] Nantian Electronics, Summary of IGBT parameter measurement methods, (Erişim: 15 Haziran 2023), <https://www.ntchip.com/electronics-news/igbt-voltage-testing>.
- [30] B. Tian, W. Qiao, Z. Wang, T. Gachovska, J. L. Hudgins, "Monitoring IGBT's health condition via junction temperature variations", 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2014, Fort Worth, TX, USA, 2014, 2550-2555.

Özgeçmişler



Bengisu Kaba, 1999 yılında Rize’de doğdu. 2021 yılında Trabzon’da Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. Lisans eğitimi sırasında Trabzon TEİAŞ 14. Bölge Müdürlüğü ve Çoruh Elektrik A.Ş. Rize il Müdürlüğü bünyesinde stajlarını tamamladı. Şu anda, Rize’de Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünde 2023 yılında başladığı yüksek lisans eğitimine devam etmektedir.



Mustafa Ergin Şahin, 2002 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi (KTÜ) Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun olup lisans derecesini almıştır. Yüksek Lisans eğitimini 2003-2006 yılları arasında Ankara Gazi Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında tamamlamıştır. Doktora eğitimini ise 2008-2014 yılları arasında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde tamamlamıştır. Aalborg Üniversitesi Enerji Teknolojileri Bölümünde TÜBİTAK 2219 doktora sonrası araştırma programı kapsamında misafir araştırmacı olarak bir yıl süreyle yer almıştır. Halen RTE Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde doçent olarak görev yapmaktadır. Başlıca araştırma alanları güç elektroniği, kontrol, elektromanyetik kirlilik ve yenilenebilir enerjinin kullanımınıdır. Devre analizi ve ölçme ile elektronik laboratuvarı üzerine iki kitabın yazarıdır. Aynı zamanda bir uluslararası derginin de kurucusu ve editörüdür.



Murat Tören, 14 Eylül 1983’te Kayseri’de doğdu. Niğde Ömer Halis Demir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’ne 2003 yılında girdi. Öğrenimini 2007 yılı Haziran ayında tamamlayan yazar, Ekim 2009’da Rize Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi (Rize Üniversitesi) Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulunda Elektronik Teknolojileri Programı’nda öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2013 yılında Erciyes Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı’nda yüksek lisansını tamamlayan yazar, aynı yıl Erzurum Atatürk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde doktora yapmaya başladı. Nisan 2018 tarihinde doktorasını tamamlayan yazar, aynı yıl Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesinde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde Dr. Öğr. Üyesi olarak göreve başladı. 2024 yılı Mart ayında Doçent olan yazar halen Öğretim üyesi olarak Mühendislik Fakültesinde görev yapmaktadır.

Fotovoltaik Verilerin Tahminlemede Hiper-Parametre Etkisinin İncelenmesi

Examination of Hyper-Parameter Effect on Estimation of Photovoltaic Data

 Fikriye Ataman¹

¹ Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Van, Türkiye.

fataman@yyu.edu.tr

Öz: Günümüzde yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ihtiyaç her gün biraz daha artmaktadır. Bu çalışmanın amacı yenilenebilir enerji kaynağı olan fotovoltaik enerji üretiminde kullanılan tahminleme modelleri için uygun hiper-parametre seçiminin tespit edilmesidir. Çalışma kapsamında gerçek bir fotovoltaik veri seti üzerinde tahminleme yapılmaktadır. Tahminleme için kullanılan dört model seçilmiş ve bu modellerin başarımına etki eden hiper-parametrelerin bulunarak modellerin fotovoltaik veriler için alan adaptasyonu araştırılmıştır. Seçilen modeller Gause Süreç Regresyonu (GSR), Çekirdek Ridge Regresyonu (ÇRR), Destek Vektör Regresyonu (DVR), Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA)'dır. Yapılan çalışma sonucunda fotovoltaik verilerde kullanılan tahmin modellerinde hiper-parametre optimizasyonunun model başarısına önemli bir etkisi olduğu bulgusuna ulaşılmıştır. GSR modeli %99.9, ÇRR modeli %99.9, DVR modeli %99.4 ve ÇKA modeli %89.3 başarı göstermiştir. Bu çalışma ile, modellerde kullanılan hiper-parametre seçiminin, model tahmin başarısını doğrudan etkilediği ve fotovoltaik verilerin tahminlemede kullanılması gereken hiper-parametreler ortaya konulmuştur. Bu çalışma, fotovoltaik veri tahmini üzerinde çalışan diğer çalışmalara önemli bir katkı sağlayacaktır.

Anahtar Kelimeler: Fotovoltaik Enerji, Tahminleme, Yapay Zeka, Hiper-parametre

Abstract: Nowadays, the need for renewable energy resources is increasing daily. This study aims to determine the appropriate hyper-parameter selection for the prediction models used in photovoltaic energy production, a renewable energy source. Within the scope of the paper, predictions are made on a real photovoltaic data set. Four models used for estimation were selected and the field adaptation of the models for photovoltaic data was investigated by finding the hyper-parameters affecting the performance of these models. The used models are Gause Process Regression (GPR), Kernel Ridge Regression (KRR), Support Vector Regression (SVR), and Multilayer Perceptron (MLP). As a result of the study, it was found that hyper-parameter optimization has a significant impact on model success in prediction models used in photovoltaic data. The GPR model showed 99.9% success, the KRR model 99.9%, the SVR model 99.4%, and the MLP model 89.3%. With this study, it has been revealed that the hyper-parameter selection used in the models directly affects the model prediction success and the hyper-parameters that should be used to predict photovoltaic data. This study will significantly contribute to other studies on photovoltaic data prediction.

Key words: Photovoltaic Energy, Forecasting, Artificial Intelligence, Hyper-parameter

1. Giriş

Dünya genelinde enerji kaynağı olarak fosil kaynaklar kullanılmaktadır. Petrol, kömür ve doğal gaz bu kaynakların başlıcalarıdır. Fosil yakıtların, tüketim sonrası atmosfere saldıkları sera gazları, radyoaktif taneçikler ve diğer zararlı atıklar dünya ekosistemine zarar vermektedir. Dünya genelinde fosil yakıtlar hala başı çekmektedir. Ancak alternatif olan yenilenebilir enerji kaynaklarında büyük bir ilerleme gerçekleşmiştir. Dünya çapında, enerji kaynağı olarak yenilenebilir enerji kaynaklarına doğru tercihler artmaktadır.

Günümüzde rüzgar enerjisi, güneş enerjisi vd. yenilenebilir enerji üretim sistemlerinin kurulması ve sürdürülebilir enerji sistemlerinin ortaya çıkarılması oldukça önemlidir. Küresel ısınma ve çevre sorunlarının üstesinden gelebilmek için dünya çehresini yenilenebilir enerji kaynaklarına yöneltmiştir. Dolayısıyla yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ihtiyaç her gün gittikçe artmaktadır. Dünya ülkelerinin bu konuda teşvik edici birçok girişimi bulunmaktadır. Dünya ekosisteminin sürdürülebilir bir yaşam döngüsü içinde devam edebilmesi için bu girişimlere daha çok ihtiyaç olduğu tartışmasız açıktır [1].

Fotovoltaik (FV) enerji, güneş ışığından üretilen bir enerjidir. FV enerji; güneş ışığının silikon, kadmiyum, galyum, bakır indiyum diselenid, tellurid ve arsenit gibi yarı iletken malzemeler üzerine düşürülmesi sonucu elektronların ayrışması yöntemiyle doğru akım enerjisine dönüşmesidir [2]. FV enerji sistemlerinin kurulmasında farklı yöntemler vardır. Devrelerin seri veya paralel bağlanması, ana şebekeye bağlı olup olmaması gibi farklı kurulum türleri vardır. FV enerji sistemlerinde verimlilik birçok faktörden etkilenmektedir. Ortamın nemi, ısı, havadaki kir miktarı [3], panellerin eksen konumları, yönleri, panel miktarları, panellerin bağlanma modelleri gibi birçok farklı faktör vardır [3], [4]. Bir FV sistemi kurulması oldukça maliyetli bir işlemdir [2]. Dolayısıyla kurulum öncesi tahmini verilere sahip olmak, üretim tahminlerini yapabilmek oldukça önem kazanmaktadır. Yatırımcılar, kurulum maliyeti yüksek olan bu sistemleri yüksek verimle çalıştırmasını isterler. Dolayısıyla güneş ışımın şiddeti veya sıcaklık gibi çevre koşulları ile verimi değişen FV sistemlerin üreteceği maksimum gücün tespiti ve üretime dair tahminlerin gerçekleştirilmesi giderek artan bir ihtiyaçtır.

FV enerji üretim tahmininde kullanılan birçok yöntem mevcuttur. Bu yöntemlerin başında yapay zeka modelleri gelmektedir. Kullanılan yapay zeka tahmin modellerinin hangi durumlarda nasıl bir performans gösterdiğini ifade eden hiper-parametreleri vardır. Tahminleme için kullanılacak verinin de model başarımına ayrıca çok büyük bir etkisi vardır. Güneş enerjisi verisi doğrusal olmayan bir üretim süreci göstermektedir. Üretilen enerji miktarı gün içerisindeki çevresel faktörlere, güneş ışığı miktarına göre değişmektedir. Dolayısıyla bazı durumlarda iyi üretim yapan santral, bazı

zamanlarda çok düşük üretim yapabilmektedir. Dolayısıyla güneş enerjisi sistemlerinde elde edilen veriler ile tahminleme yaparken kullanılan hiper-parametrelerin seçimi de oldukça önem kazanmaktadır.

Bu çalışma ile güneş enerjisi üretim tahmininde hiper-parametre seçiminde alan adaptasyonu araştırılmaktadır. Bu çalışma kapsamında, güneş enerjisi verisinde tahminleme yaparken hiper-parametre etkisine odaklanılmıştır.

Güneş enerjisi verisi tahminlemede kullanılan birçok yapay zeka modeli vardır. İstatistiksel makine öğrenmesi yöntemleri, derin ağ modelleri ve hibrit kullanılan modeller ile karşılaşılmaktadır. Yapay sinir ağları (YSA), Rastgele Orman (RO/ Random Forest (RF)), Uzun-Kısa Süreli Bellek (UKSB / Long Short Term Memory (LSTM)), Aşırı Gradyan Artışı, ÇKA, AdaBoost, DVR, K- En Yakın Komşu Algoritması (K-EYKA / K-Nearest Neighbours (K-NN)), GSR, ÇRR sıklıkla kullanılan makine öğrenmesi ve yapay zeka algoritmalarıdır [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16]. Literatürde güncel olarak kullanılan yöntemleri yer aldığı bazı bilimsel çalışmalar şunlardır:

Tobishima vd. yaptıkları çalışmada FV enerji üretimini tahmin etmek için yapay sinir ağlarını kullanmışlardır [7]. YSA ve RO, uydu verilerine dayalı güneş radyasyonu tahmini için bir sinir ağının kullanılmasına özellikle vurgu yapılarak, yer gözlem verileri ve uydu gözlem verilerini kullanarak güneş radyasyonunu tahmin etmek için çalışmada tanıtılmış ve kullanılmıştır [7]. Akal tarafından yapılan çalışmada FV panellerde üretilen enerji miktarı tahminlemek için DVR kullanılmıştır [9]. RO, DVR, K-EYKA, YSA, ESA, RNN, UKSB, Gecitli Tekrarlayan Birimler (GRU) yine başka bir çalışmada birlikte kullanılarak karşılaştırılmışlardır [12]. Gallardo ve ark. tarafından yapılan çalışmada, doğrusal regresyon, lojistik regresyon, DVR, karar ağaçları, RO gibi makine öğrenmesi algoritmalarının yanı sıra İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları, Tekrarlayan Sinir Ağları, ESA ve topluluk yöntemleri gibi derin öğrenme algoritmaları kullanılmıştır. Klasik makine öğrenmesi modeller ile derin öğrenme modellerini birleştiren hibrit modeller ele alınmıştır [15]. Yapay Sinir Ağı (YSA) ve Destek Vektör Makinesi (DVM), karmaşık ve doğrusal olmayan modelleri ele alma yetenekleri nedeniyle FV enerji tahmininde topluluk modelleri için uygun olarak kullanılmaktadır. Rahimi ve ark. tarafından yapılan çalışmada rekabetçi ve işbirlikçi topluluk tahmin modelleri ele alınmıştır. Enerji tahminleme için, makine öğrenmesi yöntemlerinden Liner Regresyon, Lojistik Regresyon, Uzun Vektör Makinesi, RO modelleri kullanılmıştır [16]. Demir tarafından yapılan bir çalışmada doğrusal regresyon, DVM, karar ağaçları, RO ve K-EYKA modelleri kullanılmıştır. Çalışmada RO algoritmasının en iyi sonucu verdiği aktarılmıştır [17]. Kantil Regresyonu ve Kantil Regresyon Ormanı kullanılan diğer iki modeldir [18]. Derin Öğrenme modellerinden Evrişimli Sinir Ağları (ESA) ve Üretici Çekişmeli Ağlar (ÜÇA / Generative Adversarial Network (GAN)) ve UKSB ağ modelleri de sıklıkla kullanılmaktadır [19], [20]. Başka bir çalışmada ise ÜÇA ile üyüdüden türetilmiş güneş ısınımı verileri üzerinde Uzamsal Krigin g enterpolasyonu kullanılarak tahminleme yapılmıştır [19]. Venkateswaran ve ark. tarafından yapılan çalışmada Tekil Spektrum Analizi (SSA), ESA ve UKSB ağları kullanılarak tahminleme yapılmıştır [20]. Maduabuchi ve ark. tarafından yapılan bir çalışmada ise yapay sinir ağlarının hiper-parametre etkisi araştırılmıştır [21]. İslam ve ark. tarafından yapılan çalışmada enerji tahmininde kullanılmak üzere, ESA ve parçacık sürü optimizasyonu algoritması kullanılmıştır [22]. FV

güç çıkışının tahmin edilmesinde UKSB ağ, DVR, RO, Gradyan Artırıcı Ağaçlar ve Markov Zinciri algoritmaları kullanılmıştır. FV enerji üretim sisteminin çalışma prensiplerine dayanan prensip tabanlı tahmin yöntemlerinden de bahsedilmiştir [23]. Makine öğrenimi algoritmaları: Levenberg-Marquardt algoritması, İleri Beslemeli Geri Yayımlı Sinir Ağı, Tam Bağlantılı İleri Beslemeli Geri Yayımlı Sinir Ağı, Momentum Ağırlıklı Gradyan İniş öğrenme fonksiyonunu yine başka bir çalışmada birlikte kullanılmıştır [24].

FV verilerin tahminlemesi ile ilgili yapılan bu çalışmada literatürde sıklıkla kullanılan yöntemlerden Gauss Süreç Regresyonu, Çekirdek Ridge, Regresyonu, Destek Vektör Regresyonu, Çok Katmanlı Algılayıcı model kullanarak bu modellerin alan adaptasyonu üzerinde durulmaktadır. Literatürde yer alan çalışmalara bakıldığında bu modellerin kullanıldığı ancak bu modeller için en iyi sonuçları verecek parametre seçeneklerine dair bilimsel bir verinin bilgisine yer verilmediği tespit edilmiştir. Bu çalışmada FV veri seti üzerinde tahminleme yapılarak, üzerinde çalışılan dört model için alan adaptasyonu sağlanarak literatürde yer alan bu eksikliğin giderilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca, en sık kullanılan bu modellerin başarımına etki eden hiper-parametrelerin bulunmasıyla modellerin FV veriler için alan adaptasyonu araştırılmıştır. Çalışma sonucunda FV verilerde kullanılan tahmin modellerinde hiper-parametre optimizasyonunun model başarısına önemli bir etkisi olduğu bulgusuna ulaşılmıştır. GSR modeli %99.9, ÇRR modeli %99.9, DVR modeli %99.4 ve ÇKA modeli %89.3 başarı göstermiştir. Bu çalışma ile, modellerde kullanılan hiper-parametre seçiminin, model tahmin başarısını doğrudan etkilediği ve FV verilerin tahminlemesinde kullanılması gereken hiper-parametreleri ortaya koymuştur. Bu çalışmadan elde edilen bulguların, diğer güneş enerjisi verilerinin tahmini üzerinde de bir fikir vereceği ve alandaki diğer araştırmacılara önemli bir katkı sağlayacağı düşünülmektedir.

2. Materyal ve yöntem

2.1. Veri seti

Bu çalışma kapsamında anlık FV verilerden derlenmiş bir veri seti kullanılmıştır. Veri seti "Yulara" adıyla <https://dkasolarcentre.com.au/download/?location=yulara> adresinden temin edilmiştir. Yulara Güneş Sistemi, Orta Avustralya'daki Uluru'da (Ayers Rock) dağıtılmış 1,8 MW'lık dağıtık bir güneş FV tesisidir. Veri seti, 2024 yılına ait Yulara Güneş Paneli Sistemine ait 5 dk. ölçümlerden oluşan 31270 kayıt içermektedir [25]. Veri setinde dağıtık yapıdaki 7 farklı kurulum üzerinden bilgi akışı sağlanmaktadır. Toplam 7 kaynağa ait güç, akım ve enerji ölçümleri ve çevresel faktörler ile toplam üretim bilgileri mevcuttur. Veri setindeki tüm parametreler kullanılmamıştır. Veri setinden 11_LD_PV1_DB_LD_1A_Current_Phase_Average_Mean, 11_LD_PV1_DB_LD_1A_Active_Energy_Delivered_Received, 11_LD_PV1_DB_LD_1A_Active_Power değişkenlerine ait veriler kullanılarak analizler yapılmıştır. Veri seti %20 Test, %80'i eğitim verisi olmak üzere rasgele olarak bölünerek kullanılmıştır.

2.2. Kullanılan yöntemleri

2.2.1. Gause Süreç Regresyonu(GSR)

GSR çok değişkenli ve doğrusal olmayan problem çözümlerine uygulanabilen bir regresyon modelidir.

Parametrik olmayan bir yöntem olup küçük veri setleri üzerinde etkin olarak kullanılmaktadır [26]. Sonuçlar üzerinde belirsizlik ölçümlerine dayalı olarak tahmin yapmaktadır. Sonuçları oluşturan fonksiyonun, Gausse Süreci olduğu varsayımına dayanır. Dolayısıyla GSR yöntemi, eğitim verisi ile tahmin edilen değişkenlerin olasılık dağılımının tahmini sonuçları ile formüle edilebilir [27], [28], [29], [30], [31], [32].

$$\begin{pmatrix} Y \\ \hat{Y} \end{pmatrix} \sim N(0, \delta)$$

δ : Kovaryans matrisi, N : Gauss dağılım fonksiyonu

X_{train} : Eğitim verisi, X_{test} : Test verisi

Ortak dağılımın ortalama değeri, genelliği kaybetmeden sıfır olarak kabul edilecektir. Çıktı dağılımı sıfırdan farklı bir ortalama civarında olsa bile, varsayımı karşılamak için ortak dağılımdan sıfır ortalama değerinin çıkarılabileceğine dikkat edilmelidir. K , K^* , K^{**} test ve eğitim verilerinden oluşan kombinasyonlar olmak üzere kovaryans matrisi δ Eşitlik 1 ve kombinasyonları Eşitlik 2 ile verilmektedir.

$$\delta = \begin{pmatrix} K & K^* \\ K^{T*} & K^{**} \end{pmatrix} \quad (\text{Eşitlik 1})$$

$$K = K(X_{train}; X_{train})$$

$$K^* = K(X_{train}; X_{test}) \quad (\text{Eşitlik 2})$$

$$K^{**} = K(X_{test}; X_{test})$$

Kovaryans matrisi, pozitif sonlu çekirdek fonksiyonu ile Eşitlik 3'te verildiği şekilde hesaplanır:

$$K(x, x') = -\lambda \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|x - x'\|_2^2\right) \quad (\text{Eşitlik 3})$$

Eşitlikteki λ ve σ GSR modelinin hiper-parametreleridir ve x ve x' girdi çiftleridir. GSR girilen eğitim veri setinin dağılımı üzerinden test verisi için bir dağılım tahminler. Girdi çiftleri arasındaki benzerlik ise K çekirdek fonksiyonu ile bulunur [27], [28], [29], [30], [31], [32]. x ve x' girdi çiftleri arasındaki mesafe veya benzerlik çekirdek fonksiyonu ile ölçülür. GSR, eğitim verilerine dayanarak test verilerinin yeni dağılımını tahmin etmeyi amaçlamaktadır. Bunun için Bayes kuralı sırayla dağılım fonksiyonun beklenen değerine ve kovaryansına aşağıda verilen Eşitlik 4 ve Eşitlik 5 ile uygulanır.

$$E(Y|Y, X_{train}, X_{test}) = K^* K^{-1} Y \quad (\text{Eşitlik 4})$$

$$\delta(Y|Y, X_{train}, X_{test}) = K^{**} - K^* K^{-1} K^* \quad (\text{Eşitlik 5})$$

Tahminlenen verinin dağılımı Eşitlik 4 ve Eşitlik 5 ile sağlanır. GSR modeli yalnızca tahminin beklenen değerini göstermekle kalmaz, aynı zamanda modelin tahminlerine güven sınırları vererek ilişkili bir varyans da sağlar. GSR, yalnızca eğitim verilerine güvenmek yerine, bunları tahminlerde bulunmak için açıkça kullanır [27], [28], [29], [30], [31], [32].

GSR için kullanılan farklı çekirdek fonksiyonları mevcuttur. Bu çalışma kapsamında kullanılan çekirdek fonksiyonları denklemleri ile birlikte Tablo 1'te verilmektedir.

2.2.2. Çekirdek Ridge Regresyonu (ÇRR)

Çekirdek Ridge Regresyonu (ÇRR), çekirdek kullanılan regresyon yöntemlerinden biridir. Temel amaç, bağımsız değişken x_i ile bağımlı değişken y_i arasında bağımlılığı modelleyen doğrusal bir fonksiyon bulmaktır. Doğrusal fonksiyonu bulmanın yöntemi ikinci derece (quadratic) maliyetini en aza indirmektir [33], [34], [35], [36], [37]. Maliyet fonksiyonu Eşitlik 6 ile verilmektedir.

x_i : Bağımsız değişken

y_i : Bağımlı değişken

w_i : Ağırlık matrisi

λ, α : Model parametresi, olmak üzere;

$$C(w) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left(y_i - w^T x_i \right)^2 \quad (\text{Eşitlik 6})$$

Ancak, eğer $x_i \rightarrow \Phi(x_i)$ 'ye giden bir özellik uzayında çalışırsak, aşırı uyum problemi ile karşılaşılır ve aşırı uyum problemini bertaraf etmek için veriyi düzenli hale getirmek gerekir. Veriyi düzenli hale getirmek için w ağırlık yüklerini cezalandırma yöntemi kullanılır [33], [34], [35], [36], [37]. α ve λ model hiper-parametreleri olup, α düzenlemenin şiddetini ayarlarken λ değeri, modelin esnekliğinin ne kadar cezalandırılacağını belirtmektedir. α 'nın değeri artarsa model daha düzgün bir forma girip, daha anlaşılır ve kolay olur ancak bazı özneliklerin gözden kaçmasına da neden olabilir. Buna karşın α değeri azalır daha fazla öznelik ele alınabilir ancak bu durumda model karmaşıklaşır [33], [34], [35], [36], [37]. Cezalandırma yöntemi olarak en çok tercih edilen çapraz doğrulama ve birini dışarıda bırakma yöntemleridir. Dolayısıyla toplam maliyet fonksiyonu Eşitlik 7 ile minimize edilmektedir.

$$C(w) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (y_i - w^T x_i)^2 + \frac{1}{2} \lambda \|w\|^2 \quad (\text{Eşitlik 7})$$

Eşitlik 7'nin türevleri alınıp sıfıra eşitlenir ve sonuç olarak ağırlık fonksiyonu w , Eşitlik 8 ile gösterildiği gibi elde edilir.

$$w = \left(\lambda I + \sum_i x_i x_i^T \right)^{-1} \left(\sum_j y_j x_j \right) \quad (\text{Eşitlik 8})$$

Düzenleme terimi, en küçük özdeğerleri sıfırdan sınırlayarak tersinin sayısal olarak kararlı hale getirilmiş oldu. Ancak veri noktaları kendi özellik vektörleriyle değiştirildiğinde ($x_i \rightarrow \phi_i = \phi(x_i)$), boyutların sayısı veri noktalarının sayısından çok daha büyük olacaktır [33], [34], [35], [36], [37]. Özellik alanının boyutluluğunu veya veri noktalarının sayısını azaltarak, en iyi şekilde tersini elde etmek için Eşitlik 9 ile verilen teknik kullanılır.

$$(P^{-1} + B^T R^{-1} B)^{-1} B^T R^{-1} = P B^T (B P B^T + R)^{-1} \quad (\text{Eşitlik 9})$$

Eşitlik 9 ile verileri uygulamak için $\Phi = \Phi_{ai}$ ve $y = y_i$ olarak tanımlanır. Çözüm Eşitlik 10'daki gibi dönüşür.

$$w = (\lambda I + \Phi \Phi^T)^{-1} (\Phi y) = (\Phi (\Phi^T \Phi + \lambda I))^{-1} y \quad (\text{Eşitlik 10})$$

Bu Eşitlik 10'da $\alpha = (\Phi^T \Phi + \lambda I_n)^{-1} y$ alınmak üzere

$w = \sum_i \alpha_i \Phi(x_i)$ olacaktır. Bu denklem, w gibi alternatif bir

formda ifade edilebilir ve aslında potansiyel olarak sonsuz uzunlukta olabilecek özellik vektörlerine erişim gerektirmediğini gösterir. Test için tahmin edilen değere ihtiyaç duyulur [33], [34], [35], [36], [37]. Bu tahmin çözüm üzerindeki projeksiyonu (w) ile Eşitlik 11 ile belirlenir.

$$y = w^T \Phi(x) = y (\Phi^T \Phi + I_n)^{-1} \Phi^T \Phi(x) = y (K + I_n)^{-1} k(x) \quad (\text{Eşitlik 11})$$

Eşitlik 11 ile verilen K ve k ifadeleri

$$K(x_i, x_j) = \Phi^T(x_i) \Phi(x_j) \text{ ve } \Phi(x) = k(x_i, x) \text{ şeklindedir.}$$

Sadece K çekirdeğine erişim sağlamak gerekiyor. ÇRR ile kullanılan farklı çekirdek fonksiyonları mevcuttur. Bu çalışma kapsamında Lineer, Polinom, Sigmoid ve Radyal Temel Fonksiyon (RBF), Laplacian, Kosinüs çekirdeklerinin etkisine bakılmıştır. Kullanılan çekirdeklerin denklemleri Tablo 2'de verilmektedir. Verinin durumuna göre daha az faktör ve sayısal karmaşıklık sağlayacak uygun çekirdeğin seçilmesi önemlidir.

2.2.3. Çok Katmanlı Algılayıcı

Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA), geri yayılım olarak bilinen algoritmayı kullanan denetimli öğrenme yöntemidir. ÇKA birden fazla düğümden oluşan ağ modelidir. Her bir düğüm doğrusal olmayan bir aktivasyon fonksiyonuna sahip bir nörondur. Bir ÇKA, bir giriş katmanı, bir veya daha fazla gizli katman ve bir çıkış katmanı dahil olmak üzere en az üç nöron katmanından oluşur. Bu katmanlar birbirine bağlıdır ve bilginin giriş katmanından çıkış katmanına akmasına izin vererek modelin öğrenmesini ve tahmin yapmasını sağlar [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44]. Algılayıcı, ağırlıklı gerçek değerli girdilerin doğrusal bir kombinasyonunu alır ve çıktı (y) oluşturmak için doğrusal olmayan bir aktivasyon fonksiyonundan geçirir. φ aktivasyon fonksiyonu, b bias, x_i giriş vektörü, w_i ağırlık vektörü olmak üzere y_i çıktısı Eşitlik 12 ile hesaplanmaktadır.

$$y = \varphi \left(\sum_{i=1}^n x_i \cdot w_i \right) + b \quad (\text{Eşitlik 12})$$

ÇKA algoritması ile birlikte birçok farklı aktivasyon fonksiyonu kullanılmaktadır. Hiperbolik tanjant, lojistik sigmoid ve ReLU fonksiyonları sıklıkla kullanılan aktivasyon fonksiyonlarıdır [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44]. Bu çalışma kapsamında kullanılan aktivasyon fonksiyonları ve denklemleri Tablo 3'de verilmektedir. ÇKA algoritması, çıkış hatasını en aza indirmek için gizli katmanın ağırlıklarını günceller. Gerçek hata değeri $O_n(t)$ ve istenen hata değeri T_n

olmak üzere, aradaki fark dikkate alınarak hata fonksiyonu Eşitlik 13'deki gibi yazılır.

$$E(O_n(t)) = T_n - O_n(t) \quad (\text{Eşitlik 13})$$

Eğitim, hata değerinin minimize edilmesiyle sağlanmaktadır. Bunun için öğrenme oranı denilen bir eşik değeri belirlenerek, yinelemeli hesaplama adımları optimum yakınsamayı yakalayacak şekilde sınırlanır. Bir katmandan sonraki katmana geçişte ağırlıklar güncellenir. Ağırlıkların güncellenmesi t birim zamanı, w_{ij} ağırlıklar olmak üzere göstermek üzere Eşitlik 14 ile gösterilmektedir.

$$w_{ij}(t+1) - w_{ij}(t) = E(O_j(t)) \quad (\text{Eşitlik 14})$$

2.2.4. Destek Vektör Regresyonu

Destek Vektör Regresyonu (DVR), sınıflandırma ve regresyon analizi için mevcut verilerin analiz edilmesinde kullanılan istatistiksel öğrenmeye dayalı denetimli bir öğrenme modelidir [45], [46], [47], [48]. DVR algoritması, iki farklı sınıftan birine ait olarak etiketlenmiş eğitim verilerini kullanarak, her yeni verinin hangi sınıflandırma sınıfına ait olduğunu belirleyen bir model tasarlar [49], [50], [51].

DVR, verileri sınıflandırmak için yüksek boyutlu bir özellik alanına eşler. Bir hiperdüzlem, sınıflar arasında ayırıcı olarak kullanılır ve kenar boşluğu adı verilen belirli bir mesafe içinde mümkün olduğu kadar çok veri noktasından geçer. Sonuç olarak, tahmindeki hata azaltılır ve bir çekirdek fonksiyonu yardımıyla, girdi ile hedef değişkenler arasındaki doğrusal olmayan ilişki yakalanır [52], [53], [54], [55], [56].

$$T = \{(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3), \dots, (x_N, y_N)\} \text{ test verisi}$$

olmak üzere; her bir gerçek özellik olan (x_i, y_i) noktaları için DVR ile tahmini bir (x_i, \hat{y}_i) noktası hesaplanır. Tahmini noktalar ile gerçek noktalar arasındaki minimum sapmanın elde edilmesi hedeflenir. Tahmin fonksiyonu $f(x)$; w ağırlık vektörü, $\varphi(x)$ x verisinin özellik fonksiyonu ve b bir sabit olmak üzere Eşitlik 15 ile modellenir [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53].

$$f(x) = w^T \varphi(x) + b \quad (\text{Eşitlik 15})$$

Uygun regresyon fonksiyonunu elde etmek için dışbükey optimizasyon probleminin Eşitlik 16 ile çözülmesi gerekir:

$$\min_{\frac{1}{2} \|w\|^2} \begin{cases} y_i - w^T \varphi(x_i) - b \leq \varepsilon \\ -y_i + w^T \varphi(x_i) + b \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{Eşitlik 16})$$

Tüm noktalar Eşitlik 16'daki kısıtları sağlamayabilir. Bu durumda kısıtlar Eşitlik 17'deki gibi gevşetilerek tüm noktalara uyumlu bir fonksiyon bulunur.

$$\min_{\frac{1}{2} \|w\|^2 + C \sum_{i=1}^N (\xi_i + \xi_i^*)} \text{s.t.} \begin{cases} y_i - w^T \varphi(x_i) - b \leq \varepsilon + \xi_i \\ -y_i + w^T \varphi(x_i) + b \leq \varepsilon + \xi_i^* \end{cases} \quad (\text{Eşitlik 17})$$

Eşitlik 17'de C , model karmaşıklığını ve eğitim seti hatasını dengeleyen ve aşırı uyumun önlenmesine yardımcı olan

önceden belirlenmiş bir cezadır. Burada, ξ_i ve ξ_i^* sırayla pozitif gevşetme parametresi ve negatif gevşetme parametresi olarak yer almaktadır ve $\forall i \in N$ için $\xi_i, \xi_i^* > 0$ olur. Bu optimizasyon problemi $\beta_i, \beta_i^* \in [0, C]$ Lagrange çarpanı olmak üzere Eşitlik 18 ile verilen Karush-Kuhn-Tucker (KKT) koşulunda ikili probleme dönüştürülerek çözülür.

$$\begin{aligned} & \max -\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^N (\beta_i - \beta_i^*)(\beta_j - \beta_j^*) \varphi(x_i)^T \varphi(x_j) \\ & -\varepsilon \sum_{i=1}^N (\beta_i - \beta_i^*) + \sum_{i=1}^N y_i (\beta_i - \beta_i^*) \quad (\text{Eşitlik 18}) \\ & \text{s.t.} \begin{cases} \sum_{i=1}^N (\beta_i - \beta_i^*) = 0 \end{cases} \end{aligned}$$

Bu ikili problem çözümünden sonra, $k(x_i, x_j) = \varphi(x_i)^T \varphi(x_j)$ doğrusal olmayan problemleri doğrusal bir yöntemle çözmeye olanak sağlayan bir çekirdek olmak üzere, DVR algoritması Eşitlik 19'daki hale gelir.

$$f(x) = \sum_{i=1}^N (\beta_i - \beta_i^*) k(x_i, x_j) + b \quad (\text{Eşitlik 19})$$

Tablo 1'de GSR modelinde kullanılan çekirdek fonksiyonları ve denklemleri gösterilmektedir. Tablo 1'de Eşitlik 20 ile RationalQuadratic, Eşitlik 21 ile Matern, Eşitlik 22 ile RBF, Eşitlik 23 ile ExpSineSquared, Eşitlik 24 ile DotProduct ve Eşitlik 25 ile WhiteKernel çekirdek fonksiyonları gösterilmektedir.

Tablo 2'de Çekirdek Ridge Regresyonu modelinde kullanılan çekirdek fonksiyonları gösterilmektedir. Tablo 2'de Eşitlik 26 ile rbf, Eşitlik 27 ile poly, Eşitlik 28 linear, Eşitlik 29 ile polynomial, Eşitlik 30 ile laplacian, Eşitlik 31 ile sigmoid, Eşitlik 32 ile cosine çekirdek fonksiyonu gösterilmektedir.

Tablo 3'de ÇKA ile kullanılan aktivasyon fonksiyonları gösterilmektedir. Tablo 3'de Eşitlik 33 ile Sigmoid (logistic), Eşitlik 34 ile Linear (identity), Eşitlik 35 ile Hiperbolik Tanjant (tanh), Eşitlik 36 ile Sinüs, Eşitlik 37 ile ReLU (relu) aktivasyon fonksiyonları verilmektedir.

Modellerin başarımlarını değerlendirmesi için hata istatistikleri kullanılmıştır. Başarım ölçütü olarak hata istatistiklerinden Determinasyon Katsayısı (The Coefficient of Determination - R²), Ortalama Mutlak Hata (Mean Absolute Error - MAE), Ortalama Mutlak Yüzde Hata (Mean Absolute Percentage Error - MAPE), Ortalama Kare Hata (Mean Squared Error - MSE) istatistikleri kullanılmıştır. Hata istatistiklerinin matematiksel denklemleri Tablo 4'te sırayla Eşitlik 38, Eşitlik 39, Eşitlik 40 ve Eşitlik 41 ile verilmiştir.

Tablo 1: GSR modelinde kullanılan çekirdekler

| Formülü | Eşitlik No |
|---------|------------|
|---------|------------|

| | |
|--|--------------|
| $k(x_i, x_j) = \left(1 + \frac{d(x_i, x_j)^2}{2\alpha l^2}\right)^{-\alpha}$ d : öklid uzaklığı, $l > 0$: çekirdeğin uzunluğu, $\alpha > 0$: karışıklık ölçeği | (Eşitlik 20) |
| $k(x_i, x_j) = \frac{1}{\Gamma(\nu)2^{\nu-1}} \left(\frac{\sqrt{2\nu}d(x_i, x_j)}{l}\right)^{\nu} K_{\nu} \left(\frac{\sqrt{2\nu}d(x_i, x_j)}{l}\right)$ K_{ν} : modifiye bessel fonksiyonu, d : öklid uzaklığı, Γ : gamma fonksiyonu, ν : matern parametresi | (Eşitlik 21) |
| $k(x_i, x_j) = e^{-\left(\frac{d(x_i, x_j)^2}{2l^2}\right)}$ $l > 0$: uzunluk ölçeği | (Eşitlik 22) |
| $k(x_i, x_j) = e^{-\left(\frac{2 \sin^2\left(\frac{\pi d(x_i, x_j)}{p}\right)}{l^2}\right)}$ p : çekirdeğin periyodu d : öklid mesafesi l : uzunluk ölçeği | (Eşitlik 23) |
| $k(x_i, x_j) = \sigma_0^2 + x_i x_j, x \sim N(0, \sigma_0^2)$ | (Eşitlik 24) |
| $k(x_i, x_j) = \begin{cases} \sigma^2, & x_i = x_j \\ 0, & x_i \neq x_j \end{cases}$ | (Eşitlik 25) |

Tablo 2: ÇRR modelinde kullanılan çekirdek fonksiyonları

| Formülü | Eşitlik No |
|---|--------------|
| $f(x, y) = e^{-\gamma \ x-y\ ^2}, \gamma = \sigma^{-2}$ | (Eşitlik 26) |
| $f(x, y) = (\gamma x^T y + C_0)^d$ | (Eşitlik 27) |
| $f(x, y) = x^T y$ | (Eşitlik 28) |
| $f(x, y) = (\gamma x^T y + C_0)^d$ | (Eşitlik 29) |
| $f(x, y) = e^{(-\gamma \ x-y\ _1)}$ | (Eşitlik 30) |
| $f(x, y) = \tanh(\gamma x^T y + C_0)$ | (Eşitlik 31) |
| $f(x, y) = \frac{xy^T}{\ x\ \ y\ }$ | (Eşitlik 32) |
| γ : eğim C_0 : kesişme noktası d : çekirdeğin derecesi | |

Tablo 3: Aktivasyon fonksiyonları

| Formülü | Aralık | Eşitlik No |
|---|--------|--------------|
| $f(x) = \sigma(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$ | (0,1) | (Eşitlik 33) |

| Formülü | Aralık | Eşitlik No |
|--|----------------------|--------------|
| $f(x)=x$ | $(-\infty, +\infty)$ | (Eşitlik 34) |
| $f(x)=\frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$ | $(-1,1)$ | (Eşitlik 35) |
| $f(x)=\sin(x)$ | $(-1,1)$ | (Eşitlik 36) |
| $f(x)=\begin{cases} 0, x < 0 \\ x, x \geq 0 \end{cases}$ | $[0, +\infty)$ | (Eşitlik 37) |

Tablo 4’de yer alan n örneklemin boyutu, y tahmini değerler, y gerçek değerler, i sıra indisi ve \bar{y} gerçek değerlerin ortalamasıdır.

Tablo 4: Hata fonksiyonları

| Formülü | Eşitlik No |
|--|--------------|
| $R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n (\bar{y} - y_i)^2}$ | (Eşitlik 38) |
| $MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i - \hat{y}_i $ | (Eşitlik 39) |
| $MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left \frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \right \cdot 100$ | (Eşitlik 40) |
| $MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2$ | (Eşitlik 41) |

3. Bulgular

Bu çalışma kapsamında 4 model için en iyi sonuçları verecek model parametreleri aranmıştır. Elde edilen bulgular her model için ayrı başlıklar altında aşağıda detaylı yorumlanarak açıklanmaktadır. Modellerin başarımlarını ölçütü olarak hata istatistiklerinden Determinasyon Katsayısı (The Coefficient of Determination - R^2), Ortalama Mutlak Hata (Mean Absolute Error - MAE), Ortalama Mutlak Yüzde Hata (Mean Absolute Percentage Error - MAPE), Ortalama Kare Hata (Mean Squared Error - MSE) istatistikleri kullanılmıştır.

3.1. Gausse süreç regresyonu (GSR)

GSR modeli için kullanılan çekirdek kümesi Tablo 5’de verilmektedir. GSR modeli için farklı 10 hibrit çekirdek kullanılmıştır. Bunun yanında alfa hiper-parametresi için $\{1e-5, 1e-6, 1e-7, 1e-8, 1e-9, 1e-10\}$ kümesi üzerinde arama yapılmıştır. Toplam 60 parametre kombinasyonu üzerinde veri seti ile model eğitilmiştir. Eğitilen modelin arama uzayındaki en iyi 10 sonuca ait parametreler ve modelin test başarımları, eğitim başarımları ve tüm başarımların değerleri Tablo 6’da verilmektedir. Ayrıca en iyi 10 sonuca ait hata istatistikleri Tablo 7 ile verilmektedir. Toplam 60 arama kombinasyonu içerisinde en iyi sonuçları kernel5 çekirdeği vermiştir. Alfa parametresi küçüldükçe başarımların arttığı gözlemlenmektedir. GSR modeli için Tablo 6’dan en iyi 10 sonuç değerine

bakıldığında, bunun 3’ü kernel5, 3’ü kernel9, 3’ü kernel6, 1’i ise kernel3 olarak gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar ele alındığında GSR modelinde sırayla kernel5, kernel9, kernel6 ve kernel3 en başarılı çekirdekler olduğu gözlemlenmektedir ve etkin yüksek başarımlı bir tahminleme yapmaktadır. Alfa hiper-parametresi küçüldükçe tercih edilen çekirdeğe bağlı olarak daha doğru bir tahminleme yapmaktadır. Dolayısıyla alfa hiper-parametresinin küçük değerleri daha yüksek başarımlı bir tahminleme yapmaktadır.

GSR modeli genel başarımlarına bakıldığında R^2 değerleri 1’e oldukça yakındır. FV verilerin tahminlenmesinde tercih edilebilir yüksek performanslı bir sonuç vermektedir. Araştırmacılar için Tablo 6’da verilen opsiyonların kullanılması önerilir. GSR modelinin en iyi 10 sonucu için hata metrikleri Şekil 1 ile gösterilmektedir. Şekil 1’e bakıldığında GSR modelinin yüksek bir başarımla sağladığı gözlemlenmektedir. En iyi ilk 10 sonucun tüm parametreler için %99 ile çok iyi düzeyde model başarımları sağlanmıştır. Bu parametreler ile GSR modeli en iyi sonuçları vererek uyum sağlamaktadır. Dolayısıyla benzer veri grupları ile çalışacak araştırmacılar için Tablo 6 ile verilen parametreler önerilmektedir.

Tablo 5: GSR yönteminde kullanılan hibrit çekirdekler

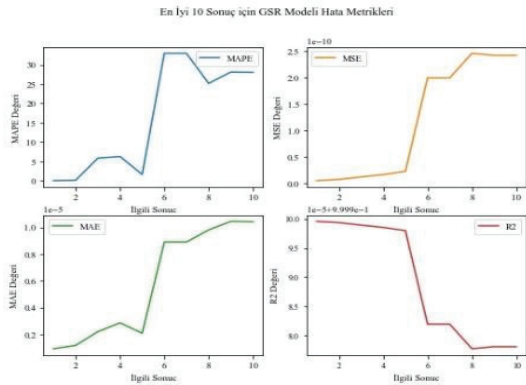
| |
|---|
| kernel1 = 1.0 * ExpSineSquared(1.0, 5.0, periodicity_bands=(1e-2, 1e1)) + WhiteKernel(1e-1) |
| kernel2 = 1.0 * RationalQuadratic(length_scale=1.0, alpha=0.1, alpha_bands=(1e-5, 1e15)) |
| kernel3 = 1.0 * ExpSineSquared(length_scale=1.0, periodicity=3.0, length_scale_bands=(0.1, 10.0), periodicity_bands=(1.0, 10.0),) |
| kernel4 = ConstantKernel(0.1, (0.01, 10.0)) * (DotProduct(sigma_0=1.0, sigma_0_bands=(0.1, 10.0)))**2) |
| kernel5=1.0*Matern(length_scale=1.0,length_scale_bands=(1e-1, 10.0), nu=1.5) |
| kernel6 = 1.0 *RBF(length_scale=1.0,length_scale_bands=(1e-1, 10.0)) |
| kernel7 = DotProduct() + WhiteKernel() |
| kernel8 = (2.0**2 * RBF(length_scale=100.0))* ExpSineSquared(length_scale=1.0, periodicity=1.0, periodicity_bands="fixed") |
| kernel9 = 0.5**2 * RationalQuadratic(length_scale=1.0, alpha=1.0) |
| kernel10 = 0.1**2 * RBF(length_scale=0.1) + WhiteKernel(noise_level=0.1**2, noise_level_bands=(1e-5, 1e5)) |

Tablo 6: GSR modeli parametre optimizasyon sonuçları

| | KÇ | Alfa | Test Başarısı | Eğitim Başarısı | Tüm Başarım |
|----|----------|-------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 1 | Kernel5 | 1e-10 | 0.9999995666753888 | 0.9999996360999129 | 0.9999995635757206 |
| 2 | Kernel5 | 1e-09 | 0.9999993720640215 | 0.999999416616922 | 0.9999993522051118 |
| 3 | Kernel 9 | 1e-10 | 0.9999991425491173 | 0.999999084232051 | 0.9999989266195003 |
| 4 | Kernel6 | 1e-10 | 0.9999988329861459 | 0.9999987419472298 | 0.9999985289073444 |
| 5 | Kernel5 | 1e-08 | 0.9999977180188296 | 0.9999979337167189 | 0.9999979730758589 |
| 6 | Kernel9 | 1e-09 | 0.9999894678970781 | 0.9999870519888565 | 0.99998195195435 |
| 7 | Kernel6 | 1e-09 | 0.9999894676756663 | 0.9999870517483663 | 0.9999819515134415 |
| 8 | Kernel3 | 1e-08 | 0.9999862033596446 | 0.9999841103752487 | 0.9999777414578157 |
| 9 | Kernel6 | 1e-08 | 0.9999861981838991 | 0.999984238183998 | 0.99997808875239 |
| 10 | Kernel9 | 1e-08 | 0.9999861941766368 | 0.9999842331458716 | 0.9999780787411638 |

Tablo 7: GSR modeli parametre optimizasyon sonuçlarına ait hata ölçümleri

| Sonuç | R ² | MAPE | MAE | MSE |
|-------|--------------------|---------------------|------------------------|------------------------|
| 1 | 0.9999995635757193 | 0.02714814417670158 | 9.293850874592236e-07 | 4.826169993321797e-12 |
| 2 | 0.9999993522051117 | 0.1402433073012991 | 1.1781099353997412e-06 | 7.163598336677436e-12 |
| 3 | 0.9999989266193544 | 5.8506300311038935 | 2.204208828301445e-06 | 1.1869911212674655e-11 |
| 4 | 0.9999985289067767 | 6.278921824531058 | 2.862304771350019e-06 | 1.6267990314584437e-11 |
| 5 | 0.999997973075859 | 1.6025772945703567 | 2.0861408564890825e-06 | 2.2414610965196905e-11 |
| 6 | 0.9999819526649717 | 32.9663816453031 | 8.897877740341748e-06 | 1.9957530004966646e-10 |
| 7 | 0.9999819515133506 | 32.960938644615766 | 8.897726940794216e-06 | 1.995880351777695e-10 |
| 8 | 0.9999777414922322 | 25.1803979003369 | 9.803625993680196e-06 | 2.4614428442969144e-10 |
| 9 | 0.9999780887530689 | 28.119319085944472 | 1.0439913266969644e-05 | 2.4230412267848463e-10 |
| 10 | 0.9999780787313216 | 28.057909628087046 | 1.0418991121948402e-05 | 2.424149475309963e-10 |

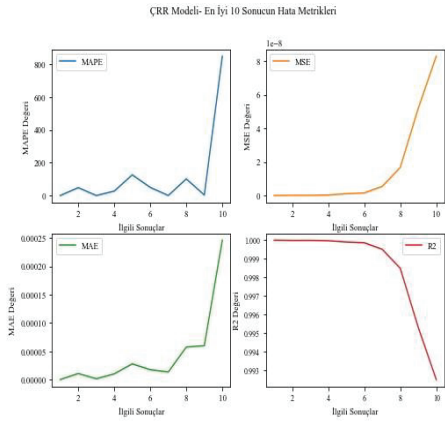


Şekil 1: GSR modeli en iyi 10 sonuç için hata değerleri

3.2. Çekirdek Ridge Regresyon

Çekirdek Ridge Regresyon modelinde çekirdekler için {'linear', 'poly', 'polynomial', 'rbf', 'laplacian', 'sigmoid', 'cosine'} ve alfa parametresi için {0.001, 0.01, 0.1, 0.5, 1.0, 1.5, 2.0} kümesi kullanılmıştır. Model eğitiminde 7*7=49 farklı kombinasyonda en iyi 10 sonucu veren parametreler Tablo 6'da gösterilmektedir. Elde edilen bulgulardan en iyi 10 sonuçtan 4'ü laplacian, 3'ü sigmoid, 3'ü rbf çekirdeği ile sonuçlanmıştır. En iyi sonuçları sırayla laplacian, sigmoid ve rbf çekirdekleri vermiştir. Ayrıca alfa hiper-parametresine bağlı olarak, tüm çekirdekler için alfa parametresi küçüldükçe daha başarılı sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Dolayısıyla bu alanda

çalışma yapacak araştırmacılara yönelik, daha küçük alfa değerleri ile laplacian çekirdeğini öncelikli olarak tercih etmeleri önerilmektedir. ÇRR modelinin en iyi 10 sonucu veren parametreler ile modelin gösterdiği test başarımı, eğitim başarımı ve tüm başarım değerleri Tablo 8'da verilmektedir. ÇRR modelinin en iyi 10 sonuç için hata değerleri Tablo 9'da verilmektedir. Ayrıca hataların değişimleri Şekil 2 ile gösterilmektedir. Şekil 2'ye bakıldığında ilk 8 parametre sonuçlarının yakın bir aralıkta uyum sağladığı gözlemlenirken, son iki parametre seçeneğinde bir ivme kazanmaktadır. Bu durumda ÇRR modelinin fit olabileceği sınırlı parametre aralıklarının olduğunu söylenebilir. Buna rağmen ilk on parametre sonuçları %99'luk bir başarım sağlamaktadır. Bu da modelin oldukça uyumlu bir model olduğunu göstermektedir. Bu çalışma ile özellikle, model ile kullanılacak hiper-parametrelerin seçimi için öneri sunmaktadır. Ayrıca, göreceli olarak ÇRR modelinin çalışmada ele alınan diğer modellere göre performansı ortaya koyulmuştur. FV verileri tahminleme yapacak araştırmacıların kullanacağı başarılı modellerden biri olarak önerilir.



Şekil 2: ÇRR modeli için hata değerleri

Tablo 8: ÇRR modeli parametre optimizasyon sonuçları

| Sonuç | Çekirdek | Alfa | Test Başarısı | Eğitim Başarısı | Tüm Başarım |
|-------|-----------|-------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 1 | laplacian | 0.001 | 0.9999987980460636 | 0.9999998794470555 | 0.9999996695638114 |
| 2 | sigmoid | 0.001 | 0.9999839556191499 | 0.9999863018702193 | 0.9999858475415098 |
| 3 | laplacian | 0.01 | 0.9999830860537541 | 0.9999900947533114 | 0.9999887351807252 |
| 4 | rbf | 0.001 | 0.9999615457754577 | 0.9999733911439811 | 0.9999710941026322 |
| 5 | sigmoid | 0.01 | 0.9998899121754008 | 0.9999043246986568 | 0.9999015347481939 |
| 6 | rbf | 0.01 | 0.9997996077359167 | 0.9998771869227109 | 0.999862138856716 |
| 7 | laplacian | 0.1 | 0.9992639719281444 | 0.9995665898619557 | 0.9995078873980036 |
| 8 | rbf | 0.1 | 0.998213491427882 | 0.9985560065827508 | 0.9984896387403313 |
| 9 | laplacian | 0.5 | 0.9937112722605406 | 0.9956992974656395 | 0.9953137689097676 |
| 10 | sigmoid | 0.1 | 0.9933306326088064 | 0.9923097269683065 | 0.9925084744423972 |

Tablo 9: ÇRR modeli parametre optimizasyon sonuçlarına ait hata ölçümleri

| Sonuç | R ² | MAPE | MAE | MSE |
|-------|--------------------|-----------------------|------------------------|------------------------|
| 1 | 0.9999996695638114 | 0.0020068661776795576 | 3.8695107881889684e-07 | 3.654107456617858e-12 |
| 2 | 0.9999858475415098 | 47.941600229388435 | 1.092281172170866e-05 | 1.5650405698072931e-10 |
| 3 | 0.9999887351807252 | 0.008611630323888472 | 1.7524640543848124e-06 | 1.2457128341945425e-10 |
| 4 | 0.9999710941026322 | 27.036120999662106 | 1.0294452928521803e-05 | 3.196540171347161e-10 |
| 5 | 0.9999015347481939 | 126.22611508688267 | 2.808792304618609e-05 | 1.0888716889679125e-09 |
| 6 | 0.999862138856716 | 49.39217539714162 | 1.7638856096801332e-05 | 1.5245286349976073e-09 |
| 7 | 0.9995078873980036 | 0.15906116889612903 | 1.3680571080890003e-05 | 5.441995732193181e-09 |
| 8 | 0.9984896387403313 | 101.57200917118983 | 5.764198397807113e-05 | 1.6702233382851197e-08 |
| 9 | 0.9953137689097677 | 3.200260003124837 | 6.003163483068043e-05 | 5.182238676606316e-08 |
| 10 | 0.9925084744423963 | 847.8405060880547 | 0.0002461248586839819 | 8.284455619851612e-08 |

3.3. Çok Katmanlı Algılayıcı Ağ

Çok katmanlı algılayıcı ağ modeli için gizli katman sayısı için {25,50,75,100,125,150,175,200}, aktivasyon fonksiyonu için {'identity', 'logistic', 'tanh', 'relu'}, optimizasyon fonksiyonu için {'lbfgs', 'sgd', 'adam'}, alfa değeri için {1e-3,1e-4,1e-5,1e-6,1e-7,1e-8,1e-9,1e-10} ve öğrenme oranı için {'constant', 'invscaling', 'adaptive'} kümesi üzerinde arama yapılmıştır. Bu parametrelerin çapraz eğitimi sonucu toplam $8 \times 3 \times 8 \times 3 \times 4 = 2304$ farklı parametre kombinasyonu üzerinde model eğitilmiştir. En iyi sonucu veren ilk 10 sonuç Tablo 10'da yer almaktadır. Tanh fonksiyonu ve lbfgs optimizasyon fonksiyonu 50 gizli katman ile en iyi sonucu birlikte vermiştir. Alfa değerinin küçüldükçe başarımların düştüğü gözlemlenmektedir. ÇKA modelinde alfa hiper-parametresinin büyük değerleri daha yüksek bir

başarımlar sağlamıştır. ÇKA modelinin başarımlarını gösteren hata metrikleri Tablo 11'de verilmiştir. En iyi 10 sonuca ait hata metriklerinin değişimleri ise Şekil 3 ile gösterilmektedir. Şekil 3'ü bakıldığında en iyi 10 sonuca ait hataların ilk üç parametre seçeneğinden sonra keskin kırılmalar göstererek arttığı görülmektedir. Bu da modelin yeterince esnek olmadığını göstermektedir. R² değeri ilk üç parametre seçeneği için 0,88 değerini göstermiştir. Model başarımları da %89-%87 arasında kalmıştır. Ayrıca, ÇKA modelinin optimizasyonu diğer modellere göre daha fazla bir iş yükü yaratmıştır. Dolayısıyla diğer modeller göz önüne alındığında, ÇKA modelinin tercih edilmemesi önerilmektedir. Buna karşın modeli tercih edecek araştırmacılara, model ile en iyi sonuçları veren hiper-parametreler verilerek, araştırmacıların daha güvenilir bir sonuca erişmeleri sağlanmaktadır.

Tablo 10: ÇKA parametre optimizasyon sonuçları

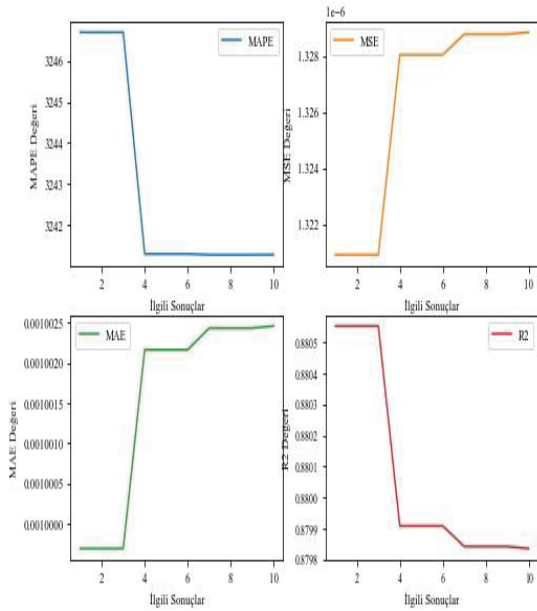
| Sonuç | of | af | alfa | gks | öo | Test Başarımı | Eğitim Başarımı | Tüm Başarım |
|-------|-------|------|--------|-----|------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 1 | lbfgs | tanh | 0.001 | 50 | constant | 0.8931093262511726 | 0.8775163094415739 | 0.8805523105648849 |
| 2 | lbfgs | tanh | 0.001 | 50 | invscaling | 0.8931093262511726 | 0.8775163094415739 | 0.8805523105648849 |
| 3 | lbfgs | tanh | 0.001 | 50 | adaptive | 0.8931093262511726 | 0.8775163094415739 | 0.8805523105648849 |
| 4 | lbfgs | tanh | 0.0001 | 50 | constant | 0.892603808542023 | 0.8768380744642525 | 0.8799076514554283 |
| 5 | lbfgs | tanh | 0.0001 | 50 | invscaling | 0.892603808542023 | 0.8768380744642525 | 0.8799076514554283 |
| 6 | lbfgs | tanh | 0.0001 | 50 | adaptive | 0.892603808542023 | 0.8768380744642525 | 0.8799076514554283 |
| 7 | lbfgs | tanh | 1e-05 | 50 | constant | 0.8925496893108172 | 0.8767691633599937 | 0.8798416166995398 |
| 8 | lbfgs | tanh | 1e-05 | 50 | invscaling | 0.8925496893108172 | 0.8767691633599937 | 0.8798416166995398 |
| 9 | lbfgs | tanh | 1e-05 | 50 | adaptive | 0.8925496893108172 | 0.8767691633599937 | 0.8798416166995398 |
| 10 | lbfgs | tanh | 1e-06 | 50 | constant | 0.8925442423357038 | 0.8767622620146029 | 0.8798349981729631 |

of : optimizasyon fonksiyonu, af: aktivasyon fonksiyonu, öo : öğrenme oranı, gks : gizli katman sayısı

Tablo 11: ÇKA modeli parametre optimizasyon sonuçlarına ait hata ölçümleri

| Sonuç | R2 | MAPE | MAE | MSE |
|-------|--------------------|--------------------|-----------------------|------------------------|
| 1 | 0.8805523105648684 | 3246.695656629084 | 0.0009996845577681752 | 1.3209046333891184e-06 |
| 2 | 0.8805523105648684 | 3246.695656629084 | 0.0009996845577681752 | 1.3209046333891184e-06 |
| 3 | 0.8805523105648684 | 3246.695656629084 | 0.0009996845577681752 | 1.3209046333891184e-06 |
| 4 | 0.8799076514554319 | 3241.297389150151 | 0.0010021640693171653 | 1.3280335549165085e-06 |
| 5 | 0.8799076514554319 | 3241.297389150151 | 0.0010021640693171653 | 1.3280335549165085e-06 |
| 6 | 0.8799076514554319 | 3241.297389150151 | 0.0010021640693171653 | 1.3280335549165085e-06 |
| 7 | 0.8798416166995481 | 3241.2777857555634 | 0.0010024341465225855 | 1.328763796040671e-06 |
| 8 | 0.8798416166995481 | 3241.2777857555634 | 0.0010024341465225855 | 1.328763796040671e-06 |
| 9 | 0.8798416166995481 | 3241.2777857555634 | 0.0010024341465225855 | 1.328763796040671e-06 |
| 10 | 0.8798349981729998 | 3241.2807559016705 | 0.0010024612786627663 | 1.328836986593165e-06 |

ÇKA Modeli- En İyi 10 Sonuçun Hata Metrikleri



Şekil 3: ÇKA modeli en iyi 10 sonuç için hata değerleri

3.4. Destek Vektör Regresyonu

DVR modelinde en iyi performansı veren parametreler çekirdek=rbf, alfa=0.1, c=100.0 olmuştur ve bu parametreler ile modelin verdiği en iyi başarımları eğitim, test ve tüm başarımları için sırasıyla %99.5, %99.4 ve %99.5 şeklinde gerçekleşmiştir. DVR modelinde çekirdek hiper-parametresi için {'linear', 'poly', 'rbf', 'sigmoid'}, DVR çapı (C) için {0.1, 1, 10, 100} ve Gamma değeri için {1, 0.1, 0.01, 0.001} kümesi kullanılarak çapraz olarak 4*4*4 =64 sonuç için başarımlarına bakıldı. Toplam 64 sonuç içerisinde, DVR modeli için en iyi sonucu veren ilk 10 parametre kümesi ve başarımları sonuçları Tablo 12 ile gösterilmektedir. En iyi 10 sonucun hata ölçümleri Tablo 13'de verilmiştir. Ayrıca sonuçlara göre hata ölçümlerinin değişimleri Şekil 4 ile gösterilmektedir. Şekil 4'e bakıldığında DVR modelinin ilk 5 parametre seçeneğinde oldukça iyi bir tahminleme gösterirken, 5. parametre sonucundan sonra kırılarak hata oranlarının arttığı görülmektedir. R² değerleri 0,99 ile başlayıp, 5. Sonuçta 0,98 ve geri kalan sonuçlarda ise 0,84'den 0,55 kadar düşmektedir. Buna karşın DVR modeli %99-%58 arasında kabul edilebilir bir başarımlar göstererek kullanılabilir. Bu çalışmanın önemli bir katkısı olarak, DVR modelinde kullanılacak en yüksek performanslı hiper parametre seçenekleri ortaya konulmuştur. Kullanılan çekirdek kümesinden rbf çekirdeği en iyi performansı göstermiştir. Alfa hiper-parametresi küçüldükçe aynı çap değeri (C) için model başarımları da düşmektedir. Alfa hiper-parametresinin etkisi kullanılan çap değerine ve çekirdeğe göre değişecektir.

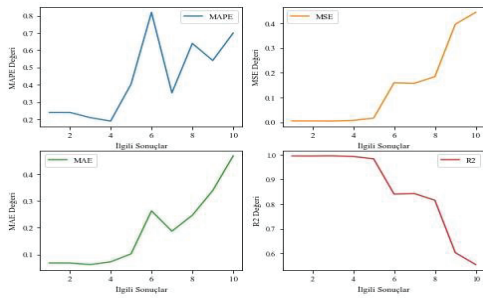
Tablo 12: DVR modeli parametre eğitim-test başarımları sonuçları

| No | Çekirdek | Alfa | C | Test Başarısı | Eğitim Başarısı | Tüm Başarım |
|----|----------|------|-------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 1 | rbf | 1.0 | 10.0 | 0.9947885454724892 | 0.9945860582845478 | 0.9946257796900833 |
| 2 | rbf | 1.0 | 100.0 | 0.9947885454724892 | 0.9945860582845478 | 0.9946257796900833 |
| 3 | rbf | 0.1 | 100.0 | 0.9943255151001058 | 0.9953749868902075 | 0.9951716503455275 |
| 4 | rbf | 1.0 | 1.0 | 0.9922599192882197 | 0.9925763015565525 | 0.9925154698382551 |
| 5 | rbf | 0.1 | 10.0 | 0.9816089327446099 | 0.9836538912576811 | 0.9832582468208101 |
| 6 | rbf | 0.01 | 100.0 | 0.8576946196085322 | 0.8363315260605095 | 0.8404906550700277 |
| 7 | rbf | 1.0 | 0.1 | 0.851021572879882 | 0.840320375197682 | 0.8424097930895271 |
| 8 | rbf | 0.1 | 1.0 | 0.8305064105919377 | 0.8119922070796591 | 0.8156002741140768 |
| 9 | rbf | 0.01 | 10.0 | 0.6201768569996875 | 0.599396032040385 | 0.6034605282256147 |
| 10 | poly | 1.0 | 1.0 | 0.582824940883486 | 0.5484956153052433 | 0.5551937324288759 |

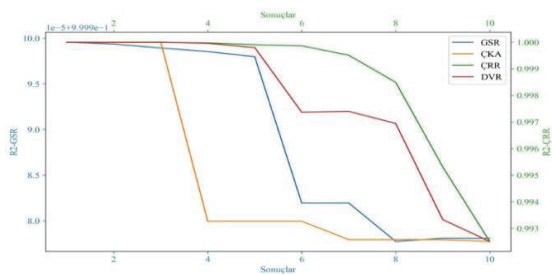
Tablo 13: DVR modeli parametre optimizasyon sonuçlarına ait hata ölçümleri

| Sonuç | R2 | MAPE | MAE | MSE |
|-------|--------------------|---------------------|---------------------|----------------------|
| 1 | 0.9946257796900833 | 0.23969086240215334 | 0.0681175532310015 | 0.0053742203099168 |
| 2 | 0.9946257796900833 | 0.23969086240215334 | 0.0681175532310015 | 0.0053742203099168 |
| 3 | 0.9951716503455275 | 0.2093487711535098 | 0.06202045871613352 | 0.004828349654472585 |
| 4 | 0.9925154698382551 | 0.18960868903664588 | 0.07236799875199258 | 0.007484530161744912 |
| 5 | 0.9832582468208101 | 0.4035427240293038 | 0.10229500310774213 | 0.016741753179189942 |
| 6 | 0.8404906550700277 | 0.8194277738401038 | 0.26320581921108177 | 0.15950934492997226 |
| 7 | 0.8424097930895271 | 0.3528848094724646 | 0.18698872816123796 | 0.15759020691047293 |
| 8 | 0.8156002741140768 | 0.6393706926551627 | 0.24676187971960056 | 0.1843997258859233 |
| 9 | 0.6034605282256147 | 0.5403055057860047 | 0.3393313955905729 | 0.3965394717743854 |
| 10 | 0.5551937324288759 | 0.6992699630346573 | 0.4693528931221485 | 0.4448062675711242 |

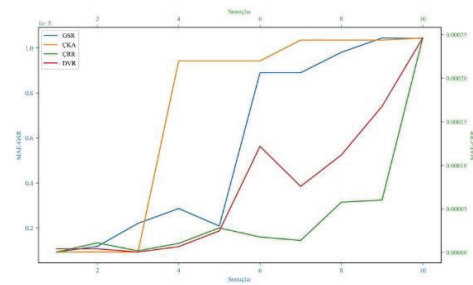
DVR Modeli- En İyi 10 Sonuçun Hata Metrikleri



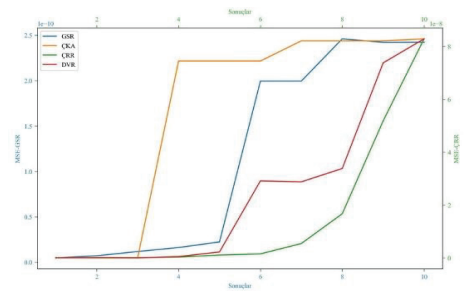
Şekil 4: DVR modeli en iyi 10 sonuç için hata değerleri



Şekil 5: Modellerin en iyi 10 sonuç için determinasyon katsayısı (R^2) değişimi



Şekil 6: Modellerin en iyi 10 sonuç için Ortalama Mutlak Hata (MAE) değişimi



Şekil 7: Modellerin en iyi 10 sonuç için Ortalama Kare Hata (MSE) değişimi

4. Sonuç ve tartışma

Bu çalışma kapsamında anlık üretilen FV veriler üzerinde 4 yapay zeka modelinin performansları ve performanslarını etkileyen hiper-parametre faktörleri araştırılmaktadır. Çalışmada, Gauss Süreç Regresyonu, Çok Katmanlı Algılayıcı, Çekirdek Ridge Regresyonu, Destek Vektör Makinesi Regresyonu yöntemleri kullanılmıştır. Anlık verilerden akım tahmini yapılarak, modellerin ne kadar performans gösterdiğine bakılmıştır. Modellerin eğitimi farklı parametreler ile yapılarak, farklı boyutlardaki arama uzaylarında parametre bazında öğrenme düzeylerine bakılmıştır.

Şekil 5, Şekil 6, Şekil 7 ile tüm modellerin hata değişimleri birlikte karşılaştırılmalı olarak verilmektedir. Şekil 5, modellerin ilk 10 sonuç için R^2 değerinin değişimini göstermektedir. Şekil 6, modellerin ilk 10 sonuç için MAE hata değerinin değişimini göstermektedir. Şekil 7 ise modellerin ilk 10 sonuç için MSE hata değerinin değişimini göstermektedir. Şekil 5, Şekil 6, Şekil 7'e bakıldığında;

GSR modeli, en iyi 10 sonucu ile tahminleme başarımı en yüksek olan model olup, esneklik konusunda geride kalmaktadır. Dolayısıyla hem tahminleme gücü çok yüksek hem de parametre optimizasyonuna diğer modellere göre ihtiyaç duyan bir model olarak ön plana çıkmaktadır. Bu anlamda bu çalışmanın önemini vurgulamaktadır.

Grafiklerdeki kırılma noktaları göz önünde alındığında ÇRR modelinin en esnek model olduğu söylenebilir. Esneklik bakımından, DVR, GSR ve ÇKA modelleri sırayla ÇRR modelini takip etmektedir. Ancak bu en keskin parametre seçiminin önem bakımından tersi bir sırada olduğu anlamına gelir. Çünkü yapısı gereği esnek olabilen modellerde parametre seçimi de daha esnek olabilmektedir. Ancak keskin kırılmaların olduğu modellerde en iyi sonucu verebilecek parametre seçimi oldukça önem kazanacaktır. Dolayısıyla daha az esneklik gösteren modellerde parametre tahmini daha kritik bir anlam taşıyacaktır. ÇRR modelinin alanda tahminleme yapmak için yüksek başarılı olarak kullanılabilir olduğu hata metriklerinden de gözlemlenmektedir. En iyi tahminleme başarımı gösteren ikinci model olarak, GSR modeli ile yakın bir başarımla sağlamıştır.

DVR modelinin ÇRR modelinden sonra esnek olan ikinci model olduğu gözlemlenmektedir. Ancak başarımla GSR ve ÇRR modelinin arkasında kalmaktadır. DVR için ilk 10 sonuç için R^2 değerleri 0,99 ile 0,55 arasında değişirken, GSR ve ÇRR modelinde 0,99 da, ÇKA modelinde ise 0,88-0,87 arasında değişmektedir. ÇKA modelinin % 89 ile kabul edilebilir bir test başarımı sağlanmasına rağmen, GSR, ÇRR ve DVR modellerine kıyasla tercih edilebilir bir model olmadığını gözlemlenmiştir.

Çalışmanın sonucunda, GSR ve ÇRR modelinin FV verilerin tahmininde daha uygun olduğu gözlemlenmiştir. GSR ve ÇRR modeli daha yüksek bir performans ile tahminlemektedir. DVR Regresyon modelinin ise daha düşük bir performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Ancak DVR regresyon modelinin belirli parametre seçeneklerinde, yüksek başarımla göstermesinin parametre seçiminin benzer bir veride performansı etkileyeceği bilgisine ulaşılabilir. ÇKA modeli ise kullanılan diğer modellere göre göreceli olarak daha düşük bir performans sergilemekle beraber etkin ve kabul edilebilir bir başarı sağlamaktadır. Ancak bu çalışmanın bulgularına dayanarak, GSR ve ÇRR modellerinin tercih edilmesi önerilir.

5. Referanslar

- [1] F. Birol, "World Energy Outlook.", 2023. [Çevrimiçi]. URL: <https://iea.blob.core.windows.net/assets/26ca51d0-4a42-4649-a7c0-552d75ddf9b2/WorldEnergyOutlook2023.pdf> (Erişim zamanı: 04/05/2024)
- [2] M. Ş. Kalay, "Fotovoltaik Enerji Santrallerinde Panellere Ait Verilerin Uzaktan Erişim ile İzlenmesi ve Kayıt Altına Alınması", Marmara Üniversitesi, 2023.
- [3] M. J. Alshareef, "A Comprehensive Review of the Soiling Effects on PV Module Performance", *IEEE Access*, c. 11, sayı 12, ss. 134623–134651, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3337204.
- [4] C. R. Sarin, G. Mani, A. A. Stonier, G. Peter, P. Kumaresan, ve V. Ganji, "An extensive critique on expert system control in solar photovoltaic dominated microgrids", *IET Renewable Power Generation*, c. 17, sayı 14, ss. 1–16, 2023, doi: 10.1049/rpg2.12875.
- [5] J. Gaboitaolelwe, A. M. Zungeru, A. Yahya, C. K. Lebekwe, D. N. Vinod, ve A. O. Salau, "Machine Learning Based Solar Photovoltaic Power Forecasting: A Review and Comparison", *IEEE Access*, c. 11, sayı April, ss. 40820–40845, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3270041.
- [6] I. Shafi vd., "An Artificial Neural Network-Based Approach for Real-Time Hybrid Wind–Solar Resource Assessment and Power Estimation", *Energies*, c. 16, sayı 10, ss. 1–18, 2023, doi: 10.3390/en16104171.
- [7] R. Tobishima ve S. Urano, "Solar radiation estimation for photovoltaic power generation using Geostationary and Low-Earth Orbit Satellite Data", *2023 IEEE Belgrade PowerTech, PowerTech 2023*, ss. 1–6, 2023, doi: 10.1109/PowerTech55446.2023.10202850.
- [8] L. Visser, T. AlSkaif, J. Hu, A. Louwen, ve W. Van Sark, "On the value of expert knowledge in estimation and forecasting of solar photovoltaic power generation", *Solar Energy*, c. 251, sayı 09, ss. 86–105, 2023, doi: 10.1016/j.solener.2023.01.019.
- [9] O. Akı, T. Tez, ve D. Akal, "Destek Vektör Regresyon (SVR) Yöntemi Kullanılarak Haftalık Dönemde Fotovoltaik Panel Enerji Tahmini", içinde *V. International Agricultural, Biological & Life Science Conference*, Edirne, 2023, ss. 1715–1730. [Çevrimiçi]. Available at: <https://agbiol.congress.gen.tr/files/site/16/files/5th-AGBIOL23-Conferences-Program-9.pdf>
- [10] M. Phiri, M. Mulenga, A. Zimba, ve C. I. Eke, "Deep learning techniques for solar tracking systems: A systematic literature review, research challenges, and open research directions", *Solar Energy*, c. 262, sayı April, s. 111803, 2023, doi: 10.1016/j.solener.2023.111803.
- [11] O. Gandhi vd., "The value of solar forecasts and the cost of their errors: A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, c. 189, sayı October 2023, 2024, doi: 10.1016/j.rser.2023.113915.

- [12] J. Tian, R. Ooka, ve D. Lee, “Multi-scale solar radiation and photovoltaic power forecasting with machine learning algorithms in urban environment: A state-of-the-art review”, *Journal of Cleaner Production*, c. 426, sayı 1, September, s. 139040, 2023, doi: 10.1016/j.jclepro.2023.139040.
- [13] J. F. L. De Oliveira vd., “Forecasting Methods for Photovoltaic Energy in the Scenario of Battery Energy Storage Systems: A Comprehensive Review”, *Energies*, c. 16, sayı 18, ss. 1–20, 2023, doi: 10.3390/en16186638.
- [14] A. M. Assaf, H. Haron, H. N. Abdull Hamed, F. A. Ghaleb, S. N. Qasem, ve A. M. Albarrak, “A Review on Neural Network Based Models for Short Term Solar Irradiance Forecasting”, *Applied Sciences (Switzerland)*, c. 13, sayı 14, 2023, doi: 10.3390/app13148332.
- [15] I. Gallardo, D. Amor, ve Á. Gutiérrez, “Recent Trends in Real-Time Photovoltaic Prediction Systems”, *Energies*, c. 16, sayı 15, ss. 1–17, 2023, doi: 10.3390/en16155693.
- [16] N. Rahimi vd., “A Comprehensive Review on Ensemble Solar Power Forecasting Algorithms”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, c. 18, sayı 2, ss. 719–733, 2023, doi: 10.1007/s42835-023-01378-2.
- [17] B. E. Demir, “A New Low-Cost Internet of Things-Based Monitoring System Design for Stand-Alone Solar Photovoltaic Plant and Power Estimation”, *Applied Sciences*, c. 13, sayı 24, s. 13072, 2023, doi: 10.3390/app132413072.
- [18] L. Visser, T. AlSkaif, J. Hu, A. Louwen, ve W. Van Sark, “On the value of expert knowledge in estimation and forecasting of solar photovoltaic power generation”, *Solar Energy*, c. 251, sayı 1, December 2022, ss. 86–105, 2023, doi: 10.1016/j.solener.2023.01.019.
- [19] H. Wen, Y. Du, X. Chen, E. G. Lim, H. Wen, ve K. Yan, “A regional solar forecasting approach using generative adversarial networks with solar irradiance maps”, *Renewable Energy*, c. 216, sayı 1, October 2022, s. 119043, 2023, doi: 10.1016/j.renene.2023.119043.
- [20] D. Venkateswaran ve Y. Cho, “Efficient solar power generation forecasting for greenhouses: A hybrid deep learning approach”, *Alexandria Engineering Journal*, c. 91, sayı 1, February, ss. 222–236, 2024, doi: 10.1016/j.aej.2024.02.004.
- [21] C. Maduabuchi vd., “Renewable Energy Potential Estimation Using Climatic-Weather-Forecasting Machine Learning Algorithms”, *Energies*, c. 16, sayı 4, 2023, doi: 10.3390/en16041603.
- [22] S. Islam ve N. K. Roy, “Renewables integration into power systems through intelligent techniques: Implementation procedures, key features, and performance evaluation”, *Energy Reports*, c. 9, ss. 6063–6087, 2023, doi: 10.1016/j.egy.2023.05.063.
- [23] H. Wang vd., “Distributed Photovoltaic Power Forecast Methods: A Review”, *2023 IEEE IAS Industrial and Commercial Power System Asia, I and CPS Asia 2023*, ss. 805–809, 2023, doi: 10.1109/ICPSAsia58343.2023.10294618.
- [24] F. Z. Ennaji, A. El Fazziki, H. El Alaoui Abdallaoui, A. Sadiq, M. Sadgal, ve D. Benslimane, “Multi-agent framework for social CRM: Extracting and analyzing opinions”, içinde *Proceedings of IEEE/ACS International Conference on Computer Systems and Applications, AICCSA*, IEEE Computer Society, Tem. 2016. doi: 10.1109/AICCSA.2016.7945700.
- [25] “Yulara Total of all sites | DKA Solar Centre”. Erişim: 24 Temmuz 2024. [Çevrimiçi]. Available at: <https://dkasolarcentre.com.au/source/yulara/yulara-total-of-all-yulara-sites>
- [26] J. Tian, R. Ooka, ve D. Lee, “Multi-scale solar radiation and photovoltaic power forecasting with machine learning algorithms in urban environment: A state-of-the-art review”, *Journal of Cleaner Production*, c. 426, sayı 09, s. 139040, 2023, doi: 10.1016/j.jclepro.2023.139040.
- [27] J. Wang, “An Intuitive Tutorial to Gaussian Process Regression”, *Computing in Science and Engineering*, c. 25, sayı 4, ss. 4–11, 2023, doi: 10.1109/MCSE.2023.3342149.
- [28] P. S. Palar, L. Parussini, L. Bregant, K. Shimoyama, ve L. R. Zuhail, “On kernel functions for bi-fidelity Gaussian process regressions”, *Structural and Multidisciplinary Optimization*, c. 66, sayı 2, ss. 1–22, 2023, doi: 10.1007/s00158-023-03487-y.
- [29] S. Barthelmé, P. O. Amblard, N. Tremblay, ve K. Usevich, “Gaussian Process Regression in the Flat Limit”, *Annals of Statistics*, c. 51, sayı 6, ss. 2471–2505, 2023, doi: 10.1214/23-AOS2336.
- [30] J. Dearmon ve T. E. Smith, “A Local Gaussian Process Regression Approach, to Mass Appraisal of Residential Properties”, *Journal of Real Estate Finance and Economics*, sayı 0123456789, 2024, doi: 10.1007/s11146-024-09980-5.
- [31] Y. Xie, D. Wu, ve Z. Qiang, “A unifying view for the mixture model of sparse Gaussian processes”, *Information Sciences*, c. 660, sayı 1, May 2023, 2024, doi: 10.1016/j.ins.2024.120124.
- [32] B. Jin ve X. Xu, “Forecasting wholesale prices of yellow corn through the Gaussian process regression”, *Neural Computing and Applications*, c. 36, sayı 15, ss. 8693–8710, 2024, doi: 10.1007/s00521-024-09531-2.
- [33] S. Manzhos ve M. Ihara, “Degeneration of kernel regression with Matern kernels into low-order polynomial regression in high dimension”, *Journal of Chemical Physics*, c. 160, sayı 2, 2024, doi: 10.1063/5.0187867.
- [34] J. Li, Y. Liu, ve W. Wang, “Optimal Rates for Agnostic Distributed Learning”, *IEEE Transactions on Information Theory*, c. 70, sayı 4, ss. 2759–2778, 2024, doi: 10.1109/TIT.2023.3344656.
- [35] L. Tang ve Z. H. Zhang, “Nuclear charge radius predictions by kernel ridge regression with odd–even effects”, *Nuclear Science and Techniques*, c. 35, sayı 2, ss. 1–9, 2024, doi: 10.1007/s41365-024-01379-4.

- [36] A. M. Almarzooqi, M. Maalouf, T. H. M. El-Fouly, V. E. Katzourakis, M. S. El Moursi, ve C. V. Chrysikopoulos, "A hybrid machine-learning model for solar irradiance forecasting", *Clean Energy*, c. 8, sayı 1, ss. 100–110, 2024, doi: 10.1093/ce/zkad075.
- [37] L. Ran, Z. Wang, B. Yang, A. Amiri-Margavi, ve N. Alshahrani, "Development of novel computational models based on artificial intelligence technique to predict the viscosity of ionic liquids-water mixtures", *Case Studies in Thermal Engineering*, c. 54, sayı 1, s. 104076, 2024, doi: 10.1016/j.csite.2024.104076.
- [38] W. Wan ve M. Xu, "The implementation of a multi-layer perceptron model using meta-heuristic algorithms for predicting undrained shear strength", *Multiscale and Multidisciplinary Modeling, Experiments and Design*, c. 7, sayı 3, 2024, doi: 10.1007/s41939-024-00435-1.
- [39] C. Liu vd., "End-to-end methane gas detection algorithm based on transformer and multi-layer perceptron", *Optics Express*, c. 32, sayı 1, s. 987, 2024, doi: 10.1364/oe.511813.
- [40] X. Feng, Y. H. Xiu, H. X. Long, Z. T. Wang, A. Bilal, ve L. M. Yang, "Advancing single-cell RNA-seq data analysis through the fusion of multi-layer perceptron and graph neural network", *Briefings in Bioinformatics*, c. 25, sayı 1, ss. 1–13, 2024, doi: 10.1093/bib/bbad481.
- [41] J. Bak, M. Tai, D. Park, ve S. Jeong, "Subsonic Wind Tunnel Wall Interference Correction Method Using Data Mining and Multi-Layer Perceptron", *International Journal of Aeronautical and Space Sciences*, 2024, doi: 10.1007/s42405-023-00704-2.
- [42] X. Wu, G. Yan, W. Zhang, ve Y. Bao, "Prediction Of Compressive Strength Of High-performance Concrete Using Multi-layer Perceptron", *Journal of Applied Science and Engineering (Taiwan)*, c. 27, sayı 7, ss. 2719–2733, 2024, doi: 10.6180/jase.202407_27(7).0004.
- [43] S. Das, S. Moon, R. Kaur, G. Sharma, P. Kumar, ve U. Lavrenčić Štanger, "Artificial neural network modeling of photocatalytic degradation of pollutants: a review of photocatalyst, optimum parameters and model topology", *Catalysis Reviews - Science and Engineering*, c. 00, sayı 100, ss. 1–35, 2024, doi: 10.1080/01614940.2024.2338131.
- [44] A. Olusola, S. Ali Safaa, P. Prashant, A. Mohammad, ve O. Kaiwartya, "Securing Mobile Edge Computing Using Hybrid Deep Learning Method", *Computers*, c. 13, sayı 25, ss. 1–19, 2024, doi: https://doi.org/10.3390/computers13010025.
- [45] C. S. Jiang, X. Chen, B. Y. Jiang, ve G. Q. Liang, "Hybrid genetic algorithm and support vector regression for predicting the shear capacity of recycled aggregate concrete beam", *Soft Computing*, c. 28, sayı 2, ss. 1023–1039, 2024, doi: 10.1007/s00500-023-09380-6.
- [46] Y. Lin, L. Li, S. Yang, X. Chen, X. Li, ve Z. Zhu, "Performance prediction and optimization of hydrogenation feed pump based on particle swarm optimization-least squares support vector regression surrogate model", *Engineering Applications of Computational Fluid Mechanics*, c. 18, sayı 1, 2024, doi: 10.1080/19942060.2024.2315985.
- [47] Y. Huang, Z. Zhou, M. Li, ve X. Luo, "Prediction of Ground Vibration Induced by Rock Blasting Based on Optimized Support Vector Regression Models", *Computer Modeling in Engineering & Sciences*, c. 139, sayı 3, ss. 3147–3165, 2024, doi: 10.32604/cmescs.2024.045947.
- [48] Y. Zhuo ve T. Morimoto, "A Hybrid Model for Forecasting Realized Volatility Based on Heterogeneous Autoregressive Model and Support Vector Regression", *Risks*, c. 12, sayı 1, 2024, doi: 10.3390/risks12010012.
- [49] M. Açıkkar, "Fast grid search: A grid search-inspired algorithm for optimizing hyperparameters of support vector regression", *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, c. 32, sayı 1, ss. 68–92, 2024, doi: 10.55730/1300-0632.4056.
- [50] K. K. Yaswanth, V. Sathish Kumar, J. Revathy, G. Murali, ve C. Pavithra, "Compressive strength prediction of ternary blended geopolymer concrete using artificial neural networks and support vector regression", *Innovative Infrastructure Solutions*, c. 9, sayı 2, ss. 1–24, 2024, doi: 10.1007/s41062-023-01343-y.
- [51] L. Sun ve T. Li, "Using Novel Optimization Algorithms with Support Vector Regression to Estimate Pile Settlement Rates", *Indian Geotechnical Journal*, 2024, doi: 10.1007/s40098-024-00901-0.
- [52] B. Sharma ve N. K. Goel, "Streamflow prediction using support vector regression machine learning model for Tehri Dam", *Applied Water Science*, c. 14, sayı 5, 2024, doi: 10.1007/s13201-024-02135-0.
- [53] M. Abroun, A. Jahangiri, A. G. Shamim, ve H. Heidari, "Predicting long-term electricity prices using modified support vector regression method", *Electrical Engineering*, 2024, doi: 10.1007/s00202-023-02174-x.
- [54] J. Gao ve Y. Liu, "Prediction and the influencing factor study of colorectal cancer hospitalization costs in China based on machine learning-random forest and support vector regression: a retrospective study", *Frontiers in Public Health*, c. 12, sayı 1, February, ss. 1–11, 2024, doi: 10.3389/fpubh.2024.1211220.
- [55] J. Yao, Y. Zhang, X. Liang, ve T. Ding, "Investigating the estimation of optimum moisture content through support vector regression in individual and hybrid approaches", *Multiscale and Multidisciplinary Modeling, Experiments and Design*, 2024, doi: 10.1007/s41939-024-00397-4.
- [56] M. Achite, S. Emami, M. Jehanzaib, O. M. Katipoğlu, ve H. Emami, "An election algorithm combined with support vector regression for estimating hydrological drought", *Modeling Earth Systems and Environment*, c. 10, sayı 1, ss. 1395–1405, 2024, doi: 10.1007/s40808-023-01850-y.



Özgeçmişler



Fikriye Ataman received the Computer Engineering degree from the Mersin University, Mersin, Turkey and Master of Science Degree in Computer Engineering in Atatürk University, Erzurum, Turkey, and the PhD degree from the Van Yuzuncu Yil University, Van. She is currently a full assistant professor with the Computer Engineering in Van Yuzuncu Yil University, Van, Turkey. She research interests include cloud computing and high performance computing and applied ML/AI.

Metamalzeme Tabanlı Hassas Mikrodalga Sensör ile Zeytinyağındaki Tağışış Tespiti

Adulteration Detection in Olive Oil by Sensitive Metamaterial-Based Microwave Sensor

 Hüseyin Korkmaz¹, Uğur Cem Hasar¹ 

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gaziantep Üniversitesi, Gaziantep
muh.huseyinkorkmaz@gmail.com, ORCID: 0000-0002-3518-1943, ugurcem.hasar@gmail.com,
ORCID: 0000-0002-6098-7762

Öz

Bu çalışmada, tekrarlanabilir, uygulanabilir ve dielektrik parametrelerdeki değişikliklere duyarlı olan bir mikrodalga sensör önerilmiş, saf zeytinyağında mısır yağının tespiti için özel olarak tasarlanmış ve kapsamlı bir şekilde analiz edilmiştir. Ayrıca bu çalışma önerilen mikrodalga sensörünün hassasiyetini ve performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Önerilen sensör 5.055 GHz rezonans frekansında 41.65 dB'lik bir büyüklüğe sahiptir. Numuneler doğrudan sensör üzerine sensörün tüm yüzeyini kapsayacak şekilde yerleştirilerek sensörün performansı test edilmiştir. Numunelerin ölçülen dielektrik sabitleri, kayıp tanjant değerleri, rezonans frekansları ve $|S_{11}|_{dB}$ değerlerine göre sonuçların tutarlı olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen metamalzeme sensörü, 192.7'lik kalite faktörü, %7.25 normalleştirilmiş hassasiyet değeri ve 1203.3 başarımlı ölçüsü değeri ile literatürde mevcut olan diğer sensörlerle karşılaştırıldığında üstün performans sergilemiştir.

Anahtar Kelimeler: Mikrodalga Sensörü, Yüksek Hassasiyet, Zeytinyağı, Mısır Yağı, Tağışış Tespiti

Abstract

In this study, a microwave sensor proposed that is reproducible, feasible, and sensitive to changes in dielectric parameters was specifically designed and comprehensively analyzed for the detection of corn oil in pure olive oil. Additionally, this study aims to increase the sensitivity and performance of the proposed microwave sensor. The proposed sensor has a magnitude of 41.65 dB at a resonance frequency of 5.055 GHz. The performance of the sensor was tested by placing the samples directly on the sensor to cover the entire

surface of the sensor. It has been observed that the results are consistent according to the measured dielectric constant, loss tangent value, resonance frequency, and $|S_{11}|_{dB}$ value of samples. The proposed metamaterial sensor demonstrated superior performance to other sensors available in the literature, with a quality factor of 192.7, a normalized sensitivity value of 7.25%, and a Figure of Merit value of 1203.3.

Keywords: Microwave Sensor, High Sensitivity, Olive Oil, Corn Oil, Adulteration Detection

1. Giriş

Zeytinyağının kalitesi ve bileşimi, üretim süreçlerinin her aşamasında kritik olan temel parametrelerdir. Ancak bazı üreticiler kârı maksimuma çıkarmak için gıdalardaki tağışış oranını arttırmaktadır [1]. Günlük kullanımda zeytinyağının hem bileşim hem de kalite açısından diğer yağlardan üstün olduğu belirtilmektedir. Ancak bu yağların üretim süreçlerindeki farklılıklar nedeniyle fiyat aralığı düşük kaliteli ürünlerden yüksek kaliteli ürünlere kadar geniş bir aralıkta değişebilmektedir. Bu durum, düşük kaliteli yağların yüksek kaliteli yağlarla karıştırılması sonucu pazarlama sürecinde ortaya çıkan karmaşıklıkları artırabilmektedir [2]. Sızma zeytinyağı ve diğer değerli yağlara genellikle ayçiçeği, mısır, palmiye ve pamuk tohumu gibi daha ekonomik yağlarla katkı yapılmaktadır [3]. Bu tür katkılar, normal insan duyuları veya basit araçlarla tespit edilmesini zorlaştırmak için çeşitli yöntemler kullanabilmektedir [4]. Yağ numunelerinin analizinde, gaz kromatografisi [5] ve yüksek performanslı sıvı kromatografisi [6] gibi geleneksel yöntemlerin yanı sıra,

diferansiyel taramalı kalorimetri [7] yöntemleri (ince tabaka kromatografisi [8] gibi modern teknikler ve kızılötesi spektroskopisi [9], ultraviyole spektroskopisi [10] ve floresans spektroskopisi [11]) de kullanılmaktadır. Bu analiz teknikleri çoğu zaman alıcı ve karmaşık olduğu için eleştirilmekte ve yüksek maliyetli tesisler gerektirdiği sıklıkla vurgulanmaktadır. Son araştırmalar yüksek doğruluk, kompakt boyut ve yüksek hassasiyete sahip sensörlerin geliştirilmesi üzerine yoğunlaşmıştır [12]-[20]. Mikrodalga (MD) sensörler, algılama süreçlerinde elektromanyetik alanları kullanır ve genellikle 300 MHz ile THz arasında değişen frekanslarda çalışır [21][39]. MD sensörlerinin diğer alternatiflere göre düşük maliyet, kompakt yapı, yüksek doğruluk, kolay üretim ve test edilebilirlik gibi avantajları bulunmaktadır. Bu bariz avantajlar sayesinde MD sensörler sağlık [22], gıda sanayi [18], savunma sanayi [23] ve sanayi [24] gibi birçok farklı alanda kritik bir rol oynamaktadır. Son yıllarda araştırmacılar MD sensörlerini kullanarak taşıma tespiti konusunda çeşitli çalışmalar yürütmektedir. MM sensörlerinin farklı yağların tespitinde kullanılabilirliği de araştırmalarda gösterilmiştir [25][26]. Örneğin kirli ve temiz transformatör yağlarında rezonans frekans kayması 70 MHz civarında iken zeytinyağı ve mısır yağlarında bu değer 50 MHz'e düşmektedir. Markalı ve markasız yakıt numunelerinin tespiti için yüksek verimli ve taşınabilir bir sensör önerilmiştir [27]. Markalı ve markasız motorin için rezonans frekans kayması 72 MHz olarak belirlenirken, markalı ve markasız benzin için bu kayma 12 MHz olarak belirlendi. Orijinal ve katkı benzin numunelerini ayırt etmek için iletim hattı tabanlı bir MTM sensörü geliştirildi [28]. Bu sensör, 50 MHz frekans kaymasıyla orijinal ve katkı dizel numuneleri arasında ayırma kapasitesine sahiptir. Literatür araştırmaları, MM tabanlı sensörlerin geniş bir frekans aralığında katı dielektrik malzemelerden sıvılara, gazlar [26][27][28][29] ve biyomoleküllere kadar çeşitli malzemeleri tespit etmek için kullanılabilirliğini ortaya koymaktadır [30][31][32]. Orijinal ve katkı yakıt numunelerini ayırt etmek için yüksek hassasiyetli bir MM sensörü geliştirilmiştir [33]. Bu çalışmada rezonans frekansı 100 MHz kadar kaydırılmıştır. Akış algılama için Rhombus MM sensörü önerilmiştir [34], ancak bu çalışmada sensörün hassasiyetinin ve kalite faktörünün düşük olduğu görülmüştür. Başka bir çalışmada polipropilen tespiti için kullanılan kavisli çizgi MM tabanlı sensörün orta

düzeyde performans gösterdiği belirtilmiştir [35]. Değişen elektriksel özelliklere sahip sıvı kimyasalları tespit etmek için MM soğurucudan ilham alan bir sensör önerilmiştir [36]. Sensörün kalite faktörünün ve hassasiyetinin yetersiz olduğu tespit edilmiştir. Bu eksiklikleri gidermek amacıyla endüstriyel uygulamalara yönelik omega formatında yeni bir sensör piyasaya sürülmüştür [37]. Sensör 8–12 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde tasarlanmış olup, temiz ve atık transformatör yağları için 70 MHz frekans kayması sağlayacak şekilde geliştirilmiştir. Sıvı kimyasalları tespit etmek için yeni bir MM sensörü de tanıtılmıştır [38]. Çalışmadaki kalite faktörleri ve hassasiyet ortalama düzeyde olduğu anlaşılmıştır. MD tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatörlerin zeytinyağı taşımasına karşı algılama yetenekleri araştırılmıştır. Zeytinyağı, mısır yağı ve soya yağı gibi farklı tipteki yenilebilir yağlar için 2-9 GHz frekans aralığında elektromanyetik tepkileri araştırılmıştır. Ancak hesaplanan kalite faktörü, S ve başarımlı ölçümü değerleri yeterli düzeyde değildir [42]. Saf ve katkı yakıt ve yağların geniş bir yelpazesini tespit etmek için metamalzeme sensörü önerilmiştir. Sensörün yüksek kalite faktörü ve düşük seviyede hassasiyet ve başarımlı değerine sahip olduğu gözlemlenmiştir [43]. Yaklaşık 3 GHz frekansında çalışan PCB kartlarından, mineral yağların özelliklerini algılamak için bir mikrodalga aktif anten sensörü tasarlanıp imal edilmiştir. Tasarlanan antenin üst yüzüne temas edecek şekilde mikroskop cam slaytı üzerine 150 µL kapasiteli M şeklinde bir kanal oluşturuldu. Daha sonra kanala yeni ve hasarlı trafo yağı enjekte edilerek sensör test edildi. Önerilen sensörün düşük hassasiyete sahip olduğu anlaşılmaktadır [44]. Motor yağının ömrü ve seviye tespiti amacıyla iki farklı yağ numunesine yerleştirilen önerilen antenle, geri dönüş kaybı grafiğindeki rezonans frekansı ve bant genişlikleri incelenmiştir. Bu çalışma, önerilen anten aracılığıyla motor yağının ömrünün mikrodalga frekanslarında gerçek zamanlı olarak tespitini sağlamaktadır. Ancak hassasiyet, kalite faktörü ve başarımlı ölçümü hakkında herhangi bir analize rastlanmamıştır [45]. Metamalzeme tabanlı bir sensör tasarımı, TE polarizasyon modunda 8-12 GHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Önerilen yapı, ön yüzeyinde dört ayrı dikdörtgen ve halka tabanlı rezonatörler içermekte olup, arka yüzeyde ise bu rezonatörlerin açıları 180° değiştirilmiştir. Ayrıca, yapının arka kısmına 10 mm kalınlığında WR90 dalga kılavuzuyla uyumlu boyutlarda bir örnek tutucu entegre

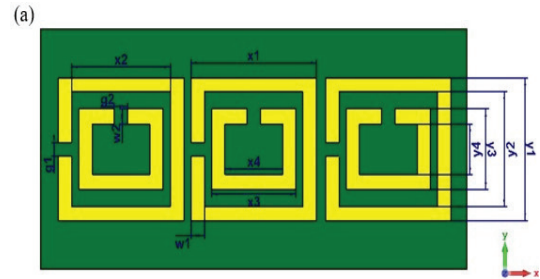
edilerek, test edilecek malzemenin bu tutucuya yerleştirilmesi hedeflenmiştir. Önerilen sensörün kalite faktörü yeterli düzeyde iken hassasiyet ve başarımlı ölçümü hakkında herhangi bir hesaplama yapılmamıştır [46]. Literatür araştırmamız sonucunda önerilen sensörlerin hassasiyetinin (S), kalite faktörünün ve başarımlı ölçümü değerlerinin önemli performans parametreleri olduğu ve bu parametrelerin potansiyel kısıtlamalar oluşturabileceği ve literatürde önerilen sensörlerin bu konularda dezavantajları bulunmaktadır [39]. Bu sınırlamalara ve dezavantajlara çözüm olarak bu çalışma, zeytinyağındaki tağışları tespit etmek için tekrarlanabilir, uygulanabilir ve dielektrik parametrelerdeki değişikliklere yüksek hassasiyetle tepki verebilen MM tabanlı bir MD sensör önermekte ve bu sensörün hassasiyetini ve performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Önerilen sensör, saf zeytinyağındaki %10 oranındaki mısır yağını tespit edebilmekle özelliği ile başarılı bir performans sergilemektedir. Önerilen sensör, literatürde mevcut olan diğer sensörlere kıyasla daha yüksek performans sergilemekte ve 5.055 GHz frekansında maksimum %7.25 hassasiyet, 192,7 kalite faktörü ve 1203,3 başarımlı ölçümü değeriyle çalışmaktadır. Ayrıca önerilen sensör, yüksek hassasiyet, kompakt tasarım ve düşük ölçüm maliyetleri ve az miktarda test numunesi gerektirmesi gibi avantajlar sayesinde MD algılama uygulamaları için önemli bir aday olarak değerlendirilebilmektedir.

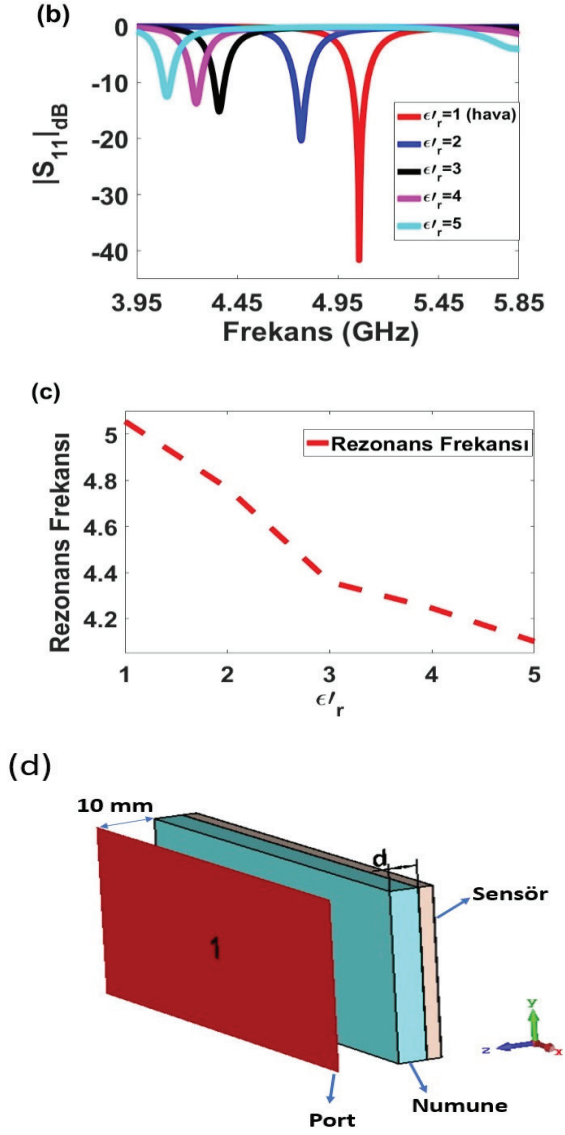
2. Malzemeler ve Yöntemler

2.1. Tasarım ve Analiz

Bu bölümde bu çalışma kapsamında geliştirilen ve incelenen MM tabanlı sensör detaylı olarak ele alınacaktır. Önerilen sensörün boyutları titizlikle analiz edilmiş ve optimum tasarıma ulaşılmıştır. Sıvı gıdaların, özellikle de yağların MD teknikleri kullanılarak tespit edilmesi için geliştirilen sensörün son versiyonu, boyutlarıyla birlikte Şekil 1(a)'da sunulmuştur. Simülasyonlar, Sonlu Entegrasyon Tekniği (FIT) tabanlı Bilgisayar Simülasyonu Teknolojisi Mikrodalga (CST Studio Suite 2019) programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Frekans alanı çözücüsü en yüksek çözünürlük (3. derece) ve 10–12 doğruluk seviyesi ile kullanılmıştır. S-parametrelerinin doğru simülasyonunu sağlamak için dalga boyu başına düşen hücre sayısı otomatik olarak ayarlandı. Simülasyonun ağ tipi dört yüzlü ağ olarak seçildi ve dalga boyu başına minimum ve

maksimum geçiş sayıları sırasıyla 3 ve 8 olarak düzenlendi. Tasarlanan sensör, üstte iç içe iki ayrı halkadan oluşan üç grup rezonatör, ortada FR-4 dielektrik katman ve altta bakır topraklama katmanından oluşmaktadır. Önerilen tasarımda FR-4 malzemesinin kayıp tanjant değeri 0,025, bağıl geçirgenliği 4,3 ve kalınlığı 1,6 mm olarak belirlenmiştir. Sensörün genel boyutları 47,55 x 22,15 mm² olarak belirlenmiş, C bant dalga kılavuzuyla uyumlu olup 3.95-5.85 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde optimize edilmiştir. Z eksenine normal bir elektromanyetik dalga durumunda, x ve y eksenlerine mükemmel bir elektrik iletkeni (PEC) sınır koşulu uygulanır. Tasarlanan sensörün geometrik detayları $x_1=14$ mm, $x_2=11$ mm, $x_3=9,41$ mm, $x_4=6,44$ mm, $y_1=13,17$ mm, $y_2=10,62$ mm, $y_3=7,45$ mm, $y_4=4,66$ mm, $g_1=1,27$ mm, $g_2=1,49$ mm, $w_1=1,5$ mm, $w_2=1,4$ mm şeklindedir. Numune katmanı (d=3 mm) önerilen sensörün tüm üst yüzeyini kaplayacak şekilde sensörün üzerine yerleştirilmiştir. Dalga kılavuzu numuneye 10 mm uzaklıkta konumlandırılmış ve frekans alanı çözücüsü en yüksek çözünürlük düzeyinde çalıştırılmıştır. S parametrelerini simüle etmek için dalga boyu başına hücre sayısı otomatik olarak ayarlandı. CST programında tasarlanan yansıma tabanlı sensörün $|S_{11}|_{dB}$ değeri Şekil 1(b)'de gösterildiği gibi rezonans frekansı yaklaşık 5.055 GHz ve $|S_{11}|_{dB}$ ise -41.65 dB olduğu görülmektedir.

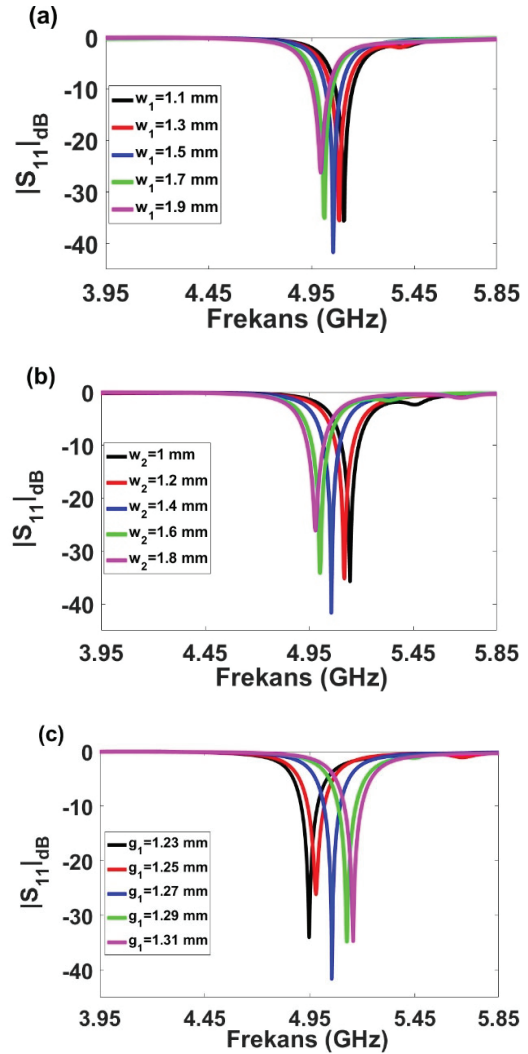


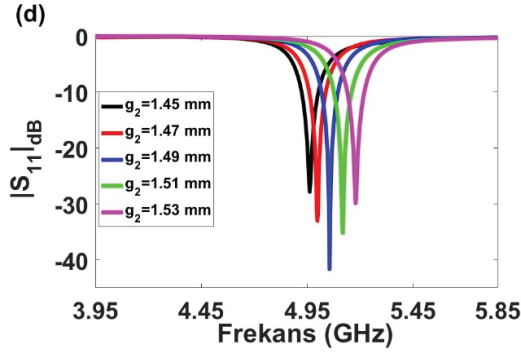


Şekil 1. Benzetim ortamındaki (a) önerilen MM tabanlı MD sensör, (b) ϵ'_r değişime bağlı olarak önerilen sensörün $|S_{11}|_{dB}$ tepkisi, (c) ϵ'_r değişimine bağlı olarak önerilen sensörün rezonans frekans değişimi, (d) önerilen sensör ve numune ölçüm düzeneği

Şekil 2(a)-(d)'den tasarlanan sensörün rezonans performansının uygun w_1 , w_2 , g_1 , ve g_2 değerleri seçilerek optimize edilebileceği görülmektedir. Bu çalışmada $w_1=1.5$ mm, $w_2=1.4$ mm, $g_1=1.27$ mm, ve $g_2=1.49$ mm değerleri referans alınmıştır. Diğer boyutsal parametrelerin önerilen sensörün rezonans performansı üzerindeki etkilerini değerlendirmek için ek simülasyonlar yapıldı. Etkilerinin w_1 ,

w_2 , g_1 , ve g_2 parametrelerinden daha küçük olduğu gözlemlendiğinden, çalışmanın sadeliği açısından bu parametrelerin sonuçları sunulmamıştır. Önerilen sensörün üzerine sensörün tüm üst yüzeyini kaplayacak şekilde tanımlanan ve $\epsilon'_r=1,2,3,4$ ve 5 değerlerinde rezonans frekans tepkileri ölçülen “numune” katmanı yerleştirilmiştir. Bu numunelerin $|S_{11}|_{dB}$ tepkileri Şekil 1(b)'de ve bu numunelerin sağladığı rezonans frekansları da Şekil 1(c)'de sunulmaktadır. Şekil 1(b)-(c) incelendiğinde önerilen sensör üzerine konulan malzemenin dielektrik katsayısı (ϵ'_r) arttıkça hem rezonans frekansının hem de $|S_{11}|_{dB}$ değerinin neredeyse doğrusal olarak azaldığı görülmektedir. Bu sonuçlar, önerilen sensörün bir sonraki bölümde detaylı olarak ele alacağımız dielektrik katsayısı (ϵ'_r) ve kayıp tanjant ($\tan\delta_e$) değerlerine karşı hassasiyetini kanıtlamaktadır.



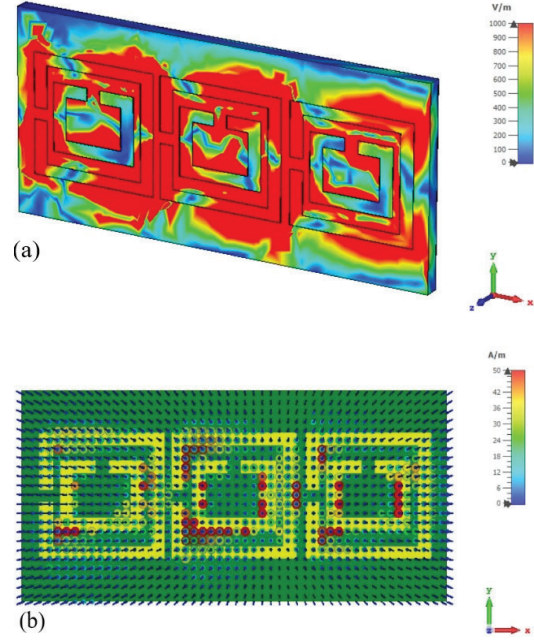


Şekil 2. Benzetim ortamında (a) w_1 , (b) w_2 , (c) g_1 ve (d) g_2 'nin önerilen sensörün $|S_{11}|_{dB}$ tepkisi üzerindeki etkisi.

Önerilen sensörün çalışma prensibini anlamak için elektrik alan dağılımları da incelenmiştir. Elektrik alanındaki değişiklikler sensörün enerji depolama kapasitesinin değerlendirilmesine olanak sağlar [20]. Önerilen sensörün elektrik alan dağılımları Şekil 3(a)'da görüldüğü gibi rezonans frekansında (5.055 GHz) simüle edilmiştir. Rezonatörü oluşturan bileşenlerde, özellikle rezonatörün kapasitif yönlerinde elektrik alan şiddetinin daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 3(b), önerilen sensörün yüzey akımının rezonans frekansındaki dağılımını göstermektedir. Yüzey akımı dikdörtgen rezonatörler üzerinde daha yoğun bir şekilde dağılmıştır. Önerilen yapı için, rezonans olayını tetikleyen bir elektrik dipolünün varlığı, simüle edilmiş yüzey akım dağılımı ile gösterilmiştir. Sonuç olarak önerilen yapı, rezonatörün üst bölgesinde meydana gelen numunenin elektriksel özelliklerinde meydana gelen çok küçük değişiklikleri bile tespit etme kapasitesine sahiptir. Rezonatör, etkili kapasitansın yanı sıra etkili bir endüktansa da sahiptir; bu kombinasyon genellikle rezonans frekansı (f_r) ile sonuçlanır.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eff}C_{eff}}} \quad (1)$$

Burada L_{eff} ve C_{eff} sırasıyla önerilen sensörün etkin endüktansı ve kapasitansı temsil eder.

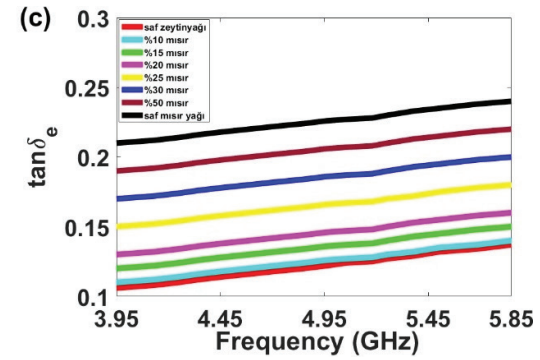
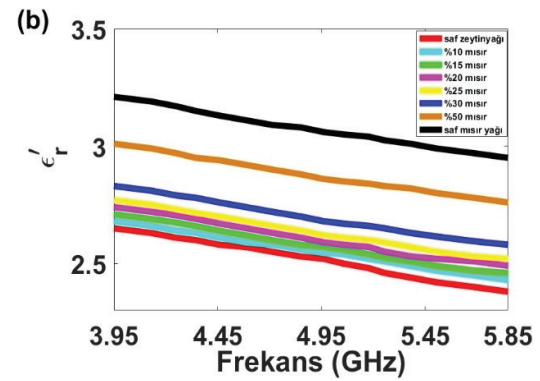
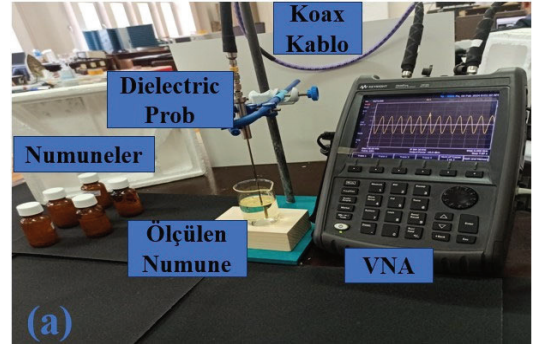


Şekil 3. Önerilen sensörün rezonans frekansındaki (5.055 GHz) (a) E-alanı ve (b) yüzey akım dağılımı.

3. Sonuçlar ve Tartışma

Önerilen MM tabanlı sensörün farklı yüzdelerde hazırlanan numunelere tepkisini simüle etmek için tüm numunelerin dielektrik özelliklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu bağlamda, Gaziantep'teki (Türkiye) yerel bir süpermarketten satın alınan saf mısır yağı ve saf zeytinyağı farklı oranlarda karıştırılmıştır. Bu çalışmada kullanılan zeytinyağı, 15,5 g/100 g doymuş yağ asidi, 74 g/100 g tekli doymamış yağ asidi ve 10,5 g/100 g çoklu doymamış yağ asidi içermektedir. Ayrıca kullanılan mısır yağında 15 g/100 g doymuş yağ asidi, 26 g/100 g tekli doymamış yağ asidi ve 59 g/100 g çoklu doymamış yağ asidi bulunmaktadır. Numunelerin dielektrik sabitleri, Şekil 4(a)'da gösterilen dielektrik prob ölçüm düzeneği kullanılarak 500 MHz-26.5 GHz frekans aralığında ölçülmüştür. Hazırlanan numunelerin dielektrik sabitleri, Keysight Technologies'in açık uçlu koaksiyel dielektrik prob kiti (Model numarası: N1501A) ve kalibrasyon için kısa devre, açık devre ve damıtılmış su gibi referans standartlar kullanılarak belirlenmiştir. Kalibrasyonun doğruluğunu teyit etmek amacıyla literatürde yaygın olarak kullanılan distile su, etanol ve metanolün kalibrasyon sonrası ölçümleri yapılmıştır. Daha sonra her bir yağ numunesinden yeterli miktarda alınarak

200 ml'lik cam beherlere yerleştirildi ve doğru ölçümler elde etmek için prob ucu numune yüzeyinden yaklaşık 15 mm derinliğe daldırıldı. Her bir numune ölçümü 5 defa tekrarlanmış ve ortalaması alınarak dielektrik katsayısı belirlenmiştir (1001 data). Ayrıca numunelerin hazırlanması ve dielektrik prob ölçümleri normal oda koşullarında (23^o C ve yaklaşık % 55 bağıl nem) gerçekleştirilmiştir. Yansımaya tepkisi, yaklaşık 90 dB dinamik aralığa ve yaklaşık 30 dB yönlülüğe sahip Keysight'ın (Model: N9918A) vektör ağ analizörü (VNA) kullanılarak ölçülmüştür. Bu ölçüm, 1 metre uzunluğunda iki adet 3,5 mm faz kararlı koaksiyel kablo aracılığıyla yapılmıştır. Daha sonra, her numune için göreceli karmaşık geçirgenlik ($\epsilon = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$) kullanılarak, yerleşik yazılım aracılığıyla dielektrik sabiti (ϵ'_r) ve kayıp tanjant ($\tan\delta_e = \epsilon''_r/\epsilon'_r$) değerleri elde edilmiştir (1001 data). Şekil 4(b) ve 4(c) sırasıyla saf zeytinyağı, saf mısır yağı ve zeytinyağı-mısır yağı tağışı numunelerinin farklı oranlardaki gerçel dielektrik sabitleri ve kayıp tanjant değerlerinin grafiklerini göstermektedir. Şekil 4(b)'den mısır yağının gerçel dielektrik sabiti değerinin zeytinyağından daha büyük olduğu görülmektedir. Numunelerin gerçel dielektrik sabiti 3.95-5.85 GHz arasında doğrusal bir düşüş gösterirken, aynı frekans aralığında bu örneklerin kayıp tanjantı doğrusal bir artış göstermektedir. Saf zeytinyağı ve zeytinyağına karıştırılan mısır yağı (%10, %15, %20, %25, %30, %50 oranlarında) ve saf mısır yağı numunelerinin rezonans frekansında ölçülen gerçel dielektrik sabiti (kayıp tanjantı) sırasıyla 2,50 (0,124), 2,54 (0,127), 2,56 (0,137), 2,58 (0,147), 2,61 (0,167), 2,67 (0,187), 2,85 (0,207) ve 3,05 (0,227) şeklindedir. Zeytinyağı ve mısır yağının ölçülen dielektrik sabiti değerleri literatürle oldukça uyumludur [25]. Dielektrik özellikleri belirlenen ve verileri CST benzetim programı kütüphanesine aktarılan tüm numuneler rezonatörün tüm yüzeyine kapsayacak şekilde yerleştirilerek (numune katmanı) simüle edilmiştir. Bu bağlamda önerilen MM tabanlı yansımaya rezonans sensörünün farklı yüzdelerdeki numunelere verdiği tepki benzetim ortamında değerlendirilmiştir.

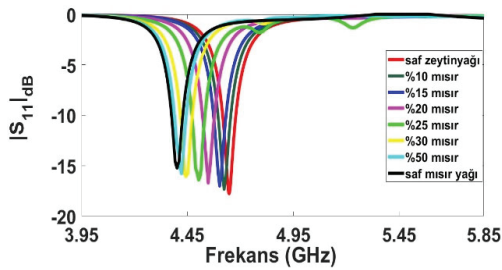


Şekil 4. (a) Koaksiyel prob deneysel ölçüm düzeneği, saf zeytinyağı, saf mısır yağı ve mısır katkılı zeytinyağı numunelerinin (b) dielektrik sabiti (ϵ'_r) ve (c) kayıp tanjant ($\tan\delta_e$) grafikleri.

3.1. Zeytinyağının Mısır Yağı ile Tağışı ve Analizi

Bu bölümde, önerilen MM tabanlı rezonans sensörü kullanılarak zeytinyağına farklı yüzdelerde ilave edilen mısır yağının analiz etme süreci anlatılmaktadır. Saf zeytinyağı, saf mısır yağı ve saf zeytinyağına karıştırılan mısır yağı numunelerinin dielektrik verileri kullanılarak 3.95-5.85 GHz

frekans aralığında simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Tağşiş simülasyon sonuçları Şekil 5'te gösterilmektedir. Şekil 5'te görüldüğü gibi önerilen sensör, zeytinyağına eklenen mısır yağı oranı değiştirildiğinde farklı rezonans frekanslarına ve değişen yansıma büyüklüklerine sahip olmaktadır. Saf zeytinyağı ve mısır yağı rezonatörün üst yüzeyine yerleştirildiğinde tüm simülasyon parametrelerinin aynı tutulduğu koşullarda gözlenen rezonans frekansı ($|S_{11}|_{dB}$) değerleri sırasıyla 4.647 GHz (-17.78 dB) ve 4.401 GHz (-15.25 dB) şeklindedir. Simülasyon sonuçlarından, %10, %15, %20, %25, %30 ve %50 mısır yağı tağşişinin rezonans frekansı (ve $|S_{11}|_{dB}$) sırasıyla 4.623 GHz (-17.35 dB), 4.602 GHz (-17.02 dB), 4.548 GHz (-16.71 dB), 4.503 GHz (-16.42 dB), 4.443 GHz (-16.08 dB) ve 4.422 GHz (-15.78 dB) olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca saf zeytinyağına göre tağşişli numunelerin rezonans frekans kaymaları sırasıyla 0 MHz, 24 MHz, 45 MHz, 99 MHz, 144 MHz, 204 MHz ve 225 MHz olduğu gözlemlenmiştir. Tablo 1 numunelerin rezonans frekansları, $|S_{11}|_{dB}$ değerleri, ϵ'_r (gerçek dielektrik sabiti) değerleri ve numunelerin rezonans frekans kaymaları (saf zeytinyağına göre) dahil olmak üzere zeytinyağı-mısır yağı tağşişinin sonuçlarını göstermektedir. Numunelerin gerçek dielektrik sabiti değerleri küçükten büyüğe sıralandığında saf zeytinyağı, mısır yağı ile karıştırılmış saf zeytinyağı (%10, %15, %20, %25, %30, %50 oranlarında) ve saf mısır yağı şeklinde bir sıralama gözlemlenmiştir. Mısır yağı oranı arttıkça rezonans frekansının azaldığı gözlemlenmiştir. Ancak mısır yağı oranı arttıkça numunelerin rezonans frekansı kaymaları saf zeytinyağına göre artmıştır. Son olarak mısır yağı miktarı arttıkça $|S_{11}|_{dB}$ değerlerinin azaldığı tespit edilmiştir.



Şekil 5. Önerilen sensörün saf zeytinyağı, mısır katkılı zeytinyağı numuneleri ve saf mısır yağı için benzetim ortamındaki $|S_{11}|_{dB}$ tepkileri.

Tablo 1. Zeytinyağı-mısır yağı tağşiş numuneleri için rezonans frekansı (f_r), ϵ'_r ve $|S_{11}|_{dB}$ değerleri ve rezonans frekansı kaymaları (Δf_r)

| Numuneler | f_r | $ S_{11} _{dB}$ | Δf_r | ϵ'_r |
|-------------------|--------------|-----------------|--------------|---------------|
| Saf zeytinyağı | 4.647 GHz | -17.78 dB | 0 MHz | 2.50 |
| %10 mısır tağşişi | 4.623 GHz | -17.35 dB | 24 MHz | 2.54 |
| %15 mısır tağşişi | 4.602 GHz | -17.02 dB | 45 MHz | 2.56 |
| %20 mısır tağşişi | 4.548 GHz | -16.71 dB | 99 MHz | 2.58 |
| %25 mısır tağşişi | 4.503 GHz | -16.42 dB | 144 MHz | 2.61 |
| %30 mısır tağşişi | 4.443 GHz | -16.08 dB | 204 MHz | 2.67 |
| %50 mısır tağşişi | 4.422 GHz | -15.78 dB | 225 MHz | 2.85 |
| Saf mısır yağı | 4.401 GHz | -15.25 dB | 246 MHz | 3.05 |

3.2. Hassasiyet, Kalite Faktörü ve Başarım Ölçümü Analizi

Sensörün performansı genellikle hassasiyet, kalite faktörü ve başarım ölçümü gibi boyutsuz sensör parametreleriyle değerlendirilmektedir. Önerilen sensörün kalite faktörünü ve bant genişliği frekansını hesaplamak için (2) ve (3)'teki ifadeler kullanılmıştır. Burada f_c , f_b , f_h , ve f_l sırasıyla merkez rezonans frekansını, bant genişliği frekansını ve merkez frekansın -3 dB içindeki daha yüksek ve daha düşük frekansları temsil eder.

$$Q = \frac{f_c}{f_b} \quad (2)$$

$$f_b = f_h - f_l \quad (3)$$

Önerilen sensör numune ile yüklenip elektrik alanının en güçlü olduğu bölgede test edildiğinde, rezonans frekansı test edilen malzemenin geçirgenliğine bağlı olarak doğrudan

değişmektedir. Bu ilişki, göreceli geçirgenlik ($\Delta\epsilon_r$)'teki herhangi bir değişikliğin, rezonans frekansı Δf_r 'de doğrusal bir değişikliğe neden olduğunu gösterir. Bu nedenle önerilen sensörün önemli bir parametresi olan hassasiyet (S) (4) kullanılarak belirlenebilir.

$$S = \frac{\Delta f_r}{\Delta \epsilon_r} = \frac{f_{empty} - f_{\epsilon_r}}{\epsilon_r - 1} \quad (4)$$

Burada ϵ_r numunenin dielektrik sabitini, f_{empty} önerilen sensörün boş durum rezonans frekansını, f_{ϵ_r} ise numunenin yerleştirildiği durumdaki sensörün rezonans frekansını temsil etmektedir. S(%), önerilen sensörün normalleştirilmiş duyarlılığıdır [20]. Önerilen sensörün normalleştirilmiş hassasiyeti (5) ifadesi kullanılarak belirlenebilir.

$$S(\%) = \frac{f_{empty} - f_{\epsilon_r}}{f_{empty}(\epsilon_r - 1)} \times 100 \quad (5)$$

Bu çalışma kapsamında numunelerin kalite faktörü, hassasiyeti ve başarımlar ölçümü değerleri hesaplanmış ve sonuçlar Şekil 6(a)-(c)'de gösterilmiştir. Önerilen sensörün başarımlar ölçümü değeri (6) ifadesi kullanılarak belirlenebilmektedir.

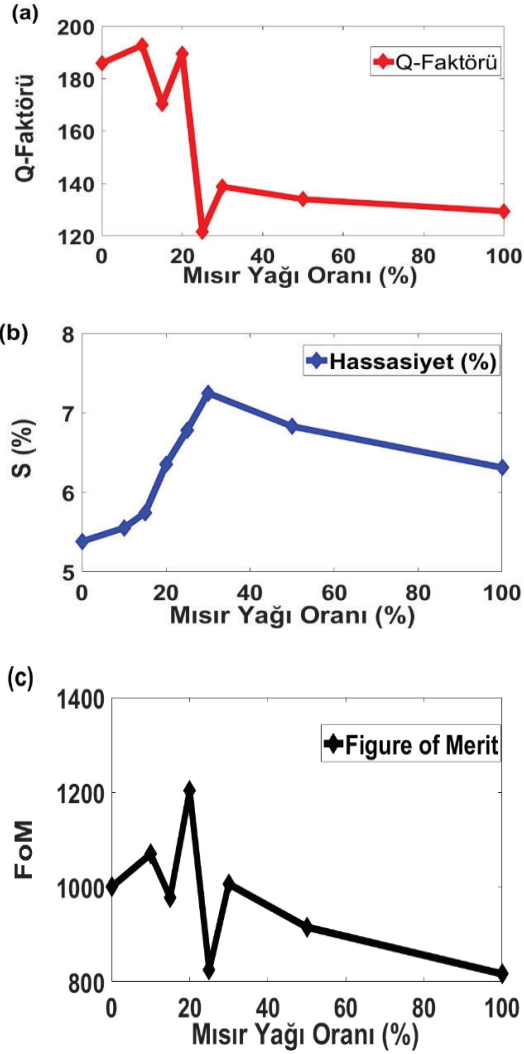
$$\text{Başarımlar ölçümü} = \text{Hassasiyet} \times \text{Kalite Faktörü} \quad (6)$$

Saf zeytinyağı, mısır yağı ile karıştırılmış zeytinyağı (%10, %15, %20, %25, %30, %50 oranlarında) ve saf mısır yağının kalite faktörü değerleri sırasıyla 185.9, 192.7, 170.4, 189.5, 121.7, 138.8. Aynı şekilde numunelerin hesaplanan hassasiyet değerleri sırasıyla %5.38, %5.55, %5.74, %6.35, %6.78, %7.25, %6.83 ve %6.31'dir. Son olarak aynı sırayla numunelerin hesaplanan başarımlar ölçümü değerleri sırasıyla 1000.1, 1069.5, 978.1, 1203.3, 825.1, 1006.2, 915.2 ve 816.5'tir. Önerilen sensör, literatürdeki mevcut diğer sensörlerle karşılaştırmak için Tablo 2'de sunulan kalite faktörü, malzeme, çalışma frekansı, hassasiyet ve başarımlar ölçümü kriterlerine göre değerlendirilmiştir. Tablo 2 incelendiğinde bu çalışmada önerilen sensörün 192,7 kalite faktörü, %7.25 hassasiyet değeri ve 1203,3 başarımlar ölçümü değeri ile önemli performans değerlerine sahip olduğu görülmektedir. Önerilen sensör literatürde yayınlanan diğer çalışmalara göre daha hassas ve daha yüksek başarımlar ölçümü değeri sunmaktadır. Dolayısıyla bu sonuçlar önerilen sensörün

algılama uygulamaları için uygun bir seçim olduğunu göstermektedir.

Tablo 2. Önerilen sensörün literatürde mevcut diğer sensörlerle karşılaştırılması

| Kaynak | Malzeme | f_r (GHz) | Kalite Faktörü | S (%) | Başarımlar ölçümü |
|------------------------|---------------------------------|------------------|----------------|-------------|-------------------|
| [40] | Motor yağı | 2-6 | 60 | - | 34 |
| [41] | Dizel | 8-12 | 110 | - | 37 |
| [38] | Dizel | 8-12 | 105 | - | 41 |
| [26] | Motor yağı | 8-12 | 100 | - | 48 |
| [27] | Dizel | 10-12 | 90 | - | 52 |
| [28] | Dizel | 8-12 | 95 | - | 38 |
| [34] | Dizel | 8-12 | 105 | - | 43 |
| [7] | Zeytinyağı ve Mısır yağı | 8-12 | 135 | 0.56 | 76 |
| [42] | Yemeklik yağlar | 2-9 | 24.3 | 2.24 | 8.82 |
| [43] | Benzin ve etanol | 8-12 | 430 | 1.99 | 855.70 |
| [44] | Petrol yağı ve kimyasal sıvılar | 2-4 | - | 3.25 | - |
| [46] | Süt | 8-12 | 288 | - | - |
| Önerilen sensör | Zeytinyağı ve Mısır yağı | 3.95-5.85 | 193 | 7.25 | 1203.3 |



Şekil 6. Önerilen sensörün mısır yağı katkı yüzdesine göre hesaplanan (a) kalite faktörü, (b) hassasiyeti ve (c) başarımlı ölçümü değerleri.

4. Sonuç

Zeytinyağı sağlıklı içeriği nedeniyle oldukça tercih edilen bir besindir. Ancak maliyetinin yüksek olması nedeniyle üretim aşamasında diğer ekonomik yağlarla karıştırılabilmektedir. Bu çalışma, zeytinyağı ile karıştırılmış mısır yağını tespit etmek için tekrarlanabilir, uygulanabilir ve dielektrik parametrelerdeki değişikliklere duyarlı MM tabanlı bir MD sensörü önermekte ve önerilen mikrodalga sensörün hassasiyetini ve performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Önerilen yansımaya tabanlı sensör 5.055 GHz frekansında çalışmakta ve $|S_{11}|_{dB}$ değeri -41.65 dB olduğu

gözlemlenmiştir. Önerilen sensörün ϵ'_r değişimlerine karşı hassasiyetini belirlemek amacıyla sensör üzerine sensörün tüm yüzeyini kapsayacak şekilde yerleştirilen “numune” katmanına farklı ϵ'_r değerleri tanımlanarak sensörün frekansa bağlı yansıma tepkileri simüle edilmiş ve elde edilen rezonans frekansları ϵ'_r arttıkça azalmıştır. Ayrıca önerilen sensörün elektrik alan ve yüzey akım dağılım analizleri yapılmıştır. Öte yandan saf mısır yağı, saf zeytinyağı ve tağışış numunelerinin dielektrik sabitleri dielektrik ölçüm probu düzeneği kullanılarak ölçülüp analiz edilmiştir. Zeytinyağı ve mısır yağının dielektrik sabitleri birbirine yakın olmasına rağmen, önerilen sensörün sırasıyla %10, %15, %20, %25, %30 ve %50 katkılı numuneler için rezonans frekansındaki 24 MHz, 45 MHz, 99 MHz, 144 MHz, 204 MHz, ve 225 MHz rezonans frekans kaymaları ile bu yağları kolaylıkla ayırt edebildiği sonucuna varılmıştır. Son olarak önerilen sensörün performansı analiz edilmiştir. Buna göre sensörün kalite faktörü, hassasiyeti ve başarımlı ölçümü değerleri hesaplanmıştır. Önerilen sensörün, 192.7 kalite faktörü değeri, %7.25 normleştirilmiş hassasiyet değeri ve 1203.3 başarımlı ölçümü değeri ile literatürde yer alan diğer sensörlerden daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, elde edilen bulgulara ve performans analizlerine dayanarak önerilen MD sensör, rezonans frekans kayması özelliğini kullanarak saf zeytinyağındaki tağışışlı yağları %10 oranında tespit edebilmektedir. Mısır yağı oranı arttıkça rezonans frekansının azaldığı gözlemlenmiştir. Ancak mısır yağı oranı arttıkça numunelerin rezonans frekans kaymaları saf zeytinyağına göre artmıştır. Mısır yağı miktarı arttıkça $|S_{11}|_{dB}$ değerlerinin azaldığı tespit edilmiştir. Buradan hareketle, yüksek hassasiyet, yüksek kalite faktörü, üstün performans, düşük maliyet ve düşük numune tüketimi gibi avantajlara sahip olan önerilen sensör, frekansa göre yansıma katsayısı tepkisi referans alınarak zeytinyağı tağışış tespiti uygulamalarda tercih edilebilir.

Teşekkür

Hüseyin Korkmaz, çalışmalarına verdikleri desteklerden dolayı BİDEB 2211/C programı için Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) ve 100/2000 Doktora Bursu programı için Yükseköğretim Kurulu (YÖK)'na teşekkür etmektedir.

Yazar Katkıları

Simülasyonlar, kavramsallaştırma analizleri, illüstrasyonların hazırlanması, sonuçların analizi ve değerlendirilmesi Hüseyin Korkmaz ve Uğur Cem Hasar tarafından gerçekleştirildi. Uğur Cem Hasar çalışmanın akademik danışmanlığını yürütmüştür.

Etik kurul onayı ve çıkar çatışması beyanı

Hazırlanan makalede etik kurul izni alınmasına gerek yoktur. Hazırlanan makalede herhangi bir kişi/kurum ile çıkar çatışması bulunmamaktadır.

Kaynaklar

- [1] F. Göğüş, M. T. Özkaya, and S. Ötleş, 'Zeytinyağı, Eflatun Yayınevi'. Ankara, 2009.
- [2] S. B. Osman, O. Korostynka, A. Mason, J. D. Cullen, and A. I. Al-Shamma'a, 'Application of microwave spectroscopy analysis on determining quality of vegetable oil', *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, vol. 7, no. 5, pp. 1–4, 2014.
- [3] F. D. Gunstone, 'Production and trade of vegetable oils', *Vegetable oils in food technology: composition, properties and uses*, vol. 2, pp. 1–24, 2011.
- [4] M. Meenu, Q. Cai, and B. Xu, 'A critical review on analytical techniques to detect adulteration of extra virgin olive oil', *Trends in Food Science & Technology*, vol. 91, pp. 391–408, 2019.
- [5] F. Hashempour-baltork, S. V. Zade, Y. Mazaheri, A. M. Alizadeh, H. Rastegar, Z. Abdian, M. Torbati, S. A. Damirchi, 'Recent methods in detection of olive oil adulteration: State-of-the-Art', *Journal of Agriculture and Food Research*, vol. 16, p. 101123, 2024.
- [6] L. Menegoz Ursol and S. Moret, 'Evaluation of the impact of olive milling on the mineral oil contamination of extra-virgin olive oils', *European Journal of Lipid Science and Technology*, vol. 126, no. 3, p. 2300123, 2024.
- [7] M. Islam, L. Belkowska, P. Konieczny, E. Fornal, and J. Tomaszewska-Gras, 'Differential scanning calorimetry for authentication of edible fats and oils--What can we learn from the past to face the current challenges?', *Journal of Food and Drug Analysis*, vol. 30, no. 2, p. 185, 2022.
- [8] M. Khursheed, A. Ahmad, S. E. Noor, L. F. García del Moral, V. Martos Núñez, and Others, 'Chromatographic Techniques for the Detection and Identification of Olive Oil Adulteration', 2024.
- [9] H. Yılmaz-Düzyaman, R. de la Rosa, L. Velasco, N. Núñez-Sánchez, and L. León, 'Oil Quality Prediction in Olive Oil by Near-Infrared Spectroscopy: Applications in Olive Breeding', *Agriculture*, vol. 14, no. 5, p. 721, 2024.
- [10] I. Musa, 'Investigation the optical properties of Palestinian olive oils for different geographical regions by

optical spectroscopy technique', *Food Chemistry Advances*, vol. 4, p. 100584, 2024.

[11] M. P. Rueda, A. Domínguez-Vidal, E. J. Llorent-Martínez, V. Aranda, and M. J. Ayora-Cañada, 'Monitoring organic matter transformation of olive oil production residues in a full-scale composting plant by fluorescence spectroscopy', *Environmental Technology & Innovation*, p. 103695, 2024.

[12] B. Wu, W. Jiang, J. Jiang, Z. Zhao, Y. Tang, W. Zhou, and W. Chen, 'Wave manipulation in intelligent metamaterials: recent progress and prospects', *Advanced Functional Materials*, p. 2316745, 2024.

[13] T. Ergin, N. Stenger, P. Brenner, J. B. Pendry, and M. Wegener, 'Three-dimensional invisibility cloak at optical wavelengths', *science*, vol. 328, no. 5976, pp. 337–339, 2010.

[14] S. Krödel, N. Thomé, and C. Daraio, 'Wide band-gap seismic metastructures', *Extreme Mechanics Letters*, vol. 4, pp. 111–117, 2015.

[15] H. Korkmaz and U. Hasar, 'Wide band metamaterial absorber with lumped element', *The International Journal of Materials and Engineering Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 61–66, 2021.

[16] H. Korkmaz, U. C. Hasar, and O. M. Ramahi, 'Thin-film MXene-based metamaterial absorber design for solar cell applications', *Optical and Quantum Electronics*, vol. 55, no. 6, p. 530, 2023.

[17] M. Obaidullah, V. Esat, and C. Sabah, 'Multi-band (9, 4) chiral single-walled carbon nanotube based metamaterial absorber for solar cells', *Optics & Laser Technology*, vol. 134, p. 106623, 2021.

[18] U. C. Hasar, H. Hasar, H. Ozturk, H. Korkmaz, Y. Kaya, M. A. Ozkaya, A. Ebrahimi, J. J. Barroso, V. Nayyeri, and O. M. Ramahi, 'Simple and inexpensive microwave setup for industrial based applications: Quantification of flower honey adulteration as a case study', *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, p. 8847, 2024.

[19] KALİTE. Shi, B. Dong, T. He, Z. Sun, J. Zhu, Z. Zhang, and C. Lee, 'Progress in wearable electronics/photonics—Moving toward the era of artificial intelligence and internet of things', *InfoMat*, vol. 2, no. 6, pp. 1131–1162, 2020.

[20] R. A. Alahnomi, Z. Zakaria, Z. M. Yusoff, A. A. Althuwayb, A. Alhegazi, H. Alsariera, and N. A. Rahman, 'Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions', *Sensors*, vol. 21, no. 7, p. 2267, 2021.

[21] P. Mehrotra, B. Chatterjee, and S. Sen, 'EM-wave biosensors: A review of RF, microwave, mm-wave and optical sensing', *Sensors*, vol. 19, no. 5, p. 1013, 2019.

[22] O. Korostynska, A. Mason, and A. Al-Shamma'a, 'Microwave sensors for the non-invasive monitoring of industrial and medical applications', *Sensor Review*, vol. 34, no. 2, pp. 182–191, 2014.

[23] P. Hudec, J. Raboch, M. Randus, K. Hoffmann, A. Holub, M. Svanda, and M. Polivka, 'Microwave radar sensors for

active defense systems’, in 2009 European Radar Conference (EuRAD), 2009, pp. 581–584.

[24] E. Nyfors, ‘Industrial microwave sensors—A review’, *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 23–43, 2000.

[25] M. H. Bhatti, M. A. Jabbar, M. A. Khan, and Y. Massoud, ‘Low-cost microwave sensor for characterization and adulteration detection in edible oil’, *Applied Sciences*, vol. 12, no. 17, p. 8665, 2022.

[26] M. Bakır, M. Karaaslan, F. Karadağ, S. Dalgac, E. Ünal, and O. Akgöl, ‘Metamaterial sensor for transformer oil, and microfluidics’, *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, pp. 799–806, 2019.

[27] M. A. Tümkaya, M. Karaaslan, and C. Sabah, ‘Metamaterial-based high efficiency portable sensor application for determining branded and unbranded fuel oil’, *Bulletin of Materials Science*, vol. 41, pp. 1–8, 2018.

[28] A. Tamer, F. Ozkan Alkurt, O. Altıntaş, M. Karaaslan, E. Unal, O. Akgöl, F. Karadağ, and C. Sabah, ‘Transmission line integrated metamaterial based liquid sensor’, *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 165, no. 7, p. B251, 2018.

[29] Y. Lee, S.-J. Kim, H. Park, and B. Lee, ‘Metamaterials and metasurfaces for sensor applications’, *Sensors*, vol. 17, no. 8, p. 1726, 2017.

[30] P. Vélez, L. Su, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc, and F. Martín, ‘Microwave microfluidic sensor based on a microstrip splitter/combiner configuration and split ring resonators (SRRs) for dielectric characterization of liquids’, *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 20, pp. 6589–6598, 2017.

[31] A. A. Mohd Bahar, Z. Zakaria, M. K. Md. Arshad, A. A. M. Isa, Y. Dasril, and R. A. Alahnomi, ‘Real time microwave biochemical sensor based on circular SIW approach for aqueous dielectric detection’, *scientific reports*, vol. 9, no. 1, p. 5467, 2019.

[32] H.-J. Lee and J.-G. Yook, ‘Biosensing using split-ring resonators at microwave regime’, *Applied Physics Letters*, vol. 92, no. 25, 2008.

[33] M. A. Tümkaya, F. Dinçer, M. Karaaslan, and C. Sabah, ‘Sensitive metamaterial sensor for distinction of authentic and inauthentic fuel samples’, *Journal of Electronic Materials*, vol. 46, pp. 4955–4962, 2017.

[34] M. A. Tümkaya, E. Ünal, and C. Sabah, ‘Metamaterial-based fuel sensor application with three rhombus slots’, *International Journal of Modern Physics B*, vol. 33, no. 24, p. 1950276, 2019.

[35] M. T. Islam, M. R. Islam, M. T. Islam, A. Hoque, and M. Samsuzzaman, ‘Linear regression of sensitivity for meander line parasitic resonator based on ENG metamaterial in the application of sensing’, *Journal of Materials Research and Technology*, vol. 10, pp. 1103–1121, 2021.

[36] Y. I. Abdulkarim, L. Deng, M. Karaaslan, and E. Unal, ‘Determination of the liquid chemicals depending on the electrical characteristics by using metamaterial absorber based sensor’, *Chemical Physics Letters*, vol. 732, p. 136655, 2019.

[37] O. Altıntaş, M. Aksoy, and E. Ünal, ‘Design of a metamaterial inspired omega shaped resonator based sensor for industrial implementations’, *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, vol. 116, p. 113734, 2020.

[38] Y. I. Abdulkarim, L. Deng, M. Karaaslan, O. Altıntaş, H. N. Awl, F. F. Muhammadsharif, C. Liao, Emin Unal, and H. Luo, ‘Novel metamaterials-based hypersensitized liquid sensor integrating omega-shaped resonator with microstrip transmission line’, *Sensors*, vol. 20, no. 3, p. 943, 2020.

[39] M. A. Khalil, W. H. Yong, M. T. Islam, A. Hoque, Md. S. Islam, C. C. Leei, and M. S. Soliman, ‘Double-negative metamaterial square enclosed QSSR for microwave sensing application in S-band with high sensitivity and Q-factor’, *Scientific Reports*, vol. 13, no. 1, p. 7373, 2023.

[40] O. Altıntaş, M. Aksoy, E. Ünal, and M. Karaaslan, ‘Chemical liquid and transformer oil condition sensor based on metamaterial-inspired labyrinth resonator’, *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 166, no. 6, p. B482, 2019.

[41] A. Tamer, F. Karadağ, E. Ünal, Y. I. Abdulkarim, L. Deng, O. Altıntaş, M. Bakır, and M. Karaaslan, ‘Metamaterial based sensor integrating transmission line for detection of branded and unbranded diesel fuel’, *Chemical Physics Letters*, vol. 742, p. 137169, 2020.

[42] Z. Viskadourakis, A. Theodosi, K. Katsara, M. Sevastaki, G. Fanourakis, O. Tsilipakos, V. M. Papadakis, and G. Kenanakis, ‘Engraved Split-Ring Resonators as Potential Microwave Sensors for Olive Oil Quality Control,’ *ACS Applied Electronic Materials*, 2024.

[43] M.R. Islam, M.T. Islam, A. Hoque, A.S. Alshammari, A. Alzamil, H. Alsaif, M. Samsuzzaman, and M.S. Soliman, ‘Star enclosed circle split ring resonator-based metamaterial sensor for fuel and oil adulteration detection,’ *Alexandria Engineering Journal*, vol. 67, pp. 547–563, 2023.

[44] A.A. Al-Mudhafar and A.M. Ra’ed, High-precise microwave active antenna sensor (MAAS) formulated for sensing liquid properties, *Sensors and Actuators A: Physical*. 341 (2022) 113567.

[45] M. Yıldırım and M. A. Gözel, ‘asimetrik eş-düzlemsel şerit beslemeli anten ile motor yağ seviye ve kullanım ömrü tespiti,’ *SDU Journal of Engineering Sciences & Design/Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi*, vol. 11, no. 3, 2023.

[46] M. Bakır and İ. Yasar, ‘Metamalzeme Tabanlı Hassas Süt ve Sıvı Sensörü Uygulaması,’ *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, pp. 10–16, 2022.

Özgeçmişler



Hüseyin Korkmaz, Elektrik-Elektronik Mühendisliği alanında lisans ve yüksek lisans derecelerini sırasıyla 2016 ve 2019 yıllarında Gaziantep Üniversitesinden aldı. 2024 yılında Gaziantep Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalından Doktora derecesi almıştır. Hüseyin Korkmaz 2021 yılında önerdiği Doktora tezi önerisiyle Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 2211C ve Yükseköğretim Kurulu (YÖK) 100/2000 Doktora burs programları tarafından destek almaya hak kazandı. 2021-2023 yılları arasında TÜBİTAK tarafından desteklenen 120M763 kodlu TÜBİTAK 1001 projesinde Doktora Bursiyeri olarak görev yaptı. Araştırma ilgi alanları arasında mikro ve nanoteknoloji, fotovoltaik güneş pilleri, metamalzeme bazlı soğurucular, tahribatsız muayene, MXene (ve diğer 2 boyutlu malzemeler), mikrodalga frekanslarında metamalzemelerin karakterizasyonu, mikrodalga sensörleri, bazı sıvılarda taklit ve taşıyıcı tespiti yer almaktadır.



Uğur Cem HASAR, lisans ve yüksek Lisans derecelerini sırasıyla 2000 ve 2002 yıllarında Adana, Çukurova Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden almıştır. Doktora eğitimini 2008 yılında, Binghamton, New York Eyalet Üniversitesi, Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği bölümünde tamamlamıştır. 2000-2005 yılları arasında Çukurova Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde, 2005-2008 yılları arasında ise Erzurum, Atatürk Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmıştır. 2009-2011 yılları arasında Erzurum, Atatürk Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yardımcı doçent, 2011-2013 yılları arasında ise Doçent olarak görev yapmıştır. Daha sonra Gaziantep Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Bölümünde Doçent olarak görev yapmaya başlamıştır. Şu an aynı üniversitede Profesör olarak görevine devam etmektedir. Başlıca araştırma alanları arasında mikrodalga frekanslarında malzemelerin tahribatsız muayenesi ve değerlendirilmesi, yeni kalibrasyon bağlı ve bağımsız mikrodalga yöntemleri ile geleneksel malzemelerin elektriksel ve fiziksel karakterizasyonun yapılması, milimetre dalgaları ve THz frekansları, yüksek güç yoğunluğu uygulamaları için yüksek sıcaklıkta paketlenme, gözenekli silikon temelli cihazlar ve uygulamaları ve metamalzemeler bulunmaktadır.

ALS Hastaları İçin Dalgacık Dönüşümü ve Rastgele Orman Sınıflandırıcı Kullanılan EEG Tabanlı Haberleşme Sistemi

EEG-Based Communication System for ALS Patients Using Wavelet Transform and Random Forest Classifier

Nuri İkişler¹, Güneş Ekim¹
ORCID: 0000-0002-7632-1973 ORCID: 0000-0003-4867-3100

¹Trabzon Meslek Yüksekokulu, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon, Türkiye
nikizler@ktu.edu.tr, gunesekim@ktu.edu.tr

Özet

Amyotrofik Lateral Skleroz (ALS) hastalığının ilerleyen safhalarında, hastalar göz kasları dışında vücutlarındaki kasları kullanamaz hale gelirler. Çevreleri ile iletişim için tek şansları göz ve göz kası hareketleridir. Bu çalışmada, ALS hastalarının ifade etmek istedikleri ihtiyaç, duygu ve düşüncelerini içeren kelimeleri tek ve çift göz kırpmaları kullanarak sese dönüştüren bir sistemin tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan sistemde, ilk olarak tek kanallı bir EEG cihazı tarafından ikili kodlanmış şekilde gönüllü deneklerden alınan EEG sinyaline karışmış durumdaki göz kırpması işaretleri, spektrogram yöntemi ile EEG sinyallerinden ayrılmıştır. Daha sonra Dalgacık Dönüşümü yöntemi ile öznelik vektörleri bulunmuş ve Rastgele Orman algoritması kullanılarak tek veya çift göz kırpması olarak sınıflandırılmaları gerçekleştirilmiştir. Sonuçta elde edilen tek ve çift göz kırpmalardan oluşan dizinin karşılığı olan kelime veya cümle seslendirilerek sistemin çalışması tamamlanmıştır. Etkileyici bir başarı oranına sahip sonuçlar ile bu alanda yapılacak çalışmalara yeni bir katkı sağlanmıştır.

Anahtar kelimeler: Göz-kırpması Tespiti, EEG, Spektrogram, Dalgacık Dönüşümü, Rastgele Orman

Abstract

In the advanced stages of Amyotrophic Lateral Sclerosis (ALS), patients become unable to use any muscles in their bodies except for their eye muscles. Their only means of communication with their surroundings is through eye and eye muscle movements. In this study, a system is designed to convert the words expressing the needs, emotions, and thoughts of ALS patients into speech using single and double eye blinks. In the designed system, the eye blink signals, which are mixed into the EEG signals that are binary-coded and obtained from voluntary subjects using a single-channel EEG device, are first separated from the EEG signals using the spectrogram method. Then, the feature vectors are extracted using the Wavelet Transform method, and classification as single or double eye blinks is performed using the Random Forest algorithm. Finally, the corresponding word or sentence is vocalized from the sequence of single and double eye blinks, completing the system's operation. With impressive success rates, the results provide a new contribution to research in this field.

Keywords: Eye-blink Detection, EEG, Spectrogram, Wavelet Transform, Random Forest

1. Giriş

Amyotrofik Lateral Skleroz (ALS) oldukça sık görülen hem kas hem de sinirlerle ilgili nöromusküler bir hastalıktır. Dünyada yılda yaklaşık olarak her yüz bin kişide 1-2 adet ALS hastasına rastlanır. 2006'da yapılan bir araştırmaya göre Türkiye'de görülme sıklığı yüz binde 7.3'tür [1]. ALS aynı zamanda motor nöron hastalığı olarak da bilinir. Merkezi sinir sisteminde omurilik ve beyin sapı olarak isimlendirilen bölgede bulunan motor sinir hücrelerinin kaybindan meydana gelir. Bu hücrelerin kaybı kaslarda güçsüzlük ve erimeye neden olur. ALS baskın olarak motor nöronlarını etkiler, fakat hastanın zihinsel faaliyetlerine etki etmez. Aynı şekilde, görme, koklama, tat alma, duyma ve dokunma gibi vücut fonksiyonları da bu hastalıktan etkilenmez. Ancak çok nadir durumlarda hastalığın 20 yıl ve üstünde sürmesi neticesinde, hastada görme kaybı da oluşur. Hastalığın gelişim süresince kişi zamanla vücudunun hemen hemen tüm kaslarını kullanamaz hale gelir ve çoğunlukla diyafram kaslarının zayıflaması sonucunda solunum yetmezliğinden hayatını kaybeder [2].

Bu hastalığın seyri boyunca hastaların ve yakınlarının yaşadıkları süreç oldukça zordur. Hasta kaslarını kullanamaz haldedir. İhtiyaç, duygu ve düşüncelerini bile dile getiremez durumda, tamamıyla kendi iç dünyasına kapanmış bir şekilde yaşamını sürmektedir [3]. Hastanın en azından ihtiyaç, duygu ve düşüncelerini yakın çevresine iletebilmesi, bu noktada çok önemlidir. Hastanın çevresiyle iletişim kurması sağlanırsa, hasta ihtiyaçlarının anlaşılmasının vereceği bakım kolaylığının yanı sıra, hastanın iç dünyasının karanlığından çıkabilmesini sağlayan bir kapının aralanması, hasta ve yakınları için çok büyük moral kaynağı olacaktır. Göz kaslarının hastalıktan etkilenmemesi nedeniyle haberleşme için bu kasların kullanılması en mantıklı yaklaşımdır. Bu nedenle bugüne kadar yapılan çalışmalar bu noktaya odaklanmıştır.

Harf tablosu, bu alanda ALS hastalarının göz kapaklarını açıp kapatarak doğrulama işlemini gerçekleştirdiği ilk çalışma olarak gösterilebilir [4]. Öte yandan hastanın yazmak veya söylemek istediği kelimenin karakterlerini, beyinden kaydedilen sinyallerle oluşturma mantığına dayanan P300 heceleme sistemi de literatürde kapsamlı olarak incelenmiştir [5-10]. Bu sistemler hastanın düşündüğü kelimeye odaklanırken ürettiği P300 dalgasının algılanması ve söylemek istediği kelimenin belirlenmesi esasına dayanmaktadır. Harf tablosu ve P300 dalgası kullanılarak yapılan çalışmaların ortak noktası, gösterilen bir uyarana tepki prensibine dayanmasıdır.

Aralarındaki fark, ilk sistemde hasta, harf tablosunda seçilen bir harfi göz kırpmalarıyla onaylar, diğerinde ise bu onay P300 dalgasıyla elde edilir. Ekran klavyesi kullanılarak gözün hangi harfe odaklandığının tespiti esasına dayanan çalışmalar da mevcuttur [11-16]. Bu çalışmalarda göz bebeğinin ekranda baktığı noktanın belirlenmesi için göz izleme cihazı, elektrookulogram (EOG) veya kamera kullanılmaktadır. Yazılacak karakterin, ekranda belirlenen noktalar arasına klavye kullanılarak çizilmesi yerine, göz hareketleriyle çizilmesine odaklanan sistemler de çalışmalar arasındadır [17-

21]. Bir diğer çalışma, kişinin göz kırpmalarıyla yapılandırılmış bir listeden tercihlerini seçerek, iletişim kurmasını sağlayan sistemdir [22, 23]. Başka bir araştırma ise, IR cihazıyla kişinin göz kırpmalarıyla hareketlerini algılayıp, bunları Morse koduna dönüştüren bir çalışmadır [24]. Yine bu alanda yapılan çalışmalar arasında tek kanallı EEG cihazı kullanılarak elde edilen göz kırpmalarıyla farklı kodlama, analiz ve sınıflandırma algoritmaları kullanarak ses işaretlerine çeviren araştırmalar mevcuttur [25-28].

Tablo 1: Literatürde yer alan bazı çalışmaların kullanılan donanım, veri girişi hızı, maliyet ve doğruluk yönünden karşılaştırılması [27]

| Yöntem | Araştırmacı | Donanım | Maliyet (\$) | Veri Giriş Hızı | Doğruluk (%) |
|--------------------------------|---|---|-------------------|--|------------------------|
| P300 dalgası | Farwell-Donchin (1988) | EEG cihazı | >50000 | 12 bit/dk veya 2,3 karakter/dk | 95 |
| | Meinicke ve ark. (2003) | EEG cihazı | >50000 | Ortalama 50,5 bit/dk | >90 |
| | Kaper-Ritter (2004) | Neuroscan Synamps yükseltici | 2500 | Ortalama 47,26 bit/dk | 79 |
| | Amcalar-Çetin (2010) | 64-kanallı BioSemi Aktif iki EEG yükseltici | 11000 | 49,38 bit/dk veya 11,11 karakter/dk | 93 |
| | Akram ve ark. (2015) Oralhan (2019) | 32-kanallı BrainAmp MR CleveMed BioRadio cihazı (7 altın kaplama elektrotlu) | >50000 400-500 | Ortalama kelime başına 1,67 dk Bir karakter 60-78 saniyede yazılmaktadır. | Belirtilmemiş 84,76 |
| Sanal/ Ekran Klavyesi | Miniotas ve ark. (2003) | Baş üstü göz takip sistemi - İki adet bilgisayar | >50000 | Dakikada 8,58 kelime | 96,6 |
| | Majaranta ve ark. (2004) | iView X RED-III Göz takip cihazı-2 adet PC | >50000 | Dakikada 9,89 kelime | 98,8 |
| | Uşaklı-Gürkan (2009) | 2-kanallı EOG (5 elektrotlu) | 250-300 | “WATER” kelimesi 24,5 saniyede yazılmıştır. | 95 |
| | MacKenzie-Ashtiani (2011) Zhang ve ark. (2018) | EyeTech TM3 göz takip cihazı, 2 ekranlı Cep telefonu-Web kamera-Dijital kamera | >50000 <2500 | Dakikada 4,8 kelime 20 karakter/dk | 97 99,8 |
| Göz ile çizim | Porta-Turina (2008) | Tobii göz takip cihazı | 20000 | Dakikada 6,8 kelime | Belirtilmemiş |
| | Tsai ve ark. (2008) | NI DAQPad-6020E veri toplama cihazı (5 elektrotlu) | 750 | Belirtilmemiş | 50-100 |
| | Lee ve ark. (2016) | 4-kanallı EOG (4 elektrotlu) | <2500 | Belirtilmemiş | 87,38 |
| | Fang-Shinozaki (2018) | BlueGain EOG 4 elektrotlu Biyosinyal Yükseltici | 1875 | 27,9 karakter/dk | 95 |
| Göz hareketi ile yazma | Ülkütaş (2015) | 2-kanallı EOG (6 elektrotlu) | 250-300 | Dakikada 17,5 kelime | 92,5 |
| Göz kırpmaları ile yazma seçme | Soman-Murthy (2015) | Emotiv EPOC Cihazı (14 elektrotlu) | 850 | Belirtilmemiş | 95 |
| Göz kırpmaları ile yazma | Mukherjee ve ark. (2015) | IR sensörü | 20-25 | 1 karakter için ortalama 3 saniye | Belirtilmemiş |
| | Ekim ve ark. (2021) | NeuroSky MindWave Mobile cihazı | 110 | “TEA” kelimesi 17 saniyede yazılmıştır. | 99,2 |
| | Ekim ve ark. (2023) | NeuroSky MindWave Mobile cihazı | 110 | “EVET” kelimesi 32,8 saniyede yazılmıştır. | 94-99,5 |
| | İkizler ve ark. (2023) | NeuroSky MindWave Mobile cihazı | 110 | Kelime sınırı olmadan önceden belirlenmiş bir cümle, 12-14 saniyede yazılmıştır. | 98,75 |

Yukarıda belirtilen çalışmaların farklı avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Öncelikle işlenecek verilerin toplanması aşaması kabul edilebilir hızda olmalıdır. Bir diğer beklenti ise, sistemin maliyetidir. Maliyetin tüm hastalar tarafından karşılanabilmesi çok önemlidir. Örneğin P300 dalgası kullanılarak yapılan sistem tasarımları oldukça maliyetlidir. Öte yandan hastanın kısa veya uzun vadede herhangi bir rahatsızlığa ya da hastalığa maruz kalmaması da dikkat edilmesi gereken diğer bir husustur. Örneğin, veri toplama aşamasında EOG kullanan sistemlerde kullanılan elektrot sayısı, sistemin çalıştırılması esnasında hastada rahatsızlığa neden olmaktadır. Ayrıca uzun süreli kullanımda katarakt oluşma olasılığı IR sensörünün bu araştırmalarda kullanılmasını riskli hale getirmektedir.

Tablo 1’de bu alanda yapılan çalışmalar genel anlamda maliyet, hız ve doğruluk açısından karşılaştırılmıştır. Özellikle son yıllarda EEG kullanarak göz kırpmaları sese dönüştüren sistemler göze çarpmaktadır [25-28]. Bu sistemler özellikle, sistem maliyeti ve doğruluk açısından dikkate değer sonuçlar vermiştir. Ancak veri giriş hızlarının diğer sistemlere göre daha düşük olduğu gözlemlenmektedir. Bu sistemler veri toplama aşamasında tek kanallı ve tek elektrota sahip NeuroSky MindWave Mobile cihazını kullanmıştır. Bu da maliyeti oldukça düşürmüştür. Göz kırpmaların kodlanması aşamasında kullanılan Mors kodlama evrensel bir yöntem olsa da İngilizce için tasarlanmıştır [26]. Diğer çalışmada [27] kullanılan ikili kodlama ise veri giriş süresini uzatmıştır. Başka bir çalışmada ise, veri girişleri önceden belirlenmiş cümlelerin ikili kod kullanımı ile sağlanmıştır [25]. Bu çalışmalar yapılırken göz kırpmalar eşik seviyesi ile tespit edilerek [25-28]; Çapraz İlişki [25], Dinamik Zaman Bükmesi [26], K-En Yakın Komşu Kuralı [27], Yapay Sinir Ağları [28] sınıflandırma algoritmalarından faydalanılmıştır.

Kullanılacak sistemin hastanın günlük ihtiyaçlarını ya da kısaca duygu veya düşüncelerini ifade edebileceği bir sistem olması yeterlidir. Hastanın uzun süreli göz kırpması işlemini gerçekleştirmesi hem yorulmasına hem de gözünde çapak oluşumuna neden olacaktır. Bu nedenle önceden belirlenmiş kelimeleri içeren kodların kullanılması daha mantıklı bir yaklaşım olarak görülmektedir.

Bu çalışmada bu yaklaşımdan yola çıkılarak, hastanın günlük hayatta en çok ihtiyaç duyabileceği kelimeler veya cümleler seçilip, daha önceki çalışmalardan [25, 26, 27, 28] farklı olarak, spektrogram yöntemi ile göz kırpması işaretleri belirlenip, Dalgacık Dönüşümü yöntemi ile göz kırpması sinyallerinin öznitelik vektörleri elde edilmiştir. Daha sonra Rastgele Orman sınıflandırma algoritması kullanılmış ve sistemin genel başarı yüzdesi araştırılmıştır.

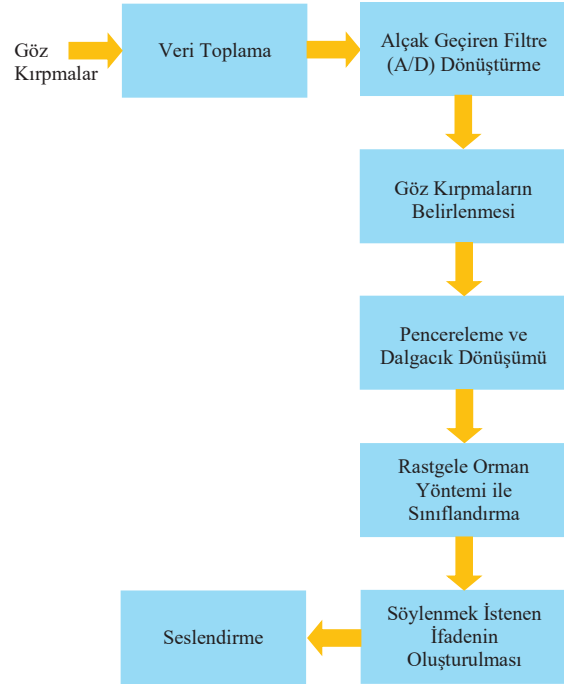
2. Tasarlanan Sistem ve Kullanılan Yöntemler

Tasarlanan göz kırpması işaretlerini sese dönüştüren sistemin genel blok diyagramı Şekil 1’de verilmiştir.

2.1. Göz Kırpmaları ile Veri Girişi

Göz kırpmaları, seslendirilmek istenen kelimeleri içeren ve Tablo 2’de gösterilen bir dizi ikili koddan oluşmuştur. Bu ikili kodlarda ‘0’ın karşılığı tek göz kırpması, ‘1’in karşılığı ise çift göz kırpması olarak kabul edilmiştir. Burada mümkün olabilecek diğer bir yaklaşım ise sağ ve sol göz kırpmalarının ayrı olarak bu ikili sayı dizisini temsil etmesidir. Ancak bazı bireylerin sadece sağ veya sadece sol gözünü kırpması işlemini gerçekleştirmediği zorluk yaşayabileceği düşünülerek, tek göz kırpması işlemi, her iki gözün birden aynı anda kapatıp açılması, çift göz kırpması

işlemi ise, her iki gözün birbirini hemen takip edecek şekilde iki defa kapatıp açılması şeklinde değerlendirilmiştir. Ayrıca iki gözün birlikte kapatıp açılması, aynı hareketin tek göz ile yapılmasına göre, daha güçlü bir işaret üretmektedir. Böylelikle hastaya takılan tek elektrotta daha güçlü bir sinyal elde edilmiştir.



Şekil 1: Tasarlanan sistemin blok diyagramı.

Tablo 2’de verilen kodlar ile 16 tane kelime/cümle ifade etmek mümkündür. 8-16-32-64-128-... şeklinde ifade sayısını arttırmak veya azaltmak, bu tür bir veri girişi için olasıdır. Kod sayısının artırılması ifade sayısını doğrudan arttıracaktır. Ancak veri giriş süresinin artması, hastanın daha çabuk yorulmasına neden olacaktır. Bu yüzden, burada hastanın günlük temel ihtiyaçlarını ifade edebileceği 8 veya 16’lık seçim uygun görünmektedir.

Göz kırpmalarının gönüllü denekler tarafından oluşturulması sırasında, onlardan doğal bir şekilde tek ve çift göz kırpması hareketlerini yapmaları istenmiştir. Burada;

T₁: Tek göz kırpması süresi

T₂: Çift göz kırpması süresi

T₃: Tek ve çift göz kırpmaları arasındaki süre

şeklinde kabul edilirse, T₂’nin T₁’in yaklaşık iki katı olacağı açıktır. Burada tam 2 katı demek mümkün değildir. Çünkü denemeler esnasında göz kırpmaları gerçekleştirilen gönüllü deneklerin çoğu, peşi sıra yapılırsa bile, çift göz kırpması işleminde, iki göz kırpması arasında çok az bir süre beklemiştir. Bu nedenle;

$$T_2 \geq 2T_1 \quad (1)$$

T₃ süresi için;

$$T_3 > T_2 \quad (2)$$

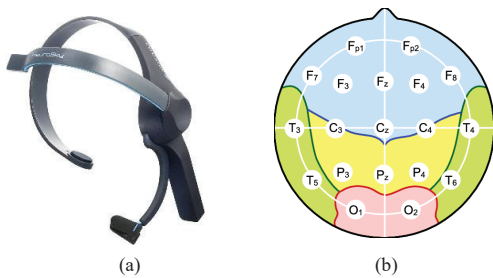
yeterlidir. Burada gönüllü deneklerin hepsi herhangi bir uyarıya gerek kalmadan bu eşitsizliğe uymuştur.

Tablo 2: Göz kırpma kodları ve ifade edilmek istenen kelime/cümle karşılıkları

| İkili Kod | İfade Edilmek İstenen Kelime/Cümle |
|-----------|------------------------------------|
| 1111 | Evet. |
| 1110 | Hayır. |
| 1101 | Acıktım. |
| 1100 | Yatağımı biraz kaldırır mısınız? |
| 1011 | Tamam |
| 1010 | Televizyonu kapatır mısınız? |
| 1001 | Televizyonu açar mısınız? |
| 1000 | Işığı kapatır mısınız? |
| 0111 | Işığı açar mısınız? |
| 0110 | Perdeyi kapatır mısınız? |
| 0101 | Perdeyi açar mısınız? |
| 0100 | Uyumak istiyorum. |
| 0011 | Susadım. |
| 0010 | Müzik dinlemek istiyorum. |
| 0001 | Maç izlemek istiyorum. |
| 0000 | Sizi seviyorum. |

2.2. Veri Toplama

Veri toplama aşamasında kullanılan NeuroSky MindWave Mobile cihazı Şekil 2.a'da gösterilmiştir. Cihaz, 512 Hz örnekleme hızına ve Şekil 2.b'de gösterilen kafatasının Fp1 pozisyonuna yerleştirilen bir kuru elektrot ve kulak memesine takılan bir referans elektrotuna sahiptir. Elektrotların yapısı gereği deri ile elektrot arasında iletken jel sürülmesi gerekmediği için, kullanım sonrası herhangi bir temizlik gerektirmemektedir. Cihaz üzerinde bütünlük yer alan alçak geçiren süzgeç, yükseltici, analog/dijital dönüştürücü ve bluetooth sayesinde, doğrudan MATLAB yazılım ortamına saf verileri gerçek zamanda aktarma özelliğine sahiptir. Sistemde NeuroSky MindWave Mobile cihazı alçak geçiren filtreye sahip olduğu için, başka bir filtreleme işlemi gerçekleştirilmemiştir. Ancak veri toplama esnasında farklı bir cihaz kullanılacaksa, yüksek frekanslı bileşenlerden kurtulmak için, burada mutlaka bir filtreleme işlemi gerçekleştirilmelidir.



Şekil 2.a: NeuroSky MindWave Mobile cihazı [29], b: 10-20 EEG elektrot bağlama düzeni.

2.3. Göz Kırpmalarının Zaman Ekseninde Belirlenmesi

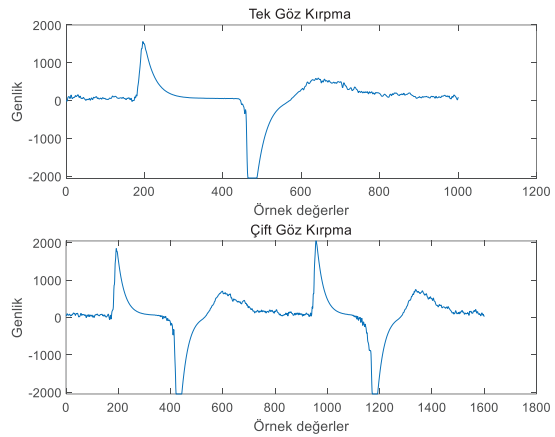
Spektrogram, bir sinyalin frekans spektrumunun zamana göre değişiminin görsel bir temsildir. Spektrogram, Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD) büyüklüğünün genellikle dB gibi logaritmik ölçekte yoğunluk grafiği olarak tanımlanabilir. KZFD, pencerelerin genellikle zaman içinde, tipik olarak %25-

50 oranında örtüşmesine izin verilen pencereci veri bölümlerinin Hızlı Fourier Dönüşümlerinin basit bir dizisidir [30].

Spektrogram, zaman bölgesinde EEG işareti gibi spektral özellikleri durağan olmayan bir sinyale uyum sağlamak için, hızlı Fourier dönüşümünün bu sınırlamasından faydalanmaktadır. Bu durum zaman-frekans gösteriminde enerji sinyalinin bir dağılımını sağlar [31].

EEG işaretlerinin ve göz kırpmalarının spektral özellikleri aynı değildir. Bu nedenle içerisinde göz kırpma sinyalleri de bulunan, kafatasının Fp1 pozisyonundan elde edilmiş EEG sinyali, içerisinde farklı spektral özellikler barındırmaktadır. Zamana göre bu spektral değişimi izlemek bize göz kırpma sinyallerinin sinyal içindeki konumu hakkında fikir verebilir.

Şekil 3'te tek ve çift göz kırpma sinyallerine ilişkin genlik-zaman grafiği verilmiştir. Göz kırpma işlemi zaman ekseninde önce gözün kapanması ile oluşan pozitif tepecik ve sonrasında açılması esnasında oluşan negatif tepecik, göz kas hareketleri tarafından meydana getirilmektedir. Göz kırpma işleminin süresi ise bu işlemin yapılış hızına bağlıdır. Gönüllü denekler tarafından normal bir şekilde yapılarak oluşturulmuş "1100" ikili kod karşılığı göz kırpmalara ait zaman ekseninde değerleri Tablo 3'te verilmiştir. Bu tablo incelendiğinde gönüllü deneklerin çift göz kırpmaları maksimum 1200 örneklilik, tek göz kırpmaları ise maksimum 600 örneklilik bir zaman diliminde gerçekleştirdikleri görülmektedir.



Şekil 3: Tek ve çift göz kırpmalara ait genlik-zaman grafikleri.

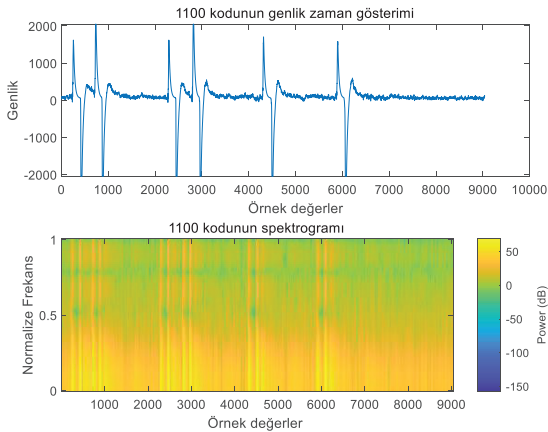
Şekil 4'te "Yatağımı biraz kaldırır mısınız?" ifadesinin ikili kod karşılığı olan "1-1-0-0" dizisinin göz kırpmaları ile oluşturulmuş genlik-zaman grafiği ve spektrogramı görülmektedir. (-2000mV, +2000mV) düzeyinde gösterilen işaretin zaman bölgesinde göz kırpma sinyalleri net bir şekilde görülmektedir. İlk göz kırpma yaklaşık 203. örnek civarı gerçekleştirilmiştir. Burada birbirinin peşi sıra gerçekleştirilen göz kırpmaların oluşum zamanları Tablo 3'te belirtilmiştir.

Göz kırpma esnasında yapılan gözün kapanıp açılması hareketlerinin oluşturduğu sinyalin gücü, normal beyin aktivitesininkinden daha fazladır. Şekil 4'te verilen işaretin spektrogramı incelendiğinde ve genlik-zaman grafiği ile karşılaştırıldığında, göz kırpma işaretlerinin oluşum yerleri hakkında bir fikir vermektir. Ancak belirgin bir kanyaya varmak mümkün değildir.

Tablo 3: “1100” kodunun göz kırpma anlarının örnek değer olarak başlangıç ve bitişlerinin manuel tespit değerleri

| Kişi | 1.Çift Göz Kırpma (Örnek değer) | Fark (Örnek değer) | 2.Çift Göz Kırpma (Örnek değer) | Fark (Örnek değer) | 1.Tek Göz Kırpma (Örnek değer) | Fark (Örnek değer) | 2.Tek Göz Kırpma (Örnek değer) | Fark (Örnek değer) |
|------|---------------------------------|--------------------|---------------------------------|--------------------|--------------------------------|--------------------|--------------------------------|--------------------|
| 1 | 203-1248 | 1045 | 2244-3348 | 1104 | 4271-4813 | 542 | 5845-6411 | 586 |
| 2 | 312-1380 | 1068 | 2541-3683 | 1142 | 4551-5065 | 514 | 6063-6598 | 535 |
| 3 | 389-1487 | 1098 | 2478-3644 | 1166 | 4775-5320 | 545 | 6364-6919 | 555 |
| 4 | 220-1201 | 981 | 2290-3270 | 980 | 4334-4807 | 473 | 5821-6327 | 506 |
| 5 | 245-1227 | 982 | 2267-3367 | 1100 | 4363-4949 | 586 | 6105-6634 | 529 |
| 6 | 237-1228 | 991 | 2258-3387 | 1129 | 4329-4814 | 485 | 5937-6396 | 459 |
| 7 | 257-1223 | 966 | 2278-3309 | 1031 | 4341-4869 | 528 | 5862-6373 | 511 |
| 8 | 241-1202 | 961 | 2237-3150 | 913 | 4340-4814 | 474 | 5870-6363 | 493 |
| 9 | 224-1258 | 1034 | 2262-3315 | 1053 | 4341-4850 | 509 | 5846-6409 | 563 |
| 10 | 225-1181 | 956 | 2293-3307 | 1014 | 4348-4821 | 473 | 5851-6331 | 480 |

Normalize edilmiş y ekseninde (π radyan/örnek) örnek değerlere karşı düşen spektral güç dB cinsinden gösterilmektedir. Şekil 4'te işareti oluşturan bileşenlere ait tüm spektral güç değerleri herhangi bir seviye sınırı olmadan verilmiştir. Şekil 5'te ise 1dB, 15 dB, 45 dB ve 60 dB'lik eşik seviyeleri kullanılarak spektrogram tekrar çizilmiştir. Bunun anlamı, belirtilen bu eşik seviyesi değerinin altındaki değerler spektrogram gösteriminde yer almayacaktır. Bu şekildeki gösterimde, Şekil 5'ten de görülebileceği üzere, göz kırpmaların başlangıç anları net bir şekilde spektrogram tarafından tespit edilebilmektedir. Şekil 3'te görüldüğü gibi, bir göz kırpma işlemi, bir pozitif ve bir negatif tepelikten oluşmaktadır. Dolayısıyla spektrogram gösteriminde tek göz kırpma işleminde iki, çift göz kırpma işlemi ise dört belirgin işaret ortaya çıkar. Bu işlemler işaretlerden ilki göz kırpma anının başlangıcını temsil etmektedir.



Şekil 4: “1100” kodunun genlik-zaman grafiği ve spektrogramı.

2.4. Pencereleme

Göz kırpma işaretlerinin zaman ekseninde yerleri belirlendikten sonra, pencereleme işlemi yapılarak göz kırpmaların tek veya çift oldukları belirlenir. Bu işlemi yaparken dikdörtgen pencere kullanılmış ve aşağıdaki belirtildiği şekilde pencereleme işlemi

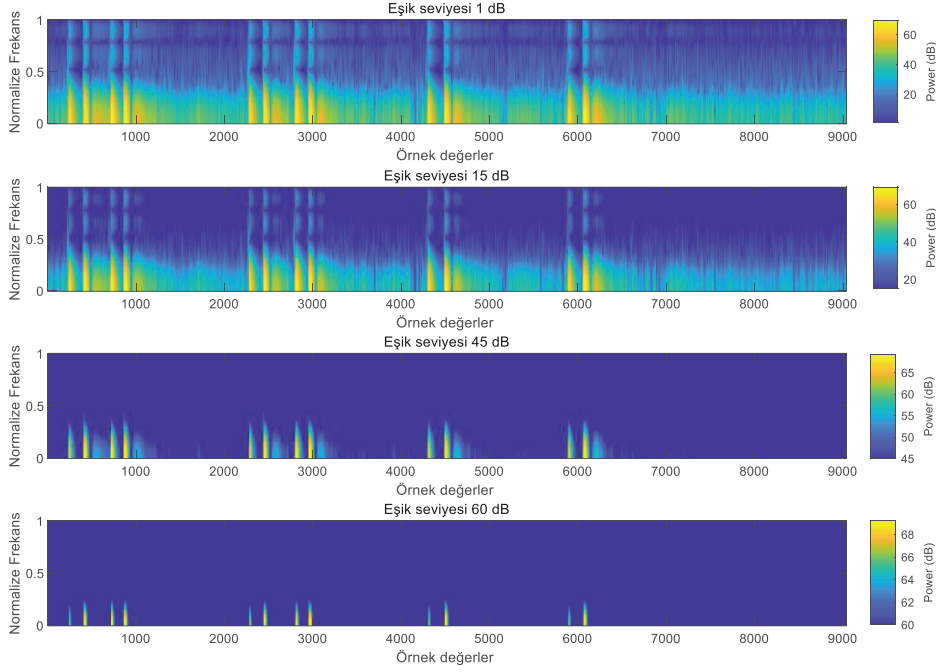
yapılarak sınıflandırmada kullanılacak işarete ait başlangıç ve bitiş değerleri bulunmuştur. Oluşan göz kırpmaların zaman eksenindeki yerleri t_1, t_2, t_3, \dots şeklinde gösterilirse;

- İlk göz kırpmasının zaman ekseninde olduğu t_1 anının yaklaşık 50 örnek öncesine bir dikdörtgen pencere yerleştirilir. Gerçekleştirilen göz kırpmasının tek veya çift olduğu bilinmediği için, pencere boyutu iki göz kırpma işaretinin sığabileceği ortalama bir değer olarak seçilmelidir. Tablo 3'te çift göz kırpmasının maksimum 1200, tek göz kırpmasının maksimum 600 örnek değerinde tamamlandığı tespit edilmiştir. Pencere boyutunun 1200 örnekten küçük olmaması gerekmektedir. Başlangıç ve bitişte bırakılan 50 örneklilik hata payı ile kullandığımız dikdörtgen pencere boyutu 1300 örneği içine alabilecek uzunluktadır. Pencere, göz kırpmasının tek veya çift olması durumunda, her iki işareti içine alabilecek yeterli bir süreye sahiptir.
- Kullanılan pencere zaman ekseninde yapılan göz kırpma anları boyunca kaydırılacaktır. Ancak bir sonraki kaydırma işleminin hangi zaman anında yapılacağını belirleyecek olan, ilk pencere içinde kalan işaretin tek veya çift göz kırpma olmasıdır. Sınıflandırmada belirlenen göz kırpma tek ise, pencere 2. göz kırpmasının bulunduğu t_2 zaman anına kaydırılır. Eğer ilk pencerelemede belirlenen işaret çift göz kırpma ise, t_2 anında bulunan göz kırpma dikkate alınmayarak, t_3 anına pencere yerleştirilir.
- t_2 veya t_3 anlarına yerleştirilen pencereler içinde benzer sınıflandırma işlemi yapılır. Bulunacak sonuca göre zaman ekseninde pencereleme ve onu takiben sınıflandırma işlemlerine devam edilir.

Örneğin Şekil 4'te verilen “1100” işareti için toplam dört adet pencereleme işlemi yapılmıştır. Bu sonuca paralel dört adet de sınıflandırma gerçekleştirilmiştir.

2.5. Dalgacık Dönüşümü ile Öznitelik Vektörünün Bulunması

Dalgacık dönüşümü, sinyallerin özelliklerini farklı ölçeklerde analiz etmek için kullanılır [28, 32]. Bu işlem, sinyalleri frekanslarına göre ayırarak Fourier dönüşümünden farklıdır. Dalgacık dönüşümü, sinyali farklı frekans bantlarına ayırmak için bir tür analiz-filtreleme işlemi kullanır.



Şekil 5: "1100" kodunun 1dB, 15 dB, 45 dB ve 60 dB eşik seviyelerinde gösterimi.

Bu işlemin ardından da her banttaki sinyalin farklı özelliklerini analiz eder. Dalgacık katsayıları, dalgacık dönüşümü nedeniyle elde edilen sayısal değerlerdir. Bu değerler, bir sinyalin farklı ölçeklerde ve zamanlarda bir dalgacık fonksiyonu ile çarpılmasıyla elde edilir. Dalgacık katsayılarının hesaplanması, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma, aşağı örnekleme, sürekli ayrıştırma ve katsayıların hesaplanması aşamalarını içerir.

Dalgacık dönüşümü kullanılarak sinyaller analiz edilirken, uygun bir dalgacık seçmek ve baskın frekans bileşenlerine dayalı ayrıştırma seviyelerinin sayısını belirlemek önemlidir. Sınıflandırma doğruluğu, pratikte kullanılan dalgacık türüne ve derecesine bağlıdır [28]. Dalgacık ve ayrıştırma seviyesinin seçimi, genellikle araştırmacıların deneyimine ve sinyalin şekline dayanır. Ana dalgacık incelenen sinyale ne kadar benzerse, elde edilen dalgacık katsayıları o kadar yüksek olur, bu da sinyali daha iyi temsil ettiği anlamına gelir. Ayrık dalgacık dönüşümünü uygulamak için seviye sayısı, sinyalin örnekleme frekansına ve toplam örnek sayısına bağlıdır. Ayrıştırma seviyesi sayısı aşırı seçilirse, son seviyelerdeki içerikler artık sinyali doğru bir şekilde temsil etmeyebilir.

Bu çalışmada, ayrıştırma seviyesi 5 olarak belirlenmiştir. Böylece, EEG sinyalleri detay alt bantları D1-D5 ve yaklaşık alt bant A5'e ayrılmıştır. Dalgacık katsayıları D3, D4, D5 ve A5, sinyal hakkında önemli bilgiler içerdiğinden, özneliktir vektörleri olarak kabul edilmiştir. Daha sonra, özneliktir vektörü boyutları indirgenmiş ve dalgacık katsayıları üzerinde bazı istatistiksel işlemler yapılmıştır. Bu işlemler:

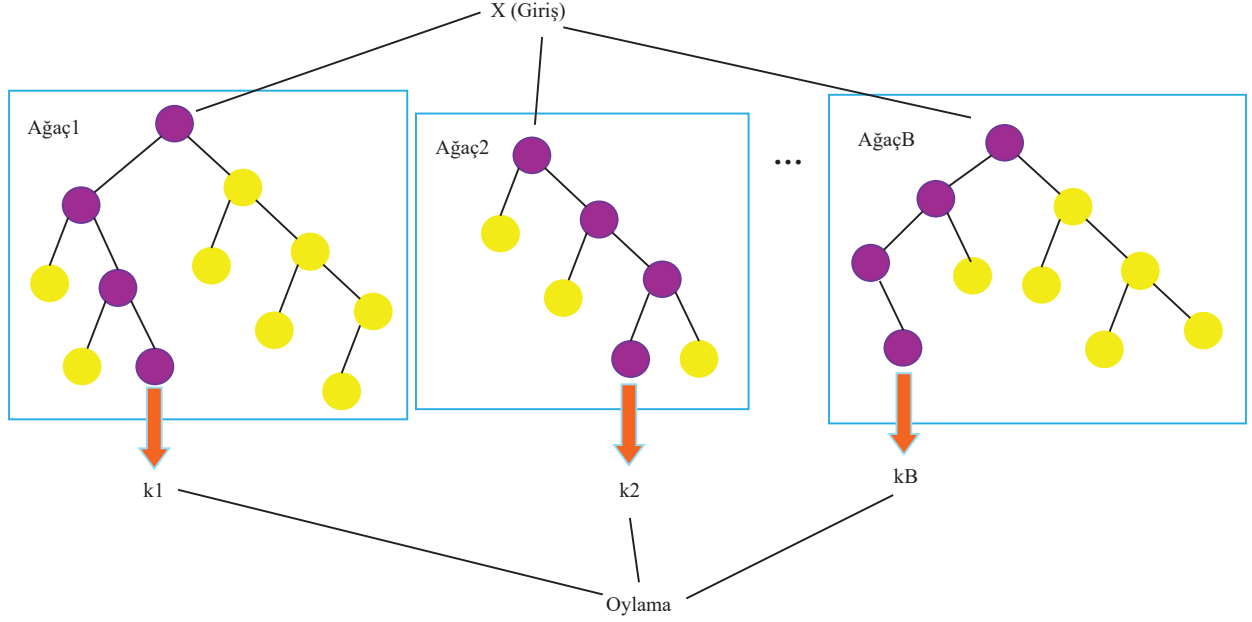
- Her alt bant için katsayıların maksimum değeri
- Her alt bant için katsayıların minimum değeri
- Her alt bant için katsayıların standart sapması

- Her alt bant için katsayıların ortalama değeri
- Her alt bant için katsayıların medyan değeri
- Her alt bant için katsayıların en çok tekrar eden değeri
- Her alt bant için katsayıların skewness değeri
- Her alt bant için katsayıların kurtosis değeri

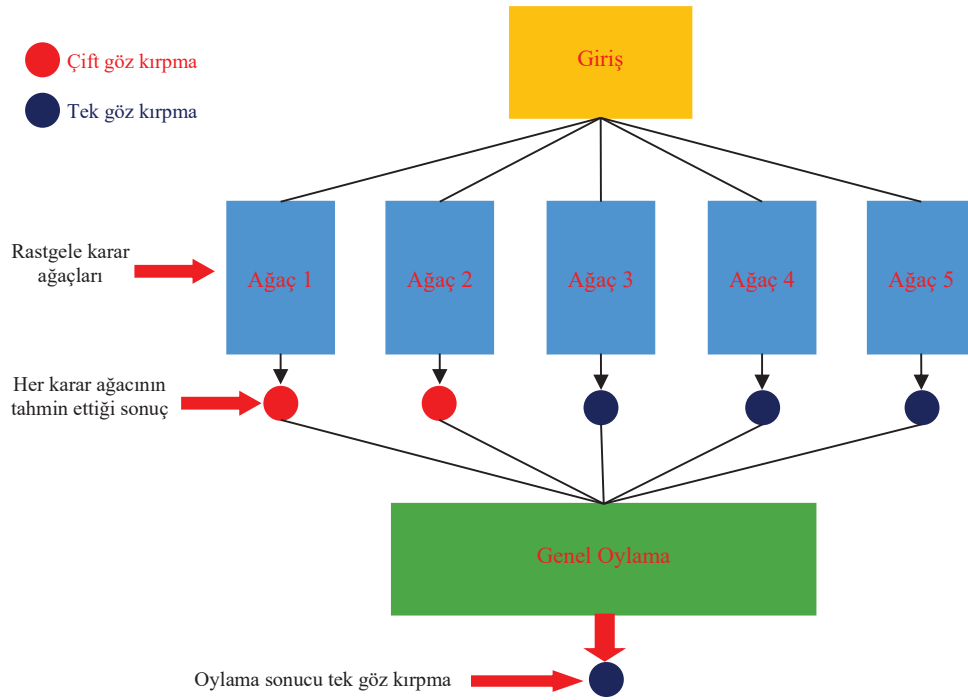
şeklinde. Böylece, her kayıt için 32 özellikten oluşan bir özneliktir vektörü elde edilmiştir.

2.6. Rastgele Orman Algoritması ile Sınıflandırma

Rastgele orman sınıflandırıcısı [33, 34], eğitim aşamasında birden fazla karar ağacı kullanan ve bireysel ağaçların ortalama tahminini çıkaran bir topluluk öğrenme yöntemini içermektedir. Bu sınıflandırıcı, rastgele miktarda ağaç içeren ormanlar üretir. Normal karar ağacı algoritmaları kural tabanlıdır ve yalnızca veri kümesinde tahmin için bazı kural kümelerine dayanır. Bunun aksine, rastgele orman sınıflandırıcıları kök düğümün hesaplanması için Gini indeksi [35] veya bilgi kazanımı kullanmak yerine kök düğümü bulur ve özellikleri rastgele böler. Şekil 6, sınıflandırıcının genel bir çalışma şeklini göstermektedir. X, sınıflandırıcının girişini temsil eder. Ağaç₁, Ağaç₂, ..., Ağaç_B şeklinde rastgele karar ağaçları üretilir. Bunlara karşılık gelen çıktılar k₁, k₂, ..., k_B'dir. Çoğunluk oylaması yapılır ve k sınıfı k₁, k₂, ..., k_B'den seçilir. Sınıflandırıcının çıktısı, oyların çoğunluğuyla k sınıfıdır. Şekil 7'de ise kullanılan rastgele orman sınıflandırıcısının şematik diyagramı verilmiştir.



Şekil 6: Rastgele Orman sınıflandırıcısının genel çalışma şekli.



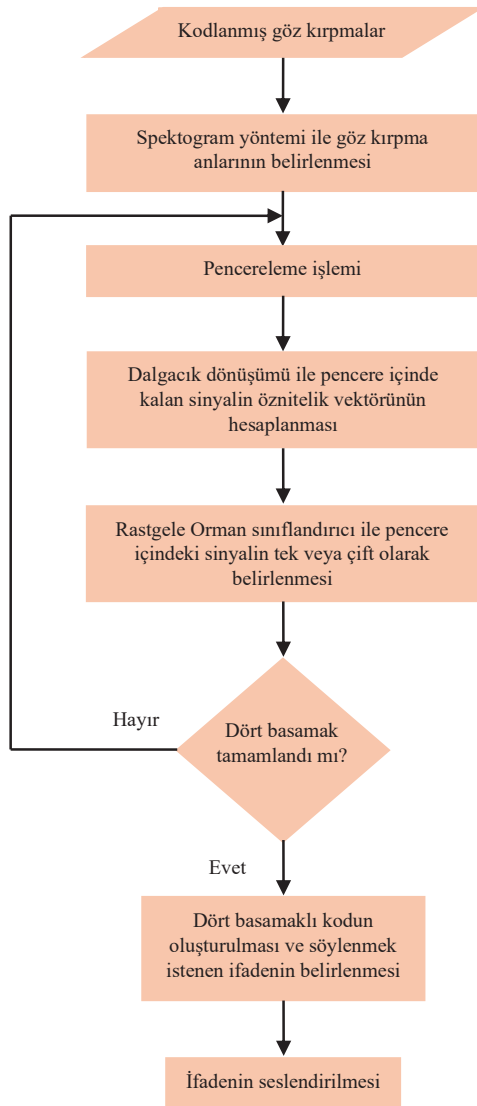
Şekil 7: Rastgele Orman sınıflandırıcısının şematik diyagramı.

2.7. Metnin Sese Dönüştürülmesi

Metnin sese dönüştürülmesi, üzerinde yıllardır çalışılan oldukça geniş bir konudur. Yapılan çalışmada bu konuda doğrudan MATLAB içerisinde yer alan bütünleşmiş fonksiyonlardan yararlanılmış ve seslendirme bu şekilde gerçekleştirilmiştir.

3. Sonuçlar

Denemeler esnasında 20-55 yaş aralığında 20 sağlıklı gönüllü denekten faydalanılmıştır. Deneklerin her birinden Tablo 2’de verilen 16 tane ikili kodlanmış göz kırpmaya ait birer tane olmak üzere, toplamda 320 kayıt alınmıştır. Bu kayıtlardan 200 tanesi test amaçlı kullanılırken, 120 tanesinden ise manuel olarak tek ve çift göz kırpmalar ayrılmış, elde edilen bu göz kırpmalar sınıflandırıcının eğitiminde kullanılmıştır.



Şekil 8: Tasarlanan sistemin akış diyagramı.

Şekil 8’de tasarlanan sistemin akış diyagramı verilmiştir. MATLAB programında gerçekleştirilen bu algorithmada Tablo 2’de verilen 16 tane ifadenin kayıtları alındıktan sonra, spektrogram yöntemi ile beyin aktivitesinden oluşan EEG sinyali içerisindeki, tek ve çift göz kırpmaların zaman ekseninde oluştuğu anlar belirlenmiştir. Tablo 3’te örnek olarak verilen “1100” olarak kodlanmış ifadede de görülebileceği üzere, zaman ekseninde oluşan tek ve çift göz kırpmaları elde edilmiştir. Daha sonraki adımda uygulama yöntemi 2.4. bölümde belirtilen pencereleme işlemi işarete uygulanmıştır.

Tablo 4: Tek ve çift göz kırpmaya ait Dalgacık dönüşümü ile elde edilmiş öznitelik vektörleri

| İstatistiksel İşlemler | Tek Göz Kırpmaya-1 | Tek Göz Kırpmaya-2 | Çift Göz Kırpmaya-1 | Çift Göz Kırpmaya-2 |
|------------------------|--------------------|--------------------|---------------------|---------------------|
| Max(D3) | 0,08 | 0,19 | 0,34 | 0,21 |
| Max(D4) | 0,20 | 0,29 | 0,58 | 0,26 |
| Max(D5) | 0,10 | 0,71 | 0,67 | 0,98 |
| Max(A5) | 2,15 | 2,15 | 1,64 | 2,64 |
| Min(D3) | -0,03 | -0,30 | -0,41 | -0,36 |
| Min(D4) | -0,20 | -0,20 | -0,52 | -0,51 |
| Min(D5) | -0,39 | -0,99 | -0,72 | -0,56 |
| Min(A5) | 0,06 | -3,28 | -2,98 | -3,39 |
| Std(D3) | 0,02 | 0,03 | 0,10 | 0,04 |
| Std(D4) | 0,06 | 0,05 | 0,22 | 0,07 |
| Std(D5) | 0,11 | 0,20 | 0,30 | 0,24 |
| Std(A5) | 0,53 | 0,63 | 1,11 | 0,94 |
| Mean(D3) | 0,00 | -0,00 | -0,00 | -0,00 |
| Mean(D4) | 0,00 | 0,00 | 0,00 | 0,00 |
| Mean(D5) | -0,02 | -0,01 | -0,01 | 0,02 |
| Mean(A5) | 0,38 | 0,11 | 0,02 | 0,14 |
| Median(D3) | 0,00 | 0,00 | 0,00 | 0,00 |
| Median(D4) | 0,00 | 0,00 | -0,00 | 0,00 |
| Median(D5) | -0,00 | -0,00 | -0,00 | 0,00 |
| Median(A5) | 0,22 | 0,16 | 0,13 | 0,19 |
| Mode(D3) | -0,03 | 0,00 | -0,41 | 0,00 |
| Mode(D4) | -0,20 | 0,00 | -0,52 | 0,00 |
| Mode(D5) | -0,39 | 0,00 | -0,72 | 0,00 |
| Mode(A5) | 0,06 | 0,00 | -2,98 | 0,00 |
| Skewness(D3) | 2,53 | -5,00 | -1,02 | -3,95 |
| Skewness(D4) | -0,20 | 2,86 | -0,04 | -2,62 |
| Skewness(D5) | -2,60 | -1,37 | -0,06 | 1,64 |
| Skewness(A5) | 2,73 | -2,50 | -1,34 | -1,47 |
| Kurtosis(D3) | 15,17 | 87,46 | 13,44 | 47,62 |
| Kurtosis(D4) | 10,14 | 26,73 | 5,16 | 32,27 |
| Kurtosis(D5) | 9,91 | 16,21 | 4,52 | 9,26 |
| Kurtosis(A5) | 9,41 | 18,88 | 4,99 | 8,33 |

Tablo 4’te sonuçları verilen tek veya çift göz kırpmalara ait öznitelik vektörleri Dalgacık dönüşümü kullanılarak elde edilmiştir. Tablo 4’te belirtilen Tek göz kırpmaya-1 ve Çift göz kırpmaya-1 sinyalleri eğitim aşamasında manuel olarak ayrılmış tek ve çift göz kırpmalara ait sinyallere, Tek göz kırpmaya-2 ve Çift göz kırpmaya-2 sinyalleri ise test aşamasında kullanılan sinyallere aittir. Her iki grup için de elde edilen 32’şer adetden oluşmuş öznitelik vektörleri bu tabloda gösterilmiştir. Bu öznitelik vektörleri ile eğitilen ve test edilen Rastgele Orman sınıflandırıcısına ait sonuç tablosu ise Tablo 5’te verilmiştir. Tasarlanan sistemin genel başarı tablosu ise artan kişi sayısının istem başarısına etkisini değerlendirmek için 5-10-15-20 kişileriyle incelenmiş ve Tablo 6’da verilmiştir.

Tablo 5: 10 gönüllü denek ile eğitilen Rastgele Orman sınıflandırıcısının tek/çift göz kırpmaları için test sınıflandırma sonuçları

| Sınıflandırma Yöntemi | | Kesinlik | Doğruluk (%) | Zaman (s) |
|-----------------------|----------|----------|--------------|-----------|
| Rastgele Orman | Polinom | 1,00 | 100 | 0,03 |
| | Doğrusal | 1,00 | 100 | 0,01 |

Tablo 6: Tasarlanan sistemin genel başarı tablosu

| İkili Kod | Başarı (%) (5 kişi) | Başarı (%) (10 kişi) | Başarı (%) (15 kişi) | Başarı (%) (20 kişi) |
|-----------|------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| 1111 | 100 | 100 | 100 | 100 |
| 1110 | 100 | 100 | 100 | 100 |
| 1101 | 100 | 100 | 100 | 100 |
| 1100 | 100 | 100 | 97,5 | 95 |
| 1011 | 100 | 100 | 100 | 100 |
| 1010 | 100 | 97,5 | 95 | 95 |
| 1001 | 100 | 97,5 | 95 | 95 |
| 1000 | 100 | 97,5 | 95 | 92,5 |
| 0111 | 100 | 100 | 97,5 | 95 |
| 0110 | 100 | 100 | 97,5 | 95 |
| 0101 | 100 | 100 | 97,5 | 95 |
| 0100 | 97,5 | 97,5 | 95 | 95 |
| 0011 | 100 | 100 | 97,5 | 95 |
| 0010 | 97,5 | 97,5 | 95 | 95 |
| 0001 | 97,5 | 97,5 | 95 | 95 |
| 0000 | 97,5 | 95 | 92,5 | 92,5 |

Seslendirme aşamasında ise, elde edilen ifadedeki metnin sese dönüştürülmesi işlemi başarı ile gerçekleştirilmiştir.

4. Tartışma

ALS hastaları için tasarlanan, tek ve çift göz kırpmalardan kodlanarak oluşturulan bir ifadeyi sese dönüştüren bu sistemi, literatürdeki diğer sistemlerle karşılaştırmak gerekirse, ilk olarak maliyetinden söz etmek gerekir. Sistemin maliyeti tek kanallı bir EEG cihazı olan NeuroSky MindWave Mobile cihazından ibaret ve 100\$ civarındadır. Elbette yazılım için bir bilgisayar gerekse de kullanılan algoritmanın basitliği de göz önünde bulundurulduğunda, mobil bir cihaz yazılımı ile bilgisayar ihtiyacından kurtulmak da mümkündür. Özellikle göz takip sistemleri üzerine yapılan çalışmalarla karşılaştırıldığında, kullanılacak ekran, kamera gibi donanımların getirdiği ek maliyet, bu sistemde yoktur. Kullanılan EEG cihazının çok kanala sahip olması gereksizdir, Fp1 pozisyonundan alınan sinyal sistemin çalışması için yeterlidir. Bu gereksinimler ve basitlik sistem maliyetini oldukça düşürmekte ve tüm ALS hastaları için maliyeti karşılanabilir bir düzeyde tutmaktadır. Ayrıca tasarlanan sistemde tek kanallı EEG kullanımının diğer bir avantajı ise, göz takip cihazlarında olduğu gibi bir ışık kaynağına ihtiyaç duymamasıdır. Hasta karanlık bir ortamda bile istediği ifadeyi seslendirebilmektedir. Ayrıca EOG, EMG gibi cihazlara göre tek kanallı EEG cihazı daha az elektrot kullanma avantajına sahiptir.

Sistemin sınırlı sayıda kelime ile çalışması yerine istenilen sayıda kelime ile çalışması, biraz da hastanın hastalığının hangi evresinde olduğuna göre değişebilecek bir tercih konusudur. Uzun kelimeler veya cümleler oluşturmak hastayı yoracaktır. Basit ve kısa kodlarla günlük yaşamda hastanın ihtiyacı olan temel ifadelerin olması hasta için yeterli olacaktır [25]. Bu

yönde yapılan araştırmalar esnasında bahsedilen bu iki tercih de dikkate alınarak sistemler geliştirilmiştir [25-28]. Gönüllü ve sağlıklı deneklerin bile, uzun göz kırpma işlemlerinde sıkıldığını ve zorlandığını yapılan veri girişleri esnasındaki gözlemlere dayanarak söylemek mümkündür. Bu nedenle tasarlanan sistem sınırlı sayıda kelime veya cümle ile hastanın temel ihtiyaçlarına karşılık verebilecek düzeyde tutulmuştur. Tablo 2’de gösterilen ifadeler için, giriş aşamasında en uzun geçen süre 8 tane göz kırpma barındıran “0000” kodu için olup, arada bırakılan boşluk süresi de dahil olmak üzere, tüm gönüllü denekler tarafından ortalama 17,9 saniyede tamamlanmıştır. Bu değer, literatür ile karşılaştırıldığında kabul edilebilir bir değerdir. Bu noktada hastayı yormamak için en çok kullandığı ifadeler dikkate alınarak Tablo 2’de ifadelere ait kodların yerini değiştirmek ve kullanım kolaylığına bağlı bir sıralama yapmak da mümkündür.

Göz kırpmalarının yerlerinin doğru şekilde belirlenmesi, sistemin başarısı için oldukça önemlidir. Daha önceki çalışmalarda [25-28] kullanılan enerji seviyesi yöntemi oldukça başarılı sonuçlar vermiştir. Bu çalışmada denenmiş olan spektrogram yöntemi de özellikle göz kırpmalarının başlangıç anlarını son derece doğru bir şekilde tespit etmiştir. Göz kırpmalara ait kas hareketlerinin doğası gereği göz açıp kapama işleminin başlangıç kısımlarının gücü daha fazladır ve ilerleyen anlarda bu güç düşmektedir. Spektrogramlarda göz kırpmalarının başlangıç anlarının daha belirgin hale getirmek için kullanılan eşik seviyesinin artırılması işlemi, göz kırpma anlarının başlangıç anlarını daha net bir şekilde tespit edilmesini kolaylaştırırken, göz kırpmalarının hangi zaman anında bittiğinin tespit edilmesini zorlaştırmaktadır. Ancak bu durumun sistemin çalışmasına olumsuz bir etkisi gözlemlenmemiştir.

Tek veya çift göz kırpmalara ait öznitelik vektörleri bulunurken, sinyalleri farklı frekans bantlarına ayıran ve her

bantta sinyalin farklı özelliklerini analiz eden dalgacık dönüşümünden yararlanılmıştır. Dalgacık dönüşümü genelde, EEG sinyallerinin zamanla değişen doğasıyla uyumlu olduğu için tercih edilir. Esnek zaman-frekans çözünürlüğü sunar ve sinyalin hem kısa süreli hem de uzun süreli bileşenlerini etkili bir şekilde analiz eder. Diğer tercihler olarak ilk akla gelen Hilbert ve Gabor dönüşümleri ise sabit çözünürlükle çalıştıkları için zamanla değişen ve geniş frekans aralıklarına sahip EEG sinyallerinde optimal sonuçlar vermezler. Bu nedenle çalışmamızda dalgacık dönüşümü tercih edilmiştir. Dalgacık dönüşümünde kullanılan D3, D4, D5 ve A5 katsayıları daha önceki çalışmalarımızda [32] oldukça başarılı sonuçlar vermişti. Dalgacık dönüşümünde, sinyal, farklı ölçeklerde çözülerek düşük ve yüksek frekans bileşenlerine ayrılır. Daubechies 4 (db4) gibi EEG sinyal analizinde yaygın olarak kullanılan dalgacık türlerinde, detay ve yaklaşım katsayıları elde edilir. Her detay ve yaklaşım katsayısı, belirli bir frekans aralığını temsil eder. 176 Hz örnekleme frekansıyla örneklenen bir EEG sinyali için db4 dalgacığı kullanarak 5 seviyeli bir çözümleme yapıldığında, dalgacık ayrışımındaki frekans bantlarının aralıkları; A5 (0–4,4 Hz) Delta bandı, D5 (4,4–8,8 Hz) Theta bandı, D4 (8,8–17,6 Hz) Alpha bandı, D3 (17,6–35,2 Hz) Beta bandı şeklindedir. Dolayısıyla D3, D4, D5 ve A5 katsayıları tercihimizdeki diğer bir sebep ise, bu bantların önemli beyin aktiviteleri ile ilişkili olmasından kaynaklanmaktadır. Her alt bant için katsayıların maksimum, minimum, ortalama, medyan, en çok tekrar eden, skewness, kurtosis ve standart sapma değerleri alınarak toplamda 32 özellikten oluşmuş bir öznitelik vektörü kullanılmıştır. Temel bileşen analizi yapılarak öznitelik vektörlerinin boyutlarının azaltılması ile sistemin çalışma hızının artması ve dolayısıyla sınıflandırma süresinin azaltılması için en uygun öznitelik serisinin araştırılması ise gelecek çalışmalar için değerlendirilebilecek bir konudur.

Kullanılan algoritmanın basitliği ve sadece iki sınıf arasında yapılan sınıflandırma işlemi nedeniyle Rastgele Orman algoritması için diğer sınıflandırma yöntemlerine üstünlüğü yönünde net bir kanaata varılmamıştır. Rastgele Orman yöntemi sınıflandırma işlemini tek ve çift göz kırpmalar için %100 doğrulukta gerçekleştirmiştir. Bu nedenle diğer sınıflandırma yöntemlerinin doğruluk yüzdelerinin araştırılmasına gerek duyulmamıştır. Bu değer sınıflandırıcının çok başarılı olduğunu göstermektedir. Fakat tüm sınıflandırıcılarda yaşanabilecek aşırı öğrenme riski Rastgele Orman yönteminde de çok az da olsa mevcuttur. Ancak aşırı öğrenmeye karşı oldukça dayanıklı bir yöntem olması nedeniyle, diğer sınıflandırma yöntemlerine göre bir üstünlüğü söz konusudur. Bu dayanıklılığın arkasındaki temel neden, modelin karar ağacı tabanlı olması ve her bir ağacın eğitiminde rastgele özellik ve örnek alt kümelerinin kullanılmasıdır. Öte yandan önceki çalışmalarımızda kullanılan Yapay Sinir Ağları, k-En Yakın Komşu ve Destek Vektör Makinaları [27, 28] gibi sınıflandırıcılar ile karşılaştırmak için, benzer sayıda sınıf kullanılmalıdır. Çünkü bu sınıflandırıcılarla da aynı başarı oranını, tasarlanan bu sistemde yakalamak mümkündür. Sistemin sınırlı sayıda kelime kullanılarak gerçekleştirilmesi, tasarlanan algoritmada değerlendirilen sınıf sayısının azlığı, öznitelik vektörlerinin arttırılması ve doğru seçimi çalışmada sınıflandırıcının başarısını da otomatik olarak arttırmıştır. Sistemin genel başarı tablosu ise Tablo 6'da verilmiştir. Bu tabloda özellikle tek göz kırpmaların çoğunlukta olduğu kodlarda başarının %100'e yaklaştığı görülmektedir. Çift göz kırpmaların sayısı arttıkça başarıda %2,5-7,5 oranında bir azalma göze çarpmaktadır. Burada ortaya çıkan hata veri girişi

esnasında oluşmaktadır. Sağlıklı denekler bile olsa, veri girişi esnasında üst üste tekrarlanan göz kırpmaları işlemlerinde, tek ve çift göz kırpmalar arasında bıraktıkları sürelerin pencereleme süresinden fazla olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca bazı tek ve çift göz kırpmalar arasında bırakılması gereken süre çok kısa tutulmuş, üst üste üç göz kırpması yapılmış gibi bir grafik oluştuğu da gözlemlenmiştir. Bu durum insan doğasında var olan üst üste işlem yapıldığında ortaya çıkan yorulma ve sıkılma durumlarıyla ilişkilidir. Göz kırpmaları ilgili veri girişindeki şartlara uyulduğu sürece, bir hata oluşmamıştır.

ALS hastalarının kullanımı esnasında da benzer problemlerle karşılaşılacaktır. Bu nedenle sistemin sürekli kullanılması yerine, gerektiği anlarda kullanılması yorulmaya bağlı hatayı minimize edecektir.

Gerçekleştirilen sistemde bulunan sonuçlar 20 sağlıklı gönüllüden alınan göz kırpmaları işaretlerine dayanmaktadır. Sinyallerin gönüllü kişilerden alınması nedeniyle etik kurul iznine gerek kalmamıştır. Ancak istatistiksel bir çalışmada, kullanılan örneklem büyüklüğünün yeterliliğini değerlendirmek amacıyla yapılacak bir güç analizi işlemine, gerçekleştirilen sistemde gerek olup-olmadığı tartışılabilir. Tasarlanan sistem doğrudan ALS hastalarına yönelik bir sistemdir. ALS hastalarının sistemi kullanımıyla, sağlıklı kişilerin kullanımı arasında fark oluşacağı kesindir. Sistemde ALS hasta verileri üzerinde çalışıldığında gerekebilecek parametre değişiklikleri yapılabilir. Türkiye'de ALS hastalarının sayısı Türk Nöroloji Derneğinin araştırmalarına göre 6000-8000 civarındadır [1]. Gönüllü olarak bu çalışmalarda denek olarak yer almak isteyen tek bir ALS hastası bulmak bile oldukça zordur. 20 kişilik veya 1000 kişilik sağlıklı yapıda örneklem büyüklüğü istatistiksel olarak anlam taşısa bile, gerçek ALS hastaları ile sistem test edilmediği sürece, sistemin genel başarısı hakkında kesin bir değerlendirme yapmak doğru değildir. Gerçekleştirilen sistem, sağlıklı bireylerle denenen bir prototip konumundadır.

Bu tartışmalar ışığında, gönüllü ve sağlıklı bireylerde yapılan testler değerlendirilerek bakıldığında ise, tasarlanan sistemin oldukça uygun maliyeti, veri giriş hızının kabul edilebilir bir düzeyde olması ve yüksek başarı oranı ile dikkate değer başarılı sonuçlar verdiği söylenebilir.

5. Kaynaklar

- [1] Aktekin, M. R. ve Uysal, H., "Epidemiology of Amyotrophic Lateral Sclerosis", *Turk J Neurol*, 26, 187-196, 2020.
- [2] Morris, J., "Amyotrophic lateral sclerosis (ALS) and related motor neuron diseases: an overview", *The Neurodiagnostic Journal*, 55(3), 180-194, 2015.
- [3] Tramonti, F., Bongioanni, P., Di Bernardo, C., Davitti, S. ve Rossi, B., "Quality of life of patients with amyotrophic lateral sclerosis", *Psychology, health & medicine*, 17(5), 621-628, 2012.
- [4] Kaya, A. ve Özcan, F., "Communication with the patients of Amyotrophic Lateral Sclerosis and current technology", *The Journal of Turkish Family Physician*, 8(2), 2017.
- [5] Farwell, L. A. ve Donchin, E., "Talking off the top of your head: toward a mental prosthesis utilizing event-related brain potentials", *Electroencephalography and clinical Neurophysiology*, 70(6), 510-523, 1998.
- [6] Meinicke, P., Kaper, M., Hoppe, F., Heumann, M. ve Ritter, H., "Improving transfer rates in brain computer

- interfacing: a case study”, *Advances in Neural Information Processing Systems*, 15, 1131-1138, 2002.
- [7] Kaper, M. ve Ritter, H., “Generalizing to new subjects in brain-computer interfacing”, *In The 26th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2, 4363-4366, 2004, September.
- [8] Amcalar, A. ve Çetin, M., “A brain-computer interface system for online spelling”, *In 2010 IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference*, 196-199, 2010, April.
- [9] Akram, F., Han, S. M. ve Kim, T. S., “An efficient word typing P300-BCI system using a modified T9 interface and random forest classifier”, *Computers in biology and medicine*, 56, 30-36, 2015.
- [10] Oralhan, Z., “The effect of interstitial time and stimulus structure on performance in P300 based brain computer interface systems”, *Duzce University Journal of Science and Technology*, 7, 1834-1846, 2019.
- [11] Majaranta, P., Aula, A. ve Rähkä, K. J., “Effects of feedback on eye typing with a short dwell time”, *In Proceedings of the 2004 symposium on Eye tracking research & applications*, 139-146, 2004, March.
- [12] Scott MacKenzie, I. ve Ashtiani, B., “BlinkWrite: efficient text entry using eye blinks”, *Universal Access in the Information Society*, 10, 69-80, 2011.
- [13] Miniotas, D., Spakov, O. ve Evreinov, G. E., “Symbol Creator: An Alternative Eye-based Text Entry Technique with Low Demand for Screen Space”, *In INTERACT*, 3, 137-143, 2003, September.
- [14] Usakli, A. B. ve Gurkan, S., “Design of a novel efficient human-computer interface: An electrooculogram based virtual keyboard”, *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, 59(8), 2099-2108, 2009.
- [15] Zhang, C., Yao, R. ve Cai, J., “Efficient eye typing with 9-direction gaze estimation”, *Multimedia Tools and Applications*, 77, 19679-19696, 2018.
- [16] Özbek Ülkütaş, H., EOG'nin Kodlanmasına Dayanan Bilgisayar Tabanlı Gözle Yazı Yazma Sistemi Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Başkent Üniversitesi, Ankara, 2015.
- [17] Porta, M. ve Turina, M., “Eye-S: a full-screen input modality for pure eye-based communication”, *In Proceedings of the 2008 symposium on Eye tracking research & applications*, 27-34, 2008, March.
- [18] Tsai, J., Lee, C., Wu, C., Wu, J. ve Kao, K., “A feasibility study of an eye-writing system based on electrooculography”, *Journal of Medical and Biological Engineering*, 28(1), 39, 2008.
- [19] Wobbrock, J. O., Rubinstein, J., Sawyer, M. ve Duchowski, A. T., “Not typing but writing: Eye-based text entry using letter-like gestures”, *In Proceedings of the conference on communications by gaze interaction (COGAIN)*, 61-64, 2007, September.
- [20] Lee, K. R., Chang, W. D., Kim, S. ve Im, C. H., “Real-time “eye-writing” recognition using electrooculogram”, *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 25(1), 37-48, 2016.
- [21] Fang, F. ve Shinozaki, T., “Electrooculography-based continuous eye-writing recognition system for efficient assistive communication systems”, *PloS one*, 13(2), e0192684, 2018.
- [22] Soman, S. ve Murthy, B. K., “Using brain computer interface for synthesized speech communication for the physically disabled”, *Procedia Computer Science*, 46, 292-298, 2015.
- [23] Reyes, A. F., Camacho, E. C., Armando, M. ve Calderón, J. M., “LSTM based brain-machine interface tool for text generation through eyes blinking detection”, *In 2021 IEEE 18th Annual Consumer Communications & Networking Conference (CCNC)*, 1-6, 2021, January.
- [24] Mukherjee, K. ve Chatterjee, D., “Augmentative and Alternative Communication device based on eye-blink detection and conversion to Morse-code to aid paralyzed individuals”, *In 2015 International Conference on Communication, Information & Computing Technology (ICCICT)*, 1-5, 2015, January.
- [25] İkizler, N., Ekim, G. ve Atasoy, A., “A novel approach on converting eye blink signals in EEG to speech with cross correlation technique” *AECE Advances in Electrical and Computer Engineering*, 23(2), 29-38, 2023.
- [26] Ekim, G., Atasoy, A. ve İkizler, N., “A New Approach for Eye-Blink to Speech Conversion by Dynamic Time Warping”, *Traitement du Signal*, 38(2), 369-377, 2021.
- [27] Ekim, G., İkizler, N. ve Atasoy, A., “A Study on Eye-Blink Detection-Based Communication System by Using K-Nearest Neighbors Classifier”, *AECE Advances in Electrical & Computer Engineering*, 23(1), 71-78, 2023.
- [28] Ekim G., İkizler N. ve Atasoy A., “EEG Based Communication System by using Artificial Neural Networks”, *2023 Tıp Teknolojileri Kongresi-TIPEKNO'23/2023 Medical Technologies Congress-TIPEKNO'23*, Gazimagusa, Kıbrıs (KKTC), 46-49, Kasım 2023.
- [29] <https://store.neurosky.com/pages/mindwave>, 12 Ağustos 2024 tarihinde ulaşıldı.
- [30] Deller Jr, J. R., Proakis, J. G. ve Hansen, J. H., *Discrete time processing of speech signals*, Prentice Hall PTR, 1993.
- [31] Allen, J. B. ve Rabiner, L. R., “A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis”, *Proceedings of the IEEE*, 65(11), 1558-1564, 1977.
- [32] Ekim, G., İkizler, N. ve Atasoy, A., “The effects of different wavelet degrees on epileptic seizure detection from EEG signals”, *In 2017 IEEE International Conference on INnovations in Intelligent SysTems and Applications (INISTA)*, 316-321, 2017, July.
- [33] Fraiwan, L., Lweesy, K., Khasawneh, N., Wenz, H. ve Dickhaus, H., “Automated sleep stage identification system based on time-frequency analysis of a single EEG channel and random forest classifier”, *Computer methods and programs in biomedicine*, 108(1), 10-19, 2012.
- [34] Edla, D. R., Mangalorekar, K., Dhavalikar, G. ve Dodia, S., “Classification of EEG data for human mental state analysis using Random Forest Classifier”, *Procedia computer science*, 132, 1523-1532, 2018.
- [35] Hegelich, S., “Decision Trees and Random Forests: Machine Learning Techniques to Classify Rare Events”, *European Policy Analysis* 2 (1), 98-120, 2016.

Özgeçmişler






Dr.Nuri İkizler, 1967 Trabzon doğumludur. 9 Eylül Üniversitesi Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Yüksek lisans ve doktora eğitimlerini Karadeniz Teknik Üniversitesinden tamamlamıştır. Karadeniz Teknik Üniversitesi Trabzon Meslek Yüksekokulu Elektronik ve Otomasyon bölümünde Dr.Öğr. Üyesi olarak görev yapmaktadır. Biyomedikal sinyal işleme, ses işleme, ses tanıma, beyin bilgisayar arayüzleri, makine öğrenmesi konularında çalışmaktadır.



Güneş Ekim, 1974 Trabzon doğumludur. Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Yüksek lisans ve doktora eğitimlerini aynı üniversitede tamamlamıştır. Karadeniz Teknik Üniversitesi Trabzon Meslek Yüksekokulu Elektronik ve Otomasyon bölümünde öğretim görevlisi olarak görev yapmaktadır. Biyomedikal sinyal işleme, ses tanıma, beyin bilgisayar arayüzleri, makine öğrenmesi konularında çalışmaktadır.

Behçet Üveiti Hastalığının Tespitinde Farklı Makine Öğrenme Algoritmaları ve Yeniden Örnekleme Tekniklerinin İncelenmesi

Investigation of Different Machine Learning Algorithms and Resampling Techniques in the Detection of Behçet's Uveitis

 0009-0005-6820-7707  0000-0002-4263-8286  0000-0001-6236-7252

Dilek Karadeli¹, Yavuz Türkay², Ayşe Vural Özeç³

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Sivas Cumhuriyet Üniversitesi, Sivas
diplik@cumhuriyet.edu.tr,

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Sivas Cumhuriyet Üniversitesi, Sivas
yturkay@cumhuriyet.edu.tr

³Göz Hastalıkları Anabilim Dalı-Sivas Cumhuriyet Üniversitesi, Sivas
vural.ayse@gmail.com

Öz

Behçet hastalığı, ağız ülserleri, genital ülserler ve göz iltihapları (üveit) gibi çeşitli semptomlarla kendini gösteren, kronik ve tekrarlayıcı bir sistemik inflamatuvar hastalıktır. Özellikle gözde gelişen üveit türü, retina ve damarları etkileyerek kalıcı görme kaybına neden olabilmektedir. Bu nedenle, hastalığın erken teşhisi ve doğru tedavi yöntemlerinin belirlenmesi hayati önem taşımaktadır. Ancak, bu hastalığın tanısında spesifik bir laboratuvar testinin olmaması ve semptomlarının diğer hastalıklarla benzerlik göstermesi, tanı sürecini karmaşık hale getirmektedir. Bu bağlamda, gerçekleştirilen bu çalışmada, üveit tanısı almış hastaların Behçet üveiti olup olmadığını belirlemek amacıyla makine öğrenmesine (MÖ) dayalı bir karar destek sistemi önerilmiştir. Önerilen sistemde beş farklı makine öğrenme (MÖ) algoritmasının sınıflandırma başarımları on farklı örnekleme tekniği kullanılarak kıyaslanmıştır. Sınıflandırma işleminde eğitim ve test aşamasında kullanılacak olan veriler 80:20, 70:30, 60:40 ve 50:50 olmak üzere farklı oranlarda bölünmüştür. Algoritmaların başarımlarının karşılaştırılmasında veri setindeki tüm özellikleri kullanılarak doğruluk, duyarlılık, kesinlik ve F1 skoru başarı ölçütleri hesaplanmıştır. Yapılan analizlerde veri setinin bölünme oranının sınıflandırma başarısını etkilediği görülmüştür. En yüksek başarımlar %87 ile veri setinin 70/30 oranında bölünmesi durumunda Near Miss az örnekleme tekniği uygulanan Bagging sınıflandırma algoritması için elde edilmiştir. Yapılan analizler sonucunda, veri setinin bölünme oranı, kullanılan sınıflandırma algoritması ve örnekleme tekniklerinin uygulanmasının model başarımını önemli ölçüde etkilediği gösterilmiştir. Bu çalışma, Behçet

hastalığının üveit tanısında MÖ tabanlı yaklaşımların etkinliğini ve bu tekniklerin klinik uygulamalarda potansiyelini vurgulamaktadır. Gelecekteki çalışmalar, daha büyük ve çeşitli veri setleri üzerinde yapılarak bu bulguların genelleştirilmesi üzerinde durulması planlanmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Behçet üveit, karar destek sistemi, sınıflandırma, örnekleme teknikleri

Abstract

Behçet's disease is a chronic and recurrent systemic inflammatory disease that manifests itself with various symptoms such as mouth ulcers, genital ulcers and eye inflammation (uveitis). Especially the type of uveitis that develops in the eye can affect the retina and blood vessels and cause permanent vision loss. Therefore, early diagnosis of the disease and determination of the correct treatment methods are of vital importance. However, the lack of a specific laboratory test for the diagnosis of this disease and the similarity of its symptoms to other diseases complicate the diagnostic process. In this context, in this study, a decision support system based on machine learning (ML) was proposed to determine whether patients diagnosed with uveitis have Behçet's uveitis. In the proposed system, the classification performances of five different machine learning (ML) algorithms were compared using ten different sampling techniques. The data to be used in the training and testing stages of the classification process were divided in different ratios as 80:20, 70:30, 60:40 and 50:50. In the comparison of the algorithms' performance, accuracy, sensitivity, precision and F1 score success criteria were calculated using all the features in the data set. In the analyses, it was seen that the data set's split ratio affected the classification

success. The highest success rate was obtained with 87% for the Bagging classification algorithm, which applied the Near Miss undersampling technique when the data set was split 70/30. As a result of the analyses, it was shown that the data set's split ratio, the classification algorithm used and the application of sampling techniques significantly affected the model performance. This study emphasizes the effectiveness of ME-based approaches in the diagnosis of uveitis in Behçet's disease and the potential of these techniques in clinical applications. Future studies are planned to be conducted on larger and more diverse data sets and to focus on the generalization of these findings.

Keywords: Behçet's uveitis, decision support system, classification, sampling techniques.

1. Giriş

Behçet hastalığı (BH) ilk olarak 1937 yılında Prof. Dr. Hulusi Behçet tarafından tanımlanmıştır [1]. Bu hastalık, cilt, göz, eklemler, mide-barsak sistemi ve santral sinir sistemi gibi birçok sistemi etkileyen, ataklarla seyreden kronik bir vaskülit olarak bilinmektedir [2]. Behçet hastalığının nedeni henüz tam olarak bilinmemekle birlikte, genetik faktörler, çevresel etkenler ve bağışıklık sistemi bozukluklarının hastalığın gelişimine katkı sağladığı düşünülmektedir [3]. Behçet hastalığının teşhisi genellikle fiziksel bulgulara dayanmaktadır. Ağız ülserleri, genital ülserler ve üveitler en belirgin fiziksel bulgular arasında yer almaktadır [4],[5]. BH, dünya genelinde her ırkta görülebilen bir hastalık olmasına rağmen, Akdeniz ülkeleri, Orta Asya ve Uzak Doğu ülkelerinde daha sık görülmektedir [6],[7]. Türkiye, Behçet hastalığının en yüksek insidansa sahip olduğu ülkelerden biridir [8].

Öte yandan, göz tutulumu da hastalığın önemli bir belirtisi olup, hastaların önemli bir yüzdesinde görülmektedir. Hatta bazen, hastalığın ilk belirtisi olarak da ortaya çıkabilmektedir [9],[10].

Üveit, gözün iç tabakalarındaki (uvea) iltihaplanma olarak tanımlanmakta ve tedavi edilmediği takdirde bu iltihaplanma görme kayıplarına neden olabilmektedir. Üveitin belirgin semptomları arasında göz ağrısı, kızarıklık, bulanık görme, ışığa hassasiyet, göz yangısı ve sulanması ile göz içi lezyonlar yer almaktadır [11]. Üveit, etkilediği göz bölgesine ve iltihaplanmanın şiddetine göre farklı semptomlarla farklı türlerde (ön üveit, arka üveit, diffüz üveit ve panüveit gibi) ortaya çıkmakta ve bu türler farklı tedavi

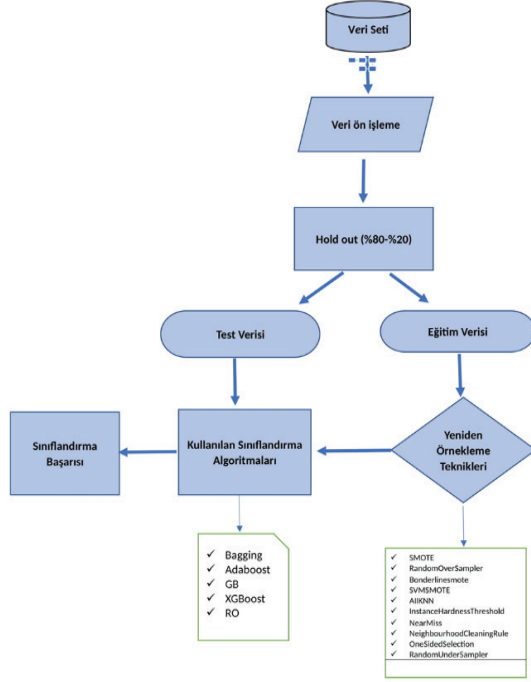
gereksinimleri gerektirmektedir. Behçet hastalığı ile ilişkilendirilen üveit genellikle posterior üveit şeklindedir. Tek taraflı başlarsa da, genellikle her iki gözü de etkileyen, nongranümatöz karakterde tekrarlayan ataklarla seyreden bir yapı sergilemektedirler [12]. Üveitin etyolojisi coğrafi bölgelere ve popülasyonlara göre değişiklik gösterebilmektedir. Bu nedenle her vaka için özel nedenlerin belirlenmesi ve uygun, etkili tedavi stratejilerinin geliştirilmesi gerekmektedir. Üveit tedavisinde başarı elde etmek için kapsamlı bir hasta öyküsünün alınması ve özel tanısal çalışmaların yapılması büyük önem taşımaktadır.

Öte yandan son dönemde tıbbi teknoloji alanında yaşanan gelişmeler karmaşık hastalıkların tanı ve tedavi süreçlerine önemli katkılar sağlamaktadır. Özellikle veri analizi ve makine öğrenmesi (MÖ) algoritmalarının tıp alanında kullanılması, hastalık sınıflandırması ve tedavi planlaması gibi konularda yeni yaklaşımların geliştirilmesine önemli bir rol oynamaktadır.

Behçet hastalığı ile ilişkili üveitin tanısı için çeşitli kriterler bulunmasına rağmen, bu kriterlerin yerel epidemiyolojik koşullara göre büyük ölçüde değişkenlik gösterdiği bilinmektedir. Bu nedenle, bireysel hastalarda hastalık olasılığını değerlendiren araçlara duyulan ihtiyaç devam etmektedir. Mevcut yöntemde hastalığın özgün bir tanısal testi olmadığından uzman hekimler çeşitli klinik bulguları bir araya getirerek hastalığın tanısını koymaktadırlar. Sistemik birçok hastalıkta veya gözün kendisi ile ilgili pek çok durumda, üveit belirtileri görülmektedir. Uzman göz hekimi tarafından bulguların doğru değerlendirilmesi büyük önem taşır. Ülkemizde her merkezde üveit polikliniği bulunmamakta ve üveit konusunda uzmanlaşmış hekim sayısı sınırlı olmaktadır. Bu çalışmamızda makine öğrenmesi yöntemlerinden yararlanılarak karar destek sistem tasarımı ile periferde çalışan ve kısıtlı imkânlarla tanı koymaya çalışan göz doktorlarının hastalık tanısına destek sağlamak ve minimum zaman ve çabayla doğru tanıya ulaşmalarına yardımcı olmak amaçlanmıştır. Bu bağlamda, gerçekleştirilen bu çalışmada ülkemizde yüksek insidansa sahip BH bağlı üveit teşhisine yönelik makine öğrenmesi (MÖ) temelli bir karar destek sistemi önerilmiştir. Önerilen sistemde farklı MÖ algoritmalarının başarımları farklı örnekleme teknikleri kullanılarak irdelenmiştir.

2. Materyal-Metot

Bu bölümde, BH bağlı üveit teşhisine yönelik önerilen MÖ temelli karar destek sisteminde kullanılan veri seti, özellik çıkarımı, yeniden örnekleme teknikleri ile kullanılan MÖ algoritmaları açıklanmıştır. Önerilen karar destek sisteminin blok diyagramı Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Önerilen sistemin blok diyagramı

2.1. Veri Seti

Bu çalışmada, Aralık 2023 ile Mart 2024 tarihleri arasında Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Hastanesi Göz Anabilim Dalı'na başvuran ve yaşları 15 ila 80 arasında değişen 100 bireye (katılımcıya) ait veriler kullanılmıştır.

İlgili veri seti, hastaların uzman hekimler tarafından gerçekleştirilen oftalmolojik muayene sonuçları, takip sırasında çekilen floresan anjiyografik (FA) bulguları ve hasta bilgilerinden oluşturulmuştur. Çalışma, Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Tıp Fakültesi Etik Kurulu onayıyla başlatılmış olup, veri seti Uluslararası Behçet Hastalığı Çalışma Grubu (SUN)'nun yönergeleri ile ölçüm yapılan poliklinik koşulları göz önünde bulundurularak düzenlenmiştir. Buna göre düzenlenen veri seti 13 özellik içermektedir (Tablo 1). Veri setindeki klinik veriler, üveiti sınıflandırmak için yaygın olarak kullanılan kriterlere göre toplanmıştır. İnflamasyonun yeri, seyri, lateralitesi, keratik prespite şekli, yaş, cinsiyet, ön kamaradaki hücre ve iris değerlendirmeleri ile intraoküler basınç ve retina muayeneleri gibi belirtiler kaydedilmiştir. Tüm klinik veriler anamnez ve fizik muayene sırasında elde edilmiştir. İnflamasyonun primer yeri, şiddeti ve seyri IUSG tarafından belirlenen kriterlerine göre tanımlanmıştır. Bu bağlamda, ilgili veri seti 50'si BH bağlı üveit tanılı katılımcıyı, 50'si ise farklı hastalık belirtilerine sahip üveit hastasını içermektedir.

Tablo 1. Behçet hastalığı ile ilişkili üveit veri seti özellikleri

| Nitelik | Nitelik Adı | Değer Aralığı | Veri Türü |
|---------|-----------------------|--|-----------|
| 1 | Cinsiyet | Kadın/Erkek | Nominal |
| 2 | Yaş/Tanı konulma yaşı | 15-80 | Numerik |
| 3 | Üveit Seyri | Akut monofazik Akut tekrarlayan Kronik Belirsiz | Nominal |
| 4 | Laterality | Tek taraflı Tek taraflı/değişken Çift taraflı | Nominal |
| 5 | Keratik Presipite | Yok İyi/ince Yuvarlak Diğer | Nominal |

| | | | |
|----|---|--|---------|
| 6 | Ön Kamarada Hücre | 0 1/2 + 1+ 2+ 3+ 4+ | Nominal |
| 7 | Hipopyon | Var/Yok | Nominal |
| 8 | İris | Normal Arka sineşi Sektörel iris atrofi Düzensiz iris atrofi Yaygın İris atrofi Heterokromi | Nominal |
| 9 | IOP, (İntra Oküler Basınç)-Glokom | Var/Yok | Nominal |
| 10 | Vitreusta inflamatuvar hücre, | Var/Yok | Nominal |
| 11 | Retinal Vasküler Hastalık, Tıkaçıcı Vaskülit Veya Sızıntı % | Var/Yok | Nominal |
| 12 | Retinada Fokal Beyaz İnfiltratlar % | Var/Yok | Nominal |
| 13 | Anatomik Üveit Sınıfı % | Sadece ön kısım Ön ve orta kısım Sadece arka Panüveitis | Nominal |

2.2 Yeniden Örnekleme Teknikleri

Yeniden örnekleme teknikleri, veri bilimi ve MÖ alanında yaygın olarak kullanılan ve veri setlerinin dengesiz dağılımından kaynaklanan problemleri gidermede kritik bir rol oynayan önemli bir veri işleme yöntemidir. Özellikle sınıf dengesizliği olan problemlerde performansı artırmak ve modelin genelleme yeteneğini iyileştirmek için kullanılan bu teknikler, mevcut veri setinin dengesizliği veya örnek sayısının yetersizliği gibi sorunları ele almaktadır. Veri setindeki sınıf dengesizliğini veya örnek sayısındaki farklılıkları düzenleyerek, analizlerin ve modelleme süreçlerinin daha güvenilir sonuçlar vermesini sağlayan yeniden örnekleme teknikleri genellikle aşırı örnekleme (oversampling) ve azaltılmış örnekleme (undersampling) olmak üzere iki ana kategoriye ayrılmaktadır. Aşırı örnekleme yöntemleri, azınlık sınıfındaki örnekleri çoğaltarak veri setindeki sınıf dengesizliğini gidermeyi amaçlarken, azaltılmış örnekleme yöntemleri ise çoğunluk sınıfındaki örnekleri azaltarak ya da azınlık sınıftan örnekleri kaldırarak veri setini dengelemeye çalışmaktadır [13]-[14]. Bu teknikler, veri setinin doğruluğunu artırırken aynı zamanda modelin genelleme yeteneğini de iyileştirebilmektedir. Bu bağlamda gerçekleştirilen çalışmada

10 farklı yeniden örnekleme tekniği kullanılarak 5 farklı MÖ algoritmasının başarımları incelenmiştir.

2.3 MÖ Algoritmaları

Sınıflandırma problemlerindeki temel hedef, veri setindeki özelliklerin ve ilişkilerin analiz edilmesi yoluyla yeni veri noktalarının doğru sınıfa atamaktır. Bu süreçte, veri setinin özelliklerine ve problemin gereksinimlerine göre farklı sınıflandırma algoritmaları seçilmektedir. Algoritmaların seçimi, modelin performansını etkileyen kritik bir faktör olup, doğruluğu değerlendirmek için uygun metriklerin kullanılması önem arz etmektedir. Bu bağlamda gerçekleştirilen çalışmada rasgele orman (RO), adaptif artırma (AdaBoost, Adaptive Boosting), gradyan artırma (Gradient Boosting, GB), aşırı gradyan artırma (Extreme Gradient Boosting, XGBoost) ve Bagging algoritmalarının BH bağlı üveitin sınıflandırılmasındaki performansları irdelenmiştir. Algoritmaların temel özelliklerine ve çalışma prensiplerine Tablo 2’de yer verilmiştir.

Tablo 2. MÖ Algoritmaları

| Algoritmalar | Temel Prensipleri |
|---------------------|---|
| RO | RO birden fazla karar ağacının oluşturduğu topluluk modelidir. Bu algoritma, rastgele seçilen örnekler ve özelliklerle eğitilen birçok KA kullanarak sınıflandırma yapmaktadır. Bu algoritmanın avantajları arasında genellikle daha yüksek doğruluk sağlaması ve aşırı uyum riskini azaltması bulunmaktadır. Ancak, eğitim süresi ve hesaplama maliyeti daha yüksektir ve yorumlaması daha zordur. Bu nedenle, karmaşık veri kümelerinde daha yüksek doğruluk gerektiren uygulamalarda ve aşırı uyumun azaltılması gereken durumlarda tercih edilmektedir [15]-[16]. |
| AdaBoost | Adaboost algoritması, zayıf öğrencileri bir araya getirerek güçlü bir sınıflandırıcı oluşturan bir topluluk öğrenme algoritmasıdır. Her öğrenciyi hatalarına göre ağırlıklandırarak eğitmekte ve sonuçları birleştirerek nihai tahmini yapmaktadır. Bu algoritmanın avantajları arasında yüksek doğruluk, genellikle aşırı uyum riskini azaltması ve çeşitli veri setleri üzerinde etkili performans göstermesi yer almaktadır. Ancak, veri setindeki gürültüye ve aykırı değerlere hassasiyeti bulunmaktadır [17]. |
| GB | GB, tahmin hatalarını minimize etmek için ardışık olarak zayıf öğrenciler (genellikle karar ağaçları) inşa eden bir MÖ algoritmasıdır. Her bir ağaç, önceki ağaçların hatalarını düzeltmeyi amaçlamakta ve bu süreç modelin doğruluğunu artırırken overfitting riskini de azaltmaktadır. Her iterasyonda modelin hatalarını minimize etmek için gradyan inişi kullanması, GB'yi esnek ve güçlü bir yöntem haline getirmektedir [18]. |
| XGBoost | GB'nin daha gelişmiş bir versiyonudur ve performans, hız ve modelin genelleme yeteneği açısından iyileştirmeler sunmaktadır. Paralel işlemeyle hesaplama verimliliğini artıran bu algoritma, eksik verilerle başa çıkabilme ve özel optimize edilmiş öğrenme hızı gibi ek özelliklere sahiptir [19]. |
| Bagging (Torbalama) | Bagging, birden fazla modelin tahminlerini birleştirerek genel doğruluğu artıran bir topluluk algoritmasıdır. Algoritma, veri setinin alt kümelerini oluşturmak için bootstrap yöntemini kullanmaktadır. Her alt küme üzerinde ayrı bir model eğitilmekte ve bu modellerin tahminleri birleştirilerek ortalaması alınmakta veya en çok oy alan sınıf seçilmektedir. Bu süreç, overfitting riskini azaltmakta ve genel olarak modelin doğruluğunu artırmaktadır [20]. |

2.4 Başarı Ölçütleri

Başarı ölçütleri, bir sistemin performansını değerlendirmek için kullanılan kritik metriklerdir. MÖ ve benzeri alanlarda, başarı ölçütleri genellikle modelin doğruluğu, hassasiyeti, hatırlama (recall), F1 skoru gibi performans metriklerini içermektedir. Bu ölçütler, bir modelin performansını nesnel

olarak değerlendirmek ve problem bağlamına göre uygun metrikleri seçmek için kullanılmaktadır [21]. Gerçekleştirilen çalışma kapsamında kullanılan ölçütler tanımları ve formülleri Tablo 3'te sunulmuştur. Burada DP, DN, YP ve YN sırasıyla gerçek pozitif, yanlış negatif, yanlış pozitif ve gerçek negatif örnekleri temsil etmektedir.

Tablo 3. Başarı ölçütleri ve tanımlamaları.

| Metrik Adı | Formülü | Tanımı |
|------------|---|--|
| Doğruluk | $\frac{DP + DN}{DP + DN + YP + YN}$ | Tüm doğru sınıflandırılan örneklerin toplam örnek sayısına oranını ifade etmektedir. |
| Duyarlılık | $\frac{DP}{YN + DP}$ | Gerçek pozitiflerin tüm pozitif örnekler içindeki oranını ifade etmektedir. |
| Kesinlik | $\frac{DP}{YP + DP}$ | Gerçek pozitiflerin tüm pozitif örnekler içindeki oranını ifade etmektedir. |
| F-Skor | $\frac{2 \times \text{kesinlik} \times \text{duyarlılık}}{\text{kesinlik} + \text{duyarlılık}}$ | Kesinlik ve duyarlılık değerlerinin harmonik ortalaması olup, ikisi arasındaki dengeyi göstermektedir. |

3. Deneysel Sonuçlar

Gerçekleştirilen çalışmada, BH bağlı üveit hastalığının sınıflandırılmasında MÖ algoritmalarının başarımları farklı örnekleme teknikleri kullanılarak analiz edilmiştir. Bu amaç doğrultusunda, Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Göz Anabilim Dalı'na başvuran ve yaşları 15 ila 80 arasında değişen 100 bireye ait veriler kullanılmıştır. Veri seti, eğitim ve test verisi olarak rasgele farklı oranlarda (80:20, 70:30, 60:40 ve 50:50) bölünmüştür. Daha sonra

her bir durum için örnekleme tekniklerine göre MÖ algoritmalarının performansları doğruluk metriği açısından karşılaştırılmıştır. Bunun yanı sıra en yüksek başarımın elde edildiği MÖ algoritmaları için F-skor, duyarlılık ve kesinlik metrikleri de analiz edilmiştir. Buna göre Tablo 4'de 80:20 eğitim ve test olarak ayrıştırılan veri setine farklı örnekleme tekniklerinin uygulanması durumunda sınıflandırma algoritmaları için elde edilen doğruluk değerleri verilmiştir.

Tablo 4. 80:20 Oranında Bölünen Veri Seti İçin Örnekleme Tekniğine Göre MÖ Algoritmalarının Doğruluk Oranları

| Örnekleme | Kullanılan Teknik | Bagging | Adaboost | GB | XGBoost | RO |
|-----------------|---------------------------|---------|-------------|------|-------------|------|
| Örneklemez | - | 0,70 | 0,80 | 0,70 | 0,80 | 0,80 |
| | SMOTE | 0,70 | 0,80 | 0,70 | 0,75 | 0,80 |
| Fazla Örnekleme | RandomOverSampler | 0,70 | 0,65 | 0,75 | 0,70 | 0,75 |
| | Bonderlinesmote | 0,75 | 0,80 | 0,75 | 0,75 | 0,75 |
| | SVMSMOTE | 0,70 | 0,75 | 0,75 | 0,75 | 0,75 |
| Az Örnekleme | AIKNN | 0,65 | 0,60 | 0,65 | 0,70 | 0,70 |
| | InstanceHardnessThreshold | 0,70 | 0,70 | 0,70 | 0,75 | 0,75 |
| | NearMiss | 0,65 | 0,70 | 0,65 | 0,65 | 0,75 |
| | NeighbourhoodCleaningRule | 0,60 | 0,70 | 0,65 | 0,70 | 0,75 |
| | OneSidedSelection | 0,80 | 0,75 | 0,65 | 0,65 | 0,75 |
| | RandomUnderSampler | 0,65 | 0,85 | 0,70 | 0,85 | 0,80 |

Tablo 4'te sunulan sonuçlara göre, veri seti %80 eğitim ve %20 test olarak bölündüğünde elde edilen doğruluk değerleri, kullanılan örnekleme tekniklerine ve MÖ algoritmalarına bağlı olarak önemli farklılıklar göstermektedir. Örnekleme yapılmamış (orijinal) veri setinde en yüksek performansı %80 doğruluk oranıyla Adaboost, XGBoost ve RO algoritmaları sergilemiştir. Fazla örnekleme tekniklerinden SMOTE uygulanan veri seti için en yüksek sınıflandırma başarımı (%80) Adaboost ve RO algoritmalarında elde edilirken, Bonderlinesmote uygulanan Adaboost algoritması da benzer bir performans sergilemiştir. RandomOverSampler kullanan GB ve RO algoritmaları için doğruluk oranları %75 olarak hesaplanırken, SVMSMOTE kullanılması durumunda ise Bagging algoritması dışındaki diğer algoritmalar için aynı başarı oranı elde edilmiştir. Az örnekleme tekniklerinin

uygulanması durumunda en yüksek doğruluk değeri %85 ile RandomUnderSampler kullanan Adaboost ve XGBoost algoritmaları için elde edilmiştir. AIKNN ve InstanceHardnessThreshold tekniklerinde XGBoost ve RO algoritmalarında en yüksek doğruluk oranları elde edilmiştir. Bu oranlar AIKNN tekniği için %70 iken InstanceHardnessThreshold tekniği için %75'dir. NearMiss ve NeighbourhoodCleaningRule teknikleri için en yüksek doğruluk değeri %75 ile RO algoritmasından elde edilmiştir. OneSidedSelection tekniğinde ise Bagging algoritmasında %80 oranında en yüksek doğruluk değerine ulaşılmıştır. Tablo 5'de veri setinin 70:30 oranında eğitim ve test için ayrıştırılması durumunda, farklı örnekleme teknikleri uygulanan sınıflandırma algoritmaları için doğruluk oranları gösterilmiştir.

Tablo 5. 70:30 Oranında Bölünen Veri Seti İçin Örnekleme Tekniğine Göre MÖ Algoritmalarının Doğruluk Oranları

| Örnekleme | Kullanılan Teknik | Bagging | Adaboost | GB | XGBoost | RO |
|-----------------|---------------------------|---------|----------|------|---------|------|
| Örneklemez | - | 0,70 | 0,77 | 0,63 | 0,80 | 0,77 |
| Fazla Örnekleme | SMOTE | 0,67 | 0,77 | 0,63 | 0,80 | 0,80 |
| | RandomOverSampler | 0,67 | 0,77 | 0,67 | 0,83 | 0,77 |
| | Bonderlinesmote | 0,67 | 0,77 | 0,63 | 0,80 | 0,77 |
| | SVMSMOTE | 0,70 | 0,80 | 0,67 | 0,80 | 0,80 |
| | AIKNN | 0,70 | 0,73 | 0,70 | 0,73 | 0,73 |
| Az Örnekleme | InstanceHardnessThreshold | 0,70 | 0,77 | 0,67 | 0,80 | 0,80 |

| | | | | | |
|---------------------------|-------------|------|------|------|------|
| NearMiss | 0,87 | 0,83 | 0,70 | 0,63 | 0,77 |
| NeighbourhoodCleaningRule | 0,60 | 0,73 | 0,70 | 0,67 | 0,77 |
| OneSidedSelection | 0,70 | 0,70 | 0,70 | 0,70 | 0,77 |
| RandomUnderSampler | 0,73 | 0,70 | 0,63 | 0,83 | 0,80 |

Tablo 5'te sunulan sonuçlara göre, 70:30 oranında ayrılan veri setinde örnekleme yapılmadığında XGBoost algoritması ile %80 doğruluk oranına ulaşılmıştır. Aynı başarı düzeyi; SMOTE kullanıldığında XGBoost ve RO, Bonderlinesmote kullanıldığında XGBoost, SVMSMOTE kullanıldığında Adaboost, XGBoost ve RO, InstanceHardnessThreshold kullanıldığında ise XGBoost ve RO algoritmalarında elde edilmiştir. RandomOverSampler tekniği XGboost algortimasında kullanılması durumunda ise en yüksek doğruluk oranı %83 olarak hesaplanmıştır. AIIKNN az örnekleme tekniği uygulanan veri setinde en yüksek doğruluk değeri (%73) Adaboost, XGBoost ve RO algoritmaları için elde edilmiştir. NeighbourhoodCleaningRule ve

OneSidedSelection teknikleri uygulanması durumlarında RO algoritması için %77 olarak elde edilen en yüksek doğruluk değeri, RandomUnderSample tekniği uygulanması durumunda XGBoost algoritmasıyla %83'e çıkmıştır. Near Miss az örnekleme tekniği uygulandığında Bagging algoritması için %87 ile en yüksek doğruluk oranı elde edilmiştir, bu sonuç tüm algoritmalar ve örnekleme teknikleri arasında öne çıkmaktadır.

Tablo 6'da, veri setinin eğitim ve test için 70:30 oranında ayrıştırıldığı durumda, çeşitli örnekleme teknikleriyle uygulanan sınıflandırma algoritmalarının doğruluk oranları sunulmuştur.

Tablo 6. 60:40 Oranında Bölünen Veri Seti İçin Örnekleme Tekniğine Göre MÖ Algoritmalarının Doğruluk Oranları

| Örnekleme | Kullanılan Teknik | Bagging | Adaboost | GB | XGBoost | RO |
|-----------------|---------------------------|---------|----------|------|---------|-------------|
| Örnekleme | - | 0,68 | 0,58 | 0,60 | 0,65 | 0,68 |
| Fazla Örnekleme | SMOTE | 0,70 | 0,58 | 0,55 | 0,65 | 0,65 |
| | RandomOverSampler | 0,60 | 0,58 | 0,58 | 0,63 | 0,63 |
| | Bonderlinesmote | 0,60 | 0,60 | 0,65 | 0,63 | 0,78 |
| | SVMSMOTE | 0,63 | 0,60 | 0,60 | 0,70 | 0,68 |
| | AIIKNN | 0,65 | 0,55 | 0,58 | 0,60 | 0,70 |
| | InstanceHardnessThreshold | 0,75 | 0,58 | 0,63 | 0,63 | 0,73 |
| Az Örnekleme | NearMiss | 0,73 | 0,55 | 0,58 | 0,70 | 0,70 |
| | NeighbourhoodCleaningRule | 0,58 | 0,55 | 0,55 | 0,63 | 0,68 |
| | OneSidedSelection | 0,70 | 0,50 | 0,43 | 0,55 | 0,80 |
| | RandomUnderSampler | 0,70 | 0,58 | 0,63 | 0,65 | 0,70 |

Tablo 6'da yer alan sonuçlara göre veri setinin 60:40 oranında ayrıştırıldığında örnekleme tekniğinin kullanılmadığı için en yüksek doğruluk oranı %80 ile Bagging ve RO algoritmalarından elde edilmiştir. SMOTE tekniği kullanıldığında Bagging, SVMSMOTE tekniği kullanıldığında XGBoost algoritmasında, AIIKNN tekniği kullanıldığında RO algoritmasında ve RandomUnderSampler tekniği kullanıldığında ise Bagging ve RO algoritmalarında en yüksek doğruluk oranı %70 olarak hesaplanmıştır. RandomOver Sampler tekniğinde XGBoost ve RO algoritmalarıyla %63 olarak en yüksek doğruluk oranı elde edilirken, Bonderlinesmote tekniğinde bu oran RO

algoritmasıyla %78'e yükselmiştir. InstanceHardnessThreshold ve NearMiss tekniklerinde Bagging algoritmasıyla en yüksek doğruluk oranları sırasıyla %75 ve %73 olarak elde edilmiştir. Son olarak NeighbourhoodCleaningRule ve OneSidedSelection teknikleri kullanılması durumunda bu oran RO algoritmasıyla sırasıyla %68 ve %80 olarak hesaplanmıştır.

Tablo 7'de veri setinin 50:50 oranında eğitim ve test için ayrıştırılması durumunda, çeşitli örnekleme teknikleri ve sınıflandırma algoritmaları için doğruluk oranları yer almaktadır.

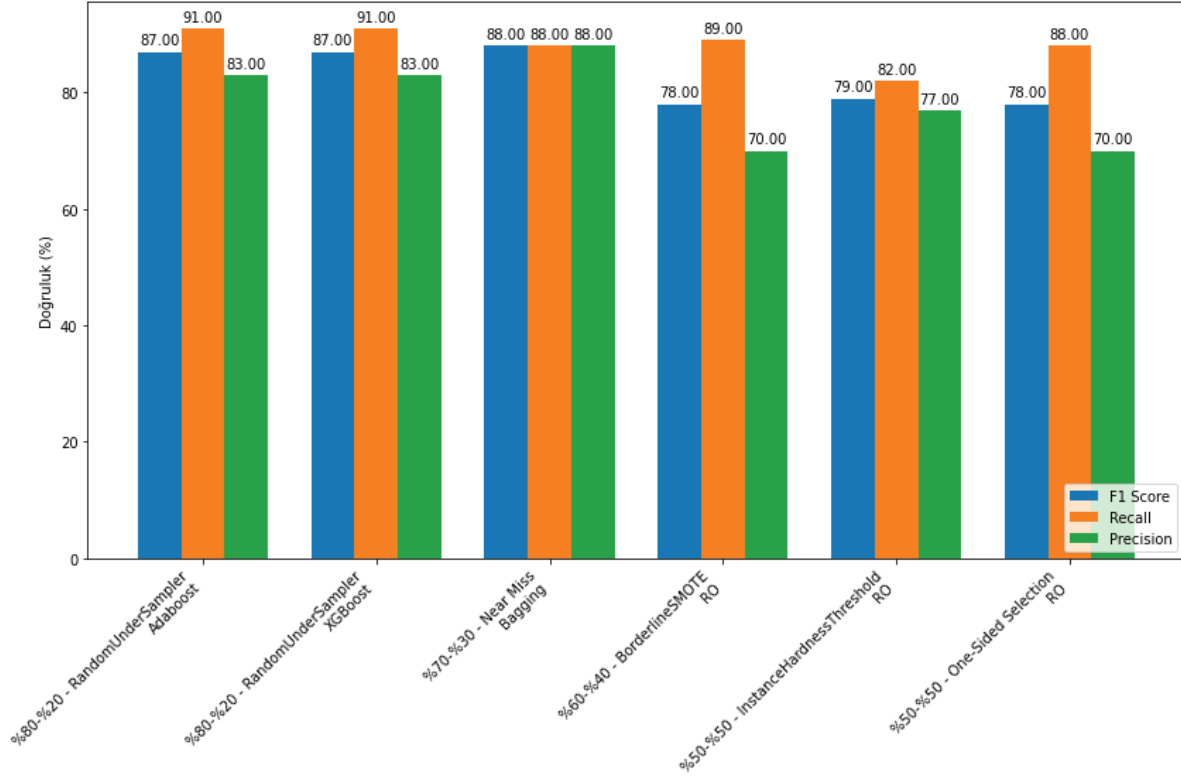
Tablo 7. 50:50 Oranında Bölünen Veri Seti İçin Örnekleme Tekniğine Göre MÖ Algoritmalarının Doğruluk Oranları

| Örnekleme | Kullanılan Teknik | Bagging | Adaboost | GB | XGBoost | RO |
|-----------------|---------------------------|---------|----------|------|---------|-------------|
| Örneklemsiz | - | 0,58 | 0,58 | 0,48 | 0,58 | 0,68 |
| Fazla Örnekleme | SMOTE | 0,70 | 0,56 | 0,56 | 0,60 | 0,70 |
| | RandomOverSampler | 0,70 | 0,58 | 0,54 | 0,62 | 0,68 |
| | Bonderlinesmote | 0,62 | 0,62 | 0,60 | 0,62 | 0,68 |
| | SVMSMOTE | 0,70 | 0,50 | 0,52 | 0,64 | 0,64 |
| Az Örnekleme | AIKNN | 0,68 | 0,58 | 0,66 | 0,72 | 0,64 |
| | InstanceHardnessThreshold | 0,70 | 0,68 | 0,58 | 0,70 | 0,76 |
| | NearMiss | 0,72 | 0,52 | 0,68 | 0,60 | 0,70 |
| | NeighbourhoodCleaningRule | 0,62 | 0,58 | 0,48 | 0,60 | 0,70 |
| | OneSidedSelection | 0,64 | 0,60 | 0,54 | 0,60 | 0,76 |
| | RandomUnderSampler | 0,72 | 0,44 | 0,60 | 0,66 | 0,70 |

Tablo 7'deki sonuçlar göz önüne alındığında veri setinin 50:50 oranında test ve eğitim için bölünmesi halinde örnekleminin olmadığı ve Bonderlinesmote tekniğinin uygulanması durumlarında RO algoritmasıyla %68 ile en yüksek doğruluk oranı elde edilmiştir. SMOTE tekniği kullanılması durumunda Bagging ve RO algoritmalarında, RandomOverSampler ve SVMSMOTE teknikleri kullanılması durumunda Bagging algoritmasında ve NeighbourhoodCleaningRule tekniği kullanılması durumunda RO algoritmasından en yüksek doğruluk oranı %70 olarak hesaplanmıştır. AIKNN tekniğinde XGBoost ve NearMiss ile RandomUnderSampler tekniklerinde Bagging algoritması kullanılarak %72 ile en yüksek doğruluk oranına ulaşılmıştır. InstanceHardnessThreshold ve OneSidedSelection tekniklerinde RO algoritmasıyla %76 ile en yüksek doğruluk elde edilmiştir.

Elde edilen tüm sonuçlar değerlendirildiğinde veri setinin 80:20 oranında ayrıştırılması durumunda en yüksek doğruluk oranına (%85) az örnekleme yöntemlerinden RandomUnderSampler tekniği ile Adaboost ve XGboost

algoritmalarında ulaşılmıştır. Diğer teknikler genellikle daha düşük doğruluk oranları sergilemiştir. Eğitim ve test için ayrıştırma oranının 70:30 olması durumunda NearMiss tekniğinin kullanıldığı Bagging algoritmasıyla en yüksek doğruluk değeri (%87) elde edilmiştir. NeighbourhoodCleaningRule tekniğiyle Bagging algoritması kullanılarak elde edilen doğruluk oranı (%60), en düşük değer olarak kaydedilmiştir. Veri setinin 60:40 oranında ayrıştırılması durumunda Bonderlinesmote tekniğinin kullanıldığı RO algoritmasıyla en yüksek doğruluk değeri (%78) elde edilmiştir. Bunun yanı sıra OneSidedSelection tekniğiyle GB algoritması kullanılarak en düşük doğruluk oranı (%43) hesaplanmıştır. Son olarak 50:50 oranı göz önüne alınarak ayrıştırılan veri seti için ise en yüksek doğruluk oranı (%76) InstanceHardnessThreshold veya OneSidedSelection tekniğinin kullanıldığı RO algoritmasıyla elde edilirken, en düşük doğruluk oranı (%44) RandomUnderSampler tekniğinin kullanıldığı Adaboost algoritmasından elde edilmiştir. En yüksek doğruluk değerleri veren modeller için F-skor, duyarlılık ve kesinlik metrikleri Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Farklı veri seti bölüne oranları için en yüksek başarıyı sergileyen algoritmaların F-skor, duyarlılık ve kesinlik metrikleri

Şekil 2’de görüldüğü üzere veri setinin 80:20 oranında bölünmesi durumunda RandomUnderSampler tekniğinin Adaboost ve XGboost algoritmalarında kullanılması durumundan oluşturulan modelin F-skor değeri %87, duyarlılık değeri %91 ve kesinlik değeri ise %83 olarak belirlenmiştir. Veri setinin 70:30 olacak şekilde ayrıştırılması durumunda Near miss tekniğinin uygulandığı Bagging algoritması için F-skor, duyarlılık ve kesinlik değerleri %88’dir. Yanı sıra veri setinin 60:40 oranında ayrıştırılması

Tartışma

Behçet hastalığı, çeşitli semptomlarla kendini gösteren kronik ve tekrarlayıcı bir sistemik inflamatuvar hastalıktır. Behçet hastalığına bağlı gelişen üveit türü, retina ve damarları etkileyerek kalıcı görme kaybına yol açabilir, bu nedenle erken teşhis ve doğru tedavi yöntemleri büyük önem taşımaktadır. Tanı süreci, spesifik bir laboratuvar testinin olmaması ve semptomların diğer hastalıklarla benzerlik göstermesi sebebiyle karmaşık bir süreçtir.

Ülkemizde prevalansı oldukça yaygın olan Behçet hastalığı ile ilişkili üveitin tanı ve tedavisine yönelik literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, MÖ temelli çalışmaların sayısının

halinde BorderlineSMOTE tekniği ve RO algoritmasıyla oluşturulan modelin F-skor, duyarlılık ve kesinlik değerleri sırasıyla %78,%89 ve %70’dir. Son olarak veri setinin 50:50 oranında olacak şekilde bölünmesi durumunda InstanceHardnessThreshold tekniği ve RO algoritması için F-skor, duyarlılık ve kesinlik değerleri sırasıyla %79, %82 ve %77 iken OneSidedSelection tekniği ve RO algoritması için bu değerler %78, %88 ve %70’dir.

oldukça sınırlı olduğu görülmektedir.[13]-[14]. Uluslararası Behçet Hastalığı Çalışma Grubu (SUN) (2021) Behçet hastalığı ile ilintili üveitin sınıflandırma kriterlerini tespit etmek amacıyla MÖ tekniklerinden yararlanılmışlardır Çalışma, Behçet hastalığı ve 5 farklı panüveit vakasını içeren bir veri seti üzerinde MÖ yöntemlerini kullanarak gerçekleştirilmiştir. Veri seti eğitim seti ve doğrulama seti olarak ikiye ayrılmıştır. [22]. Veri setinde çok terimli lojistik regresyon algoritması kullanılarak, yanlış sınıflandırma oranını en aza indirecek öznel bir kriter seti belirlenmiştir. Elde edilen kriterler doğrulama setinde değerlendirilmiştir.

Panüveitler için genel doğruluk eğitim setinde %96,3, doğrulama setinde %94,0 olarak hesaplanmıştır. Yanlış sınıflandırma oranları ise sırasıyla eğitim setinde %0,6 ve doğrulama setinde %0 olarak belirlenmiştir.

Bir başka çalışmada Behçet hastalığı (BH) bağlı üveit tanısında göz bulgularına dayalı bir algoritma geliştirmiştir. Çalışmada ilk olarak, üveit uzmanları arasında yapılan bir ön anketin ardından, BH bağlı üveit rahatsızlığı olan 211 hasta ve diğereitleri olan 207 hasta üzerinden çok merkezli retrospektif veriler toplanarak, yüksek tanılma oranı (DOR) değerine sahip 10 göz bulgusu belirlenmiştir. Daha sonra, yinelemeli bölünme analizine dayanan sınıflandırma ve regresyon ağacı analizlerini kullanarak, klinik uygunluk açısından yeniden değerlendirilen yüksek puanlı bir ağaçla ileriye dönük verilere uygulanabilen uzman görüşüne dayalı bir algoritma geliştirmişlerdir. Algoritmanın başarımı ROC eğrisi altında kalan alan (AUC) değerine göre değerlendirilmiştir. Geliştirilen algoritmada klinik öneme yönelik olarak yapılan değişikliklerin yüksek başarımlar verdiği tespit edilmiştir [23].

Bu çalışmada, Behçet hastalığı tanısı almış üveit hastalarının Behçet üveiti olup olmadığını belirlemek için MÖ algoritmaları kullanılarak bir karar destek sistemi önerilmiştir. Beş farklı makine öğrenmesi algoritması ve on farklı örnekleme tekniği kullanılarak sınıflandırma başarımları karşılaştırılmıştır. Yapılan analizlerde, veri setinin bölünme oranının (örneğin, 80:20, 70:30 gibi) sınıflandırma başarısını önemli ölçüde etkilediği gözlemlenmiştir. En yüksek başarı, %87 ile veri setinin 70/30

oranında bölünmesi durumunda Near Miss az örnekleme tekniği uygulanan Bagging sınıflandırma algoritmasıyla elde edilmiştir. Bu sonuçlar, veri setinin bölünme oranının yanı sıra kullanılan sınıflandırma algoritması ve örnekleme tekniklerinin seçiminin model başarımını belirlemedeki kritik etkisini vurgulamaktadır. Sonuç olarak, bu çalışma Behçet hastalığının üveit tanısında MÖ tabanlı yaklaşımların etkinliğini ve klinik uygulamalarda potansiyelini göstermektedir. Gelecekte çalışmalarda, Behçet hastalığının üveit tanısında kullanılan MÖ tabanlı KDS'lerinin etkinliğinin artırılması hedeflenmektedir. Bu kapsamda, önerilen sistemlerin geliştirilmesi için daha büyük ölçekli ve çeşitli hasta veri setleri üzerinde çalışmalar yapılacaktır. Farklı coğrafi bölgelerden ve etnik gruplardan elde edilen verilerin kullanılması, sistemin genel geçerliliğini artıracaktır. Ayrıca, farklı model doğrulama tekniklerinin ve özellik seçme yöntemlerinin karşılaştırılmasıyla elde edilen sonuçlar detaylı bir şekilde incelenecektir. Özellikle, örnekleme tekniklerinin ve veri ön işleme adımlarının sınıflandırma performansı üzerindeki etkileri üzerinde daha derinlemesine araştırmalar yapılacaktır. Son olarak, bu çalışmaların klinik uygulamalarda nasıl entegre edilebileceği ve sağlık profesyonellerinin karar verme süreçlerine nasıl katkı sağlayabileceği konuları da ele alınacaktır.

Kaynaklar

- [1]. Behçet H. Über rezidivierende, aphthöse, durch ein Virus verursachte Geschwüre am Mund, am Auge und an den Genitalien. Dermatologische Wochenschr. 1937;105:1152-7.
- [2]. Gul A. Behçet's disease as an autoinflammatory disorder. Current Drug Targets-Inflammation & Allergy. 2005;4(1):81-
- [3]. Takeuchi M, Kastner DL, Remmers EF. The immunogenetics of Behçet's disease: A comprehensive review. Journal of Autoimmunity 2015; 64:137-148.
- [4]. Şener, S., Dalarslan, S., & Batu, E. D. (2023). Pediatrik Behçet Hastalarında Ek İmmünesüpresif Tedavi Gereksiniminin Tahmin Edilmesi. Journal of Current Pediatrics/Güncel Pediatri, 21(1).
- [5]. Aytuğar, E., & Pekiner, F. N. (2011). Behçet hastalığı. Clinical and Experimental Health Sciences, 1(1), 65-73.
- [6]. Yazıcı H, Fresko I, Yurdakul S. Behçet's syndrome disease manifestations, management and advances in treatment. Nature Clinical Practice Rheumatology 2007; 3: 148.
- [7]. Verity DH, Marr JE, Ohno S, Wallace GR, Stanford MR. Behçet's disease, the Silk Road and HLA-B51: historical and geographical perspectives. Tissue Antigens 1999; 54:213-220.
- [8]. Dubielzig RR, Ketring K, McLellan GJ, Albert DM. The uvea. Veterinary Ocular Pathology. 2010:245

- [9]. Waller R, Ahmed A, et al. Update on the classification of vasculitis. *Best Pract Res Clin Rheumatol.* 2013; 27:3–17
- [10]. Zakka FR, Chang PY, Giuliari GP, Foster CS. Current trends in the management of ocular symptoms in Adamantiades-Behçet's disease. *Clinical Ophthalmology* 2009;3:567-79.
- [11]. Dubielzig RR, Ketring K, McLellan GJ, Albert DM. The uvea. *Veterinary Ocular Pathology.* 2010:245.
- [12]. Accorinti M, Pesci FR, Pirraglia MP, Abicca I, Pivetti-Pezzi P. Ocular Behçet's disease: changing patterns over time, complications and long-term visual prognosis. *Ocular immunology and inflammation.* 2017;25(1):29-36.
- [13]. Yapıcı, İ. Ş., Arslan, R. U., & ErKaymaz, O. (2024a). Kalp Yetmezliği Tanılı Hastaların Hayatta Kalma Tahmininde Topluluk Makine Öğrenme Yöntemlerinin Performans Analizi. *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, 14(1), 59-69
- [14]. R. Ghorbani and R. Ghousi, "Comparing Different Resampling Methods in Predicting Students' Performance Using Machine Learning Techniques," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 67899-67911, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986809.
- [15]. Yapıcı, İ. Ş., & Arslan, R. U. (2024b). Gebelikte Anne Sağlığı Risk Gruplarının Tahminine Yönelik Makine Öğrenmesi Tabanlı Bir Karar Destek Sistem Tasarımı. *Black Sea Journal of Engineering and Science*, 7(3), 33-34.
- [16]. Sungur, F., & Bakır, H. (2024). Hiperparametre ayarlama ve veri dengelemenin kalp hastalığı tahmini için kullanılan makine öğrenimi algoritmaları üzerindeki etkilerinin incelenmesi. *Bilişim Teknolojileri Dergisi*, 17(1), 45-58.
- [17]. Freund, Y., & Schapire, R. E. (1997). A decision-theoretic generalization of on-line learning and an application to boosting. *Journal of computer and system sciences*, 55(1), 119-139.
- [18]. Friedman, J. H. (2002). Stochastic gradient boosting. *Computational statistics & data analysis*, 38(4), 367-378.
- [19]. Gündoğdu, S. (2023). Efficient prediction of early-stage diabetes using XGBoost classifier with random forest feature selection technique. *Multimedia Tools and Applications*, 82(22), 34163-34181.
- [20]. Akcan, F. and Sertbaş, A. (2021) Topluluk öğrenmesi yöntemleri ile göğüs kanseri teşhisi. *Electronic Turkish Studies*, 16(2).512-527. doi: 10.7827/TurkishStudies
- [21]. Uzun Arslan R, Pamuk Z, Kaya C. 2024. Usage of weka software based on machine learning algorithms for prediction of liver fibrosis/cirrhosis. *BSJ Eng Sci*, 7(3): 445-456.
- [22]. Classification Criteria for Behçet Disease Uveitis The Standardization Of Uveitis Nomenclature (Sun) Working Group 1,2,3,4, (American Journal Of Ophthalmology August 2021)
- [23]. Tugal-Tutkun, I.; Onal, S.; Stanford, M.; Akman, M.; Twisk, J.W.; Boers, M.; Oray, M.; Özdal, P.; Kadayıfçılar, S.; Amer, R.; et al. An Algorithm for the Diagnosis of Behçet Disease Uveitis in Adults. *Ocul. Immunol. Inflamm.* 2020, 29, 1154–1163.

Özgeçmişler

Özgeçmişler



Dilek KARADELİ, 1996 yılında Hemşirelik Yüksekokulundan mezun olan Dilek Karadeli 2008 yılında Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Elektrik- Elektronik Mühendisliğinden mezun olmuştur. Yüksek Lisans eğitimini Sivas Cumhuriyet Üniversitesi elektrik Elektronik mühendisliğinde yapmaktadır





Dr. Öğr. Üyesi Yavuz TÜRKAY, 1988 yılında Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden mezun olan Yavuz Türkay, yüksek lisans eğitimini 1991 yılında, doktorasını ise 1988 yılında Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği bölümünde tamamlamıştır. Şu anda Cumhuriyet Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde Dr. Öğretim üyesi olarak görev yapmaktadır. Çalışma alanları arasında sayısal, derin öğrenme ve makine öğrenmesi gibi konular bulunmaktadır.



Prof. Dr. Ayşe VURAL ÖZEÇ, 1999 yılında Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Tıp Fakültesinden mezun olan Ayşe VURAL ÖZEÇ, 2000-2005 yılları arasında Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Tıp Fakültesi Göz hastalıkları AD'nda uzmanlık eğitimini tamamlamıştır. 2015 yılında Doçent olmuştur. 2020 yılında Profesörlüğünü alan Ayşe Vural Özeç Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Tıp Fakültesi Göz hastalıkları AD'nda çalışmaya devam etmektedir. Üvea ve Glukom birimlerinin sorumluluğunu yürütmektedir.

Düşük Gerilim Evirici Uygulamalarında Kullanılan Paralel Bağlı MOSFET'ler için Aktif Kapı Sürme Devresi Tasarımı

An Active Gate Driver Circuit Design for Parallel Connected MOSFETs in Low Voltage Inverter Applications

 0009-0006-1878-5258 Berkay Keziban^{1, 2}, Murat Yılmaz¹  0000-0003-1584-1788

¹Elektrik-Elektronik Fakültesi/Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
keziban16@itu.edu.tr, myilmaz@itu.edu.tr
²Elevation Microsystems
bkeziban@elevationmicro.com

Özet

Düşük gerilim evirici uygulamalarında çıkışa aktarılacak akım kapasitesini artırıp, yüksek güç seviyelerine ulaşabilmek adına paralel bağlı MOSFET'lerin kullanımı oldukça önemlidir. Bu çalışma kapsamında paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımını iyileştirmek için bir aktif kapı sürme devresi önerilerek tasarlanmıştır. Paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımını bozan etmenler ele alınarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiş ve sonuçlardan akım paylaşımını bozan birden fazla parametre olduğu görülmüştür. Akım paylaşımını iyileştirmek için literatürde verilen aktif ve pasif kapı sürme devreleri incelendikten sonra birden fazla parazitik parametrenin etkisini azaltacak, MOSFET'lerin akım paylaşımını iyileştirecek, sıcaklık ve akım geribeslemesi ile kontrol edilen yeni bir hibrit aktif kapı sürme algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritma benzetim sonuçlarıyla desteklendikten sonra deneysel çalışmalar için bir devre kartı tasarlanarak prototiplenmiştir. Laboratuvar ortamında çift darbe testi kullanılarak yapılan deneysel testlerin sonuçları karşılaştırmalı olarak verilerek önerilen algoritmanın etkinliği gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Düşük gerilim evirici, paralel bağlı MOSFET, akım paylaşımı, aktif kapı sürme devresi

Abstract

The use of parallel-connected MOSFETs is crucial in low-voltage inverter applications to increase the current capacity that can be transferred to the output and achieve high power levels. In this paper, an active gate driver circuit is proposed and designed to improve the current sharing of parallel-connected MOSFETs. Simulation studies were conducted by addressing the factors that disrupt current sharing in parallel-connected MOSFETs, and the results indicate the presence of multiple parameters affecting current sharing. After examining the active and passive gate driver circuits given in the literature to improve current sharing, a new hybrid active gate driver algorithm controlled by temperature and current feedback is proposed to reduce the influence of multiple parasitic parameters and improve the current sharing of MOSFETs. Following validation of the proposed algorithm with simulation results a circuit board was designed and prototyped for experimental studies. The effectiveness of the

proposed algorithm was demonstrated through comparative results of experimental tests performed using double pulse testing in a laboratory environment.

Keywords: Low voltage inverter, parallel connected MOSFETs, current sharing, active gate driver circuit

1. Giriş

21.yy başlarından itibaren popülerliği artmakta olan hibrit (HEV) ve elektrikli araçlar (EV), rakipleri olan içten yanmalı motor içeren araçlara kıyasla daha verimli, çevreci ve ekonomik avantajları nedeni ile otomotiv endüstrisinde gittikçe daha fazla önem kazanmaktadır [1]. Elektrikli araç teknolojilerinde kullanılan gerilim seviyeleri uygulama alanına bağlı olarak değişmektedir. Araçlarda kullanılan gerilim seviyesi elektrikli çekiş sisteminin ana unsurları olan elektrik motoru, motor sürücü ve batarya sistemlerinin tasarımını doğrudan etkilemektedir [2]. Günümüzde elektrikli araçların şehir içi kullanımının artması ile daha çok yaygınlaşmaya başlayan e-scooter, hafif elektrikli araçlar (LEV) ve hibrit araçlarda düşük gerilim seviyesi olan 24V – 48V sistemler yaygın olarak kullanılmaktadır [3].

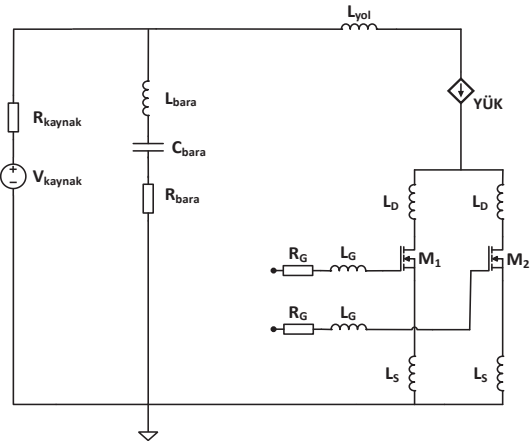
Yarı iletken teknolojilerinin gelişmesi ile EV ve HEV'lerde çekiş sistemlerinin daha yüksek verimlerde yüksek kütleli ve hacimsel güç yoğunluklarına (W/kg, W/L) ulaşabilmesi mümkün olmuştur [4]. Çekiş sistemlerinin en önemli parçalarından biri ise motor sürücüler bir başka deyişle eviricilerdir. Çekiş sistemlerinde çoğunlukla bataryadan beslenen eviriciler düşük gerilim sistemlerinde oldukça yüksek akımlarda çalışmaktadırlar [5]. Çekiş sistemi eviricilerinde sistem gereksinimleri doğrultusunda yarı iletken anahtar olarak Si-MOSFET, Si-IGBT, SiC-MOSFET ve GaN-FET kullanılabilmektedir. Son dönemlerde yeni nesil geniş bant aralığına sahip SiC-MOSFET ve GaN-FET'ler yüksek sıcaklık dayanımları, yüksek anahtarlama frekanslarına çıkabilme, daha düşük anahtarlama kayıplarına ve iletim kayıplarına sahip olma gibi özellikleri ile ön plana çıksa da düşük gerilim eviricilerde düşük maliyet ve tasarım açısından kompleks olmaması nedeni ile Si-MOSFET'ler hala yaygın olarak kullanılmaktadır [6].

Düşük gerilim yüksek akım eviricilerde paralel bağlı MOSFET topolojisi sıklıkla kullanılmaktadır. MOSFET'lerin paralel bağlanmasındaki ana amaç eviricinin çıkışına aktarabileceği akım kapasitesini artırmak ve dolayısıyla daha yüksek güçlere çıkabilmesini sağlamaktır [7]. MOSFET'lerin paralel bağlanması anahtar başına düşen akımı azaltacağı için MOSFET'ler üzerindeki stres ve iletim kayıpları azalmakta ve kullanılan yarı iletken anahtarların daha uzun ömürlü olmasını sağlamaktadır. Bu avantajların yanı sıra akımın MOSFET'ler arasındaki eşit paylaşımı yüksek güç yoğunluklu ve kompakt tasarımlarda evirici üzerinde termal yönetimi oldukça kolaylaştırmaktadır [8].

MOSFET'lerin paralel bağlanması teorik olarak oldukça avantajlı olmasına rağmen baskı devre kartından (PCB) ve MOSFET'lerin üretim toleranslarından kaynaklı bazı parazitik etkenler akım paylaşımını bozabilmektedir. Akım paylaşımının eşit sağlanmasında baskı devre kartının tasarımı ve kapı sürme devreleri oldukça önem arz etmektedir [9]. Bu çalışma kapsamında, düşük gerilim – yüksek akım evirici uygulamalarında kullanılan paralel bağlı MOSFET'ler için yeni bir aktif kapı sürme devresi önerilerek tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çalışmada genel olarak literatürde yer alan MOSFET'lerin paralel bağlanması, pasif ve aktif sürme devreleri ile ilgili çalışmalar incelenerek hem sıcaklık hem akım geribeslemeli MOSFET'ler arasındaki akım dengesizliğini daha hassas bir şekilde tespit edebilecek yeni bir hibrit aktif kapı sürme devresi önerilmiştir. Önerilen aktif kapı sürme yapısına ilişkin algoritma verilerek benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilip elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

2. MOSFET'lerin Paralel Bağlanması ve Akım Paylaşımına Etkiler

Düşük gerilim uygulamalarında yaygın olarak kullanılmakta olan MOSFET'leri her ne kadar paralel bağlamanın akımı tamamen eşit paylaşacağı ve yarı iletken anahtarlar üzerinde dengeli bir dağılım sağlayacağı öngörülse de MOSFET'lerin üretiminden kaynaklı toleransların neden olduğu dengesizlikler, baskı devre kartlarında yolların tasarımı ve devrede kullanılan diğer malzemeler nedeni ile oluşan parazitik komponentler MOSFET'lerin paralel topolojide çalışırken akımı eşit paylaşmasını engellemektedir [10].

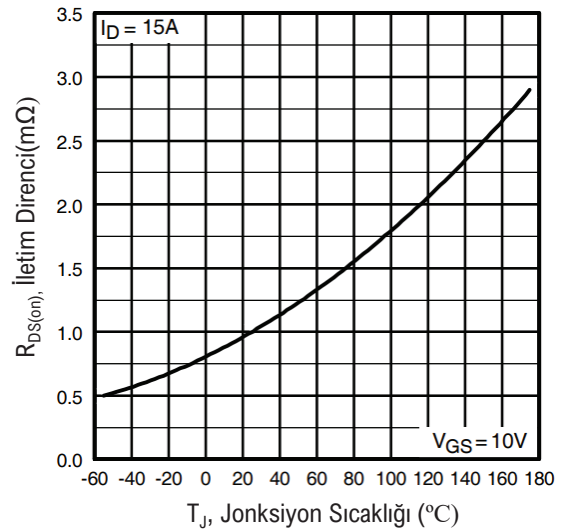


Şekil 1: Paralel bağlı MOSFET'ler ve MOSFET'lere etkiyen parazitik komponentler

Şekil 1'de paralel bağlı MOSFET'ler ve etkiyen parazitik komponentler verilmektedir. Şekilde verilen V_{kaynak} devrenin besleme gerilimi, R_{kaynak} kaynağın parazitik direnci, C_{bara} bara gerilimini oluşturan kapasitör, L_{bara} kapasitörün eşdeğer seri endüktansı, R_{bara} ise kapasitörün eşdeğer seri direncidir. L_{yol} PCB tasarımından kaynaklanan parazitik endüktans, L_D MOSFET'in savak endüktansı, L_S kaynak endüktansı, L_G kapı sürme devresinden kaynaklı parazitik endüktans, R_G ise kapı sürme direncidir.

MOSFET'ler üretim süreçlerinden geçerken anahtarlama ve iletim durumlarındaki davranışlarını etkileyen ana parametreler belirli toleranslar içinde değişebilmektedir. Bu tolerans değerleri genellikle MOSFET'lerin veri sayfalarında verilmektedir. Bu parametrelerin belirli toleranslar içinde dahi olsa değişimleri paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımının büyük ölçüde bozulmasına yol açar. Akım paylaşımını en fazla etkileyen üç ana parametre iletim direnci ($R_{DS(on)}$), kapı giriş yükü (Q_g) ve kapı eşik gerilimidir (V_{th}) [11].

MOSFET'lerin iletim dirençleri özellikle sıcaklığa bağlı olarak değişebilmektedir. Si-MOSFET'ler için bu durum literatürde pozitif sıcaklık katsayısı olarak geçmektedir. MOSFET'in jonksiyon sıcaklığı arttıkça iletim direnci de artar. Bu durum paralel bağlı MOSFET'ler için avantaj sağlayabilmektedir. MOSFET'ler iletme girdiğinde dengesizlikten dolayı üzerinden daha fazla akım akan MOSFET diğerlerine göre daha çok ısınacak ve iletim direnci artacaktır. Bu da zamanla akım paylaşımının dengelenmesini sağlamaktadır. Ancak her MOSFET'in sıcaklığa bağlı iletim direnci değişim katsayısı aynı değildir ve bazı MOSFET'lerde paralel çalışmada akım dengelenmeden MOSFET'in termal limitleri aşması ve arızalanması söz konusu olabilir [12]. Şekil 2'de Infineon üreticisinin IRF530N ürün numaralı Si-MOSFET'i için iletim direncinin sıcaklığa bağlı değişim grafiği verilmiştir [13].

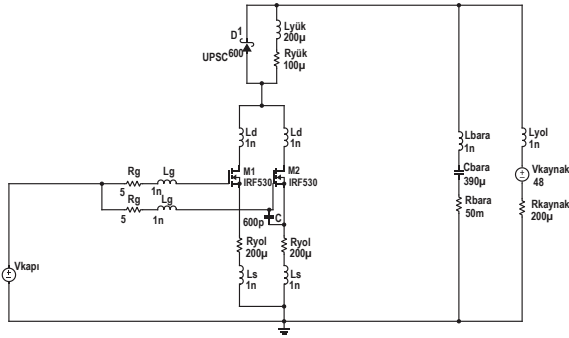


Şekil 2: IRF530N Si-MOSFET iletim direncinin jonksiyon sıcaklığına bağlı değişim grafiği [13]

MOSFET'lerin iletme girebilmesi için giriş kapasitelerinin şarj edilmesi gerekmektedir. Kullanılan kapı sürme gerilimi ve MOSFET'in parazitik giriş kapasiteleri ile doğru orantılı olarak bir yük aktarımı olmaktadır.

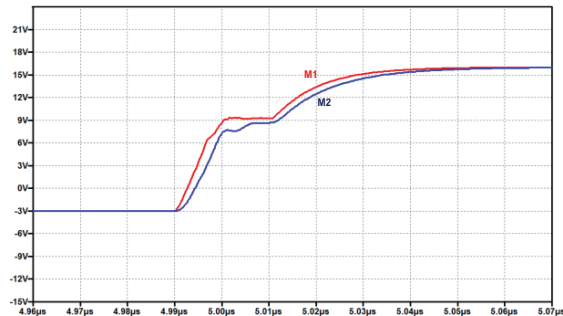
$$Q_g = C_i * V_{GS} \quad (1)$$

Denklem 1'de Q_g kapı girişine aktarılan yük, C_i MOSFET'in giriş kapasitörü, V_{GS} ise kapı kaynak gerilimidir. MOSFET veri sayfalarında da verildiği üzere Q_g üretim süreçlerine bağlı olarak belli bir tolerans aralığında değişebilmektedir. Q_g değerinin değişimi paralel MOSFET'lerin aynı anda iletme ve kesime girmesini engelleyebilir. Bu durum da dengesiz bir akım paylaşımına yol açabilmektedir [14]. Şekil 3'te görülen LTSpice simülasyonunda iki adet IRF530N MOSFET paralel olarak kullanılmıştır. Kullanılan paralel MOSFET'lerden birinin Q_g değerini değiştirmek adına kapı-kaynak arasında ekstra 600 pF kapasitör eklenmiştir. Bu değer MOSFET'in veri sayfasında verilen toleranslara göre belirlenerek seçilmiştir.

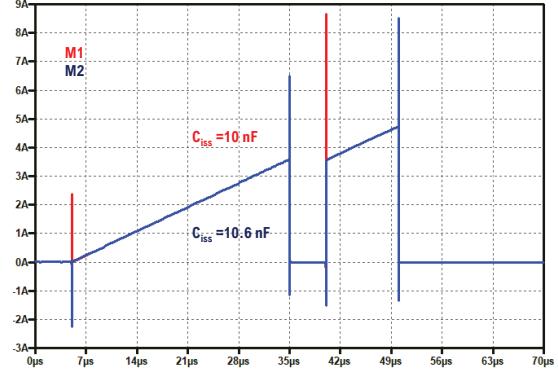


Şekil 3: LTSpice ortamında kurulan paralel bağlı MOSFET simülasyonu

Gerçekleştirilen simülasyonda MOSFET'leri anahtarlama için çift darbe testi (DPT) kullanılmıştır. Bu teste kısa bir aralık ile MOSFET'lere çift darbe kapı sinyali uygulanarak iletme girmeleri sağlanır. Kapı sinyalleri aynı anda gelmesine rağmen Q_g değeri daha büyük olan MOSFET'in (M2) kapı-kaynak gerilimi daha uzun sürede yükselmiştir. Bu durum akım paylaşımını bozabilecek bir etmendir. Şekil 4'te MOSFET'lerin kapı-kaynak gerilimlerinin yükselişi görülmektedir. Kapı giriş yükü yüksek olan MOSFET'in giriş kapasitörünün şarj olması daha uzun sürdüğünden dolayı diğerine göre daha geç iletme girmeye başlamıştır. Şekil 5'te ise MOSFET'lerin akım paylaşımı verilmiştir. Görüldüğü üzere kapı giriş yükü düşük olan MOSFET diğerinden daha önce iletme girerek bütün yük akımını üzerine almıştır. Kesime giderken ise kapı giriş yükü düşük olan MOSFET daha hızlı deşarj olduğu için bütün yük akımını kapı giriş yükü yüksek olan MOSFET üzerinden almıştır.



Şekil 4: MOSFET'lerin kapı-kaynak gerilimlerinin yükselişi

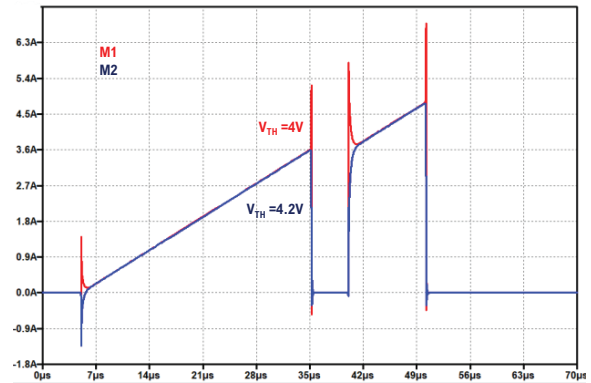


Şekil 5: MOSFET'lerin akım paylaşımı

MOSFET'lerin iletme ve kesime girmesini etkileyen ana parametrelerden biri de kapı eşik gerilimi değeridir. MOSFET'in kapı gerilimi bu değere eriştiğinde MOSFET'ten akım akmaya başlar ve iletme girer.

$$I_D = G_F * (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2)$$

Denklem 2'de I_D savak akımı, G_F ise transkonduktans değeridir [15]. Aynı marka ve ürün numarasına sahip MOSFET'ler veri sayfalarında verilen tolerans aralıkları içinde farklı V_{TH} değerlerine sahip olabilirler. Bu durum anahtarlama anında paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımının dengesiz olmasına neden olabilmektedir. Şekil 3'te verilen simülasyon şablonu kullanılarak sadece V_{TH} değerleri farklı paralel bağlı IRF530N MOSFET'leri LTSpice ortamında test edilmiştir. MOSFET'lerin kapı eşik değerleri LTSpice model dosyası düzenlenerek değiştirilmiştir. Böylelikle iki MOSFET arasındaki tek farklı parametrenin V_{TH} değeri olması sağlanmıştır.

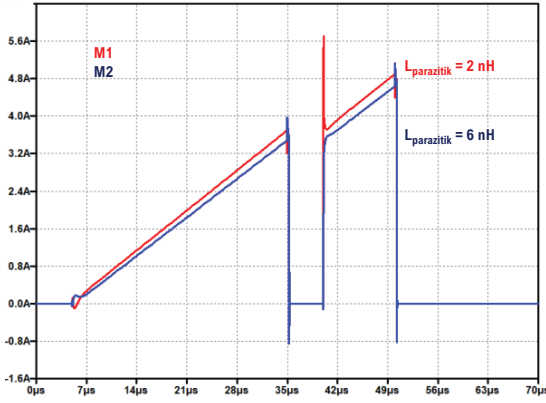


Şekil 6: Kapı eşik gerilimleri farklı iki MOSFET'in anahtarlama anı ve akım paylaşımı

Şekil 6'da görüldüğü üzere kapı eşik gerilimi daha düşük olan MOSFET iletme daha erken girmiştir ve anahtarlama anında üzerinden daha fazla akım geçmiştir. Bu durum fazla akım taşıyan MOSFET'in anahtarlama kayıplarını artırarak termal dengesizlik yaratabilmektedir. Aynı zamanda MOSFET üzerindeki stresi de artıracak bir durumdur.

Paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımına sadece MOSFET'lerin üretimlerinden dolayı oluşan farklılıklar etki

etmez. Baskı devre kartındaki bakır yolların tasarımı ve komponentlerin yerleşimi de önemlidir. Baskı devre kartı üzerinde paralel bağlı MOSFET'ler için kapı sürme devreleri oldukça kompakt ve simetrik çizilmelidir aksi durumda yollardan kaynaklı parazitik endüktanslar ve MOSFET'in savak ve kaynak pinlerinde bulunan parazitik endüktanslar nedeni ile akım paylaşımı bozulabilir [16].



Şekil 7: Parazitik endüktans değerleri farklı paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımı

Parazitik endüktansların etkisini anlamak için Şekil 3'te verilen simülasyon şablonu kullanılarak bir test gerçekleştirilmiştir. Testte paralel bağlı MOSFET'ler arasında tek farklı parametre parazitik endüktanslar olarak ayarlanmıştır. Şekil 7'de parazitik endüktansı, $L_D + L_S$, 2nH ve 6nH olan MOSFET'lerin akım paylaşımı verilmektedir.

Kapı sürme devrelerinde kullanılan komponentler de paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımını etkileyerek bozabilmektedir. Özellikle kullanılan kapı sürme entegrelerinden kaynaklı farklılıklar doğrudan anahtarlama etkileyeceği için oldukça önemlidir. Kapı sürme entegrelerinin gecikme zamanı (t_d), iç direnci ($R_{g,int}$) ve besleme gerilimlerini ne kadar gerilim düşümü ile MOSFET'in kapısına ilettikleri anahtarlama sürelerini ve MOSFET'lerin akım paylaşımını etkileyebilmektedir [11].

Paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımını etkileyen bu kadar çok parametre varken akımların dengeli dağılımını sağlamak için aktif ve pasif yöntemler literatürde önerilmektedir. Farklı kapı sürme direnci topolojileri ve kapı kaynak arasına eklenen kapasitörler ile akım paylaşımını dengelemek için kullanılan pasif yöntemler her ne kadar düşük maliyetli ve tasarımı kolay olsa da aktif kapı sürme devreleri kadar hassas bir akım paylaşımı sağlayamamaktadır [17].

3. MOSFET'ler için Aktif Kapı Sürme Devreleri ve Gereksinimleri

Klasik kapı sürme devrelerinde kapı sürme direnci sabittir ve değişken olmayan bir gerilim ile sürülerek MOSFET'lerin giriş kapasiteleri şarj edilir. Aktif kapı sürme devreleri ise tek başına çalışan veya paralel bağlı olarak çalışan MOSFET'ler için farklı geribesleme yöntemleri ile MOSFET'in kapı sinyalini kontrol eden yapılardır. Burada geribesleme yöntemleri çeşitlilik göstermektedir. Bunlardan ilki MOSFET akımlarının ölçülmesidir. Bu teknikte akımın efektif değeri ölçülebileceği gibi MOSFET'in savak akımının yükselme hızı (di_D/dt) da

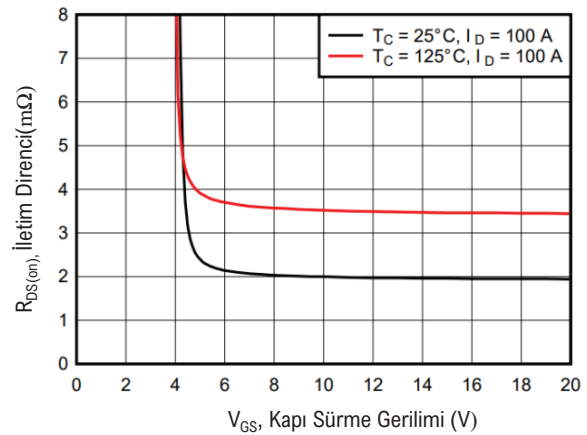
ölçülebilir. Literatürde kullanılan bir diğer yöntem ise MOSFET'in savak-kaynak gerilim değişim hızının (dV_{DS}/dt) ölçülmesidir. Ölçülen bu değer MOSFET'in ne kadar hızlı iletme girdiği hakkında bilgi verdiği için kapı sürme devresi için kritik bir geribeslemedir. MOSFET'lerin termal kararlılığını takip etmek için kullanılan en yaygın geribesleme yöntemi ise sıcaklık ölçümüdür. Bu ölçüm için çeşitli termistör modelleri kullanılmaktadır [18].

| Aktif Kapı Sürme Devreleri | |
|------------------------------------|---|
| Geribesleme Yöntemleri | Değişken Sürüş Parametreleri |
| Akım geribeslemeli (I_D) | Değişken kapı sürme akımı (I_G) |
| Gerilim geribeslemeli (V_{DS}) | Değişken kapı sürme gerilimi (V_{GS}) |
| Sıcaklık geribeslemeli | Değişken kapı sürme direnci (R_g) |

Şekil 8: MOSFET aktif kapı sürme yöntemleri

Aktif kapı sürme devrelerinde kullanılan geribesleme yöntemi kadar geribesleme sonucunda değiştirilen kapı sürme parametresi de önemlidir. Literatürde yaygın kullanılan yöntemlerden biri kapı sürme direncini aktif olarak değiştirmektedir. Alman geribeslemeye göre MOSFET'in anahtarlama hızını yavaşlatmak veya hızlandırmak için kapı sürme direnci dinamik olarak değiştirilebilir. Bu yöntemde asıl amaç kapı sürme direncini dolayısıyla giriş kapasitörünü şarj eden akımı değiştirerek anahtarlama süresini ayarlamaktır. Şarj akımını değiştirmek için kullanılan bir başka aktif sürme yöntemi ise giriş kapasitörünü sabit akım ile şarj etmektedir. Burada alınan geribeslemeye göre kaynaktan sağlanan sabit akım artırılıp azaltılabilir, dolayısıyla anahtarlama süresi ve MOSFET üzerinde oluşan kayıplar kontrol edilebilmektedir. Bu iki yöntem oldukça etkili olmasına rağmen anahtarlama hızı ve anahtarlama kayıpları arasındaki dengeyi sağlayabilmek önemlidir.

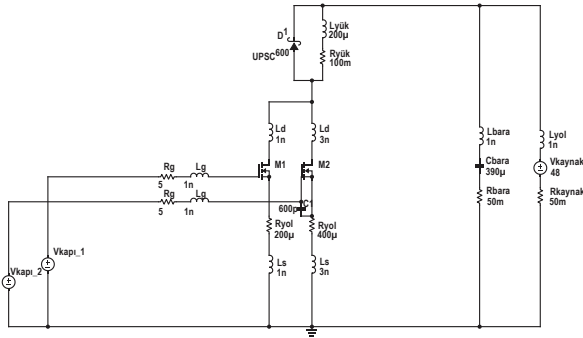
Aktif kapı sürme devrelerinde kullanılan bir başka yöntem ise kapı sürme gerilimini dinamik olarak değiştirmektir. MOSFET'lerin iletim dirençleri kapı sürme gerilimleri ile belirli bir katsayıya bağlı olarak ters orantılı değişmektedir. Kapı sürme gerilimi düşürülen bir MOSFET'in iletim direnci ($R_{DS(on)}$) artmaktadır [19]. Şekil 9'da örnek bir MOSFET'in iletim direncinin kapı sürme gerilimi ile değişimi verilmiştir [20].



Şekil 9: MOSFET iletim direncinin kapı sürme gerilimine göre değişim grafiği [20]

Kapı sürme gerilimini değiştirmek iletim direncini değiştirmenin yanında MOSFET'in iletime girme süresini de etkilemektedir. Örnek olarak kapı eşik gerilimi 4V olan bir MOSFET'in kapı sürme gerilimi 15V iken eşik değere ulaşma süresi kapı sürme geriliminin 12V olduğu duruma göre daha hızlı olacaktır. Bu kapı sürme geriliminin değiştirilmesi ile MOSFET'in iletime girme süresini kontrol etme imkanı sağlanabilmektedir.

MOSFET'in iletim direncini değiştirme ve iletime girme süresini kontrol etme özellikleri ile kapı sürme gerilimini aktif olarak kontrol etmek paralel bağlı MOSFET'lerde akım paylaşımını dengelemek için çok uygun gözükmemektedir. İletim direncinden ve parazitik endüktanslardan kaynaklı iletim esnasındaki akım paylaşımını dengesizliğini kapı sürme gerilimi ile değişen ($R_{DS(on)}$) parametresi ile kontrol etmek mümkündür. Farklı kapı eşik değerlerine ve kapı giriş yüküne sahip MOSFET'lerin iletime girme sürelerindeki dengesizliği gidermek için ise değişen kapı sürme gerilimi ile eşik değerine ulaşma süresi kontrol edilebilir ve akım paylaşımındaki dengesizlik azaltılabilir. Kapı sürme gerilimini değiştirmenin paralel bağlı MOSFET'ler üzerindeki etkisini görmek için LTSpice ortamında simülasyon gerçekleştirilmiştir. Şekil 10'da verilen simülasyonda bu noktaya kadar verilen, paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımına etki eden bütün parazitik etmenler bir arada kullanılmıştır.

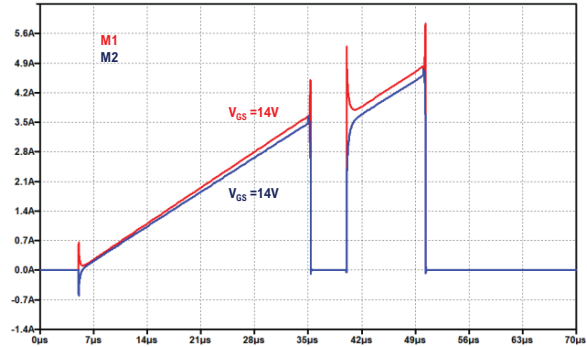


Şekil 10: Kapı sürme gerilimi değişiminin etkisini analiz etmek için kurulan LTSpice simülasyonu

Tablo 1: MOSFET'ler arasındaki parametre farkları

| | M1 | M2 |
|----------------------------|--------|---------|
| Kapı Eşik Gerilimi | 4 V | 4.2 V |
| Parazitik Endüktans | 2 nH | 6 nH |
| Giriş Kapasitörü | 10 nF | 10.6 nF |
| İletim Direnci | 150 mΩ | 151 mΩ |

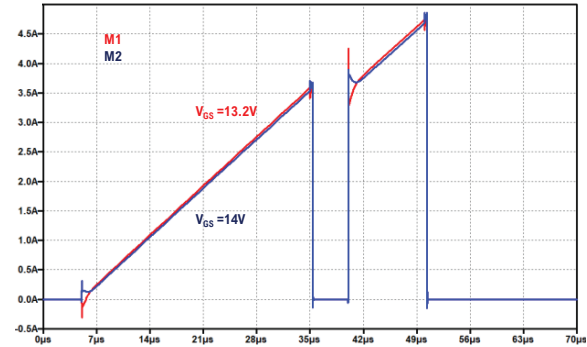
Simülasyonda kapı sürme gerilimini değiştirmenin akım paylaşımına etkisini daha iyi analiz edebilmek için Tablo 1'de verildiği gibi paralel bağlı MOSFET'ler arasında veri sayfasında verilen sınırlara bağlı kalınarak parametre farkları oluşturulmuştur. Simülasyonda Infineon üreticisinin IRF530N ürün kodlu Si-MOSFET'i kullanılmıştır. Şekil 11'de oluşturulan LTSpice simülasyonu sonucunda parazitik component farkları ve üretim toleransları nedeni ile meydana gelen akım paylaşımını dengesizliği görülmektedir.



Şekil 11: Parazitik componentler ve üretim toleransları nedeni ile bozulan akım paylaşımı

Simülasyon sonucunda beklenildiği üzere kapı eşik gerilimi düşük olan M1 MOSFET'i iletime erken girmiş ve anahtarlama anında üzerinden daha yüksek akım geçmiştir. Aynı zamanda iletim durumunda da M1 MOSFET'inin iletim direnci ve parazitik endüktansı daha düşük olduğu için üzerinden daha fazla akım akmıştır.

Kapı sürme gerilimini değiştirmenin oluşan dengesiz akım paylaşımına etkisini anlamak için üzerinden daha fazla akım geçen M1 MOSFET'inin kapı sürme gerilimi düşürülmüştür. Şekil 12'de görülen sonuçlara göre M1 MOSFET'inin kapı sürme gerilimini düşürmek iletime girme süresini geciktirmiş ve iletim durumunda da üzerinden geçen akım miktarını azaltmıştır. Bu nedenle M1 ve M2 MOSFET'leri üzerinden geçen akım bir önceki duruma göre dengelenmiştir.



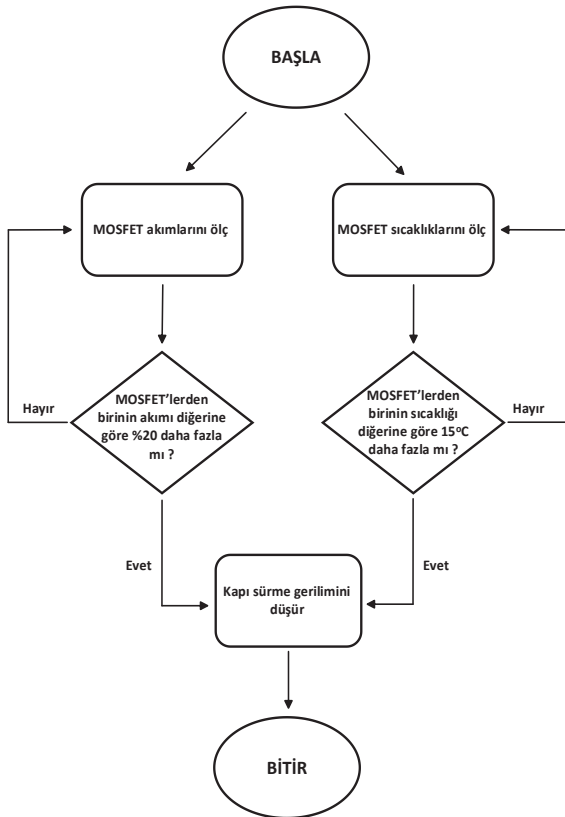
Şekil 12: Kapı sürme gerilimini değiştirmenin akım paylaşımına etkisi

Kapı sürme geriliminin MOSFET'lerin akım paylaşımını dengelemek için kontrol edilebileceği simülasyon sonuçlarından görülmüştür. Bu noktada kapı sürme geriliminin hangi geribeslemeler alınarak kontrol edileceği de aktif kapı sürme devre tasarımında önemli bir noktadır. Şekil 8'de verildiği üzere aktif kapı sürme devrelerinde kullanılan üç ana geribesleme yöntemi vardır. Paralel bağlı MOSFET'ler için savak-kaynak gerilimini takip etmek akım paylaşımını hakkında çok net bir bilgi vermeyecektir. Bu nedenle doğrudan MOSFET akımlarını geri besleme olarak almak akım paylaşımını doğru hesaplayabilmek adına daha efektif olacaktır. Ancak, MOSFET akımlarını geri besleme olarak alırken sürekli durumdaki akım dengesizliği tespit edilebilecektir. Anahtarlama anlarındaki çok kısa süreli akım

dengelessizlikleri geribesleme sistemi tarafından tespit edilemeyebilir ve bu dengelessizlikler üzerine fazla akım alan MOSFET'in anahtarlama kayıplarını artıracak için MOSFET'ler arasında bir termal dengelessizlik oluşması mümkündür. Bu durumu tespit edebilmek için MOSFET'lerin sıcaklıklarının düzenli olarak ölçülmesi etkili olacaktır.

MOSFET'lerin anahtarlama anında ve sürekli iletim durumundaki akım dengelessizliklerini tespit edebilmek için hem akım okuyarak hem de sıcaklık ölçülerek kurulacak bir hibrit geribesleme sistemi en net geribeslemeyi ve akım dengelessizliği tespitini sağlayacaktır. Sistemde akım okuma daha hızlı bir geribesleme sağlarken sıcaklık ölçümü daha yavaş bir geribesleme sağlayarak sistemin genel durumu hakkında bilgi verecektir. Hibrit geri besleme sistemi ve kontrol edilecek değişken Şekil 13'te ki algoritmada verilmektedir.

Önerilen algoritmada MOSFET'lerin akımı ve sıcaklıkları eş zamanlı olarak sürekli ölçülerek kontrolöre geribesleme olarak verilmektedir. MOSFET akımları arasındaki fark %20 seviyesine ulaştığında veya ölçülen MOSFET sıcaklıkları arasındaki fark 15°C olduğunda kapı sürme gerilimi değiştirilmekte ve böylece algoritma tamamlanmaktadır. Algoritma tamamlandıktan sonra da MOSFET'lerin akım ve sıcaklıkları ölçülmeye devam edilerek akım paylaşımı dengelenmektedir.



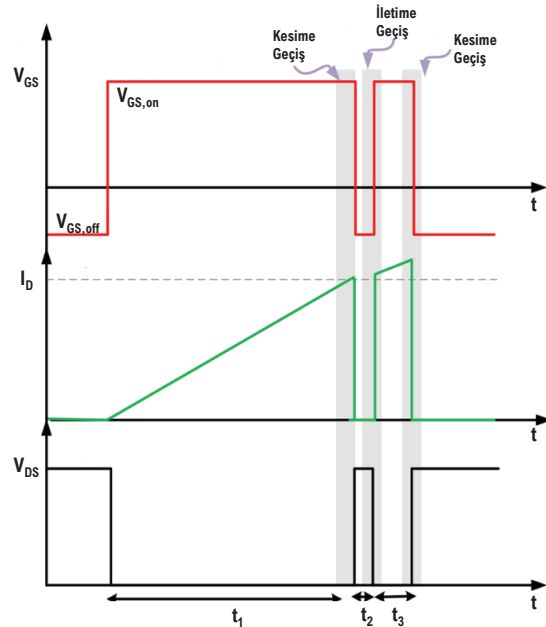
Şekil 13: Önerilen aktif kapı sürme algoritması

Algoritmada akımlar arasındaki %20'lik fark kontrolörün anlık akım dalgalanmalarından ve geribesleme sistemindeki gürültülerden etkilenmeden doğru çalışabileceği minimum

değer olarak belirlenmiştir. Bu değer altındaki akım farklılıkları yanıtıcı olabilirken bu değer üzerindeki akım dengelessizlikleri sistemi olumsuz etkilemeye başlayacaktır. Sıcaklık geribeslemesindeki 15°C'lik fark ise MOSFET'lerin üretimden kaynaklı termal direnç, termal kapasitör farklılıkları ve kullanılan sıcaklık okuma termistörlerinin toleransları düşünülmüş olarak seçilmiştir. Bu değer altındaki sıcaklık farkları akım dengelessizliği dışında diğer faktörler sebebiyle de oluşabilirken bu değer üzerindeki farklar fazla ısınan MOSFET'in hasar görmesi ile sonuçlanabilmektedir. Algoritmada kapı sürme gerilimi düşürüldükten sonra MOSFET akımları ve sıcaklıklar ölçülmeye devam edilecektir. Önerilen algoritma sadece paralel bağlı iki MOSFET için değil daha fazla MOSFET ile de kullanılabilir. Her ölçümde en yüksek akım taşıyan veya en çok ısınmış MOSFET'in kapı sürme gerilimi düşürülerek birkaç iterasyon sonunda MOSFET'ler arasındaki denge sağlanması mümkündür.

4. Deneysel Çalışmalar ve Sonuçlar

Bu bölüme kadar gerçekleştirilen literatür araştırmaları, incelemeler, modellemeler ve LTspice simülasyonları MOSFET'lerin kapı sürme gerilimini aktif olarak kontrol etmenin MOSFET'lerin akım paylaşımını dengelemede kullanılabileceğini göstermiştir. Bu doğrultuda simülasyon sonuçlarını doğrulamak için laboratuvar ortamında bir test yapılması planlanmıştır. Bu testte tasarlanan devre çift darbe yöntemi ile test edilecektir. Çift darbe testine ait dalga şekilleri aşağıda görülmektedir [21].



Şekil 14: Çift darbe testi dalga şekilleri

Çift darbe testinde parametreleri ölçülmek istenen yarı iletken anahtara Şekil 14'te görüldüğü gibi aralarında kısa bir boşluk olacak şekilde iki darbe sinyali gönderilir. Çift darbe testinde genellikle yük olarak indüktör kullanılır. Kullanılan indüktörün değeri ve uygulanan ilk darbenin süresi yarı iletken anahtar üzerinden ne kadar akım akacağı belirler. Akacak akımı ayarlamak için t_1 süresi belirlenirken seçilen indüktörün saturasyona gitmeyeceğinden emin olunması gerekir.

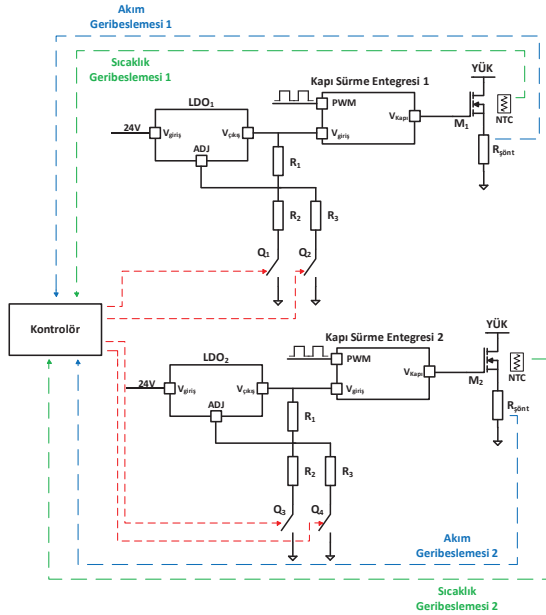
$$I_D = \frac{V_{kaynak} * t_1}{L_{yük}} \quad (3)$$

Denklem 3'te V_{kaynak} teste kullanılan kaynak gerilimi, $L_{yük}$ ise kullanılan indüktör değeridir. Çift darbe testi esnasında ilk darbe geldiğinde enerji bara gerilimini oluşturan kapasitörlerden çekilir. Bu sürede hesaplanan akım değerine ulaşabilmek için bara geriliminin minimum düzeyde salınması gereklidir. Bunun için barayı oluşturan kapasitörlerin doğru değerde seçilmesi önemlidir. İlk darbe geldiğinde indüktöre aktarılan enerji seçilmesi gereken kapasitör değerini doğrudan etkilemektedir.

$$C_{bara} = \frac{L_{yük} * I_D^2}{2 * V_{kaynak} * \Delta V_{bara} - \Delta V_{bara}^2} \quad (4)$$

Denklem 4'te C_{bara} bara gerilimini oluşturan kapasitörlerin değeri, ΔV_{bara} ise ilk darbe geldiğinde bara geriliminin düşeceği gerilim değeridir.

Laboratuvar ortamında test edilecek ve sonuçları simülasyon ile karşılaştırılacak olan devrenin blok diyagramı, yapısı ve çalışma prensibi Şekil 15'te görülmektedir. Verilen devre Şekil 13'te önerilen algoritmaya göre çalıştırılarak akımı dengeleyecektir.



Şekil 15: Önerilen aktif kapı sürme devresinin blok diyagramı

Şekil 15'te önerilen devrede M1 ve M2 MOSFET'lerinin akım ve sıcaklıkları sürekli olarak ölçülmektedir. Alınan geribeslemeler kontrolöre iletilmektedir. Akım geribeslemesi almak için MOSFET'lerin kaynak pinine bağlı şönt dirençler kullanılmıştır. Burada gerilim olarak okunan değer kontrolör içerisinde akıma çevrilmektedir. Sıcaklık geribeslemesi için ise MOSFET'lerin yanına yerleştirilen NTC termistörler kullanılmıştır. NTC termistörler değeri sıcaklık arttıkça düşen dirençlerdir. NTC termistör üzerinden gerilim olarak okunan geribesleme değeri termistörün veri sayfasında verilen parametreler kullanılarak kontrolör tarafından sıcaklığa çevrilmektedir. Devrede kontrolör olarak Raspberry Pi 4B modeli kullanılmıştır. Raspberry Pi analog sinyalleri doğrudan

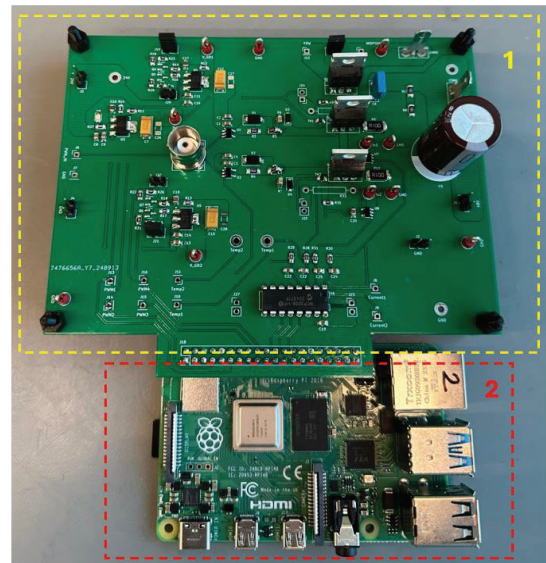
okuyamadığı için ek olarak bir analog-dijital dönüştürücü (ADC) ile beraber kullanılmıştır. Python ve C yazılım dilleri ile programlanabilen kontrolör geribeslemeleri Şekil 13'te verilen algoritmaya göre karşılaştırmaktadır. Sistemde kapı sürme entegrelerinin beslemeleri Ti LM317 lineer regülatör (LDO) ile sağlanmaktadır. LM317 regülatörünün çıkış gerilimi ADJ pinine bağlı dirençler ile değiştirilebilmektedir. Şekil 15'te görülen R_2 ve R_3 dirençleri lojik seviye transistörler ile referansa bağlıdır. Bu transistörler kontrolör tarafından sürülebilecek şekilde devre tasarlanmıştır. Bu sayede kapı sürme gerilimi değiştirilmek istenen MOSFET'in ilgili lineer regülatörünün çıkış gerilimi değiştirilerek kontrol sağlanmış olur. Lineer regülatörün çıkış gerilimi doğrudan kapı sürme entegresine bağlıdır. Kapı sürme entegresi gelen darbe sinyaline göre bu besleme gerilimini MOSFET'e iletir ve anahtarlama başlar.

Şekil 15'te blok diyagramı verilen devrenin KiCAD yazılımında şematiği ve baskı devre kartı tasarlanmış daha sonra da üretilmiştir. Seçilen komponentlerin hepsi laboratuvar da lehimlenerek baskı devre kartı teste hazır hale getirilmiştir. Baskı devre kartı tasarımında kullanılan ana komponentler Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Tasarımda seçilip kullanılan ana komponentler

| Komponent | Ürün Kodu / Değeri |
|------------------------------|--------------------|
| Kontrolör Kartı | Raspberry Pi 4B |
| MOSFET | IRF530N |
| LDO | LM317 |
| Kapı Sürme Entegresi | UCC27517 |
| ADC | MCP3008 |
| Bara Kapasitörü | 390 µF 100V |
| Akım Ölçme Kuvvetlendiricisi | INA180A1 |

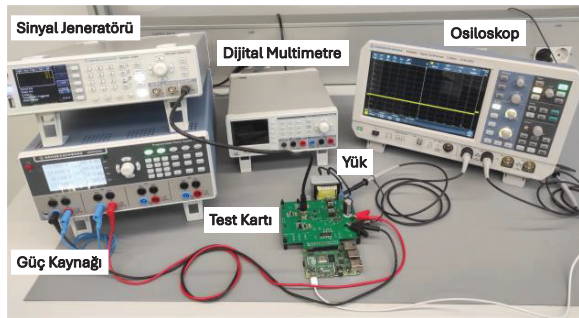
Üretilerek laboratuvar ortamında komponentleri dizilen kart ve kontrolör kartı ise Şekil 16'da verilmektedir.



Şekil 16: Tasarlanıp gerçekleştirilen aktif kapı sürme devresi kartı ve kontrolör kartı

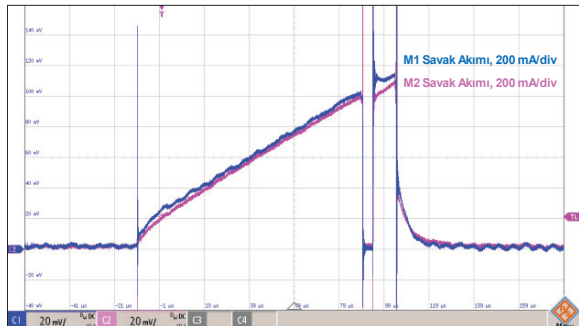
Şekil 16’da görüldüğü üzere 1 numaralı aktif kapı sürme devresi kartı ve 2 numaralı kontrol kartı birbirine bir dişi – erkek konnektör ile bağlıdır. Kablo yerine birbirine geçmeli bir konnektör kullanımı sinyallerin gürültüden etkilenmeden iletimini sağlamaktadır.

Önerilen aktif kapı sürme devresinin testi için laboratuvarında bir test ortamı kurulmuştur. Yük olarak 3mH değerinde ferrit çekirdeğe sarılı bir endüktans hızlı bağlantı terminalleri ile karta bağlanmıştır. 48V besleme gerilimini oluşturmak için Rohde -Schwarz marka HMP4040 güç kaynağı, kapı sürme entegrelerine darbe sinyali üretmek için Rohde -Schwarz marka HMF2550 sinyal generatörü, akım ve gerilim dalga şekillerini gözlemlemek için ise Rohde -Schwarz marka RTA4000 serisi osiloskop kullanılmıştır. Hazırlanan test düzeneği Şekil 17’de görülmektedir.

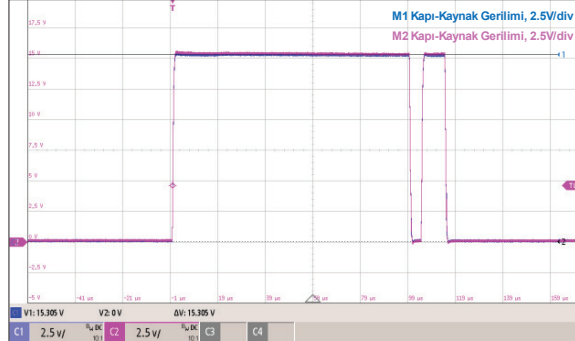


Şekil 17: Deneysel çalışmaların gerçekleştirildiği test düzeneği

Testte Denklem 3 referans alınarak MOSFET başına 1A yük olacak şekilde toplam 2A’lık bir yük için yaklaşık 100µs uzunluğunda ilk darbe sinyali uygulanmıştır. Daha sonra akımın düşmesine izin vermeyecek kadar kısa olması için 5µs sinyal kesilmiş ve tekrar 10µs uzunluğunda ikinci darbe uygulanmıştır. Şekil 13’te verilen algoritma devreye girmeden önce elde edilen akım dalga şekilleri Şekil 18’de görülmektedir. Algoritma devreye girmeden önce kapı sürme gerilimleri eşit iken kapı sürme sinyalleri ise Şekil 19’da verilmiştir. Algoritma devreye girmeden önce özellikle ikinci darbe sinyalinin geldiği aralıkta M1 ve M2 MOSFET’leri arasındaki akım dengesizliği Şekil 18’de görülmektedir. Bu durumda iken henüz algoritma devreye girmedikten Şekil 19’da görüldüğü üzere M1 ve M2 MOSFET’lerinin kapı sürme gerilimleri eşit ve 15V seviyelerindedir.

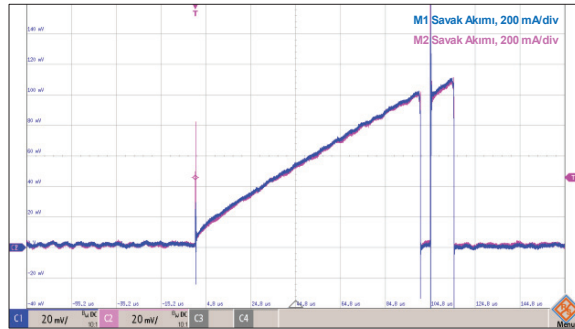


Şekil 18: Önerilen algoritma devrede değışiklen MOSFET’ler arasındaki akım paylaşımı



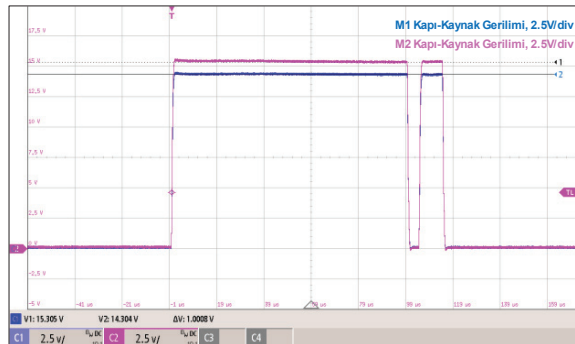
Şekil 19: Önerilen algoritma devrede değışiklen kapı sürme sinyalleri

Kapı sürme gerilimini değışirmek ve algoritmayı devreye sokmak için üzerinden daha fazla akım geçen MOSFET’in NTC termistörü ısıtılarak kontrolörün tetiklenmesi sağlanmıştır. Algoritma devreye girdikten sonra MOSFET’lerin akım paylaşımı Şekil 20’deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 20: Önerilen algoritma devreye girdikten sonra MOSFET’ler arasındaki akım paylaşımı

Algoritma devreye girerek üzerinden fazla akım geçen MOSFET’in kapı sürme gerilimini yaklaşık 1V kadar düşürmüştür.



Şekil 21: Önerilen algoritma devreye girdikten sonra kapı sürme sinyalleri

Şekil 22’de algoritma devreye girmeden önceki ve girdikten sonraki akım dalga şekilleri beraber verilmiştir.



Şekil 22: Önerilen algoritma ile akım paylaşımının değişimi

Alınan ölçümlerden görüldüğü üzere algoritma devreye girmeden önce üzerinden fazla akım geçen MOSFET'in kapı sürme gerilimi algoritma devreye girince düşmüştür. Kapı sürme gerilimi düşen MOSFET'in üzerinden geçen akım ve anahtarlama anlarındaki akım sıçramaları azalmıştır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, düşük gerilim yüksek akım evirici uygulamalarında kullanılan paralel bağlı MOSFET'lerin akım paylaşımlarına etki eden parametreler ve literatürde verilen aktif ve pasif akım dengeleme yöntemleri incelenerek akım paylaşımını iyileştirmek için yeni hibrit bir aktif kapı sürme devresi ve algoritması önerilmiştir. MOSFET'lerin akım paylaşımını bozan parametreler incelendiğinde kapı eşik gerilimi farklılıkları ve giriş kapasitörlerindeki toleransların MOSFET'lerin iletme girme sürelerini değiştirdiği görülmüştür. İletim direnci toleransları ve parazitik endüktanslar ise MOSFET'lerin iletim durumundaki akım paylaşımlarını bozmaktadır. MOSFET'lerin akım paylaşımına etki eden bu faktörler benzetim çalışmaları ile doğrulanarak elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Önerilen aktif kapı sürme devresi ve algoritması için LTspice ortamında benzetim çalışmaları yapılarak algoritmanın etkinliği elde edilen sonuçlar ile gösterilmiştir. Önerilen aktif kapı sürme devresini deneysel olarak test edebilmek amacıyla bir PCB tasarlanmış, laboratuvar ortamında çift darbe testi kullanılarak deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Çift darbe testi sonuçlarına göre algoritma devrede değilken ikinci anahtarlama anında MOSFET'lerin akım farkı yaklaşık olarak %18 civarındadır. Önerilen algoritma devreye alındığında ise bu fark %3 seviyelerine düşürülerek etkin bir şekilde akım paylaşımı gerçekleştirilmiş ve MOSFET'ler üzerindeki stresler azaltılmıştır.

6. Kaynaklar

- [1] Soni, L., & Kaur, A. (2023, December). Why Electric Vehicles Are the Future of Transportation. In *2023 IEEE International Conference on ICT in Business Industry & Government (ICTBIG)* (pp. 1-6). IEEE.
- [2] Pillot, C. (2013, November). Micro hybrid, HEV, P-HEV and EV market 2012–2025 impact on the battery business. In *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)* (pp. 1-6). IEEE.
- [3] Muehlfeld, O., Wittig, B., & Fuchs, F. W. (2011, August). Development of an optimized power section for a 5 kW low voltage traction inverter. In *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1-9). IEEE.
- [4] Al-Hmoud, A., Ismail, A., & Zhao, Y. (2023, March). A high-density 200-kW all Silicon Carbide three-phase inverter for traction applications. In *2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 3143-3146). IEEE.
- [5] Musumeci, S., Scrimizzi, F., Fusillo, F., Bojoi, R., Longo, G., & Mistretta, C. (2019, July). Low voltage high current trench-gate MOSFET inverter for belt starter generator applications. In *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)* (pp. 1-6). IEEE.
- [6] Tahmaz, O., Bay, F., & Yazar, A. (2022, September). Double Pulse Test of the Paralleled Power MOSFETs in High Current 48V Inverter Design. In *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)* (pp. 62-69). IEEE.
- [7] Du, L., Du, X., Cao, H., Yang, H., & Mantooh, H. A. (2023, May). A Simple Gate Driver Design for SiC MOSFET Paralleled Operation. In *11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023-ECCE Asia)* (pp. 2026-2031). IEEE.
- [8] Infineon Technologies. (2021, May). *Paralleling power MOSFETs in high current applications* (Application Note, Version 1.1).
- [9] Infineon Technologies. (2018, April). *Paralleling MOSFETs in high-current LV drive applications* (Application Note, Version 1.0).
- [10] Nexperia. (2021, September). *Paralleling power MOSFETs in high power applications* (Application Note, Version 1.1).
- [11] Raciti, A., Melito, M., Nania, M., & Montoro, G. (2018, September). Effects of the device parameters and circuit mismatches on the static and dynamic behavior of parallel connections of silicon carbide MOSFETs. In *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (pp. 1846-1852). IEEE.
- [12] ON Semiconductor. (2021, May). *MOSFET paralleling in high-power applications* (Application Note No. AND90108/D).
- [13] Infineon. (2004, January 30). *IRF530NPbF datasheet*. Retrieved from <https://www.infineon.com/dgdl/irf530npbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355e386b1199a>

- [14] Wen, Y., Yang, Y., & Gao, Y. (2020). Active gate driver for improving current sharing performance of paralleled high-power SiC MOSFET modules. *IEEE Transactions on power electronics*, 36(2), 1491-1505.
- [15] Texas Instruments. (2017, March). *Understanding the basics of gate driver circuits* (Application Note No. SLUA618A).
- [16] Rohde & Schwarz. (2021, March). *Tips & tricks on double pulse testing* (Application Note).
- [17] Wang, T. W., Chen, L. C., Takamiya, M., & Chen, P. H. (2024). Active Gate Driver IC Integrating Gate Voltage Sensing Technique for SiC MOSFETs. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [18] Ling, Y., Zhao, Z., & Zhu, Y. (2020). A self-regulating gate driver for high-power IGBTs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(3), 3450-3461.
- [19] Tanriverdi, O., & Yildirim, D. (2022). Independent closed loop control of di/dt and dv/dt for high power IGBTs. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 30(3), 487-501.
- [20] Texas Instruments. (2020, April). Power MOSFET Gate Driver Bias Optimization (Appl. Note No. SLUA958).
- [21] De Paula, W. J., Tavares, G. H. M., Soares, G. M., Almeida, P. S., & Braga, H. A. C. (2020). Switching losses prediction methods oriented to power MOSFETs—a review. *IET Power Electronics*, 13(14), 2960-2970.

Özgeçmişler



Berkay Keziban, Lisans derecesini 2021 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi'nden Elektrik Mühendisliği alanında aldı. Yüksek lisans eğitimine ise İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde devam etmektedir. Lisans tezinde elektrikli araçların kablosuz şarj sistemleri üzerine çalışırken, yüksek lisans tezinde paralel bağlı MOSFET'ler ve aktif kapı sürme devreleri üzerine araştırma ve çalışmalar yapmaktadır. Mezun olduğu 2021 yılından itibaren güç elektroniği alanında çalışmaktadır. Mart 2024'ten bu yana ise elektrikli araçlar ve güç elektroniği alanında çip tasarımı yapan Elevation Mikroelektronik şirketinde Güç Elektroniği Uygulama Mühendisi olarak görev yapmaktadır.



Murat Yılmaz, TÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden 1996 yılında Lisans, 1999 yılında Yüksek Lisans ve 2006 yılında Doktorasını tamamlamıştır. 1996-1999 yılları arasında Türkiye Teknoloji Geliştirme Vakfı (TTGV) ve TÜBİTAK projelerinde araştırmacı olarak görev aldıktan sonra 1999 yılında İTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başlamıştır.

University of Illinois at Urbana-Champaign (UIUC) Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde 2007-2008 yılları arasında UIUC doktora sonrası araştırmacı bursu, 2011-2012 yılları arasında ise TÜBİTAK doktora sonrası araştırmacı bursu ile misafir araştırmacı olarak bulunmuş ve elektrikli araç teknolojileri ve itiş sistem gereksinimlerine yönelik uluslararası projelerde görev almıştır.

2014 yılında İTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde öğretim üyesi olarak göreve başlamış olup aynı bölümde görevine devam etmektedir. Öğretim üyeliği boyunca birçok ulusal ve uluslararası projelerde çalışarak çeşitli firmalara danışmanlık yapmıştır. 2022 yılında TÜBİTAK-BİGG kapsamında kurucu ortağı olduğu EVİNNO firmasında Ar-Ge çalışmalarına da devam etmektedir. IEEE kıdemli üyeliğinin yanında SAE ve EMO üyesidir.

Araştırma alanları arasında güç elektroniği devrelerinin tasarımı, kontrolü ve uygulamaları; elektrik makinalarının uygulamaya yönelik tasarımı, kontrolü ve optimizasyonu; elektrikli ve karma araç teknolojileri, itiş sistemi tasarımı, enerji yönetim sistemi ve şebeke ile etkileşimleri (V2G/G2V); enerji depolama sistemleri, batarya teknolojileri ve yönetimi, SoX kestirim algoritmaları, batarya şarj sistemleri ve altyapı gereksinimleri bulunmaktadır.

Değişimli Oto-Kodlayıcılar kullanarak Diyalog Geliştirme¹

Dialogue Enhancement using Variational Autoencoders

Serap Kırbız

Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

MEF Üniversitesi

kirbiz@mef.edu.tr

 0000-0001-7718-3683

Özet

Bu makalede, kaynak ayırma algoritmalarından faydalanarak birden fazla kaynaktan oluşan ses kayıtlarında konuşma işaretlerini güçlendirmek amacıyla bir yöntem sunulmaktadır. Konuşma sesleri ve diğer sesler arasındaki doğru dengeyi sağlamak, dinleyici şikayetleri arasında sıkça dile getirilen önemli bir sorun olarak öne çıkmaktadır. Bu çalışmada, diyalog içeren ses kayıtlarından diyalogların ayrıştırılmasında negatif olmayan gürültü giderici oto kodlayıcı modelleri kullanılmakta ve bu diyaloglar, diğer seslerle farklı oranlarda yeniden birleştirilerek, kullanıcı tercihlerine uygun bir dinleme deneyimi sunulmaktadır. Önerilen yöntem, akan veri üzerinde çalışabilme özelliğine sahip olup, televizyon programları gibi gerçek zamanlı uygulamalara da uyarlanabilmektedir. Anahtar kelimeler: kaynak ayırma, diyalog geliştirme, derin öğrenme

Abstract

The paper proposes a method to enhance speech signals in audio recordings consisting of multiple sources by using source separation algorithms. Achieving the right balance between seç sounds and other sounds is a frequently mentioned issue among listener complaints. In this study, non-negative denoising variational autoencoder models are used to separate dialogues from audio recordings containing dialogues, and these dialogues are remixed with other sounds at different rates to provide a listening experience that suits the user's preferences. The proposed method has the ability to work on streaming data and can also be adapted to real-time applications such as television programs.

Keywords: source separation, dialogue enhancement, deep learning

1. Giriş

Bu makalede, gürültülü karışım işaretlerindeki diyalogları ayırtmak için derin öğrenme tabanlı modeller kullanılarak, kaynaklar istatistiksel olarak incelenmekte ve kaynak ayırma için yeni yöntemler geliştirilmektedir. Geleneksel kaynak ayırma yöntemleri genellikle karışım işaretinin genlik spektrogramını giriş olarak kullanır ve bu karışımı, kendisini oluşturan kaynak işaretlerine ayırmayı hedefler. Ayrıştırılacak işaretler negatif olmayan matrisler olarak ele alındığından, bu alanda yaygın bir yaklaşım olan Negatif

Olmayan Matris Ayırma (NOMA) [1], önemli bir rol oynamaktadır. Matris ayırmanın temel amacı, $\mathbf{X} \in \mathbb{R}_+^{M \times N}$ şeklindeki giriş matrisini $\mathbf{W} \in \mathbb{R}_+^{M \times K}$ ve $\mathbf{H} \in \mathbb{R}_+^{K \times N}$ matrislerine ayırmaktır. Bu işlemde, \mathbf{H} , “katkılar”, \mathbf{W} ise “sözlükler” olarak adlandırılır ve hedef, \mathbf{X} matrisinin doğru bir şekilde geri çatılmasıdır:

$$\mathbf{X} \approx \hat{\mathbf{X}} = \mathbf{W}\mathbf{H}. \quad (1)$$

NOMA ile \mathbf{X} karışım işaretinin temsili için, K kertesinde \mathbf{H} katkıları ve \mathbf{W} şablonlarının sözlüğü elde edilmektedir. NOMA [2] kullanılarak gerçekleştirilen eğitilmiş kaynak ayırma ise, öncelikle her bir kaynak işaretinin temsili için ayrı bir \mathbf{W} sözlüğü öğrenilmektedir. Sonrasında, bir karışım işareti kaynaklarına ayrıştırılmak istendiğinde, sözlükler bir araya getirilerek, her bir kaynağın katkısı kestirilmektedir.

Önerilen çalışmada, tek kanallı kaynak ayırma problemini çözmek için zayıf etiket denetimine dayalı “negatif olmayan gürültü değişimli oto-kodlayıcılar ve oto kod-çözücüler” kullanılmaktadır. Karışımı oluşturan kaynakları kestirmek için toplamsal bileşenlerin kullanılması, yöntemin NOMA’ya benzerliğini ortaya koysa da önerilen model, doğrusal şablonlar yerine doğrusal olmayan şablonlar ve etkili sinir ağı modelleri kullanarak daha esnek bir çözüm sunmaktadır.

Bunun yanı sıra, önerilen kaynak ayırma yöntemi, hedeflenen işlevlerin gereksinimlerine uygun kaynak modellerini birleştirmek ve eşleştirmek amacıyla derin üretici modellerini kullanmaktadır [3]. Bu yaklaşımla, her kaynak için zayıf denetimli eğitimle değişimli oto-kodlayıcılar [4, 5] öğrenilmiş ve değişimli oto-kod çözücüler [6] gibi derin saklı-değişken modeller süreçte kullanılmıştır. [4] ile verilen çalışmamızda hem eğitim hem de test aşamalarında kaynakların sınıf etiketleri bilinirken, [3] ile verilen çalışmamızda ise, kaynak ayırmanın yanı sıra karışımı oluşturan kaynakların sınıf etiketlerinin tahmini de gerçekleştirilmiştir.

Bu makalede önerilen yöntem, iki temel işlevi yerine getirmek için tasarlanmıştır: kaynak ayırma, diyalog geliştirme. Deneyler, farklı eğitim stratejileri ve farklı sınıf sayıları için farklı veri tabanlarında gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmadaki katkılar aşağıdaki şekilde özetlenebilir:

- Kaynak işaretlerine erişim sağlanmadığı ve yalnızca sınıf etiketlerine sahip olduğu bir senaryo için negatif olmayan bir Değişimli Oto Kodlayıcı (VAE) modeli ile kaynak ayırma önerilmektedir.
- Kaynak işaretleriyle ilgili sınıf etiketlerine ihtiyaç duyulmadan, Değişimli Oto Kod Çözücü (VAD)

¹ Bu çalışma EEEAG/215E076 numaralı araştırma projesi kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmektedir.

modeli ile sınıf etiketi kestirimi ve kaynak ayırıştırma eş zamanlı gerçekleştirilebilir. Modelde, yaklaşık dağılım parametreleri rasgele başlatılmakta ve gradyan-temelli yöntemlerle optimizasyon sağlanmaktadır.

- Zaman bölgesinde ses kalitesini ölçen Ortalama Kareysel Hata (MSE), Ölçek-Değişmez İşaret-Gürültü-Oranı (SI-SNR) ve İşaret-Gürültü-Oranı (SNR) gibi başarımlı ölçütlerinin eğitim esnasında kayıp fonksiyonu olarak kullanılması sağlanmıştır.
- Geliştirilen yöntem, gerçek zamanlı olarak çalışabilme yeteneğine sahiptir.
- Önerilen modellerin iyi bir başarımlı elde edebilmesi için en az üç sınıftan gözleme ihtiyaç olduğu gösterilmektedir.

2. Ön Bilgi

Kaynak ayırıştırma problemlerinde, derin öğrenme yaklaşımları yaygın olarak uygulanmaktadır [7]. Bu yaklaşımlar, genellikle karışım işaretlerini alarak, bu işaretlerden kaynak işaretlerini ayırmayı hedefleyen gürültü ayırıcı değişimli oto-kodlayıcılar (VAE) gibi derin öğrenme modellerini kullanmaktadır. Derin öğrenme modellerinin başarılı bir şekilde eğitilebilmesi için büyük miktarda etiketli veri gereklidir. Ancak, zayıf denetleme, etiketli verilerin eksik olduğu veya yalnızca sınıf bilgisi ile çalışılan senaryolarda, yüksek soyutlama düzeyine sahip bilgi ve gürültü içerdiği için etkili bir yaklaşım olarak öne çıkmaktadır.

Bu çalışmada, bilgilendirilmiş kaynak ayırıştırma [8] ile ilişkili derin öğrenme yöntemleri kullanılmıştır. Önerilen çalışma, eğitim için kaynak işaretlerine erişimin olmadığı, sadece kaynakların ait olduğu sınıf bilgilerine erişimin olduğu bir senaryoyu ele almaktadır. Bu durum, birçok karışım işareti ve bu karışımların içerdiği kaynakların etiketleri gözlemlendiğinde, karışım işaretinde her bir kaynağın hangi bölümlerde yer aldığına dair sezgisel tahminlerin yapılmasına olanak tanır.

2.1. Değişimli Oto Kodlayıcılar

Değişimli Oto-Kodlayıcılar (VAE) [5], olasılıksal üretici modellerinin oluşturulmasında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. VAE' nin temel yapısında, gizli değişken \mathbf{z} için $p_\theta(\mathbf{z}) = \mathcal{N}(\mathbf{z}|\mathbf{0}, \mathbf{I})$ Gauss önsel dağılımı kullanılır ve parametresi θ olan $p_\theta(\mathbf{z}) = \mathcal{N}(\mathbf{z}|\mathbf{0}, \mathbf{I})$ olasılıksal kodlayıcı modeli ile parametresi ϕ olan olasılıksal $q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x})$ kod çözücü modeli tanımlanabilir. Sinir ağı modellerine dayalı kodlayıcı-kod çözücü çifti için, genel amaçlı bir fonksiyon tahmin modeli kullanılabilir. N gözlemden oluşan $\mathcal{X} = \{\mathbf{x}^{(i)}\}_{i=1}^N$ eğitim veri kümesi, bileşen olabilirliğinin değişimli alt sınırının olasılıksal bayır çıkışı ile en büyükleme sonucunda modelin ϕ ve θ parametrelerini kestirebilir:

$$\mathcal{L}(\theta, \phi|\mathbf{x}^{(i)}) = -D_{KL}(q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x})\|p_\theta(\mathbf{z})) + \mathbb{E}_{q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x}^{(i)})}[\log p_\theta(\mathbf{x}^{(i)}|\mathbf{z})]. \quad (2)$$

(2) ile verilen ifade, D_{KL} , Kullback-Leibler (KL) ıraksayıdır. Önsel $p_\theta(\mathbf{z})$ dağılımı ve sonsal $q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x})$ kestiriminin Gauss varsayımı altında, analitik yöntemlerle değişimli bir alt sınır elde edilebilmektedir. Bununla birlikte, KL ıraksayı, $q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x})$ sonsal kestirimi üzerinde $p_\theta(\mathbf{z})$ önsel dağılımını zorlayan bir düzenleyici işlevi görmektedir. Geri çatma hatasını içeren

$\log p_\theta(\mathbf{x}^{(i)}|\mathbf{z})$ dağılımının beklentisi, yeterince büyük bir veri kümesi mevcutsa, $q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x}^{(i)})$ sonsal dağılımından tek bir örnek kullanılarak hesaplanabilir. Yeniden parametrelendirme ile $q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x}^{(i)})$ dağılımından örnekleme yapılabilir. Kodlayıcı fonksiyonunun çıktıları, $\mu(i)$ ve $\sigma(i)$ olacak şekilde, izotropik bir Gauss dağılımı varsayılmaktadır:

$$q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x}^{(i)}) = \mathcal{N}(\mathbf{z}|\mu(i), \sigma^2(i)\mathbf{I}). \quad (3)$$

(3) ile verilen ifade, $\epsilon \sim \mathcal{N}(\epsilon|\mathbf{0}, \mathbf{I})$ yardımcı gürültü değişkeni, \odot ise eleman elaman çarpma işlemidir. Yeniden parametrelendirme $\mathbf{z} = \mu + \sigma \odot \epsilon$ şeklinde yapılabilir.

Önsel $p_\theta(\mathbf{z})$ dağılımının izotropik Gauss varsayımı altında, ayrık ve bağımsız gizli birimler teşvik edilmektedir. β -VAE [6], orijinal VAE' nin bir uzantısı olup, \mathbf{z} gizli değişkeninin sınırlandırılmasıyla, daha ayırıştırılmış temsiller elde edilmesini sağlar. β -VAE' nin orijinal VAE' den tek farkı, alt sınırdaki kullanılan β katsayısıdır:

$$\mathcal{L}_\beta(\theta, \phi|\mathbf{x}^{(i)}) = -\beta D_{KL}(q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x})\|p_\theta(\mathbf{z})) + \mathbb{E}_{q_\phi(\mathbf{z}|\mathbf{x}^{(i)})}[\log p_\theta(\mathbf{x}^{(i)}|\mathbf{z})]. \quad (4)$$

(4) ile verilen ifade $\beta = 1$, (2) eşitliğindeki alt sınır iken, $\beta > 1$ durumunda gizli değişken daha fazla kısıtlanmakta ve geri çatma kalitesine daha az ağırlık verilmektedir.

Oto-kodlayıcı kullanılarak gerçekleştirilen kaynak ayırıştırma $\mathbf{x}^{(i)}$ karışımında bulunan, $\mathbf{s}_k^{(i)}$ orijinal kaynak işareti, gürültü giderici oto-kodlayıcı aracılığıyla tahmin edilebilmektedir:

$$\hat{\mathbf{s}}_k^{(i)} = f_{\theta_k}(g_{\phi_k}(\mathbf{x}^{(i)})), f_{\theta_k}(\cdot) \geq 0. \quad (5)$$

(5) ile verilen ifade $g_{\phi_k}(\cdot)$ ve $f_{\theta_k}(\cdot)$, k . kaynak sınıfı için kodlayıcı ve kod çözücü çiftini temsil eder. $\mathbf{x}^{(i)}$ ve $\mathbf{s}^{(i)}$, sırasıyla karışım işaretinin ve karışımı oluşturan orijinal işaretlerin genlik spektrogramları olmak üzere $\mathcal{X}_s = \{(\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i)})\}_{i=1}^N$ eğitim veri kümesinde, (6) eşitliği ile verilen maliyet fonksiyonu kullanıldığında [9] yaklaşımına ulaşılabilir. Ancak, kayıp fonksiyonu olarak kare hata değil de genelleştirilmiş KL ıraksayı seçilmelidir.

$$D_{GKL}(\mathbf{s}_k^{(i)}\|\hat{\mathbf{s}}_k^{(i)}) = \sum_j \mathbf{s}_{k_j}^{(i)} \log \frac{\mathbf{s}_{k_j}^{(i)}}{\hat{\mathbf{s}}_{k_j}^{(i)}} - \mathbf{s}_{k_j}^{(i)} + \hat{\mathbf{s}}_{k_j}^{(i)}. \quad (6)$$

(6) eşitliğinde, j , $\mathbf{s}_k^{(i)}$ kaynak işaretinin elemanlarının indeksidir. Eğitim kümesi $\mathcal{X}_h = \{(\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{h}^{(i)})\}_{i=1}^N$ olup, K sınıf için kaynak sınıf etiketleri $\mathbf{h}^{(i)} \in \{0,1\}^K$ ile ifade edilmektedir. Önerilen çalışmada, $\hat{\mathbf{x}}^{(i)}$ kaynaklarını kestirmek için $\mathbf{s}_k^{(i)}$ orijinal kaynakları yerine sadece $h_k^{(i)}$ kaynak etiketleri kullanılmaktadır:

$$\hat{\mathbf{x}}^{(i)} = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{s}}_k^{(i)} h_k^{(i)}. \quad (7)$$

$\hat{\mathbf{s}}_k^{(i)}$ kaynaklarını kestirmek için, kayıp fonksiyonu olarak (6) ile verilen $D_{GKL}(\mathbf{s}_k^{(i)}\|\hat{\mathbf{s}}_k^{(i)})$ kullanılmaktadır. Böylece, $\mathbf{x}^{(i)}$ karışımının geri çatılması için sadece kaynak etiketleriyle ilişkili oto-kodlayıcıların kullanılması hedeflenmektedir. Geliştirilen model, NOMA yöntemine benzer şekilde karışımı ayırıştırma amacıyla toplamsal bileşenleri kullanır. Ancak, bileşenleri temsil etmek için NOMA' da sadece doğrusal şablonlar alınabilirken, önerilen çalışmada doğrusal olmayan

şablonlar ve daha etkili sinir ağı yapılarıyla esnek bir çözüm sunulmaktadır. Ayrıca, modelde her bir kodlayıcı, diğer kaynaklara ilişkin gürültüyü ihmal edip, yalnızca kendi sınıfına ait öznelikleri öğrenirken; kod çözümler de ilişkili kaynak işaretlerini geri çatmaktadır.

Şimdiye kadar, modelin standart oto-kodlayıcıları baz aldığı varsayılmıştır. Bu çalışma, β -VAE'nin, Poisson kod çözümleri ile kullanılması önerilmektedir:

$$p_{\theta}(\mathbf{x}^{(t)}|\mathbf{z}) = \mathcal{PO}(\mathbf{x}^{(t)}|t = \hat{\mathbf{x}}^{(t)}). \quad (8)$$

(8) ile verilen ifade t , model çıktısıdır. Poisson dağılımının genlik spektrogramını modellemek için kullanılması, KL ıraksayımını normalize edilmeden kullanımına karşılık gelmektedir [10].

Ayrıştırılmış kaynakları zaman bölgesinde elde etmek için karışımın işaretinin fazı ile yumuşak Wiener filtresi kullanılır:

$$\hat{\mathbf{y}}_t^{(i)} = \text{STFT}^{-1} \left(\frac{(\hat{s}_t^{(i)})^2}{\sum_c (\hat{s}_c^{(i)})^2} \odot \mathbf{x}^{(t)} \odot e^{j\Phi} \right). \quad (9)$$

(9) eşitliğinde Φ , karışım spektrogramının fazı, c bileşen indeksi, t hedef bileşen indeksidir. STFT^{-1} , kısa zamanlı ters Fourier dönüşümüdür.

3. Önerilen Metot

3.1. Model

Oto-Kodlayıcı Değişimli Bayes (AEVB), üretici modeller arasında güçlü ve etkili bir yöntem olarak kabul edilmektedir. AEVB algoritması, sonsal dağılımın yaklaşık parametrelerini kodlayıcı kullanarak kestirir.

Ancak, tüm veriye erişimin olmadığı durumlar için AEVB algoritmasının alternatif bir uygulaması önerilmektedir. Önerilen yöntem, değişimli oto kod çözümleri (VAD) olarak adlandırılmaktadır [11]. VAD ile, yaklaşık sonsal dağılımın parametreleri başlangıçta rasgele seçilir ve gradyan-temelli yöntemler ile bu parametreler güncellenir.

3.2. Değişimli Oto-Kodlayıcı

Değişimli oto-kodlayıcı (VAE) [5], üretici modelleri geliştirmek için kullanılan bir çerçevedir. $\mathcal{X} = \{\mathbf{x}^{(i)}\}_{i=1}^N$, eğitim veri kümesinin N örneğini içersin. Verinin z gizli değişkeninin rasgele bir süreci tarafından üretildiği varsayımı altında \mathbf{z} için $p_{\theta}(\mathbf{x}|\mathbf{z}) = \mathcal{N}(\mathbf{z}|\mathbf{0}, \mathbf{I})$ önsel dağılımı, ϕ ile parametrelendirilmiş kodlayıcı modeli, θ ile parametrelendirilmiş bir $p_{\theta}(\mathbf{x}|\mathbf{z})$ kod çözümleri tanımlanabilir. \mathcal{X} eğitim veri kümesi kullanıldığında, ϕ ve θ model parametreleri, stokastik gradyan çıkışı ve (2) numaralı denklemde ifade edilen değişimli alt sınır en büyüklere tahmin edilmektedir.

Gerçekleştirilen VAE modeli, [4] ile önerilen VAE modelini kullanmakla birlikte, önerilen çalışmada bir adet $g(\cdot)$ kodlayıcısı kullanılır ve bu kodlayıcı ile z_k değişkenleri ve h_k sınıf etiketleri kestirilir:

$$(\mathbf{z}, \mathbf{h}) = g(\mathbf{x}^{(i)}). \quad (10)$$

Kaynak ayrıştırma işlevi için oto-kodlayıcı kullanıldığında $\mathbf{s}_k^{(i)}$ orijinal kaynak işaretini, $\mathbf{x}^{(i)}$ karışım işaretinden ayırtmak için bir oto-kod çözümleri kullanılmaktadır:

$$\hat{\mathbf{s}}_k^{(i)} = f_{\theta_k}(\mathbf{z}_k), \quad f_{\theta_k}(\cdot) \geq 0. \quad (11)$$

Sinir ağının tek bir ileri geçişiyle, yukarıdaki model sayesinde test aşamasında hızlı çıkarım yapılabilir. Ancak bu yaklaşımda, eğitilmiş kodlayıcı yalnızca eğitim kümesindeki sınıf kombinasyonları üzerine uzmanlaşmıştır. Eğitim sırasında gözlemlenmeyen bir sınıf kombinasyonuna sahip karışım işareti test sırasında modele verildiğinde, model bu karışımı ayrıştırmada ve doğru sınıflandırmada zorlanmaktadır. Öte yandan, kod çözümler kaynak sınıflarının üretken modellerini öğrenme kapasitesine sahiptir ve eğitim kümesindeki verinin dağılımına büyük ölçüde bağlı değildir. Böylece, daha uyarlanabilir ve eğitilebilir yöntemler için yalnızca eğitilmiş oto-kod çözümler kullanılmamızı sağlamaktadır.

3.3. Değişimli Oto-Kod Çözümleri

Önerilen yöntemde, eğitim bittikten sonra $g(\cdot)$ kodlayıcı atılmakta ve test aşamasında kestirim için yalnızca $f_k(\cdot)$ kod çözümlerini kullanılmaktadır. Bu esnada amaçlanan, z_k ve h_k tahmininde, kodlayıcının tahminleri yerine optimizasyon kullanılmaktadır. Bu süreçte eğitilmiş kod çözümler parametreleri sabit tutulmaktadır. [11] çalışmasındaki VAD benzeri bir yaklaşım benimsenmektedir.

Orijinal VAE modelinde olduğu gibi $z_k = \mu_k + \sigma_k \odot \epsilon$ yeniden parametrelendirilmesi yapılır ve KL ıraksayı kullanılır. Bu yöntemle, z_k doğrudan tahmin edilmemekte; bunun yerine normal dağılıma sahip gizli z_k değişkeni için ortalama μ_k ve varyans σ_k^2 tahmin edilmektedir. Yalnızca kod çözümleri kullanan çıkarımda iki farklı yöntem uygulanmaktadır: tam kapsamlı ve birleşik.

Tam kapsamlı ters-VAE çıkarımında, tüm sınıf kombinasyonları değerlendirilerek, doğrudan birleştirme problemi çözümleri çalışılır. $h_k^{(i)}$ için uygun değerler ayarlanır ve aşağıda verilen model bütün olabilir sınıf kombinasyonları için en iyilenir:

$$\hat{\mathbf{x}}^{(i)} = \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^{(i)} h_k^{(i)}. \quad (12)$$

Son aşamada, tüm örnekler için kaybı en düşük olan $h_k^{(i)}$ değeri seçilir. Seçilmiş $h_k^{(i)}$ değerleri, tahmin edilen sınıf etiketleridir ve ilgili z_k değerleri, kaynak işaretinin kestirilmesini sağlar.

Alternatif olarak, yalnızca kod çözümlerinin ortak çıkarımında, $h_k^{(i)}$ 'nin olası değerleri için $\{0, 1\}$ yerine $(0, 1]$ aralığı alınarak, optimizasyon probleminin konveks olmaması sağlanır.

Genelleştirilmiş KL ıraksayı kullanıldığında, z_k ve h_k değerleri tahmin edilir ve aşağıdaki ifadeyi en küçükleme amacıyla Adam en iyileştirme uygulanır:

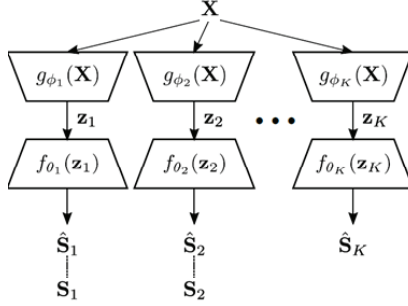
$$\arg \min_{z_k \in \mathbb{R}, h_k \in (0, 1]} D_{GKL}(\mathbf{x}^{(i)} \parallel \hat{\mathbf{x}}^{(i)}). \quad (13)$$

3.4. Eğitim

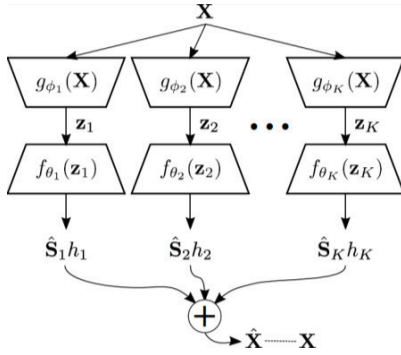
Eğitim esnasında, yalnızca sınıf etiketleri veya kaynak işaretleri kullanılabilir.

3.4.1. Kaynak İşaretiyle Eğitim

Eğitim esnasında kaynak işaretlerinin mevcut olduğu durumlarda, otomatik kodlayıcılar kullanılarak başlanır. $\mathbf{x}^{(i)}$, karışım işaretinin genlik spektrogramı olmak üzere, karışım işaretini oluşturan her bir $\mathbf{s}_k^{(i)}$ orijinal kaynak işareti, (5) eşitliği



Şekil 1: Kaynak İşareti ile eğitim için model mimarisi



Şekil 2: Kaynak sınıfı ile eğitim için model mimarileri.

ile verilen oto-kodlayıcıların kullanımı sonucunda tahmin edilebilir.

$\mathbf{x}^{(i)}$ ve $\mathbf{s}^{(i)}$, sırasıyla karışım işareti ve orijinal kaynak işaretlerinin genlik spektrumları olmak üzere; $\mathcal{X}_s = \{(\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{s}^{(i)})\}_{i=1}^N$ eğitim kümesinden [9] çalışmasında anlatılan yaklaşıma ulaşılabilir. Ancak, kayıp fonksiyonu olarak karesel hata yerine, (6) ile verilen KL ıraksayı kullanılmış olmalıdır.

Kaynak işaretleri kullanılarak eğitilen modelin yapısı Şekil 1' de verilmektedir. Şekil 1' de geliştirilmiş KL ıraksayı noktali çizgilerle belirtilmiştir. Daha sade bir gösterim için $^{(i)}$ örnek indeksleri gösterilmeyip, karışım işareti \mathbf{x}' in, sadece 1. ve 2. kaynak işaretlerinden oluştuğu varsayılır. Kaynak işaretleri kullanılarak eğitilen modelde kayıp, geliştirilmiş KL ıraksayı $D_{GKL}(s_1||\hat{s}_1) + D_{GKL}(s_2||\hat{s}_2)$ kullanımı ile orijinal ve kestirilen kaynak işaretleri arasında hesaplanır.

3.4.2. Kaynak Sınıfı ile Eğitim

$\mathbf{h}^{(i)} \in \{0, 1\}^K$, kaynak sınıf etiketleri olmak üzere, eğitim kümesi olarak $\mathcal{X}_h = \{(\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{h}^{(i)})\}_{i=1}^N$ kullanılmaktadır. Modelde, kaynakları kestirmek için $\mathbf{s}_k^{(i)}$ orijinal işaretlerine erişim olmayıp, yalnızca $h_k^{(i)}$ kaynak etiketleri kullanılır:

$$\hat{\mathbf{x}}^{(i)} = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{s}}_k^{(i)} h_k^{(i)}. \quad (14)$$

$\hat{\mathbf{s}}_k^{(i)}$ kaynaklarını kestirmek için,

$$D_{GKL}(\mathbf{x}^{(i)} || \hat{\mathbf{x}}^{(i)}) = \sum_j \mathbf{x}_j^{(i)} \log \frac{\mathbf{x}_j^{(i)}}{\hat{\mathbf{x}}_j^{(i)}} - \mathbf{x}_j^{(i)} + \hat{\mathbf{x}}_j^{(i)} \quad (15)$$

ile verilen $D_{GKL}(\mathbf{x}^{(i)} || \hat{\mathbf{x}}^{(i)})$ geliştirilmiş ıraksayıda, j , $\mathbf{x}^{(i)}$ 'nin elemanlarının indeksidir.

Böylelikle, $\mathbf{x}^{(i)}$ karışımının geri çatılması için sadece kaynak etiketleriyle ilişkili oto-kodlayıcılar kullanılmaktadır. Önerilen model, NOMA' daki gibi toplamsal bileşenler kullanmasına rağmen, NOMA' dan farklı olarak bileşenlerin temsilinde doğrusal yerine doğrusal olmayan şablonlar ile daha etkili sinir ağı modelleri kullanılabilir. Model, her bir kaynak işaretinin geri çatılmasında kod çözücü kullanırken, kodlayıcılar karışımı oluşturan diğer kaynaklara ait gürültü ve girişimleri ihmal eder ve oto-kodlayıcı kullanarak yalnızca ilişkili kaynak sınıfını öğrenir.

Eğitim esnasında kaynak sınıflarını kullanan model, Şekil 2' de görülmektedir. Kaynak sınıfları kullanılarak eğitilen modelde, maliyet fonksiyonu $D_{GKL}(x||\hat{x} = \hat{s}_1 + \hat{s}_2)$, karışım işareti \mathbf{x} ile kestirilen kaynaklar $\hat{\mathbf{s}}_k$, $k = 1, 2$ arasında hesaplanmaktadır.

3.5. Çıkarım

Tek kanallı kaynak ayrıştırma probleminde, kaynak işaretleri ile ilgili yeterince önsel bilgi mevcut değilse, sonsuz sayıda geçerli çözüm vardır. Kaynaklar hakkındaki önsel bilgi, üretici kaynak ayrıştırma yaklaşımlarında bir veya daha fazla üretici model aracılığıyla modele verilir. Bu yüzden, üretici modellerin yeni kaynak işaretleri oluşturmak için yeterince ön bilgisi bulunmaktadır. Çıkarım aşamasında, VAE ve VAD modelleri kullanılır. İleri çözüm, giriş işaretini (10) eşitliği ile gösterildiği gibi kodlayıcıya giriş olarak alarak, daha düşük boyutta gizli değişkenler üretir. Ters çözümde, kod çözücü, kodlayıcı tarafından üretilen gizli değişkenleri giriş olarak alarak, kaynak işaretlerini kestirir. İleri-çözümde VAE modeli kullanılırken, ters-çözümde test aşamasında kodlayıcı yerine VAD modeli kullanılmaktadır.

Ayrıştırılmış kaynakları zaman bölgesinde geri çatmak için karışım fazı ve (9) eşitliği ile verilen Wiener filtresi kullanılmaktadır.

3.6. Performans Tabanlı Maliyet Fonksiyonları

Kaynak ayrıştırma yöntemleri, ağırlıklı olarak genlik spektrumları üzerinde çalışmaktadır. Kaynak ayrıştırma yöntemlerinde maliyet fonksiyonu olarak, genellikle ortalama karesel hata (MSE) [1], KL ıraksayı [1], Itakura-Saito ıraksayı [2], Bregman ıraksayı [12] kullanılır.

Son yıllarda derin öğrenme tabanlı kaynak ayrıştırma yöntemleri, doğrudan zaman bölgesinde çalışmaktadır ve ayrıştırılan işaretleri doğrudan zaman bölgesinde geri çatmaktadır. Kaynak ayrıştırma yöntemlerinde ayrıştırma başarımı zaman bölgesinde ölçüldüğü için, maliyet fonksiyonu olarak doğrudan zaman bölgesindeki başarımlar ölçütleri kullanılabilir. Böylelikle en iyileştirmek istenen kayıp fonksiyonu, kaynak ayrıştırma başarımını da ölçtüğünden hedeflenen uygulamada, ayrıştırma daha başarılı hale gelmektedir.

Önerilen çalışmada KL ıraksayına ek olarak İşaret Gürültü Oranı (SNR), ortalama karesel hata (MSE), ve ölçek-değişmez İşaret Bozulma Oranı (SI-SDR) gibi ölçütler de kullanılmaktadır. Böylece, kaynak ayrıştırma başarımını değerlendiren ölçütler, eğitim esnasında da kullanılmakta ve başarımın yükselmesi amaçlanmaktadır.

Ortalama karesel hata (MSE), aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır:

$$MSE = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \left(y_t^{(i)}(k) - \hat{y}_t^{(i)}(k) \right)^2 \quad (16)$$

Burada k , zaman indeksini verirken, L , işaretin boyutudur.

BSS-Eval ölçütlerinden [13] İşaret Hata Oranı (SAR), İşaret Bozulma Oranı (SDR) ve İşaret Girişim Oranı (SIR), başarımı ölçmek için konuşma ayırma uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

İşaret-Gürültü-Oranı (SNR) aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\|y_t^{(i)}\|^2}{\|y_t^{(i)} - \hat{y}_t^{(i)}\|^2} \right) \quad (17)$$

SNR, BSS-Eval ölçütlerinden SDR' ye karşılık gelmektedir. (17) ile verilen eşitlikte, $y_t^{(i)}$ orijinal işaret, $\hat{y}_t^{(i)}$ kestirilen işaret, $y_t^{(i)} - \hat{y}_t^{(i)}$, ise gürültüdür. Gürültünün, yani orijinal ve kestirilen işaretler arasındaki farkın, orijinal kaynak işaretine göre ortogonal olması için orijinal veya kestirilen işaretler yeniden ölçeklendirilmelidir [14]. Gürültünün orijinal işarete dik olacağı şekilde orijinal işaretin yeniden ölçeklendirilmesi; $\hat{y}_t^{(i)}$ kestiriminin, $y_t^{(i)}$ tarafından kapsanan çizgi üzerine dik izdüşümünün alınmasına ya da bu çizgi boyunca $\hat{y}_t^{(i)}$ kestirimi için en yakın noktanın bulunmasına karşı gelir.

Ölçek-değişmez işaret-bozulma oranı (SI-SDR), SNR ölçütüne dayalı olarak, işaretin bozulma oranını daha doğru bir şekilde değerlendirmek için tanımlanmış bir ölçüttür. Orijinal işaretin ve kestirilen işaretin yeniden ölçeklendirilmesi ile bu değer, kaynak ayırma başarımını daha iyi temsil etmeyi amaçlar. SI-SDR aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır [14]:

$$SI - SDR = \frac{\|y_t^{(i)}\|^2}{\|y_t^{(i)} - \beta \hat{y}_t^{(i)}\|^2} = \frac{\|\alpha y_t^{(i)}\|^2}{\|\alpha y_t^{(i)} - \hat{y}_t^{(i)}\|^2} \quad (18)$$

(18) ile verilen tanımda, α ölçeklendirme çarpanı olup, orijinal kaynak işareti için en iyi değer $\alpha = \frac{y_t^{(i)T} y_t^{(i)}}{\|y_t^{(i)}\|^2}$ olacak şekilde elde edilir.

3.7. Mimari

T ve F , sırasıyla zaman ve frekans bileşenlerinin sayısını ifade ederken, önerilen model $T \times F$ boyutunda spektrogramları giriş işareti olarak alan Evrişimsel sinir ağları (CNN) kullanılmaktadır [15]. Kodlayıcı, üç evrişimsel katman, bir tam bağlı katman ve Gauss gizli katmanından oluşmaktadır. İlk evrişimsel katman, $1 \times F$ boyutunda 128 filtre kullanarak, tıpkı NOMA' da olduğu gibi frekans eksenini boyunca şablonlar öğrenir. İkinci ve üçüncü katmanlar, 4×1 boyutunda filtreler kullanan evrişimsel katmanlar olup, zamansal şablonları öğrenmektedir. Tam Bağımsız katmanda ve Gauss gizli çıktı katmanında sırasıyla 512 ve 128 filtre kullanılmaktadır. Kodlayıcı ve kod çözücünün yapısı simetrik. Kod çözücü, devrik evrişimler kullanır. Kodlayıcı ve kod çözücüde son katmanlar hariç diğer katmanların tümü düzeltilmiş doğrusal birim (ReLU) sapsmaları kullanılmaktadır. Son katmanlar dışındaki her katmana toplu normalleştirme uygulanmaktadır. Çıktının negatif olmasını önlemek için kod çözücüde son katman olarak yumuşak artı işlevi (softplus) $o(x) = \log(1 + e^x)$ kullanılmaktadır.

4. Deneyler

Önerilen yöntemin ayırma başarımı, tek gözlem içeren kaynak ayırma problemi çerçevesinde değerlendirilmiştir.

4.1. Veri Kümeleri

Geliştirilen modelin başarımı üç veri kümesi üzerinde değerlendirilmektedir. Kullanılan ilk veri kümesi, Sıfırdan Dokuza Konuşma Komutları (SC09) içeren 10 sınıflı bir veri kümesidir [16]. Bu küme, bir saniye süresine sahip rakam ifadelerinden oluşmaktadır. Eğitim kümesi, farklı kayıt koşulları altında farklı konuşmacıları, farklı ses yüksekliği, gürültü, hizalama ve yanlış etiketleme gibi durumlar içerdiğinden zorludur. Veri kümesinde tamamı sessizlik olan kısımlar ve farklı dillerde ifade edilen sayılar dahi bulunmaktadır.

Diyalog seslerinin arka plan seslerinden ayrıştırılması hedeflendiği için, ikinci ve üçüncü veri kümelerinde film sesleri kullanılmaktadır. Başarımı nesnel olarak ölçülememiz için, tüm kaynaklara ayrı ayrı erişimimiz olmalıdır. Ancak, gerçek film kayıtlarında tüm kaynaklara erişim mümkün olmayacağı için başarımlar, nesnel olarak ölçülemez. Bu nedenle, diyalog ayırtmada nesnel başarımlar ölçülemek için, ¹ adresinde bulunan film sesleri ile SC09 [16] ve GRID [17] veri tabanlarından alınan konuşma sesleri kullanılmaktadır.

İkinci veri kümesindeki kaynaklar konuşma ve arka plan sesleri şeklinde iki farklı tür içerdiğinden, sınıf-tabanlı eğitilen modeller için tanımlanabilirlik problemi yaratabilir. Bu problemi aşmak amacıyla üçüncü bir veri kümesi daha oluşturulmuştur. Üçüncü veri kümesi, ikinci veri kümesinde bulunan arka plan sesleri ile GRID veri Kümesinden [17] bir kadın ve bir erkek konuşmacının sesleri birleştirilerek oluşturulmuştur.

Her üç veri kümesi için, kayıtlar, 8,600 Hz ile alt örneklenmekte ve tüm kayıtların Karesel Ortalamalarının Kökü (RMS), hedeflenen RMS değerine normalleştirilmektedir. Bu RMS normalizasyonu, kayıtların ses yüksekliğindeki farklılıkları azaltmak için elzemdir.

İlk veri kümesi, 10 sınıflı SC09 veri kümesinden beş sınıf seçilerek oluşturulmuştur. Karışım işaretlerini elde etmek için $C(5; 2) = 10$ etiket kombinasyonunun $\{0,1\}$, $\{0,2\}$, vb. şekilde bir listesi oluşturulur. Sonrasında, kombinasyondaki sınıf etiketlerinden seçilen kayıtlar 0 dB ile karıştırılır. Veri kümesi sırasıyla 15,000 eğitim, 1,875 sağlama ve 1,875 test verisi içermektedir.

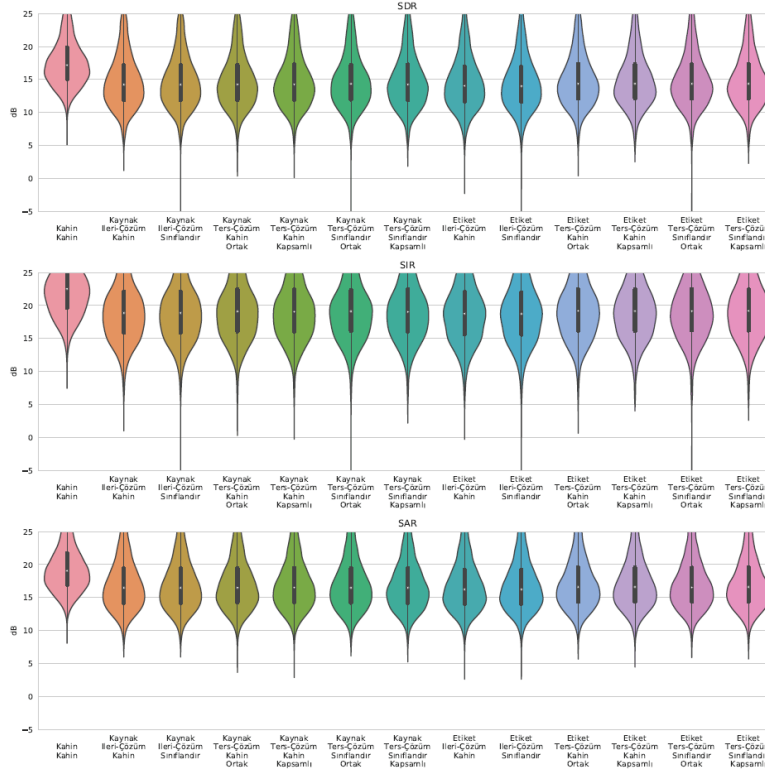
İkinci veri kümesi, iki sınıflı kaynak ayırma deneyi için kullanılmaktadır. Birinci sınıfta konuşma sesleri, ikinci sınıfta film arka plan sesleri bulunmaktadır. Arka plan sesleri, ¹ adresinde bulunan film seslerinin konuşma işareti içermeyen kayıtlarından seçilmektedir. İlk veri kümesinde olduğu gibi, tüm sesler bir saniye süresindeki seslere bölünerek toplam 828 arka plan, 15,928 konuşma sesi oluşturulmaktadır. İki sınıftan rasgele seçilen işaretler 0 dB ile karıştırılmaktadır. İkinci veri kümesinde 15,000 eğitim, 1,875 sağlama ve 1,875 test verisi bulunmaktadır.

Tüm veri kümelerinde, karışım işaretlerine %50 örtüşme ile 400 noktalı Hanning penceresi kullanılarak kısa zamanlı Fourier Dönüşümü (STFT) uygulanmaktadır. Elde edilen spektrogramlar, $F = 201$ frekans bileşeni ve $T = 44$ zaman bileşeni içermektedir.

4.2. Değerlendirme Ölçütleri

Kaynak ayırma sonuçları BSSEVAL araç kutusundaki [13] İşaret Hata Oranı (SAR), İşaret Bozulma Oranı (SDR) ve İşaret-Girişim Oranı (SIR) ile değerlendirilmektedir. Diğer kaynak işaretlerinden kalan girişim yani gürültü miktarı SIR ile,

¹ <https://soundbible.com/tags-movies.html>



Şekil 3: VAE modeli kullanılarak kaynak işaret ile eğitim-sınıf etiket ile eğitim; ileri çözüm ile çıkarım-ters çözüm ile çıkarım yöntemi ile ilk veri kümesi üzerinde elde edilen SAR, SDR ve SIR türünden başarımlar.

ayırıştırma işleminden kaynaklı hatalar SAR ile ve genel ayırıştırma başarımı SDR ile ölçülür.

Önerilen yöntem sonucunda elde edilen işaretlerin algısal kalitesini ölçmek için, üçüncü veri kümesinde Algısal Konuşma Kalitesi (PESQ) [21] ölçülmüştür. PESQ değeri, ses kalitesini algısal olarak ölçer ve $[-0.5, 4.5]$ aralığında bir değer almaktadır. PESQ değerinin yüksek olması, algısal konuşma kalitesinin yüksek olduğunu ifade eder.

4.3. Deneysel Sonuçlar

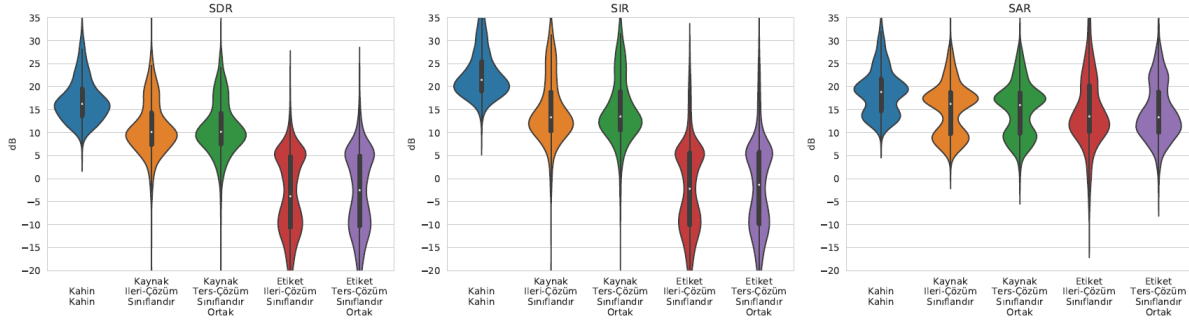
Tüm deneyler PyTorch 0.4.1 ve NVIDIA Tesla K80 GPU kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Varsayılan parametreler ile Adam optimizasyon algoritması [18] kullanılmaktadır. $\beta = 10$ olarak seçilmiştir. Toplu iş boyutu olarak 100 alınmıştır. Her 200 yinleme sonrası doğrulama kümesinde hesaplanan geri çatma kaybında, 5 yinleme boyunca bir iyileştirme olmazsa eğitime son verilmektedir. Fazla hiperparametre ayarına gereksinim duyulmadan başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Eğitim iki farklı şekilde gerçekleştirilmektedir: kaynaklar kullanılarak ve sınıf etiketi kullanılarak. Kestirim için, VAE ve VAD modelleri kullanılmıştır. İleri çözümde, VAE modeli kullanılırken, ters-çözümde VAD modeli kullanılmaktadır. Sınıf etiketinin mevcut olduğu durum kâhin olarak adlandırılmakta ve eğitim kümesinde olduğu gibi, $\mathbf{X}_{test} = \{(\mathbf{x}^{(i)}, \mathbf{h}^{(i)})\}_{i=1}^N$ test kümesinde, $\mathbf{h}^{(i)}$ kaynak sınıfı etiketlerinin mevcut olduğu varsayılmaktadır. Test kümesinin sadece karışım işaretlerinden oluştuğu durumda, sınıf bilgisi kestirilmektedir ve bu durum için grafiklerde “sınıflandır” etiketi kullanılmaktadır. VAD modeli, ters çözüm için iki yöntem incelemektedir: kapsamlı çözüm ve ortak çözüm.

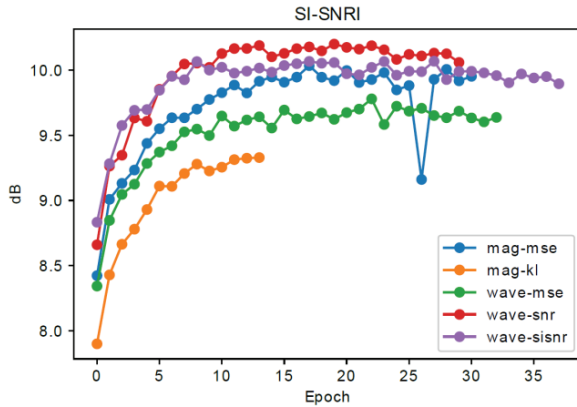
[4] ile verilen çalışmamızda, önerdiğimiz VAE yöntemi, kaynak sınıfı ile eğitim ve kaynak işareti ile eğitim durumlarında oto-kodlayıcı (AE) ile kıyaslanmış olup, AE yöntemi ile kaynak ayırıştırma uygulandığında; kaynak işaretlerine erişim olmadığında başarımın düştüğü gözlemlenirken, önerilen VAE kullanıldığında başarımların düşmemektedir. Bu çalışmanın [4] numaralı çalışmamıza göre katkısı, sınıf etiketlerine erişimin de olmadığı durumda sınıf etiketlerini de kestirebilmesidir.

İlk deney, VAE modeli kullanılarak kaynak işareti ile eğitim-sınıf etiketi ile eğitim; ileri-ters çözüm ile çıkarım yöntemi ile ilk veri kümesi üzerinde gerçekleştirilmektedir. Orijinal kaynaklara erişimin olduğu uzman ölçümleri de karşılaştırma için dahil edilmiştir.

Şekil 3, elde edilen SAR, SDR ve SIR türünden ölçümleri keman grafiği olarak göstermektedir. Her bir grafik açıklaması dört ayrı bileşenden oluşmaktadır. (1) eğitim yöntemi, (2) işaret kestirimi (3) sınıf kestirimi ve (varsa) (4) ters çözüm yöntemi. Yatay eksenle belirtilen yöntemlerle ilgili dört ifade bulunmaktadır. İlk ifade, eğitim yöntemini belirtmektedir. İki farklı eğitim yöntemi incelenmiştir: Kaynak ve Sınıf. Kaynak, eğitim esnasında kaynak işaretlerinin kullanılmasına; sınıf, eğitim esnasında sınıf etiketlerinin kullanılmasına karşılık gelmektedir. İkinci ifade, işaret kestirimi için kullanılan yöntemler verilmiştir: Kâhin, İleri-Çözüm ve Ters-Çözüm. Bu yöntemlerden Kâhin, kâhin kestirimini; İleri-Çözüm, ileri çözüm işaret kestirimini; Ters-Çözüm, ters çözüm işaret kestirimini temsil eder. Üçüncü ifade sınıf kestirim yöntemi ile ilgili bilgi taşımakta olup, iki şekilde sınıf kestirimi yapılmaktadır: Kâhin ve Sınıflandır. Kâhin, sınıf kestiriminin dışardan verildiği; Sınıflandır, modelin kendisinin sınıf



Şekil 4: VAE modeli kullanılarak ikinci veri kümesi üzerinde elde edilen SAR, SDR ve SIR türünden başarımlar.



Şekil 5: Eğitim esnasında kullanılan farklı kayıp fonksiyonları için elde edilen SI-SNRI türünden başarımlar

kestirimi yaptığı yöntemleri ifade eder. Eğer işaret kestirimi için ters-çözüm kullanıldıysa, dördüncü ifadede hangi ters çözüm yönteminin kullanıldığı belirtilmektedir: Ortak ve Kapsamlı. Yatay eksende SAR, SDR ve SIR türünden verilen başarımlarda ilk yöntemin altında sadece Kâhin, Kâhin yazmakta olup, bu durum sınıf etiketlerinin ve kaynak işaretlerinin bilindiği senaryoya karşılık gelmektedir ve önerilen yöntemlerin başarımlarını kıyaslamak için verilmiştir.

Öncelikle, Kaynak eğitilmiş modellerin SAR, SDR ve SIR değerlerinin beklenildiği üzere daha yüksek olduğu görülmektedir. Kaynak eğitilmiş modeller arasında SDR değerleri karşılaştırıldığında Ters-Çözüm işaret kestirimi kullanan modellerin 1-2 dB daha iyi başarımlar sergilediği dikkat çekmektedir. Bu sonuç, üretici modellerin öğrenebildiği senaryolarda, Ters-Çözüm işaret kestiriminin İleri-Çözüm işaret kestirimine kıyasla bir avantaj sunduğunu ortaya çıkarmaktadır. Etiket eğitilmiş modellerde de benzer bir başarımlar farkı gözlemlenmiş olup, yaklaşık 0.5 dB civarındaki bu fark, Kaynak eğitilmiş modellere kıyasla daha düşük seviyededir. Bu farkın, üretici modelin öğrenme kapasitesine bağlı olduğunu düşündüğümüzden, beklentilerimizle uyumlu olduğu görülmektedir.

İkinci deneyde, ikinci veri kümesi üzerinde VAE modeli kullanılarak kaynak işaret eğitimi ile sınıf etiket eğitimi karşılaştırılmıştır. Sonuçlar Şekil 4'te sunulmuştur. SDR ve SIR değerleri açısından değerlendirildiğinde, kaynak eğitilmiş ayrıştırıcıda SDR değeri ortalama 10 dB civarındayken, etiket eğitilmiş ayrıştırıcıda ortalama SDR değeri yaklaşık -5 dB olarak elde edilmiştir. Girişim miktarını ölçen SIR değerlerinde de benzer bir durum gözlemlenmiş ve kaynak eğitilmiş

ayrıştırıcının, etiket eğitimine kıyasla ortalama 15 dB daha yüksek performans gösterdiği belirlenmiştir.

Bu veri kümesinde yalnızca iki sınıfın bulunması, yalnızca sınıf etiketleri kullanılarak çözülemeyen bir tanımlanabilirlik sorununa yol açmaktadır. Bu nedenle, sadece iki sınıf içeren durumlarda, etiket eğitimi ile gerekli üretici modelleri öğrenilememektedir. Bu sorunu aşmak amacıyla üçüncü deneyde, üç sınıflı bir diyalog geliştirme senaryosu tasarlanmıştır.

Üçüncü deneyde, Bölüm 3.5'te açıklanan başarımlar ölçütlerinin maliyet fonksiyonu olarak kullanılmasının başarıma etkisi incelenmiştir. Deneyler, SC09 kümesinden seçilen üç sınıflı bir alt küme üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, 1,500 eğitim ve 1,000 test karşım işareti oluşturulmuştur. Deneylerde, kaynak işareti denetimi ve standart oto-kodlayıcı ile birlikte aşağıdaki maliyet fonksiyonları kullanılmıştır:

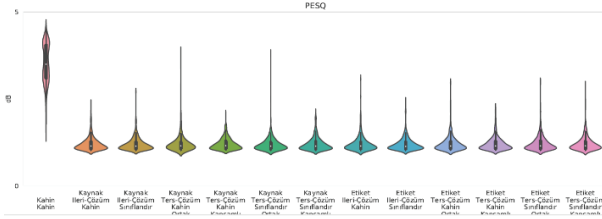
- **mag-mse**: Genlik spektrogramında ortalama karesel hata.
- **mag-KL**: Genlik spektrogramında Kullback-Leibler (KL) ıraksığı.
- **wave-mse**: Sesin zaman bölgesinde ortalama karesel hata.
- **wave-snr**: Sesin zaman bölgesinde İşaret-Gürültü-Oranı (SNR).
- **wave-sisnr**: Sesin zaman bölgesinde ölçek-değişmez İşaret-Gürültü-Oranı (SI-SNRI).

Bu makalede önerilen evrişimli yapay ağ mimarilerimiz, genlik spektrogramına uygulanır. Ancak, zaman bölgesinde tanımlanan maliyet fonksiyonlarının kullanılabilmesi ve uçtan uca eğitim [19] gerçekleştirilebilmesi için PyTorch kütüphanesinden türevi alınabilir bir kısa zamanlı ters Fourier Dönüşümü (ISTFT) işlevi kullanılmaktadır. Bu sayede, gradyan bilgisi ISTFT aracılığıyla geri yayılabilir.

Adil bir karşılaştırma sağlamak amacıyla, eğitim sırasında maliyet fonksiyonu değerlendirme kümesinde hesaplanmakta ve bu metrik erken durdurma için kullanılmaktadır. Değerlendirme kümesinde hesaplanan maliyet fonksiyonu 10 ardışık iterasyon boyunca azalma göstermezse, eğitim süreci sonlandırılmaktadır.

Farklı kayıp fonksiyonları kullanıldığında elde edilen SI-SNRI türünden başarımlar sonuçları Şekil 5'te görülmektedir. Kayıp fonksiyonları zaman bölgesinde hesaplandığında, ayrıştırma başarımları daha yüksek olurken, en başarılı ayrıştırma **wave-snr** kayıp fonksiyonu olarak kullanıldığında elde edilmiştir.

Üçüncü veri kümesinde yapılan deneylerde algısal konuşma kalitesi PESQ [20] değerleri ile ölçülmüş olup, sonuçlar Şekil 6 ile raporlanmaktadır. Kaynak ve etiket eğitilmiş



Şekil 6: Üçüncü veri kümesi üzerinde PESQ türünden başarımların keman grafikleri olarak gösterilmiştir.

modeller için PESQ değeri 1.14 dB civarında olup, tüm eğitim-çıkartım çeşitleri için yakın sonuçlar elde edilmiştir.

Önerilen yöntem, akan veri üzerinde de uygulanabilir. Bir sistemin gecikmesi G_{toplam} , iki ana bileşenden oluşur: G_b , ilk çıktıyı üretmek için gereken işlem süresi ve G_i , her bir çıktının üretilmesi için gerekli işlem zamanıdır. Model, öncelikle, NVIDIA Tesla K80 GPU' suna yüklenmektedir. İşlemler, 400 örneklik zaman çerçeveleri için gerçekleştirilmektedir. Örnekleme frekansı olarak 8,600 Hz kullanıldığı için, 400 örneğe sahip bir çerçeve 47 ms' lik bir süreyi kapsamaktadır. Bu koşullarda $G_b = 3.3 ms$ olup, bir çerçeve, $G_i = 1 ms$ sürede ayrıştırılmaktadır. Böylece, sistemin toplam gecikmesi $G_{toplam} = 4.3 ms$ olmaktadır. Bu süre, sistemin filmlerde diyalogları ayırmak amacıyla rahatlıkla kullanılabileceğini gösterir. Buna ek olarak, ortak ve kapsamlı ters çözüm en iyileme yöntemleri de 10.06 s ve 14.52 s sürmektedir. Her iki yöntem de dengeli olmayan veri kümelerinde yüksek başarımlı ayrıştırma yapabilmekte olup, filmlerde diyalog ayrıştırmak için ihtiyaç duyulan işlem süreleri gereksinimlerin üzerindedir.

5. Sonuç

Bu makale, kaynak işaretlerine erişim sağlanmadığı ve yalnızca sınıf etiketlerine sahip olduğu ve olunmadığı senaryolar için negatif olmayan VAE ve VAD modelleri önermektedir.

Kaynak işaretleriyle ilgili sınıf etiketlerine ihtiyaç duyulmadan, sınıf etiketi kestirimi ve kaynak ayrıştırma eş zamanlı gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca, yalnızca karışım işaretlerine erişimin olduğu ve sınıf etiketleri ile kaynak işaretlerine erişimin olmadığı bir senaryo için VAD modeli önerilir. VAD ve VAE modelleri kullanılarak, kaynak ayrıştırma başarımı üç farklı veri kümesinde değerlendirilmiştir. Başarım, SAR, SDR ve SIR türünden ölçülmüş olup, eğitimde sınıf etiketlerinin ve orijinal kaynak işaretlerinin kullanıldığı senaryolarda elde edilen başarımların benzer olduğu gösterilmiştir. Kaynak işaretlerinin kestirimi için ileri çözüm ve ters çözüm yöntemleri karşılaştırıldığında, ters çözüm ile elde edilen başarımın daha iyi olduğu görülmüştür. Eğitim sırasında kaynak sınıflarına erişim olduğu durum ile kaynak sınıflarının kestirildiği durumlar karşılaştırılmış; kaynak sınıfına erişimin olmadığı durumda da benzer bir başarımla kaynakların ayrıştırılabildiği gözlemlenmiştir.

Ayrıca, zaman bölgesinde, uçtan uca çalışabilen bir kaynak ayrıştırma yöntemi geliştirilmiştir. Uçtan uca çalışan kaynak ayrıştırma ile, zaman bölgesinde ses kalitesini ölçen MSE, SI-SNR ve SNR gibi başarımlı ölçütlerinin eğitim esnasında kayıp fonksiyonu olarak kullanılması da sağlanmıştır. Geliştirilen yöntem, gerçek zamanlı olarak çalışabilen yeteneğine sahiptir.

6. Kaynaklar

- [1] D. D. Lee, ve H. S. Seung, "Algorithms for non-negative matrix factorization", *Advances in neural information processing systems*, 2000.
- [2] C. Févotte, E. Vincent, ve A. Ozerov. "Single-channel audio source separation with NMF: divergences, constraints and algorithms", *Audio Source Separation*, Springer, 2018, 1-24.
- [3] Ç. Hızlı, E. Karamatlı, A. T. Cemgil, ve S. Kırılmaz, "Değişimli Oto-Kodlayıcılar Kullanılarak Birleşik Kaynak Ayrıştırma ve Sınıflandırma-Joint Source Separation and Classification Using Variational Autoencoders", *In 28th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2020.
- [4] E. Karamatlı, A. T. Cemgil, ve S. Kırılmaz, "Audio Source Separation Using Variational Autoencoders and Weak Class Supervision", *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 1349-1353.
- [5] D. P. Kingma, ve M. Welling, "Auto-encoding Variational Bayes". *In Proc. ICLR*, 2014.
- [6] I. Higgins, L. Matthey, A. Pal, C. Burgess, X. Glorot, M. Botvinick, S. Mohamed, ve A. Lerchner, "beta-vae: Learning basic visual concepts with a constrained variational framework", *In Proc. ICLR*, 2017.
- [7] D. Wang, ve J. Chen, "Supervised Speech Separation Based on Deep Learning: An Overview", *IEEE/ACM transactions on audio, speech, and language processing* 26.10 (2018): 1702-1726.
- [8] S. Kırılmaz, A. Ozerov, A. Liutkus, ve L. Girin, "Perceptual coding-based Informed Source Separation," *2014 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Lisbon, Portugal, 2014, pp. 959-963.
- [9] E. M. Grais, ve M. D. Plumbley, "Single channel audio source separation using convolutional denoising autoencoders". *2017 IEEE global conference on signal and information processing (GlobalSIP) 2017*.
- [10] A. T. Cemgil, "Bayesian inference for nonnegative matrix factorisation models", *Computational intelligence and neuroscience*, 2009(1), 785152
- [11] A. Zadeh, Y. C. Lim, P. P. Liang, ve L. P. Morency, "Variational auto-decoder: A method for neural generative modeling from incomplete data." *arXiv preprint arXiv:1903.00840*, 2019.
- [12] S. Sra, ve I. S. Dhillon, "Generalized nonnegative matrix approximations with bregman divergences". *Advances in neural information processing systems*, 2006, pp. 283–290).
- [13] E. Vincent, R. Gribonval, ve C. Févotte, "Performance measurement in blind audio source separation", *IEEE transactions on audio, speech, and language processing* 14.4 (2006): 1462-1469.
- [14] J. Le Roux, S. Wisdom, H. Erdogan, ve J. R. Hershey, "SDR–Half-Baked or Well Done?", *2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. IEEE, 2019, (pp. 626–630).
- [15] W. Hsu, Y. Zhang, ve J. Glass, "Learning Latent Representations for Speech Generation and Transformation", *Interspeech 2016; Sep 8-12; San Francisco, CA*. 2016. p. 1770-1774.
- [16] P. Warden, "Speech Commands: A Dataset for Limited-Vocabulary Speech Recognition". *arXiv preprint arXiv:1804.03209*, 2018.

- [17] M. Cooke, J. Barker, S. Cunningham, ve X. Shao, “An audio-visual corpus for speech perception and automatic speech recognition”. *The Journal of the Acoustical Society of America* 120.5, 2006: 2421-2424.
- [18] D. P. Kingma, ve J. Ba, “Adam: A method for stochastic optimization *arXiv preprint arXiv:1412.6980*, 2014.
- [19] S. Venkataramani, E. Tzinis, ve P. Smaragdis, “End-to-end Non-Negative Autoencoders for Sound Source Separation”, *ICASSP 2020-2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2020. p. 116-120.
- [20] A. W. Rix, J. G. Beerends, M. P. Hollier, ve A. P. Hekstra, “Perceptual evaluation of speech quality (PESQ)-a new method for speech quality assessment of telephone networks and codecs”. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2, 2001, (pp. 749–752).

Özgeçmişler



Serap Kırılmaz, doktora derecesini İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği Bölümünden almıştır. Doktora çalışması sırasında Hollanda'nın Eindhoven kentinde bulunan Philips Araştırma Merkezinde ve Amerika Birleşik Devletlerinde bulunan Boston Üniversitesi, Bilişsel ve Sinir Sistemleri Bölümünde misafir araştırmacı olarak çalışmıştır. Fransa'nın Grenoble kentine bulunan Gipsa-Lab'da doktora sonrası araştırmacı olarak görev yapmıştır. Halen MEF Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde doktor öğretim üyesi olarak çalışmaktadır. Araştırma alanları arasında sayısal işaret işleme, örüntü tanıma, ses damgalama, ses kaynak ayrıştırma, matris ve tensör ayrıştırma, yüz ifadelerinden duygusu tanıma ve makine öğrenmesi yer almaktadır.

Kuantum Anahtar Dağıtım Protokolleri ve Saldırı Yöntemleri

Quantum Key Distribution Protocols and Attack Methods

Derin Akata

derinakata@gmail.com

 0009-0007-1907-6733

Özet

Kriptografi, modern dünyada güvenli iletişim için hayati öneme sahiptir. Son yıllardaki teknolojik gelişmeler, günümüz kriptografisini tehdit edebilecek kuantum bilgisayarların yakın gelecekte ortaya çıkabileceğini gösterdi. Bu durumda geleneksel kriptografi metotları güvenli iletişimi sağlamada yeterli olamayacağından, Kuantum Sonrası Kriptografi (KSK) algoritmaları ve Kuantum Anahtar Dağıtım (KAD) sistemleri gibi çözümler öne çıkmaktadır. KAD sistemlerinin güvenliği, geleneksel kriptografik metotların aksine doğa yasalarına dayandığından, teoride tamamen güvenli olsa da teknolojik yetersizlikler nedeniyle pratikte henüz tamamen güvenli değil.

Bu derlemede, KAD sistemlerinin güvenliğini tehdit eden saldırı yöntemlerine kapsamlı bir bakış sunulurken, kriptografinin tarihi, KSK algoritmaları, kuantum mekaniği, KAD protokolleri ve uygulama alanları da incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kuantum, Anahtar Dağıtım, KAD, Saldırı, Hacking, BB84, B92, E91, SARG04, Kriptografi, Kriptoloji

Abstract

Cryptography has always been a sensitive topic, but in the modern world, it has become crucial for secure communication. Recent technological advancements indicate that quantum computers, which could undermine today's cryptographic methods, may emerge in the near future. In this case, traditional cryptographic methods may not be sufficient to ensure secure communication, bringing Post-Quantum Cryptography (PQC) algorithms and Quantum Key Distribution (QKD) systems to the forefront. The security of QKD systems is guaranteed by the laws of nature, rather than traditional cryptographic methods. However, while QKD is theoretically completely secure, current technological limitations mean these systems are not yet completely secure in practice.

In this paper, I present a comprehensive literature review and comparative study on QKD hacking strategies while also discussing the history of cryptography, PQC algorithms, quantum mechanics, QKD protocols, and their application areas.

Keywords: Quantum, Key Distribution, QKD, Attack, Hacking, BB84, B92, E91, SARG04, Cryptography, Cryptology

1 Giriş-Modern Kriptoloji ve Tehditler

Binlerce yıldır krallar, kraliçeler, generaller ülkelerini ve ordularını yönetmek için iletişimin gücüne güvendi. Bilginin güvenliği bazen bir savaşın sonucunun değişmesine, bazen de bir kraliçenin ölümüne yol açtı. Bilginin saklanması, iletilirken sadece istenilen kişiler tarafından doğru olarak okunabilmesini sağlama isteği insanlık tarihi kadar eskiye dayanır. Kriptografi, bu isteğin hayata geçirilebilmesini sağlayan sanat ve bilim olarak literatürde yerini aldı[1]. Etimolojik olarak Yunanca krypto's (saklı) ve logos (kelime) kelimelerinin birleştirilmesinden meydana gelen bu sözcük bugün bizlere bilgi çağının kapılarını da araladı[2]. İlk kriptografik teknikler Antik Mısır'da M.Ö 1900'lerde kullanılsa da sistematik olarak M.Ö 100'lerde Jul Sezar tarafından bugün kendi ismiyle anılan harf veya sayıların yer değiştirmesine dayanan şifreleme yöntemiyle yaygınlaştı.

Bilgisayarların icadı ve iletişim ağlarının yaygınlaşmasıyla birlikte kriptografi hayatımızın her alanında yerini aldı. 1970'li yılların başı itibarıyla IBM tarafından geliştirilen Data Encryption Standard (DES), ardından 1976'da Diffie-Hellman Anahtar Değişim Algoritması ve 1977'de ortaya çıkan RSA (Rivest-Shamir-Adleman) algoritmasıyla beraber modern kriptografi tarihinde büyük bir atılım gerçekleşti.

Günümüzde kullanılan RSA gibi asimetrik kriptografi algoritmaları yüksek basamaklı asal sayıların çarpanlarına ayrılmasındaki zorluktan ileri gelmektedir. Peter Shor tarafından 1994 yılında yayınlanan ve bugün adıyla anılan Shor Algoritması[3] bizlere asal sayıların çok daha kısa sürede çarpanlarına ayrılabilceğini gösterdi. Bununla birlikte Lov Grover tarafından 1996 yılında yayınlanan makale[4] veritabanı aramalarının kuantum mekaniği sayesinde çok daha hızlı yapılabileceği fark ettirmiştir. Her ne kadar bu algoritmalar, şifreleme algoritmalarının çok hızlı olarak kırılabilceğinin mümkün olduğunu gösterse de kuantum bilgisayarların henüz istenilen yüksek işlem gücü seviyesinde olmamasından dolayı verimli olarak çalışmamaktadır. 2023 yılı itibarıyla araştırmacılar Shor algoritmasının çok daha az kubit (372) ile çalıştırılabilceğini iddia [5] etmişlerse de Google araştırmacıları tarafından bu durum yalanlanmıştır[6]. Yine de Shor ve Grover algoritmalarıyla beraber açık anahtar

şifrelemesi için geri sayım başladığı yadsınamaz bir gerçektir

1990'lı yılların ortalarıyla beraber hızlanan kuantum bilgisayar geliştirme çalışmaları farklı ticari şirketler ve ülkeler tarafından desteklenmiş, 2019 yılı itibariyle 16 kubitlik dünyanın ilk ticari kuantum bilgisayarı IBM Q System One tanıtılmıştır. Aynı yıl içerisinde Google Yapay Zekâ Departmanı "Sycamore" adında 53 kubitte oluşan yarı iletken tabanlı kuantum işlemcisi tanıttı ve ilk kuantum üstünlüğüne ulaşan bilgisayar oldu[7]. 2020 Aralık itibariyle Çin Bilim ve Teknoloji Üniversitesi'nden (USTC) bir ekip tarafından kuantum üstünlüğüne ulaşan ilk foton tabanlı kuantum bilgisayar geliştirildi[8].

1.1 Kuantum Sonrası Kriptografi

K-Gününün çok da uzak olmadığını düşünen araştırmacılar tarafından 2006 yılında Post Quantum Crypto (PQCrypto) konferanslarıyla AB destekli olarak başlayan Kuantum Sonrası Kriptografi çalışmaları 2013 yılında "Quantum-Safe Cryptography" atölyeleri ve 2015 yılında Amerikan Standartları Enstitüsü (NIST) tarafından düzenlenen ve 140'tan fazla katılımcının dahil olduğu "Cybersecurity in a Post-Quantum World" atölyesi ile ivmelendi.

2016 yılı itibariyle NIST tarafından NISTIR 8105 dokümanının yayınlanması[9] ile Kuantum sonrası kriptografi çalışmalarında standardizasyon için çalışmalar hızlandı. Dokümanda NIST simetrik şifreleme algoritmalarının halen güvenli olduğunu; ancak yüksek bitlerde şifreleme yapılması gerektiğini, asimetrik ve e-imza algoritmalarının ise K-Günü sonrası güvenliğini yitireceğini açıkladı. Bu algoritmalar yerine geçebilecek Kafes Tabanlı Kriptografi, Kod Tabanlı Kriptografi, Çok değişkenli Kriptografi, Hash Tabanlı İmzalar ve diğerleri olmak üzere 5 ana grup belirlendi.

Tablo 1-1 Algoritma Karşılaştırmaları

| Kriptografik Algoritma | Tipi | Amaç | Geniş Ölçekli Kuantum Bilgisayarın Etkisi |
|----------------------------|------------------|---------------------------|---|
| AES | Simetrik Anahtar | Şifreleme | Daha Uzun Anahtar Boyutları Gerekli |
| SHA-2, SHA-3 | | Hash Fonksiyonları | Daha Uzun Çıktılar Gerekli |
| RSA | Açık Anahtar | İmzalar, Anahtar Değişimi | Güvenli Değil |
| ECDSA, ECDH (Eliptik Eğri) | Açık Anahtar | İmzalar, Anahtar Değişimi | Güvenli Değil |
| DSA (Finite Field) | Açık Anahtar | İmzalar, Anahtar Değişimi | Güvenli Değil |

2016 yılı sonunda açık anahtar ve e-imza kategorilerinde KSK algoritmaları için NIST'in yayınladığı çağrıya[10] tüm dünyadan başvurular yapıldı. Çağrı kapanışı olan 2017 itibariyle toplam 82 aday başvuru yaptı ve bunlardan 69'u minimum gereklilikleri sağlayarak değerlendirilmeye alındı.

2018 yılında NIST ilk KSK Standardizasyon konferansını PQCrypto ile beraber düzenledi, konferansta yarışmadaki algoritmalar için görüşmeler sağlandı. Tablo 1-2'de görüldüğü üzere 2019 yılında bu adaylardan 17'si açık anahtar ve 9'u e-imza algoritmaları olmak üzere toplam 26 aday algoritma ikinci tura geçmeye hak kazandı[11].

Tablo 1-2 PQC 1. Tur Kazananları

| Algoritma Tipi | Açık Anahtar | E-İmza | Toplam |
|----------------|--------------|----------|-----------|
| Kafes tabanlı | 9 | 3 | 12 |
| Kod Tabanlı | 7 | - | 7 |
| Çok değişkenli | - | 4 | 4 |
| Hash Tabanlı | - | 1 | 1 |
| Diğer | 1 | 1 | 2 |
| Toplam | 17 | 9 | 26 |

2020 yılında ikinci tur sonuçları IR 8309 dokümanı ile açıklanarak 4 açık anahtar, 3 e-imza algoritması asil; 5 açık anahtar ve 3 e-imza algoritması da yedek adaylar olarak belirlendi[12].

Tablo 1-3PQC 3. Tur Seçilenler

| ASİL | | YEDEK | |
|--------------------------|---------------------|--------------------------|-----------------|
| Açık Anahtar Şifrelemesi | Dijital İmzalar | Açık Anahtar Şifrelemesi | Dijital İmzalar |
| Classic McEliece | CRYSTALS/DI LITHIUM | BIKE | GeMSS |
| CRYSTAL S-KYBER | FALCON | FrodoKEM | Picnic |
| NTRU | Rainbow | HQC | SPHINCS+ |
| SABER | | NTRU Prime | SIKE |

2022 yılıyla beraber üçüncü tur, final sonuçları açıklanarak KSK için algoritma belirleme süreci tamamlandı[13]. Kazanan algoritmaların standardizasyon prosedürleri için çalışmalar halen devam etmektedir.

Tablo 1-4PQC Final Seçilen Algoritmalar

| Açık Anahtar Şifrelemesi | Dijital İmzalar |
|--------------------------------|--|
| CRYSTALS-KYBER (Kafes Tabanlı) | CRYSTALS-DILITHIUM FALCON SPHINCS+ |

2 Kuantum Mekaniği

2.1 Heisenberg Belirsizlik İlkesi

İlk olarak 1927'de Alman fizikçi Werner Heisenberg tarafından ortaya atılan Heisenberg Belirsizlik ilkesine göre aynı anda bir çift eşlenik özellikten biri tam olarak bilenebilir[14]. Başlangıçta bir parçacığın konumu ve momentumundan bahseden Heisenberg, bir parçacığın konumunun ölçümünün, onun eşlenik özelliği olan momentumu bozacağını açıklamıştır. Bu nedenle, her iki özelliği aynı anda kesin olarak bilmek imkansızdır. Kuantum kriptografisinde de bu ilkedan yararlanılır; ancak genellikle söz konusu eşlenik özellikler olarak fotonların farklı durumlardaki

polarizasyonunu kullanır.

2.2 No-Cloning Teorem

BB84 protokolünün omurgasını oluşturan teoremdir ve Heisenberg belirsizlik ilkesine dayanır. Klonlanamama ilkesi, bilinmeyen bir kuantum durumu verildiğinde bu durumun kopyalarını üretmenin hiçbir yolu olmadığını belirten kuantum mekaniğinin temel bir özelliğidir. Wootters, Zurek ve Dieks[15] tarafından 1982 yılında keşfedilmiş ve duyurulmuştur. Kuantum hesaplama ve ilgili alanlarda derin etkileri olmuştur. Bu aynı zamanda kuantum durumlarında kodlanmış bilgilerin esasen benzersiz olduğu anlamına gelir.

2.3 Kuantum Dolanıklılık

Kuantum mekaniğine göre birbirlerine yeterli yakınlıkta duran 2 kuantum parçacığı (örn. elektron veya foton) arasında bir bağ oluşmaktadır. Bu bağ dolanıklılık/dolaşıklık olarak isimlendirilmektedir. Dolanık durumdaki foton veya elektron için uzaklık fark etmeksizin durum ölçümü yaptığımızda diğer foton veya elektron da ilk olarak ölçüm yapılan foton veya elektronun tersi duruma sahip olacaktır. Bu teori Schrödinger tarafından bir düşünce deneyi olan ‘‘Schrödinger’in kedisi’’ olarak gündeme gelmiş, 1930’larda fizikçiler tarafından ortaya atılmıştır. 1935 yılında A. Einstein, B. Podolsky, N. Rosen tarafından EPR paradoksu[16] olarak ortaya çıkartılmış; ancak bu etki gizli bir değişkenin varlığıyla açıklanmaya çalışılmıştı. Schrödinger’in makalesiyle [17] gizli bir değişkenin olmadığı belirtilmiş, bundan etkilenen John Stewart Bell tarafından 1964 yılında Bell teoremi ile düşünce deneyi olarak güçlenmiştir[18]. Stuart Freedman ve John Clauser’in 1972 yılında yaptığı deneyle[19] Bell Eşitsizliğinin fiziksel gösterimi gerçekleştirilmiştir. İlk hataya yer bırakmayan (loophole-free) test, 2015 yılında TU Delft’te yapıldı ve Bell eşitsizliğinin ihlal edildiğini doğruladı[20]. İlk ticari kuantum bilgisayarı olan IBM Q System One’da da kuantum dolanıklılık ilkesi kullanılarak geliştirmeler yapıldı. Kuantum kriptografide de kuantum dolanıklılıktan yararlanan E91, BBM92 gibi protokoller ortaya çıkmıştır.

3 Bit ve Kubit Kavramı

Klasik bilgisayar işlemcileri transistor adı verilen ve üzerinden akım geçişine göre açık/kapalı olarak anahtarlama yapabilen yarı iletken devre elemanlarından oluşur. Shockley ve arkadaşlarının 1947 yılında transistörün icadından ve ilk transistör bilgisayarı TRADIC’den bu yana transistör boyutlarında çok büyük değişimler yaşanmıştır. 1954 yılında ilk ortaya çıkışında 3 küp feet boyutlarında olan transistörler Apple’ın 2023 yılında M3 işlemcisini[21] duyurmasıyla beraber 3 nm boyutlarına kadar indirilmiştir.

Intel şirketinin kurucu ortağı Gordon Earle Moore tarafından 1965 yılında ‘‘Electronics Magazine’’ dergisindeki makalesinde belirttiği[22] ve bugün Moore Yasası olarak bilinen gözleme dayalı tahminde her 18 ayda bir tümleşik devre üzerine yerleştirilebilecek bileşen sayısının iki katına çıkarken üretim maliyetlerinin aynı kalacağını, hatta düşme eğiliminde olacağını, bu sayede işlem kapasitelerinde çok yüksek artışlar yaşanacağını belirtmiştir. Ancak günümüzde 5nm boyutlarına indirilen transistor boyutlarında fiziğin sınırlarına ulaşılmış, atomik boyutlara inildikçe kuantum dünyasının yasaları ve

zorluklarıyla başa çıkmak güçleşmiştir. Her ne kadar elektronik endüstrisinin 2025 planları arasında 2 nm’ye kadar küçültme planları olsa da belirli bir boyut altında yaşanan sorunlar (soğutma, kablo elektrik alanı vb.) nedeniyle limitlere ulaşılmak üzeredir.

20. yüzyılın ortalarındaki gelişmelerle daha iyi anlaşılması başlanan kuantum mekaniği, 1960’ların sonunda Stephen Wiesner ‘‘Conjugate Coding’’ makalesini yazışıyla [23] fotonların bilgi taşıyabileceği teorisini yani kuantum kodlama ortaya çıkıttı. Kubit kavramı ise Kuantum Bit olarak [24] 1995 yılında yayınlanan Benjamin Schumacher’in makalesinde ilk kez yerini almış, bir şakalaşma sırasında William Wootters’ten duyduğunu belirtmiştir.

Kuantum bilgi teorisinde, verinin iletilmesi için gerekli en küçük birime kubit (kuantum biti) denir. Kubit(|Ψ⟩)iki boyutlu Hilbert uzayında ortonormal taban vektörlerinin doğrusal süperpozisyonu olarak bra ⟨| , ket |⟩ notasyonuyla[25] ifade edilir.

$$\begin{aligned} |\Psi\rangle &= \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle \\ &= \alpha \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \beta \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \\ &= \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)|0\rangle + e^{i\phi}\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)|1\rangle \end{aligned} \quad (3.1)$$

$\alpha, \beta \in \mathbb{C}$

olasılık genliklerini

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \quad (3.2)$$

$$P_0 = |\alpha|^2 = a^* * a \quad (3.3)$$

$$P_1 = |\beta|^2 = b^* * b \quad (3.4)$$

ifade etmektedir. Kubitin klasik sistemdeki bittin temel farkı; bitin belirli bir 0 veya 1 değerine sahip olması, kubitin ise ölçüm yapıldığında durumunun belirsiz olmasıdır. Ölçümle beraber kubit durumu (|Ψ⟩), taban vektör durumlarından |0⟩ , |1⟩ birine ‘‘çöker’’. Kubit durumu yarıçapı 1 olan Şekil 3-1’de gösterilen Bloch küresinde tasvir edilmektedir $\theta \in (0, \pi)$, $\phi \in (0, 2\pi)$

$$\theta = 0, \pi \quad \text{Kubit durumu,} \quad (3.5)$$

iken Z tabanında kutup bölgelerindedir.

$$\theta = \frac{\pi}{2} \quad (3.6)$$

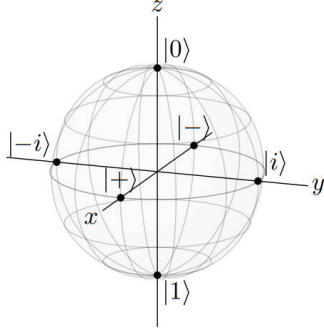
olduğunda kubit, ekvator bölgesinde olmakla birlikte

$$\phi = 0, \pi \quad (3.7)$$

için

$$\phi = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad \text{tabanında,} \quad (3.8)$$

için Y tabanındadır. Aşağıda özel durumlar detaylı olarak tanımlanmıştır.



Şekil 3-1 Bloch Küresindeki Özel Durumlar[26]

$|0\rangle$ ve $|1\rangle$ durumları iki boyutlu Hilbert uzayında Pauli operatörünün Z tabanındaki öz durumlarıdır.

$$\theta = 0: |0\rangle \equiv \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$\theta = \pi: |1\rangle \equiv \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

$$\sigma_z = Z = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

$|+\rangle$ ve $|-\rangle$ durumları iki boyutlu Hilbert uzayında Pauli operatörünün X tabanındaki öz durumlarıdır.

$$\phi = 0: |+\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} |0\rangle + \frac{1}{\sqrt{2}} |1\rangle \quad (3.12)$$

$$\phi = \pi: |-\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} |0\rangle - \frac{1}{\sqrt{2}} |1\rangle \quad (3.13)$$

$$\sigma_x = X = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

$|+i\rangle$ ve $|-i\rangle$ durumları iki boyutlu Hilbert uzayında Pauli operatörünün Y tabanındaki öz durumlarıdır.

$$\phi = \frac{\pi}{2}: |+i\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} |0\rangle + \frac{i}{\sqrt{2}} |1\rangle \quad (3.15)$$

$$\phi = \frac{3\pi}{2}: |-i\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -i \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} |0\rangle - \frac{i}{\sqrt{2}} |1\rangle \quad (3.16)$$

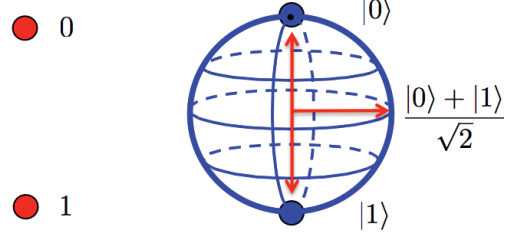
$$\sigma_y = Y = \begin{pmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Ortogonal tabanda d boyutlu Hilbert uzayında bir fi durumunun ψ_i durumunda olma ihtimali herhangi bir i, j için aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$P = |\langle \Psi_i | \phi_j \rangle|^2 = \langle \Psi_i | \phi_j \rangle \langle \Psi_i | \phi_j \rangle^* \\ = \langle \Psi_i | \phi_j \rangle \langle \phi_j | \Psi_i \rangle = \frac{1}{d} \quad (3.18)$$

Örneğin $|+\rangle$ durumunun $|0\rangle$ 'da olma ihtimali aşağıdaki gibi gösterilmektedir.

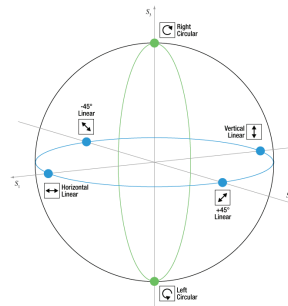
$$|\langle 0 | + \rangle|^2 = \langle 0 | + \rangle \langle 0 | + \rangle^* \\ = \langle 0 | + \rangle \langle + | 0 \rangle \\ = \left(\begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \right) \left(\begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \right) \\ = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + 0 \right) \left(\frac{1}{\sqrt{2}} + 0 \right) = \frac{1}{2} \quad (3.19)$$



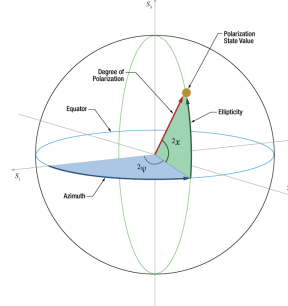
Şekil 3-2 Bit-Kübit Gösterimi

Bir kübit durumunun fiziksel anlamı fotonun elektromanyetik alanın salınım yönü yani polarizasyon durumuyla ilişkilendirilebilir. Bu noktada Bloch küresi Şekil 3-3,4'te görünen Poincaré küresine evrilmekle beraber herhangi bir anlam değişikliğine uğramaz. Yalnızca Poincaré küresinin kutuplarındaki (Z tabanı) taban vektörleri yatay $|H\rangle = |0\rangle$ ve dikey $|V\rangle = |1\rangle$ olarak doğrusal polarizasyonla, X tabanındaki taban durumları diyagonal $|D\rangle = |+\rangle$ ve anti diyagonal $|A\rangle = |-\rangle$ olarak yine doğrusal polarizasyonla ilişkilendirilirken, Y tabanındaki taban durumları dairesel polarizasyonla $|R\rangle = |+i\rangle$, $|L\rangle = |-i\rangle$ ilişkilendirilmektedir. Poincaré küresinin içinde kalan diğer tüm durumlar eliptik polarizasyon ile açıklanmakta, θ ve ϕ parametreleri kullanılarak gösterilmekte, elektromanyetik faz ϕ ile tanımlanmaktadır.

$$|\Psi\rangle = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) |0\rangle + e^{i\phi} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) |1\rangle \quad (3.20)$$



Şekil 3-3 Poincaré Küresi 1[27]



Şekil 3-4 Poincaré Küresi 2[27]

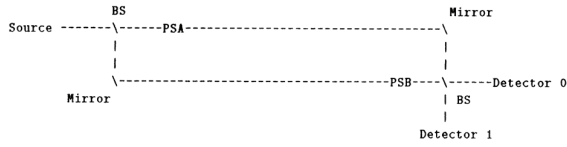
Günümüzde genellikle bilgi, kübitin polarizasyon, faz ve zaman durumlarına kodlanabilmektedir.

Polarizasyon kodlamalı sistemlerde polarize foton hazırlama işlemi çoklu lazer kaynakları veya elektrooptik modülatörlerle sağlanırken, polarizasyon ölçümü ise aşağıdaki Bölüm 6.3'te bahsedildiği üzere polarize ışın ayırıcılar

(PBS) veya elektrooptik modülatörlerin kullanıldığı alıcı sistemleri tarafından gerçekleştirilmektedir.

Faz kodlamalı sistemlerde kübit ortogonal olmayan durumlarda hazırlanabilmekte, bu için işlem için Mach-Zehnder interferometresi (MZI) kullanılmaktadır. Şekil 3-5'te görüldüğü üzere kaynaktan çıkan fotonlar ışın ayırıştırıcıda (BS) bölündükten sonra 2 farklı koldan alıcıya gönderilmektedir. Verici bölünmüş foton demetinin bir koluna faz modülatörü aracılığıyla kodlama işlemi yapılmaktadır. Diğer koldaki demete ise Alıcı tarafında faz modülasyon işlemi uygulanmakta, bölünmüş fotonlar alıcının BS'sine aynı anda sokularak Hong-Ou-Mandel etkisinin oluşması beklenmektedir. Eğer kollar arasındaki faz farkı 0 veya π ise girişim oluşmakta ve BS çıkışında beraber hareket etmekte, aksi halde girişim gözlenmemekte, fotonlar ayrı ayrı hareket etmektedir; ancak sistemin tamamını MZI'ye dönüştürerek 2 koldan iletim gerektiğinden çok pratik bir yaklaşım değildir.

$$|\Psi\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|0\rangle + e^{i\phi_{A-B}}|1\rangle) \quad (3.21)$$



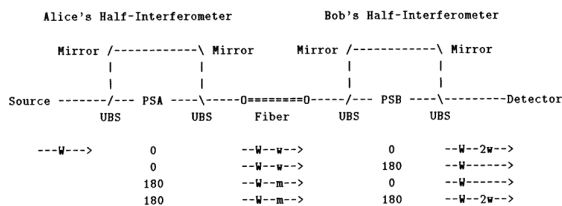
Şekil 3-5 Faz Kodlamalı Sistem Örneği [28]

Zaman - Faz kodlamalı sistemlerde ise faz kodlamaya ek olarak kullanılan ayarsız Mach-Zehnder interferometreleriyle (MZI) demetler arasında mesafe kaynaklı zaman farkı yaratılmaktadır. Şekil 3-6'da görüldüğü üzere vericinin ayarsız MZI'sinde bir koldaki demete faz modülasyonu uygulanırken, diğer kolda fotonlar doğrudan gönderilir. Uzun ve kısa kol nedeniyle zaman farkına sahip fotonlar alıcıda ters koldardan ayarsız MZI'ye sokulur. Alıcı faz modülasyonu uygulanmamış demete uyguladığı faz modülasyonu sonrası demetler BS'de aynı anda karşılaşır. Fotonlar arası faz farkı

$$\phi = \phi_A - \phi_B = 0 \text{ veya } \pi \quad (3.22)$$

ise Hong-Ou-Mandel etkisiyle girişim oluşmakta ve BS çıkışında beraber hareket etmekte, aksi halde girişim gözlenmemektedir. Sistemin en büyük avantajı zaman farkları nedeniyle tek kanal üzerinden iletim sağlanabilmesidir. Bölüm 9.2'de detaylı bahsedildiği üzere günümüzde çift yönlü iletişimin olduğu "Tak ve Çalıştır" sistemler de faz-zaman kodlamasıyla çalışmaktadır.

$$|\Psi\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|e\rangle + e^{i\phi_{A-B}}|l\rangle) \quad (3.23)$$



Şekil 3-6 Zaman - Faz Kodlamalı Sistem Örneği [28]

4 Kuantum Anahtar Dağıtımı

Wiesner'in makalesi 1960'ların sonunda zamanının

ötesinde olmasına karşın çoğunlukça fark edilmedi ve reddedildi. Makale, foton polarizasyonlarının kullanılarak mesaj iletimi, kuantum banknot gibi kavramları içeriyordu. 1981'de Rabin, "habersiz transfer tekniği" adı altında kriptografik bir teknik yayımlayarak aslında yeniden icat etmiş oldu[29]. Wiesner'in makalesi ise 1983'te SIGACT News'de yayınlandı.

Ardından fotonların anahtar dağıtımında kullanılabileceğinin anlaşılmasıyla çalışabilecek sistemlerin tasarlanabileceği anlaşıldı. 1984 yılı itibarıyla BB84 adıyla ilk kuantum anahtar dağıtım protokolü ortaya çıktı. BB84 ile başlayan süreç bu makalede de birkaçının incelendiği üzere E91[30], B92[28], BBM92[31], SARG04[32], Altılı Durum[33], Ölçüm Cihaz Bağımsız KAD gibi birçok protokolün yayınlanmasını beraberinde getirdi. Günümüzde halen farklı protokoller ortaya çıkmaktadır.

Günümüzde KAD sistemleri Ayrık Değişkenli ve Sürekli Değişkenli olmak üzere 2 kategoride incelenebilir. Ayrık değişkenli sistemlerde bilgi, 2 boyutlu kompleks vektör uzayında kübite kodlanarak iletilmektedir. Bu çalışmada incelenmeyecek olsa da Sürekli Değişkenli sistemlerde bilgi >2 boyutlu kompleks vektör uzayında küditlere kodlanır. Ölçüm işlemi genellikle homodin dedektörler ile sağlanmaktadır. Küdit bazlı sistemler çok daha yüksek hızlarda işlem yapabilmeye olanak sağlasa da (kübit= 2^k küdit= $>2^k$) stabilite sorunları henüz aşılamamıştır, çalışmalar devam etmektedir. Detaylı bilgi [34] için makalesi incelenebilir.

Kuantum ağlar ve internet kuantum internetin geleceğiyle ilgili [35-39] makaleleri incelenebilir.

4.1 Hazırla ve Ölç Protokolleri

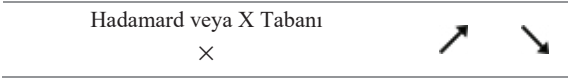
4.1.1 Kuantum Kriptografinin Doğuşu ve BB84

Protokol, Bell Laboratuvarlarında C. H. Bennett ve G. Brassard ikilisi tarafından Wiesner ile tanışmaları sonrası 1984 yılında bir konferansta foton polarizasyonlarını kullanarak kriptolama yapılabileceği üzerine çıkan makaleyle öne sürüldü[40]. Makaledeki fikir, gizli anahtarın her bir kübitin tek fotonun polarizasyon durumuna kodlamak üzerinedir. Tek fotonun polarizasyon durumu no-cloning teoremi de anlatıldığı üzere foton yok edilmeden ölçülemediğinden, foton ile iletilen bilgi "kırılınan" olacaktır.

Herhangi bir saldırgan ölçmek/ele geçirmek için tek fotonu yok etmek zorunda kalacak, böylelikle ya kendini ortaya çıkarmış olacak ya da fotonu yeniden üretmek zorunda kalacaktır. Ancak BB84 protokolünde kullanılan 4'lü polarizasyondan dolayı tekrar üretilen tek foton %50 olasılıkla yanlış bir polarizasyon durumuna sahip olarak gönderileceğinden; bu durum sistemde hata yüzdesinin artışına yol açacak ve saldırgan açığa çıkacaktır.

Tablo 4-1 BB84 Kübit Kodlaması

| Durum | 0 | 1 |
|-----------------------------|---|---|
| Computational veya Z Tabanı | | |
| + | → | ↑ |



Protokol, Tablo 4-1’de görüldüğü üzere 4 farklı polarizasyon durumundaki fotonları kübit olarak tanımlamıştır. Z tabandan sadece 0° ve 90° fotonlar değişime uğramadan geçebilirken, X tabandan sadece artı 45° ve 135° dereceli fotonlar değişime uğramadan geçebilmektedir. Farklı polarizasyondaki fotonlar ise tek fotonun bölünememe ilkesi ve kuantum mekaniğinin doğasından dolayı %50 olasılıkla 0 veya 1 olarak ölçülecektir. Unutulmamalıdır ki protokolde tek foton gönderimi kritik önemde olup, aksi durumda farklı saldırı türlerine açıktır.

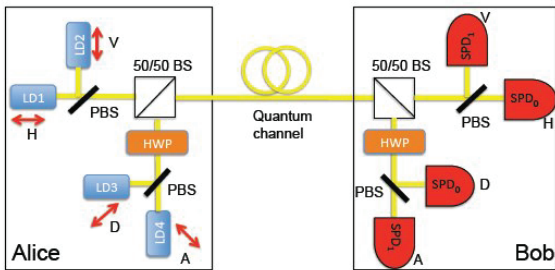
Protokolün adımları şöyle sıralanmıştır;

1. Alice (Verici) tarafından rastgele hazırlanan tek foton rastgele seçilmiş PBS’lerden geçirilerek veya belirli bir voltaja tabi tutularak istenilen 4 ortogonal polarizasyon durumundan birine getirilir.
2. Ardından fotonlar Bob (Alıcı) tarafına serbest uzay, fiber vb. herhangi bir kanalla gönderilir. Polarize fotonların gönderildiği bu kanal, kuantum kanalı olarak tanımlanmıştır.

| | | | | | | | | |
|----------------------------|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Transmitting station bit | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| Transmitting station basis | + | + | X | + | X | X | X | + |
| Polarization | ↑ | → | ↙ | ↑ | ↙ | ↗ | ↗ | → |
| Receiving station basis | + | X | X | X | + | X | + | + |
| Receiving measurement | ↑ | ↗ | ↙ | ↗ | → | ↗ | → | → |
| Open channel discussion | | | | | | | | |
| Shared key | 0 | | 1 | | | | 0 | 1 |

Şekil 4-1BB84 Protokol Gösterimi[41]

3. Bob fotonları aldıktan sonra Alice’ten bağımsız tamamen rassal olarak seçilmiş Z veya X tabanda tek foton algılayıcısıyla (SPD) polarizasyon ölçümlerini gerçekleştirir.

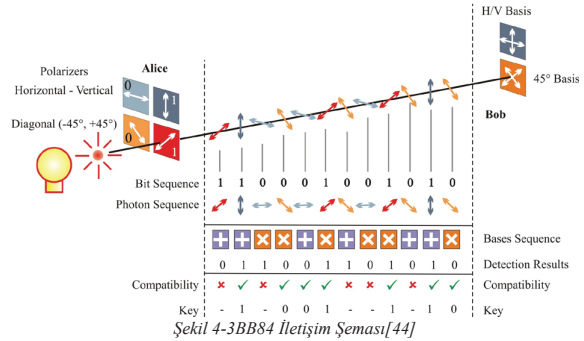


Şekil 4-2Örnek KAD Sistemi (Pasif Taban Seçimli)[42]

4. Ölçümün ardından Z ve X tabanlar karşılıklı olarak açık (public) herhangi bir kanaldan sırayla karşılaştırılır. Fotonlar sıra ile gönderildiği ve alındığı için Alice ve Bob hangi tabanda ölçüm yaptığını birbirine söyler, yani karşılaştırır.
5. Eğer tabanlar aynı ise fotonun süperpozisyonuna göre belirlenen 0 veya 1’i anahtar olarak alır. Böylelikle anahtar adım adım oluşmaya başlar. Açık veya gizli kanaldan hiçbir zaman 0 veya 1 olarak anahtar paylaşımı yapılmaz.

İstenilen anahtar uzunluğuna ulaşıp, karşılaştırma sonucu anahtar oluşturulduktan ve sistemdeki kuantum bit hata oranı

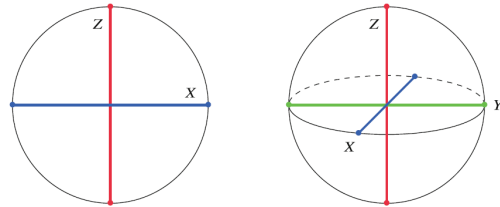
(QBER) hesaplandıktan sonra eğer hata oranı %25’in altında kalıyorsa aynı anahtar ile devam edilerek mesajlaşma başlayabilir; ancak hata payları ve rassallık sorunları dolayısıyla Bölüm 5’de gösterildiği üzere bu oran %11 olarak belirlenmiştir[43].



Şekil 4-3BB84 İletişim Şeması[44]

4.1.2 Altılı Durum Protokolü (SSP)

İlk kez 1998 yılında Dagmar Bruß’un makalesinde[33] görülen altılı durum protokolü Pasquinucci ve Nicolas Gisin tarafından 1999 yılında yayınlanan makalelerinde[45] çalışılarak ortaya çıkmıştır. SSP, BB84 protokolüne yalnızca iki tane daha farklı polarizasyon eklenmesi ve buna bağlı olarak bir PBS daha eklenmesiyle oluşturulmuştur. BB84 ve SSP ölçüm yönleri Şekil 4-4’de gösterilmiştir[46].



Şekil 4-4BB84 ve SSP Ölçüm Yönleri[46]

Altı Durum Protokolü (SSP), BB84’e benzer, ancak iki baz yerine, altı farklı polarizasyon için toplam üç baz kullanır. Böylece saldırgan araya girerek ölçüm yapmak için yanlış filtre kullanma olasılığı %50’den %66’ya çıkmakta olup BB84 protokolüne göre daha güvenlidir. Bu protokolde Tablo 5-1’te görüldüğü üzere tolere edilebilir hata oranı %12,7’dir [43]

4.1.3 SARG04

Bir grup İsviçreli araştırmacı tarafından 2004 yılında [32] BB84 protokolünün PNS ataklarına karşı zayıf olması nedeniyle ortaya sürülen hazırla ve ölç protokollerinden birisidir. BB84’ün aksine tek foton yerine tutarlı zayıf foton darbeleriyle oluşan ikili foton çifti göndermektedir. BB84’teki gibi Alice ölçüm tabanlarını ifşa etmek yerine, bitin kodlanmış olabileceği ortogonal olmayan dört durumdan (d_x) birini duyurur:

$$d_1 = (|1\rangle, |+\rangle), d_2 = (|1\rangle, |-\rangle), d_3 = (|0\rangle, |+\rangle) \text{ ve } d_4 = (|0\rangle, |-\rangle) \quad (4.1)$$

Örneğin bit + (Computational veya Z) tabanında 1 olarak gönderilirse Alice ölçüm tabanlarını açıklarken hem 1 +’ı hem de x (Hadamard veya X) tabanından herhangi bir biti (1 x veya

0 x) açıklar. Bob'da bu sonuçlarla kendi ölçüm sonuçlarını karşılaştırır. Eğer Bob açıklanan polarizasyon çiftinden tamamen farklı bir sonuç elde etmişse farklı tabanda ölçüm

yaptığını anlar ve Alice'in açıkladığı diğer tabandaki sonucu anahtar olarak kaydeder.

Tablo 4-2SARG04 Örnek İletişim

| ALICE Polarizasyonu | ALICE Açıklanan Polarizasyon | BOB Ölçüm Filtresi | BOB Ölçüm Polarizasyonu | Kabul/Ret |
|---------------------|------------------------------|--------------------|-------------------------|-----------|
| - | - / | × | / | RET |
| 1 + | 1 + 1 x | + | 1 x | RET |
| | \ | × | 0 + | RET |
| 0 + | 0 + 0 x | + | 0 + | RET |
| / | / - | × | 1 x | RET |
| 1 x | 1 x 1 + | + | 1 + | RET |
| - | - \ | × | 0 + | KABUL |
| 1 + | 1 + 1 x | + | 1 + | |

4.2 Dolanıklık Tabanlı Protokoller

4.2.1 E91

Hazırla ve ölç protokolleri olarak adlandırılan BB84 ve B92 protokollerinden farklı olarak E91, kuantum dolanıklılığa dayalı bir kuantum anahtar dağıtım protokolüdür. 1991 yılında Artur Ekert tarafından önerilmesinden bu yana, mucidinin adı ve yayın yılının birleşiminden almaktadır[30]. E91, diğer adıyla EPR şeması, dolanık foton çiftlerini kullanır ve dolanıklılığın iki temel özelliğine dayanır. Bunlar; foton çiftlerinin mükemmel korelasyonu ve herhangi bir gizli dinleme girişiminin kübiti çökerterek EPR durumunu yok etmesidir. Standart yaklaşım olarak dolanıklık kaynağı Alice ve Bob'un tam ortasına yerleştirilmektedir. Dolanık bir foton çifti oluşturulduğunda, iki parçacık farklı hedeflere (Alice ve Bob) yönlendirilir. Kaynak tarafından oluşturulan dolanık çift matematiksel olarak aşağıdaki gibi temsil edilir. Dolanıklılık özelliği mesafe bağımsız olduğundan, kaynaktan gönderilen kübitlerden biri Alice veya Bob'un herhangi biri tarafından ölçüldüğünde ikinci kübit de kuantum dolanıklılık sebebiyle ilişkili bir sonuç gösterecektir.

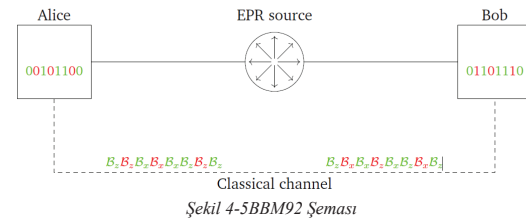
$$|\Psi\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|01\rangle) + (|10\rangle) \quad (4.2)$$

Ekert önerisinde eğer Alice ve Bob kübitleri arasındaki dolanıklılığı test edebilirlerse, dolanıklılığın tek eşliliği sayesinde sistemlerinin Eve tarafından ele geçirilmediğini kanıtlanmış olacağını belirtmiştir. Protokolde Alice ve Bob, kuantum dolanık foton kaynağından gelen fotonları hangi tabanlarda ölçtüklerini birbirlerine açık kanal yoluyla belirtir ve böylelikle aynı tabanları kullandıklarından emin olurlar. Sonraki maddede açıklanan BBM92 protokolünden farklı olarak burada Bell eşitsizliğinin ihlallerini doğrulayan istatistiksel bir testle, EPR çiftlerinin Eve tarafından dinlenmeye tabi tutulmadığını doğrulayabilirler.

4.2.2 BBM92

E91 protokolünün basitleştirilmiş bir hali olup dolanık foton çiftlerinden yararlanmaktadır[31]. Bununla birlikte E91

protokolünde kullanılan Bell eşitsizlik testi ihtiyacı ortadan kaldırır. Alice ve Bob kuantum dolanıklılık kaynağından gelen fotonları alır ve rastgele olarak filtrelerle ölçümleri gerçekleştirirler. Daha sonra karşılıklı olarak filtre seçimlerini açık kanaldan karşılaştırırlar. Her ikisi de yalnızca aynı filtreleri kullanarak yaptıkları ölçümler için oluşan anahtar çiftlerini kullanırlar. Sonra Alice ve Bob, QBER'i tahmin etmek için bazı bitleri birbirleriyle paylaşır. QBER belirli bir eşişin üzerindeyse, hataların yalnızca doğal hatalardan gelmediğini, Eve'in bilgi elde etmeye çalıştığını varsayarlar. Aksi takdirde, hata düzeltme ve gizlilik yükseltme aşamasına geçerler. Protokol dolaylı olarak Alice'in ve Bob'un SPD'lerinin ölçümleri kusursuz bir şekilde gerçekleştirebileceğini varsaymaktadır.



Şekil 4-5BBM92 Şeması

4.3 Decoy State

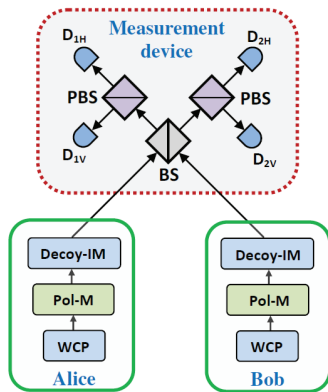
İlk kez 2003 yılında Hwang tarafından ortaya atılan Decoy-State metodu[47], foton kaynağından gelen kusurlarla mücadele etmek için en etkili yöntemlerden birisidir. Günümüzde kullanılan foton kaynaklarında tekli foton gönderimi neredeyse imkansızdır. Eve çoklu olarak gönderilen foton demetinden bir fotonu yakalayabilir ve daha sonra saldırı düzenlemek için fotonu saklayabilir. Çoklu foton bileşenlerinin etkilerini azaltmak için Alice, düşük yoğunluklu optik darbeler kullanmak zorundadır.

Bu sebeple decoy-state metodunda rastgele olarak farklı yoğunluklarda foton darbeleri gönderilerek Eve yemlenir. Decoy-State de kullanılan darbe yoğunlukları Alice tarafından kaydedilerek anahtar dağılımı sonrası açık kanaldan Bob ile paylaşılır. Alice'in yoğunluk bilgisine sahip olmadan Eve eğer araya girerse her halükârda ölçüm oranlarını değiştirmek zorunda kalacaktır. Bob tarafından alınan fotonlar asıl

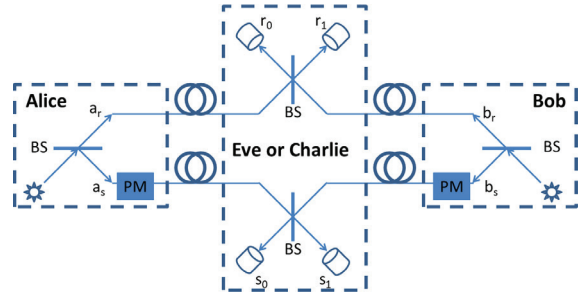
anahtardaki foton yoğunluğundan farklıysa iletişim geçersiz sayılır, diğer durumda iletişim güvenli kabul edilerek devam edilir. Eve her decoy-state de düzeneğini yeniden konfigüre etmekte zorlanacağı için özellikle foton bölme (PNS) ve Ortadaki Adam saldırılarına (MITM) karşı decoy-state etkili bir yöntemdir. İlk deneysel gösterimi ise Decoy-State KAD sistemi olarak 2005 yılında 15 km'lik bir fiber bağlantı üzerinden başarıyla gerçekleştirilmiş olmakla birlikte[48] bu gösterim çift yönlü iletişimi kullanmaktaydı ve Trojan Atı saldırılarına açıktı. Bu kapsamda [49] tarafından tek yönlü iletişimi kullanılarak 102 km'de gösterim gerçekleştirildi .

4.4 Ölçüm Cihaz Bağımsız KAD (ÖCB-KAD)

Günümüze değin KAD sistemlerine saldırılar çoğunlukla cihazların yeterince mükemmel olmaması nedeniyle gerçekleştirilebilmiştir. Bu nedenle araştırmacılar cihaz bağımsız KAD (DI-QKD) sistemleri geliştirmek konusunda çaba sarfetmişlerdir[50-52]. Bu cihazlardan en önemli zafiyete sahip olanlar ise dedektörlerdir. Bu sebeple E. Biham, B. Huttner ve T. Mor tarafından 1996 yılında; H. Inamori tarafından da 2002 yılında ölçüm cihaz bağımsız KAD'ın üzerine zaman geri dönüşümlü dolanıklılık ilkesini benimseyen sistemler ortaya konmuştur[53, 54]; ancak bu sistemler gerçek tekli foton kaynağı, uzun süreli kuantum hafıza ve yemleme gibi farklı özelliklerde cihaz ve yöntemler gerektirdiğinden hayata geçirilememiştir. Decoy-State metodunun ortaya çıkışından sonra bu makaleleri baz alarak 2012 yılında Lo, Curty ve Qi tarafından "Ölçüm Cihaz Bağımsız Kuantum Anahtar Dağıtımı" adında makale yayınlanmıştır[55]; ancak polarizasyon kodlamalı olduğundan fiber optik sistemlerde çalışması daha zordur. Bu kapsamda günümüzde daha yaygın olarak kullanılan faz kodlamalı ÖCB KAD şeması yayınlanmıştır[56]. Protokolün ilk deneysel gösterimi 2013 yılında 0.12 bit ile 50 km'de gerçekleştirilmiştir[57]. Farklı gruplar da 2013 yılı itibariyle deneysel gösterim çalışmaları yaparak protokolün uygulanabilirliğini kanıtlamışlardır[58-60].



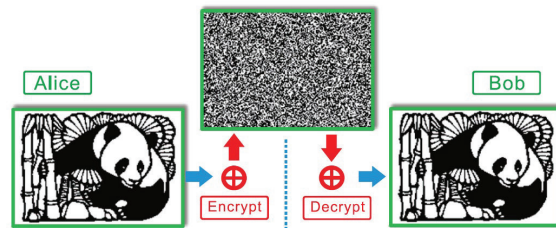
Şekil 4-6 İlk ÖCB KAD Şeması[55]



Şekil 4-7 Genel ÖCB KAD Sistemi[56]

Protokolün ana bileşeni, Charlie adında, 50/50 ışın ayırıcılar ve tek foton dedektörleri kullanılarak uygulanan kısmi bir Bell durum ölçümü (BSM) yapan röle modülüdür. Alice ve Bob, her ikisi de gönderici olarak dört olasılıklı BB84 durumunda zayıf tutarlı foton darbeleri hazırlar. BS'de bölünen bu foton darbelerinin birer kolu faz modülasyonuna (PM) tabii tutularak kısmi Bell durum ölçümü gerçekleştiren Charlie (ölçüm cihazı) isimli güvenilir olmayan bir röleye gönderir. Eğer faz farkları $\phi = \phi_A - \phi_B = 0$ veya π (4.3)

ise gelen sinyaller Charlie'nin içinde Hong-Ou-Mandel etkisi sebebiyle etkileşime girer ve faz farkına göre birer dedektör "clickler". Charlie, başarılı Bell ölçüm sonuçları açıkça duyurur. Alice ve Bob, bu örneklerle karşılık gelen durumları (0,1) saklar ve geri kalanını elimine eder.



Şekil 4-8 ÖCB KAD Sisteminde Gönderilen Mesaj[61]

Diğer yandan zayıf tutarlı foton darbeleri yerine tek foton bazlı ölçüm yapan ÖCB KAD sistemleri günümüzde bulunmaktadır[62]. ÖCB KAD sistemlerinin en önemli faydası ise taban açıklanması yapılmadığından Charlie'ye güvenmek zorunda olunmamasıdır. Bu durum da bizlere "Kuantum Ağlar"ın kapısını aralamaktadır. İlk kuantum ağ deneyi 2017 yılında 4 düğümlü olarak gerçekleşmiştir[63].

Bugünkü teknolojiye tek modlu 1550 nm ticari fiber kablolar km başına 0.2 dB kayba uğramaktadır. Serbest uzay olarak adlandırılan sistemlerde ise açık havada km başına 0.1 dB kayba uğramaktadır. Bu kayıplar ticari fiber sistemlerinde 300 km, serbest uzay optik sistemlerde de 1000 km[64] ve üzerinde oldukça dikkate alınması gereken bir değere dönüşmektedir. Bu demektir ki mesafe arttıkça oluşturulan anahtarda kayıp artmaktadır. Her ne kadar kuantum röleler ve hafızalar tam olarak bulunmasa da 2020 yılında kuantum hafıza destekli rölenin kısmi bir uygulaması ÖCB KAD sistemi şeklinde hayata geçirilmiştir[65].

Bu bölümün konusu olmasa da kuantum hafızaya ihtiyaç duymayan cihaz bağımsız protokoller de mevcuttur. Bu protokole ikiz bölge KAD protokolü adı verilmiş olup, en güncel gösterimleri 2021 yılında röle gibi bir yapıya sahip 605 km'ye[66] ve 2022 yılında 833 km'ye ulaşan[67] KAD

sistemleridir. Bu kayıpları engellemek ve böylece kuantum ağların kapısını aralayabilmek için stabil çalışan kuantum rölelere ihtiyaç bulunmakta olsa da günümüz teknolojisinde kuantum röleler henüz mümkün değildir; ancak konu hakkında yukarıda belirtildiği üzere çalışmalar devam etmektedir.

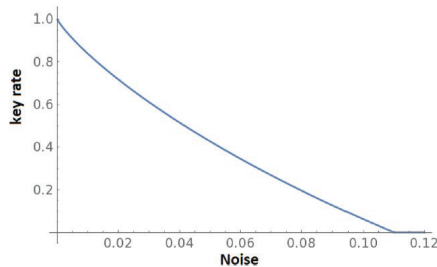
5 Kuantum Hata Biti (QBER)

Şimdiye kadar açıklanan özellikler KAD'nın, Shannon'un bilgi teorisi gereksinimlerini karşıladığı için teorik olarak güvenli bir iletişime izin verebileceğini söyleyebiliriz. İdeal bir senaryoda KAD, anahtar değişimi sorununa etkin ve mükemmel bir çözümdür. Gerçek dünyada kullanıldığında ise dikkat edilmesi gereken hatalar ve sorunlar vardır.

Üçüncü bir kişinin varlığından kaynaklanabilecek hataların yanı sıra, klasik iletişimde olduğu gibi gerçek cihaz kaynaklı iletim hataları da meydana gelebilir. Teori her ne kadar kusursuz olsa da gerçek dünyada cihazlar mükemmel olarak çalışmadığı, sistem iyi izole edilmediği için polarizasyon hataları, algılama verimsizliği, iletim kaybı oluşabilir. Ayrıca herhangi bir dış kaynaklı parazit de bir fotonun polarizasyon durumunu değiştirebilir.

Kuantum kanalı üzerinden iletişim sırasında oluşabilecek her türlü hatayı Kuantum Bit Hata Oranı (QBER) ile takip edebiliriz. Bu parametreler, iletişim sırasında meydana gelen hataların yüzdesini yansıtır ve hem kanal hatalarına hem de gizli dinlemeden kaynaklanan hatalara atıfta bulunabilir. Kanaldaki her hata, potansiyel olarak, iletişimi sezmeye çalışan bir üçüncü şahıstan kaynaklanabileceğinden dolayı sızdırılan bilgi miktarını anlamak için QBER'i verimli olarak tahmin edebilmek önemlidir.

QBER'in yüksek çıkması durumunda anahtar dağıtımını iptal edilerek iletişim geçersiz sayılır ve yükseklik nedenleri incelenir. QBER bu nedenle kuantum iletişimi için bir güvenlik göstergesi haline gelir. QBER için doğru eşiği belirleyebilmek çok önemlidir. QBER hesaplamasına kanal hataları da dahil edildiğinden, düşük bir eşiği aşan iletişimlerin iptal edilmesi, tüm iletişimin iptal edilmesine yol açabilir; diğer yandan, potansiyel olarak tüm hataların bilgi sızıntılarından kaynaklandığı düşünülürse, yüksek bir eşik seçmek riskli olabilir.



Şekil 5-1BB84 Protokolünde Gürültüye Bağlı Teorik Anahtar Limitleri[68]

2000 yılında Shor ve Preskill, kuantum iletişimi için ideal QBER eşiği tanımlayan bir güvenlik makalesi sunmuştur. [69]. BB84 protokolünde %11'lik bir QBER ile, olası bir dinleyicinin, tüm hatalar kendisine yöneltiler olsa bile, değiş tokuş edilen bilgileri kurtarmayacağını göstermişlerdir. Bu nedenle QBER için, tek yönlü kuantum iletişimde, %11

ve altındaki değerlerin anahtar oluşturmak için güvenli olduğunu düşünmek yaygın bir kullanım olacaktır.[68, 70]

Tablo 5-1QBER Sınır Yüzde Değerleri[43]

| İletişim | BB84 Protokolü | | Altılı Durum Protokolü | |
|-----------|----------------|------------|------------------------|------------|
| | Tek Yönlü | Çift Yönlü | Tek Yönlü | Çift Yönlü |
| Üst Sınır | %14,6 | %25 | %16,67 | %33 |
| Alt Sınır | %11 | %18,9 | %12,7 | %26,4 |

Tablo 5-1'de görüldüğü üzere[43] PNS ataklarına karşı geliştirilen Altılı Durum Protokolü BB84 protokolünden daha yüksek yüzdelerde QBER oranlarını tolere edebilmektedir.

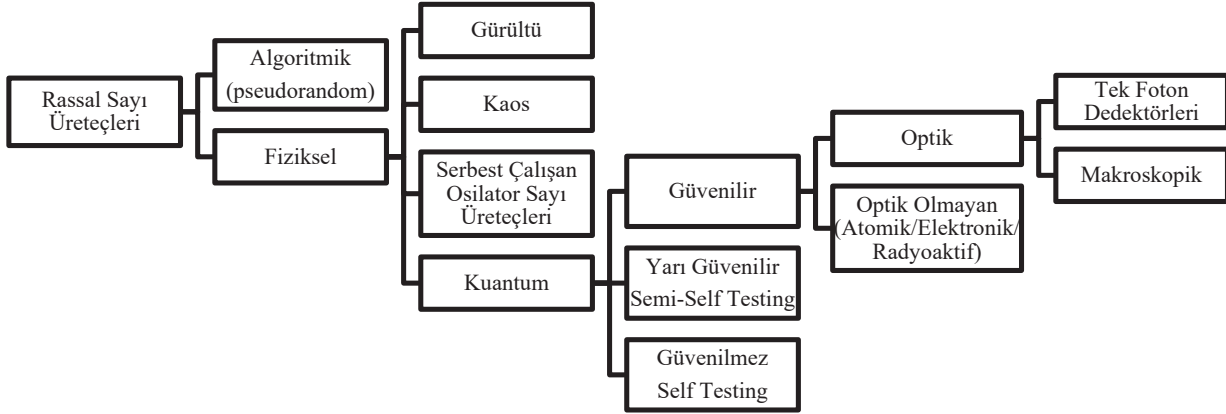
6 Donanım Araçları ve Sorunlar

6.1 Tek Fotonun Önemi ve Kaynakları (SPS)

Orijinal BB84 protokolü tek foton üretimi ve kullanımına dayanmaktadır. Bununla birlikte, karmaşıklık, kararlılık, maliyet gibi etmenlerden dolayı genel bir KAD sistemi için mükemmel bir tekli foton kaynağı (SPS) halen mevcut değildir. 1992 yılında tamamlanan ilk deneyden bu yana çoğunlukla zayıf tutarlı darbeler gönderebilen foton kaynakları kullanılmaktadır. Bu nedenle, pratik bir KAD protokolü için kaynak, tutarlı ortalama yoğunlukta ve bilinen foton sayısı dağılımı ile zayıf bir optik darbe üretir. Pratik bir KAD sisteminde en yaygın olarak kullanılan kaynak Poisson dağılımıyla zayıf tutarlı darbeler üretebilen ve ortalama yoğunluğu $m \approx 0.1$ olan zayıflatıcı ile kombine edilmiş lazer diyotlardır; ancak gelişen teknolojiyle günümüzde kuantum nokta, kristaller, boron kitrit gibi farklı SPS'ler de kullanılmaktadır.

6.2 Işın Ayrıştırıcılar (BS, PBS) ve Rastgele Sayı Üretimi

Bu bölümde rassal sayı üreteçleri, ışın ayrıştırıcılar ve rassal sayı üretiminde kuantum etkisine genel bir bakış sunulacaktır. Rassal sayı üreteçleri hakkında detaylı bilgi için [71-74] makaleleri incelenebilir. Rastgele sayılar, Monte Carlo simülasyonları ve programlama gibi hesaplama yöntemlerinden şifreleme, mesaj iletimi ve hatta şans oyunlarına kadar birçok uygulamada hayati bir bileşendir. Şifrelemede algoritmaların çoğunluğu açık kaynak kodlu olmasına karşın plain text ile XOR'lanacak olan rastgele oluşturulan anahtarın çözülmesi durumu ile karşılaşılabilen, bu da bizleri anahtarların ne kadar güvenli olduğu sorusuna götürmektedir. Alışılmış bir örnek olan zar olasılık probleminde atılan bir zarın seçilen bir sayı gelme olasılığı 1/6'dır; ancak bu gerçekten rastgele midir? Eğer zarın atıldığı ortamla ilgili yeterli derecede sürtünme, yereçkimi, ağırlık, hız vb. bilgiye sahip olduğumuzda atılan zardeki gelecek olan sayıyı bilebiliriz. Bilgisayarlar kesin bir yapıda çalıştıkları için gerçek anlamda rastgele bir sayı üretemezler. Üretilen rastgele sayılar bir bağımlı değişkene sahiptir. Bu sebeple bilgisayarlar tarafından üretilen bu rastgele sayılar "yalancı rastgele sayı" olarak adlandırılmaktadır. Kuantum rassallığın ilk örneklerinden biri olarak radyoaktif bozunmayı kullanan Geiger-Müller Tüpünü verilebiliriz[75].



Şekil 6-1 Optik Kuantum Rassal Sayı Üreteçleri Hiyerarşi Ağacı

Bununla beraber elektronik gürültü (termal[76] ve shot[77]) ve atomik (hapsedilmiş iyonlar[78], spin gürültüsü[79]) sistemler de kuantum rassal sayı üreteçlerinin örneklerindedir. Ancak günümüzde kuantum rassal sayı üreteçleri yukarıda belirtilenler dışında çoğunlukla “optik” sistemler kullanılmaktadır. Optik bazlı kuantum rastgele sayı üreteçleri (KRSÜ) tek foton ölçümü veya foton özelliklerine göre ölçüm olmak üzere 2 kategoride incelenebilmektedir.

Tek Foton Dedektörleriyle Ölçüm

- Kübit Süperpozisyon Ölçümü
- Zamansal Ölçüm
- Uzamsal Ölçüm
- Çoklu Foton Sayı Ölçümü

Makroskopik Ölçüm

- Vakum Gürültüsü
- Yükseltilmiş Spontane Yayılım
- Raman saçılması

Tam bu noktada elmaslar ve camlar göze hitap eden görünüşlerinin yanı sıra optik alanında foton ayırıcı özelliklerini de kullanabilmemize imkân sağlamaktadır. Elmaslar ve camlar gelen fotonları farklı oranlarda yansıtma(r) veya geçirme(t) özelliğine sahiptirler. Bu ışın ayırıştırıcılara Beam Splitter (BS) denmektedir. Gelen fotonun, kübit durumu

$$|\Psi\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle \quad (6.1)$$

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \quad (6.2)$$

olduğundan, yansıtma (r) ve geçirme (t) ihtimalleri

$$|r|^2 + |t|^2 = 1 \quad (6.3)$$

olarak belirtildiğinde Bloch küresinde

$$|\Psi\rangle = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)|0\rangle + e^{i\phi}\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)|1\rangle \quad (6.4)$$

ihtimaller

$$r = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (6.5)$$

$$t = e^{i\phi}\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (6.6)$$

olarak ifade edilir. Durumların oluşma ihtimalleri %50 olduğunda $\theta = \pi/2$ olmakta ve BS'ten sonra fotonun durumu;

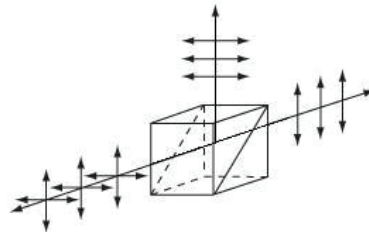
$$|\Psi\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|0\rangle + e^{i\phi}|1\rangle) \quad (6.7)$$



Şekil 6-2 Polarize Işın Ayırıştırıcı (BS) [80]

olarak ifade edilir. BS'ler bir kübit durumunu süperpozisyona soktuğundan Hadamart kapısı olarak işlev görür. Birçok farklı olasılık seçeneğinde (30:70, 99:1, 50:50) ayırıştırma yapabilen BS olduğu unutulmamalıdır. Bu durum herhangi bir değışkene bağlı olmadığı için “true randomness” olarak geçer.

BS'larda oluşan diğer bir etki ise Hong-Ou-Mandel girişimidir (HOM)[81]. Girişim aynı özelliklere sahip bir foton eğer BS üzerinde aynı anda karşılaşır/girişir ise BS'ten aynı yönde yansımak zorunda olduklarını gösterir. Bu etki Bölüm 4.4'te bahsedilen Ölçüm Cihaz Bağımsız KAD (ÖCB-KAD) protokollerinin en önemli adımlarından birini oluşturmaktadır.



Şekil 6-3 Polarize Işın Ayırıştırıcı Çizimi [80]

Farklı polarizasyonlarda olan fotonlar polarize ışın ayırıştırıcılardan (PBS) geçirilerek ortogonal polarizasyonlarına göre ayrıştırılırlar. Polarize ışın ayırıştırıcılar her ne kadar görünüş olarak BS'lere benzese de özellik bakımından polarizasyonlara göre sınıflandırma yaptıklarından dolayı farklıdırlar. Bu tip ışın ayırıştırıcılara da kısaca PBS

denmektedir.

Bu duruma en basit örneklerden biri polarize güneş gözlükleri veya diğer adıyla üç boyutlu gözlüklerdir. Polarize güneş gözlüklerine gelen fotonlar gözlük camında bulunan PBS ile sadece dikey polarize ışığın geçişine izin verir. Yatay polarizasyondaki ışık su gibi yüzeylerde daha güçlü yansıma yaptığından dolayı yapılan filtreleme sayesinde daha yalın bir görüntü elde edilmektedir. 3D görüntüleme için polarize gözlük olması durumunda, bir göz dikey polarizasyondaki, diğer göz ise yatay polarizasyondaki ışığın geçişine izin verir. Bu şekilde, bir 3D ekran, gözler için ayrı görüntüler iletebilir. Kuantum kriptografide kullanılan Kalsit, Kuvarz ve Turmalin gibi maddelerin filtre özellikleri kullanılarak polarizasyonları farklı olan alıcıya gelen fotonlar yansır veya maddenin içerisinden geçer. Bu durumda aynı polarizasyona sahip fotonlar PBS'ten geçmiş olacağı veya yansıtılmış olacağı için her zaman aynı noktada buluşacaktır.

Birçok ticari firma bu alanda çalışmalarını sürdürmektedir. İsviçre merkezli ID Quantique firması 2001 yılında kuantum etkilerine dayalı gerçek rastgele sayı üreteçlerini (TRNG) ilk kez tanıttı. Halen kuantum rasgele sayı üretici çözümleri olarak Şekil 6-4'de[82] görünen "Quantis" ürün serisi ile devam etmektedirler. Günümüzde TRNG cihazları Gb/sn seviyesinde rastgele bit üretme yeteneğine ulaşmış durumdadır. Yakın gelecekte işlem kapasitelerinin artmasıyla beraber tüketici elektroniği olarak günlük yaşamda yerini alması beklenmektedir. Tablo 6-1'de farklı markalara ait ticari Kuantum Rastgele Sayı Üreteçleri de gösterilmiştir [74].



Şekil 6-4 QUANTIS Rastgele Sayı Üreteci

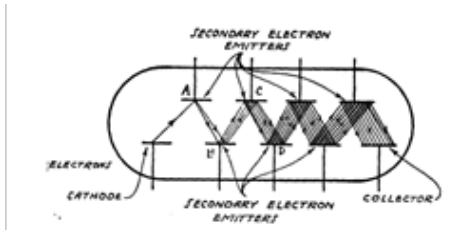
Tablo 6-1 Ticari olarak temin edilebilen Kuantum Rastgele Sayı Üreteçleri[74]

| Şirket | QRNG | Hız | Arayüz | Sertifikasyon |
|------------------|-----------------------|----------|----------|--|
| IDQ | Quantis-IDQ250C2 | 250 Kbps | Chip | NIST SP800-22/90B, DieHarder |
| | Quantis-USB-4M | 4 Mbps | USB | NIST SP800-22, CTL, METAS, AIS31 |
| | Quantis-IDQ6MC1 | 6 Mbps | Chip | NIST SP800-22/90A/B/C, DieHarder, AEC-Q100 |
| | Quantis-IDQ20MC1 | 20 Mbps | Chip | NIST SP800-22/90A/B/C, DieHarder |
| | Quantis-PCle-16M | 16 Mbps | PCLe | NIST SP800-22, CTL, METAS, BSI AIS 31 |
| | Quantis-PCle-40M | 40 Mbps | PCLe | NIST SP800-22/90A/B/C, DieHarder |
| | Quantis-PCle-240M | 240 Mbps | PCLe | NIST SP800-22/90A/B/C, DieHarder |
| | Quantis-Appliance 2.0 | 232 Mbps | Ethernet | NIST SP800-22/90B, DieHarder |
| PicoQuant | PQRNG150 | 150 Mbps | USB | TESTU01 |
| QuatumCTek | QRNG100E | 600 Mbps | Ethernet | NIST SP800-22, GM/T 0005-2012 |
| | QRNG100E | 200 Mbps | USB | NIST SP800-22, GM/T 0005-2012 |
| ComScire | PQ4000KS | 4 Mbps | USB | ComScire QNGmeter |
| | PQ128MS | 128 Mbps | USB | ComScire QNGmeter |
| | CS128M | 128 Mbps | USB | ComScire QNGmeter |
| Quitessence Labs | qStream 100 | 1 Gbps | Ethernet | NIST SP800-22/90A/B/C, DieHarder |
| | qStream 200 | 1 Gbps | Ethernet | NIST SP800-22/90A/B/C, DieHarder, OASIS KMIP 1.0/1.1/1.2/1.3/1.4 |
| Quantum eMotion | QNG2 | 1 Gbps | Chip | NIST SP800-22, Diehard |
| | QRNG-H | 1 Gbps | USB | NIST SP800-22/90B, BSI AIS 31 |
| EYL | QRNG- L | 1 Mbps | USB | NIST SP800-22/90B, BSI AIS 31 |
| | MQRNG | 1 Gbps | PCLe | NIST SP800-22/90B, BSI AIS 31 |
| quTools | quRNG | 50 Mbps | USB | NIST SP800-22, DieHarder |
| MPD | QRN-16 | 16 Mbps | USB | NIST SP800-22, DieHarder, TESTU01 |

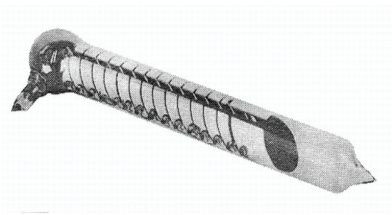
| | | | | |
|---------------|----------------------|----------|----------|-------------------------------------|
| | QRN-32 | 32 Mbps | USB | NIST SP800-22, DieHarder, TESTU01 |
| | QRN-64 | 64 Mbps | USB | NIST SP800-22, DieHarder, TESTU01 |
| | QRN-128 | 128 Mbps | USB | NIST SP800-22, DieHarder, TESTU01 |
| Quside | Quside FMC 400 | 400 Mbps | Ethernet | Quside randomness metrology toolkit |
| | Quside PCLe 400 | 400 Mbps | PCLe | Quside randomness metrology toolkit |
| | Quside PCLe One | 2 Gbps | PCLe | Quside randomness metrology toolkit |
| QNU | TROPOS QNL-QRNG-X100 | 100 Mbps | Ethernet | NIST SP800-22, DieHard |

6.3 Foton Algılayıcılar (SPD)

Alıcı tarafında bulunan Bob, fotonların gelişini algılayabilmelidir. Bu algılama durumu tek foton dedektörü (SPD) adıyla bilinen foton sayacı aracılığıyla gerçekleştirilir. SPD'ler fotonları fotoelektrik etki [83] ve ikincil emisyon etkisinin [84] yaratmış olduğu elektrik akımını nedeniyle algılayabilmektedir. Fotoelektrik etki bir foton veya foton demetinin bir metal veya farklı bir maddeye çarptığında o maddeden elektron koparılmasını tasvir eder. İkincil emisyon ise kopan elektronların tekrardan farklı bir madde tarafından emilerek/çarparak yeni elektronlar koparılmasını ifade eder. Her çarpma işleminde daha yüksek sayıda elektron maddeden kopar.



Şekil 6-5 İlk Foto Tüp Çizimi[85]



Şekil 6-6 Dünyanın İlk Foto Tüpü: Kubertsky'nin Tüpü[86]

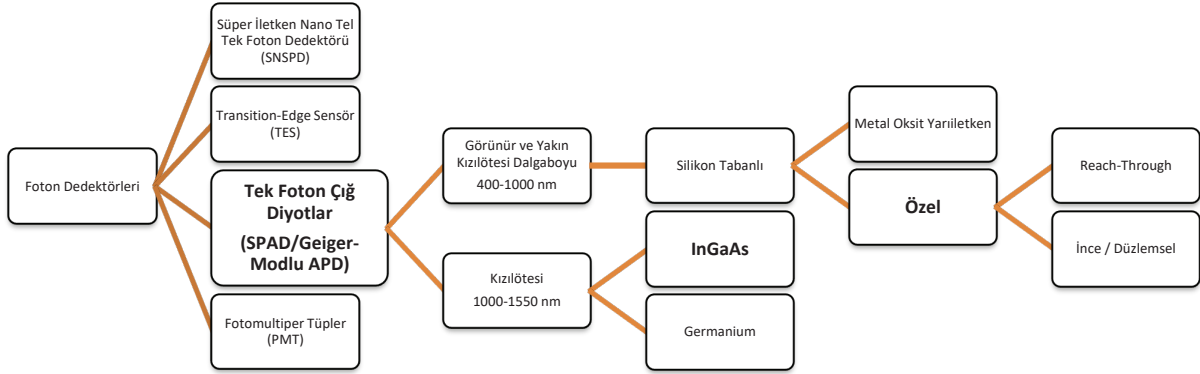
Bu duruma en iyi örneklerden birisi 1930'lı yıllarda keşfedilen ve halen batı ile doğu arasında mucit tartışmalarının [86] sürdüğü, televizyon teknolojisinin gelişmesinde büyük katkısı olan Fotomultipler Tüpler (PMT) olup, çalışma prensipleri aşağıda gösterilmiştir. Fotomultipler Tüplerde dışarıdan gelen ışık fotoelektrik olay ve ikincil emisyon neticesinde tüp içerisindeki yüzeye çarparak elektronları

harekete geçirir. Harekete geçen elektronlar tüp içindeki diğer yüzeye çarparak ikincil emisyonu sağlar ve bu hareketlenmeyi yükseltir. Böylelikle gelen foton darbesi yükseltilerek okunabilecek bir seviyede elektrik sinyali üretilmiş olur. İlk prototiplerde 10^3 düzeyinde yükseltme sağlanırken günümüzdeki PMT'lerde 10^7 seviyesinde yükseltme sağlanabilmektedir; ancak PMT'ler düşük algılama verimliliği (AV) sorunuyla karşı karşıyadır. Görünür bölgede, geleneksel bialkali ve multialkali fotokatotların AV 400 nm ile 500 nm arasında %20 ila %25'e ulaşırken, GaAsP fotokatotları kullanılarak 450 nm ile 650 nm arasında %40'a kadar AV elde edilebilir[87]. Kızılötesi bölgede ise PMT'lerin AV'si çok daha düşüktür. Günümüzde halen kullanılmaktaysa da yerini her geçen gün daha kompakt yapıları ve yüksek algılama verimlilikleri nedeniyle Tek Foton Çığ Diyotlara (SPAD), diğer bir deyişle Geiger sayacındaki iyonlaştırıcı radyasyon etkisinden hareketle Geiger-Mode APD'lere bırakmaktadır. Bir foton sayacını karakterize eden birkaç önemli parametre bulunmakta olup, bazıları;

Tablo 6-2 Foton Sayacı Özellikleri

| | |
|----------------------------|--|
| Kuantum Verimliliği | Bir foton çarptığında foton sayacının doğru clickleme olasılığı (sinyal verme) |
| Karanlık Sayım | Foton sayacına hiç foton çarpmadığında clickleme olasılığı (yanlış sinyal) |
| Ölü Zaman | Bir klikten sonra dedektörün sıfırlanması için gereken süre |
| Geç-Sinyal | Tek bir fotonun birden çok clicke neden olma olasılığı |
| Zaman Sapması | Fotonun dedektöre ulaşmasıyla dedektörün tespit etme zamanı arasındaki fark |
| Jitter | Her bir foton darbesinin dedektör tarafından ölçüm zamanları arasındaki fark. |

Farklı özelliklere sahip foton dedektörü teknolojileri mevcut olup bazı örnekleri aşağıda sıralanmıştır. Daha ayrıntılı inceleme için [88-90] makalelerine göz atılabilir.



Şekil 6-7 Tek Foton Dedektörleri Hiyerarşi Ağacı

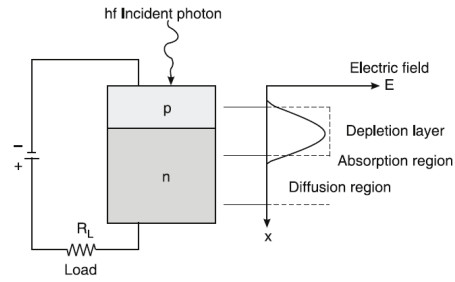
Süper İletken Nano Tel Tek Foton Dedektörleri (SNSPDs) ve Transition-Edge Sensörlerinin (TES) yüksek verimlilik oranlarına karşın kriyojenik sıcaklıklarda çalışması gerekli olduğundan ve bu sıcaklıklara inmek/kalabilmek günümüzde hem maliyet hem de teknoloji bakımından büyük zorluk oluşturmaktadır. Bu sebeple Tek Foton Çığ Diyotlar (SPAD), KAD protokollerinde büyük ölçüde kullanılan SPD sınıfıdır. Diğer SPD türlerine göre en büyük avantajları ise hem silikon (Si) SPAD'ler hem de (InGaAs) SPAD'ler geniş aktif alan yüzeyleri, düşük jitter zamanları ve düşük karanlık sayım oranları sayesinde yüksek foton tespit verimliliğine sahip olurken makul[91] sıcaklıklarda çalıştırılabilmesidir. Kızılötesi bölgede InGaAs SPAD'ler alternatif olarak Germanium tabanlı SPAD'ler de kullanılmaktadır; ancak bu makalede işlenmeyecektir.

Tek Foton Çığ Fotodiyotlara (SPAD) geçmeden önce fotodiyotların nasıl çalıştığını anlamamız gereklidir. Genellikle fotodiyotları 3 ana kategoride inceleyebiliriz. Bunlar;

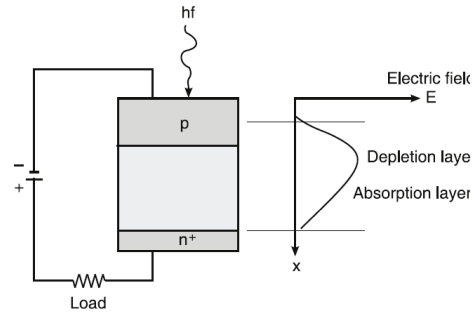
1. Positive-Negative (PN) Fotodiyotlar
2. Positive-Intrinsic-Negative (PIN) Fotodiyotlar
3. Çığ Fotodiyotlar

PN fotodiyotlarda p ve n bölümleri bulunmakta olup bu bölümlerin içerisinde boşluk ve elektronlar bulunmaktadır. P bölgesinde boşluklar yüksek oranda bulunurken N bölgesi elektronlar yüksek oranda bulunmaktadır. Bu materyallerin birleştirilmesiyle P ve N arasında difüzyon oluşacak ve birbirlerine geçiş sağlamaya çalışacaklardır. Öte yandan birleşim noktasında yaşanan bu olay sonucu difüzyon akımı oluşmaktadır. Difüzyonun olduğu birleşim bölgesinin doygunluğa ulaşmasıyla difüzyon akımı azalacaktır. Difüzyon akımı P'den N'ye doğrudur ancak; termal enerji dolayısıyla oluşan bir sızıntı akımı da bulunmakta olup, bu akım da difüzyon akımının tersi yönündedir. Foton emilim bölgesinin daha da genişletilebilmesi için I (intrinsic) bölgesi eklenmiş PIN fotodiyotlar da kullanılmaktadır. PN ve PIN fotodiyotlarda gelen foton enerjisiyle oluşan elektron-boşluk çifti için yükseltme/kazanç sınırlı olmaktadır. Eğer fotodiyota ters bir güç kaynağı bağlanırsa p bölgesindeki boşluklar ve n bölgesindeki elektronlar ters kutuplama dolayısıyla diyotun anot ve katot uçlarına doğru yaklaşacak ve difüzyon akımı 0'a yakınsayacaktır. Bu durumdaki diyotlara ters kutuplama (reverse-biased) yapılmış fotodiyotlar denilmektedir. PN

fotodiyotlarda ters kutuplama zorunlu değilken PIN ve Çığ fotodiyotlarda ters kutuplama gereklidir. Şekil 6-8,9'da PN ve PIN fotodiyotların yapıları elektrik alan grafikleriyle gösterilmiştir[92].

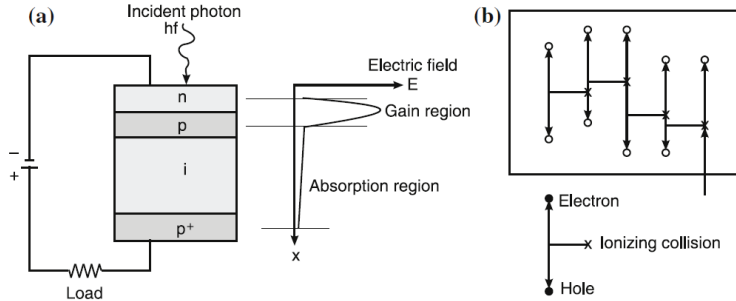


Şekil 6-8 PIN Fotodiyot Yapısı[92]

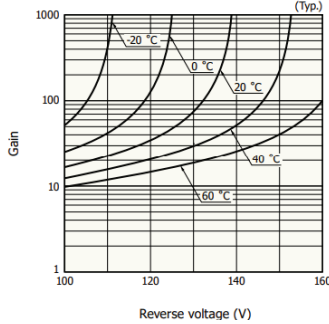


Şekil 6-9 PIN Fotodiyot Yapısı[92]

Çığ fotodiyotlarda ise Şekil 6-10'da[92] görüldüğü üzere farklı çeşitlerde değişmekle birlikte ≥ 4 katman bulunmakta olup gelen foton, fotoelektrik etkiyle enerjisini elektron-boşluk çifti oluşturan bir hücre elektronuna bırakır. Üretilen yük taşıyıcısı, darbe iyonizasyonu ile yüksek elektrik alanın bulunduğu yükseltme/kazanç bölgesinde çığ etkisini tetikler. Ölçümün ardından APD'de oluşan akım bastırma/söndürme direnci ile sınırlandırılarak gelen yeni bir fotonu tespit edebilmek için çığ durdurulur.



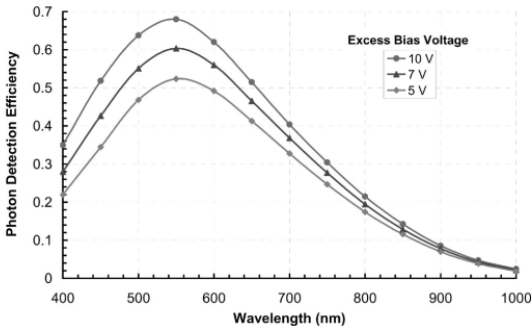
Şekil 6-10 a) Çiğ Fotodiyot Yapısı b) Elektron-Boşluk Çifti Darbe İyonizasyonu[92]



Şekil 6-11 Sıcaklığa bağlı Dahili Yükseltme/Kazanç - Ters Voltaj Grafiği

Ortalama dahili yükseltme/kazanç günümüz APD'lerinde 10^5 - 10^6 seviyelerindedir; ancak bu kazanç Şekil 6-11'de[93] de gösterildiği üzere APD'nin çalıştırıldığı sıcaklığa da bağlıdır. Sıcaklık artışı aynı zamanda darbe iyonizasyonunu oluşturan termal enerji dolayısıyla olumsuz

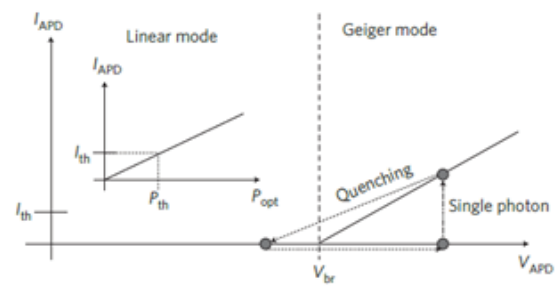
etkileyeceğinden yükseltme/kazanç bölgesinde oluşması beklenen elektron-boşluk çiftleri daha yüksek gerilimlerde oluşabilecektir. Bu durum fotodiyotun kırılma geriliminin de artmasına neden olacaktır. APD'lerin foton algılama verimliliği (PDE) malzemenin iyonizasyon faktörü (k), kuantum verimliliği (QE), sinyal-gürültü oranı (SNR) vb. gibi birçok farklı parametreye bağlıdır. Günümüzde mükemmel APD'ye ulaşmak bu gibi parametrelerin arasındaki ters orantılar nedeniyle mümkün değildir. Bu durum APD üreticileri tarafından parametreler arasında trade-off yapılmasını ve bu sebeple farklı APD modellerinin oluşturulmasını zorunlu kılmıştır.



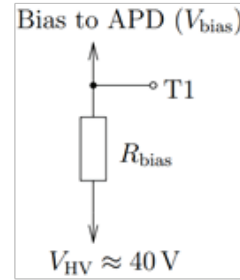
Şekil 6-12 Örnek bir SPAD'nın Kırılma Gerilimi Sonrasındaki Farklı Gerilimlerde Dalgaboyuna Bağlı Foton Algılama Verimliliği[89]

SPAD'ler Şekil 6-12,13'te gösterildiği üzere APD'lerden farklı olarak ters kutuplama bölgesinde olmanın yanı sıra kırılma geriliminin (breakdown voltage) üzerinde çalışmaktadır. SPAD'ler, Geiger Modunda çalıştığı için tek fotona duyarlı olup daha yüksek oranda, yükseltme/kazanç sağlayabilmektedir. Kırılma gerilimi aşıldığı durumda düşük

voltaj farkları dahi yüksek akım değişimlerine neden olmaktadır. Ölçüm sonrası çığ etkisi direnç yardımıyla aktif veya pasif bastırma/söndürme yöntemleriyle[94] SPAD'nin kırılma geriliminin (breakdown voltage) altına düşürülmesiyle durdurulur. Bir sonraki ölçümün yapılabilmesi için SPAD'nin tekrar kırılma gerilimini aşması gerekli olduğundan voltaj yükseltilir. Bu geçen hazırlık süresi "ölü zaman" olarak ifade edilmekte olup, APD halen foton hassasiyetini korumakla beraber henüz tek foton için yeterli hassasiyeti kazanmamıştır.

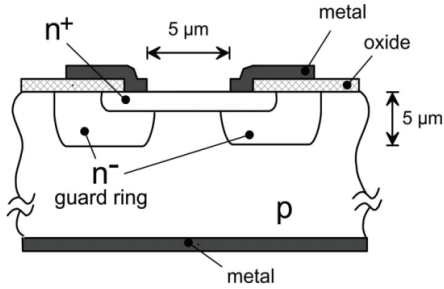


Şekil 6-13 SPAD Çalışma Prensipli Grafiği

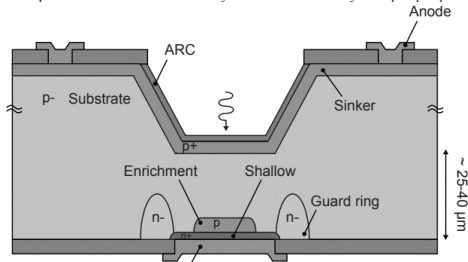


Şekil 6-14 SPAD Söndürme/Bastırma Direnci

Geiger Modu 1950'lerden itibaren çalışılmaya başlanmıştır[95] ve foton sayımı (PC) için çalışmalar[96-98] yapılmış olsa da Tek Foton Çiğ Diyotlar (SPAD) veya diğer adıyla Geiger-Modlu Çiğ Fotodiyotlar (Geiger-Mode APD) ilk olarak R.J. McIntyre ve P.P. Webb'in geliştirmiş olduğu ve bugün Reach-Through[99] olarak bilinen yapıdaki SPAD Modülüyle[100] ortaya çıkmış ve patentlenmiştir[101, 102]. Bu yapıda üretilen SPAD'lar halen ticari olarak Excelitas Technologies, ID Quantique gibi firmalar tarafından üretilmektedir; ancak Reach-Throughun üretim süreçlerindeki karmaşıklıklar ve yüksek voltaj gereksinimleri dolayısıyla farklı SPAD model yapılarının da oluşturulması gerekli hale gelmiş, daha önceki çalışmalardaki diyot model yapısı dikkate alınarak geliştirmeler yapılmış ve fotodiyot olarak düzlemsel model yapısındaki farklı yapılar da ortaya çıkmıştır, çıkmaya devam etmektedir.

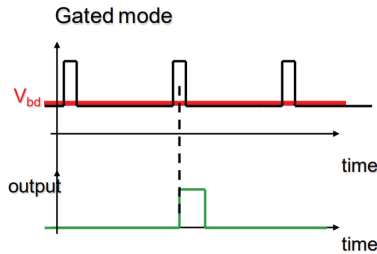


Şekil 6-15 Düzlemsel Fotodiyotların Öncüsü Diyot Yapısı[89]

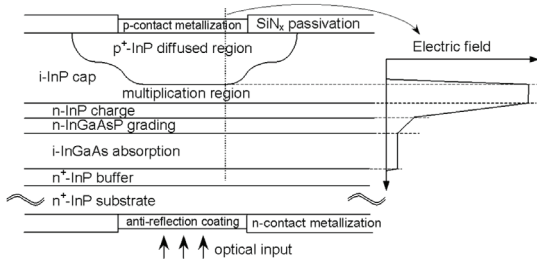


Şekil 6-16 Reach Through Fotodiyot Yapısı[88]

Si APD'ler 400 ila 1100 nm [89] arasındaki dalga boyunda çalışmakta iken InGaAs SPAD'ler 950 ila 1700 nm [103] arasındaki dalga boyunda çalışmaktadır. Silikon tabanlı SPAD'lerin telekom dalga boyunda çalışması nedeniyle uygulama alanları InGaAs SPAD'lerden ayrılmaktadır. InGaAs SPAD'ler ise daha çok uzun mesafeli kızılotesi ve devamındaki dalga boyuna sahip fiber optiğin kullanıldığı sistemler de daha yaygın görülmektedir.



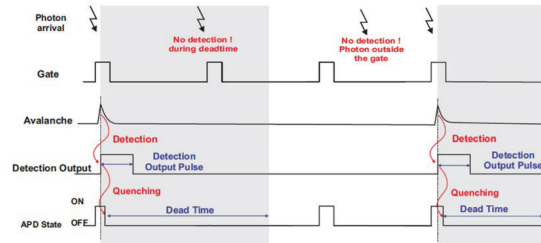
Şekil 6-17 Ölçüm Penceresi/Kapı Modu[104]



Şekil 6-18 InGaAs/InP Fotodiyot Yapısı[105]

InGaAs materyalinin özellikleri dolayısıyla dahili çığ etkisindeki yükselme/kazanç oluşmamaktadır. Dolayısıyla farklı materyaller ile birleştirerek foton emilimi dolayısıyla oluşan elektron-boşluk çiftinin yükseltilmesi/kazanç sağlanması amaçlanmış, bu doğrultuda InP materyalinin

kazanç/yükseltme bölgesi olarak doğru aday olduğu tespit edilmiştir. InGaAsP Çığ Fotodiyotları daha önceleri [106] tarafından gösterilse de düşük verim dolayısıyla ancak 2000'lerin ortalarından sonra daha yüksek kuantum verimliliklerine ulaşabilmiştir. InGaAs/İp SPAD yapıları dolayısıyla yüksek "karanlık sayım" ve "geç-sinyal" oranlarına sahiptir; ancak bu oranlar fotonun geldiği zamanla senkronize olarak APD'yi kırılma geriliminin üzerine belirli periyotlarda çıkarılmasını sağlayan "ölçüm penceresi/kapı modu" nun geliştirilmesiyle düşürülmüştür. Öte yandan foton kaynağıyla senkronizasyon zorunluluğunu aşmak için günümüzde pasif bastırma/söndürme yöntemini temel alan serbest koşan (free-running) SPAD'lar da geliştirilmektedir. InGaAs/İp Çığ Fotodiyotlarının KAD sistemlerindeki uygulamaları ve genel bakış için [107] makalesi incelenebilir.

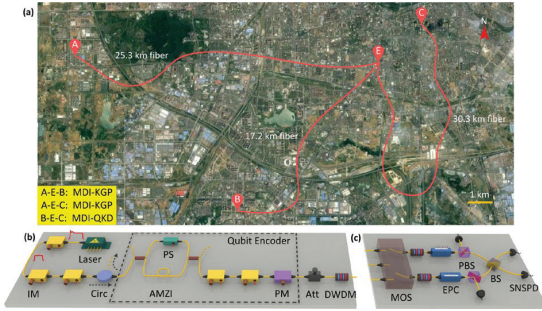


Şekil 6-19 Ölçüm Penceresi/Kapı Modu Kullanılan Bir SPAD'de Foton Sayım İşlemi[104]

7 Kuantum Dijital İmzalar (QDS)

Her ne kadar kuantum sonrası için bugünden hazırlansak da farklı çözümler de aramalıyız. Bu kapsamda Kuantum Anahtar Dağıtım tabanlı ilk dijital imza önerisi 2001 yılında Gottesman ve Chuang tarafından "Quantum Digital Signatures"[108] adıyla çıkan makalede görülmüştür. Makale içerisinde teorik olarak nasıl yapılabileceği anlatılsa da kübit durumunun yıkılmadan karşılaştırılabilmesi, uzun süreli kuantum hafıza ve güvenli kuantum kanalının gerekliliğini gösteriyordu. Ardından gelen protokoller kübit durumunun yıkılmadan karşılaştırılabilmesi[109] ve kuantum hafıza[110, 111] sorunlarına çözüm bulsalar da kuantum kanalının güvenli olacağı fikri üzerine inşa edilmişlerdi[112, 113].

2016 yılı itibarıyla ortaya çıkan 2 protokol ise güvenli kuantum kanal olmadan da QDS'in çalışabileceğini gösterdi[114, 115]; ancak örneğin [114]'de her bir kullanıcı için ayrı KAD linklerine ihtiyaç duyması gibi problemler vardı. Ardından ÖCB QDS[116] daha verimli bir protokol oluştu; ancak Alice ve Bob'u birbirine güvenli olarak bağlasa da merkezi otoritenin onlarla doğrudan iletişim kuramaması nedeniyle örneğin bir yazılım güncellemesi dahi yapılamaz bir şemaydı. Bu açığı gören Toshiba araştırma merkezi 2017 itibarıyla QCrypto konferansında gösterilen yeni ÖCB QDS deneysel olarak tanıttı[117]; ancak en hızlı imza olmasına karşın halen çok yavaştı.



Şekil 7-1Şehir içi 55.6 km ÖCB QDS Gösterimi[118]

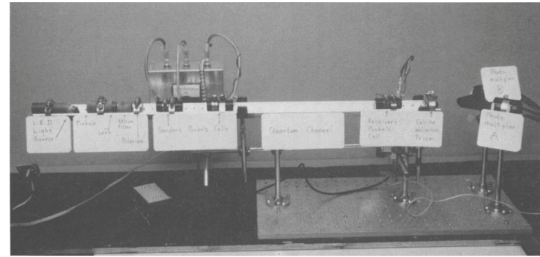
KAD sistemlerinin her geçen gün gelişmesiyle beraber QDS sistemleri de ivme kazandı ve bugün halen ticari kullanımdan uzak olsalar da 2023 yılı itibariyle çıkan tek seferlik evrensel hash (OTUH) protokoller[119, 120] kuantum e-ticaretin[121] dahi yakında olduğunun işaretlerini sunmaktadır. K-Günü ile beraber QDS sistemleri de özellikle fiziksel katmanda doğrulama sağlamak isteyen kişi ve kurumlar için post-kuantum'a alternatif olacaktır.

Tablo 7-1 Kuantum Dijital İmza Algoritmaları Deneyleri

| Ref | [122] | [118] | [117] | [123] | [124] | [120] |
|---|-----------|-----------|------------|-----------|------------|------------|
| Protokol | SARG04 | ÖCB | ÖCB | BB84 | BB84 | OTUH |
| Tekrar Oranı | 75MHz | 75MHz | 1GHz | 50MHz | 1GHz | 200 MHz |
| İletim Uzaklığı (km) | 102 | 55.6 | 50 | 280 | 125 | 227 |
| Güvenlik Parametresi | 10^{-9} | 10^{-7} | 10^{-10} | 10^{-5} | 10^{-10} | 10^{-32} |
| Bit başına imzalanma süresi (sn) | 66840 | 149987 | 45 | 21407 | 22.7 | 1.22 |

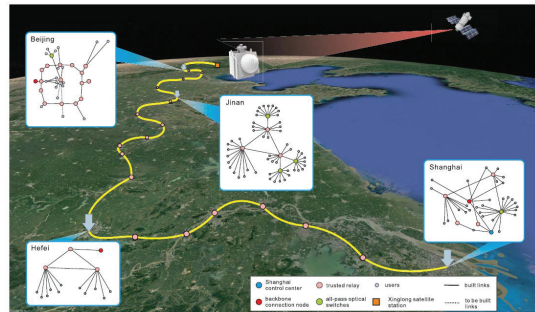
8 Akademik ve Ticari Uygulamalar

İlk deneysel gösterim Bennett, Smolin, Bessette, Salvail, ve Brassard tarafından 1989 yılında taslak olarak[125], 1992 yılında ise resmi olarak[126] yayınlandı. İlk denemede tekli fotonlar yerine aşırı derecede zayıflatılmış (10Hz) lazer darbeleri gönderilerek kullanıldı. Deney 32,5 cm lik bir uzaklıkta gerçekleştirildi ve anahtarlar yaklaşık 10bit/s dağıtıldı. Gündelik iletişimde 32.5 cm'in yeterli uzaklık olmadığı bilinmesine karşın lazer kaynağının ve dedektörlerin ilk gösterim için yüksek mesafelerde tam olarak hizalanma güçlüğü yaşanmaktaydı. 1993 yılında Townsend, Rarity, ve Tapster üçlüsü 10 km lik uzaklıkta fiber optik bazlı olarak KAD deneyini tekrarladi[127]. 1996 yılında ilk kez KAD sistemi laboratuvar dışına taşınarak gün ışığında test yapıldı ve başarıyla tamamlandı[128]. 2000'li yıllara değin laboratuvar ortamında birçok deney gerçekleştirilmiş ve KAD sistemlerinin başarıyla çalıştığı kanıtlanmıştır. Bu noktadan sonra açık alan çalışmalarına yoğunluk verildi.



Şekil 8-1İlk KAD Deney Düzeneği[126]

Dünyanın ilk kuantum kriptografi network ağı 2002 yılında Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA) tarafından 10 güvenilir düğümden oluşacak şekilde Harvard Üniversitesi ve Boston Üniversitesi arasında kuruldu[129]. Secure Communication based on Quantum Cryptography (SECOQC) projesi ile, 2008 yılında Viyana'da birkaç KAD sistemini tek bir KAD ağına birleştirdi ve uzun mesafeli iletişim için güvenilir bir network ağı oluşturuldu[130]. 2007 İsviçre seçimlerinde[131] ve 2010 Dünya Kupası'nda güvenlik iletişimini şifrelemek için kullanıldı. 2010 yılında Tokyo'da Japonya ve Avrupa'dan farklı kuruluşların katılımıyla bir KAD ağı kurulmuştur[132]. İlk kuantum şehir ağı ise 2017'de güvenilir röleler kullanılarak Şekil 8-2'de görüldüğü üzere Çin'in Wuhu bölgesinde Beijing, Shanghai, Jinan ve Hefei şehirlerini birbirine bağlayacak şekilde 2000-4600 km olarak kurulmuştur[133]. Günümüzde Çin Merkez Bankası, Çin BDDK kurumu ve Çin Sanayi ve Ticaret Bankası dahil olmak üzere hükümet ve finans ve enerji sektörlerindeki çok sayıda kullanıcı için uzun vadeli güvenlik sağlamak amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır[134].



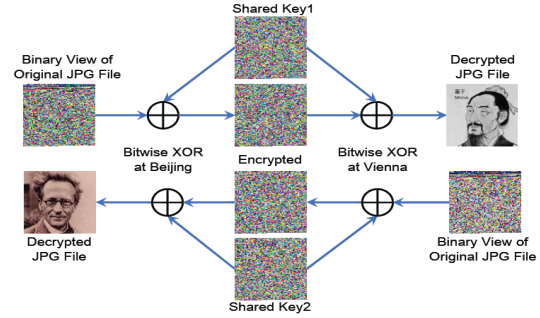
Şekil 8-2 2018 Çin Şehirlerarası KAD Sistemi[133]



Şekil 8-3 290km/s hız Uçak-Yer KAD Deneyi[135]

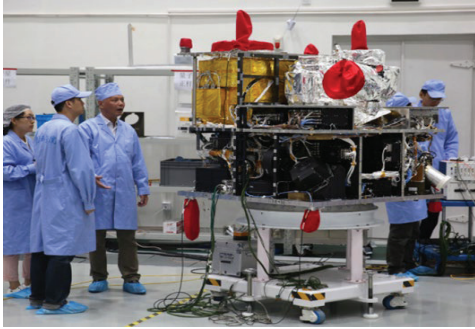
Sabit istasyonlardan sonra uzay yarışına kuantum iletişiminin entegre edilebilmesi hareketli istasyonlara geçiş kapsamında deneyler yapılmaya başlanmış, Şekil 8-3'te görüldüğü üzere bu deneylerin ilki Almanya'da 2012 yılında uçak-yer iletişimiyle gerçekleşmiştir[135]. Dünyanın ilk kuantum uydusu 635 kg'lık Micius 16 Ağustos 2016'da Çin Halk Cumhuriyeti tarafından fırlatılmış, yaklaşık 500 km

yükseklikte yörüngeye oturmuştur. Fırlatma öncesinde farklı testlerle hazırlıklar yapılmıştır[136]. İlk olarak Uydu-Yer haberleşmesini 23 farklı gün boyunca decoy-state BB84 protokolüyle başarıyla gerçekleştirmiştir [137]. Ardından ikinci görevi olan dolanık fotonları arası 1200 km olan 2 farklı yer istasyonuna iletmış; ancak QBER oranının %8.1 gözlemlenmesi dolayısıyla başarısız olmuştur. Yine de fotonların çoğunluğunun başarıyla iletildiği belirtilmelidir. Deneysel gösterimi yapılarak Çin'deki Xinglong şehri ve Avusturya'daki Graz şehri birbirine bağlandı[139]. Böylelikle toplam 7.600 km'yi kapsayan bir ağ kurulmuş oldu.

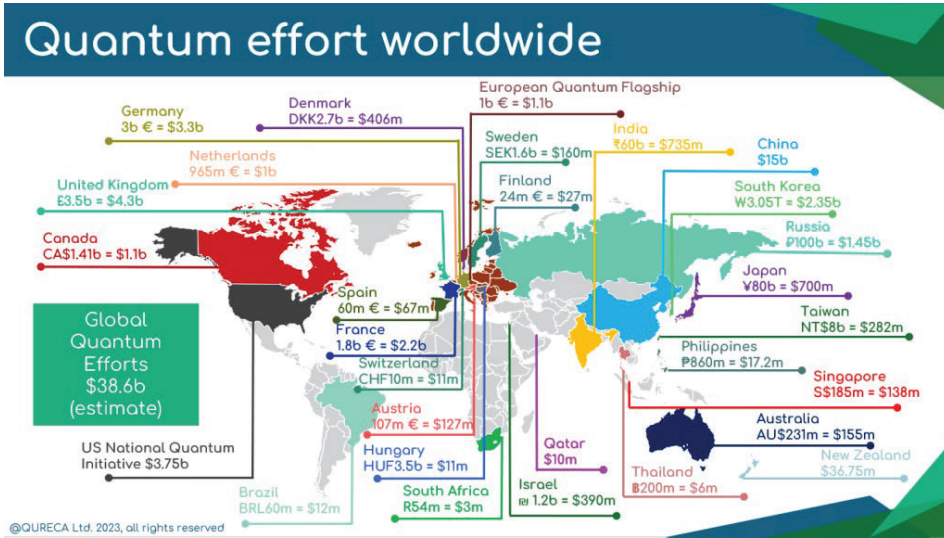


Şekil 8-5 Xinglong-Viyana Arasında Gönderilen Veriler[139]

Günümüzde İsviçre merkezli ID Quantique, ABD'den MagiQ Technologies ve Hindistan'dan QNu Labs gibi şirketler ticari KAD sistemleri sunmaya başladı. HP, IBM, Toshiba ve Mitsubishi gibi firmalar da KAD sistemleri için aktif olarak araştırma yapmaktadır. Bununla beraber Çin orta ve uzun vadeli planlarına devlet stratejisi olarak kuantum teknolojisini koydu. Bunun için 14. 5 yıllık kalkınma planında ABD'nin 8, AB'nin 2 katı büyüklükte kaynak ayırarak 15.3 milyar USD ile en önde gelen ülke oldu[141].

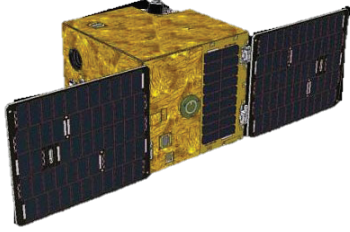


Şekil 8-4 Micius Entegrasyon Öncesi[140]



Şekil 8-6Ülkelere Göre Kuantum Çalışmaları Bütçeleri 2023[142]

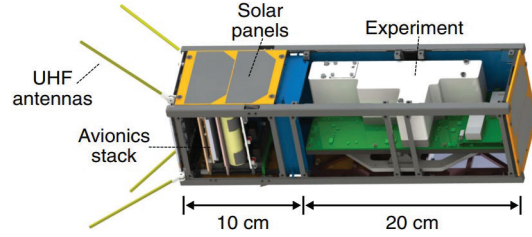
Fiber kablolarla yaşanan kayıplar nedeniyle uyduların haberleşmesi için bir alternatif oluşturmuş, düşük maliyetli uyduların güvenilir düğümler (trusted nodes) olarak atanabileceği



Şekil 8-7: SOCRATES Mikro Uydusu (48 kg)

anlaşılmıştır. Öte yandan uzay yarısındaki yüksek maliyetler günümüzde CubeSat standartlarında[143] maliyet etkin mikro/nano uyduların ön plana çıkmasını zorunlu hale getirmiştir. Böylelikle kuantum internetin kapıları aralanmaya başlamıştır. Bu kapsamda 2016 yılında Şekil 8-7'de görünen[144] mikro SOCRATES uydusunda Japonya tarafından B92 protokolüyle anahtar değişimi yapıldı, QBER oranı %5 olarak ölçüldü [145]. 2012 yılında Singapur Ulusal Üniversitesi tarafından nano uyduların kapsamında başlatılan SpooQySat programı, Galassia ve SpooQy-

1(SpeQtre) 'de yapılan deneylerin[146-149] ardından dolanık parçacıklarla KAD için uluslararası boyut kazandırılarak günümüzde CQuCoM ve SpeQtre programlarına evrilmiştir[150].



Şekil 8-8: SpooQy-1 Nano Uydusu (2.6 kg)[149]

Tablo 8-1'de KAD sistemleri özelinde bazı uyduların çalışmaları yer almakta olup, daha detaylı bilgi için [151-155] makaleleri incelenebilir. Kuantum internet yol haritası ve çalışmalar için de [35, 37, 38] makalelerine göz atılabilir.

Tablo 8-1: Kuantum Uydular Çalışmaları[154]

| Ülke | Görev |
|-----------------------------|--|
| Çin | Quantum Experiments at Space Scale (QUESS) Kuantum Uydusu Micius (2016) |
| Japonya | Space Optical Communications Research Advanced Technology Mikro Uydular SOCRATES (2016) |
| Singapur & Birleşik Krallık | Space Photon Entanglement Quantum Technology Readiness Experiment (SpeQtre) Nano Uydular SpooQy-1 (2019) |
| Rusya | Nano Uydular Impuls-1 (2023) |
| ABD | The Deep Space Quantum Link (DSQL) Marconi 2.0 |
| Kanada | Quantum EncryPTION and Science Satellite (QEYSSat) |
| Avrupa | Quantum Cryptography Telecommunication System (QUARTZ/EAGLE-1) / Konsorsiyum Lideri Özel Şirket (SES) The Quantum Key Distribution Satellite QKDSat / Konsorsiyum Lideri Özel Şirket (ArQit) |
| Almanya | QUBE 1 / QUBE 2 |
| Birleşik Krallık | Quantum Research CubeSat (QUARC) Responsive Operations for Key Services (ROKS) National Network of Quantum Technology Hubs (UK NQT Hub) |
| Fransa-Avusturya | NanoBob |
| 6'lı Konsorsiyum | CubeSat Quantum Communications Mission (CQuCoM) |

9 Kuantum Hacking

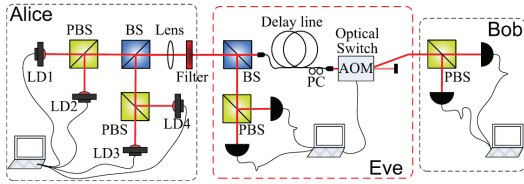
KAD protokolleri güvenliğini evrenin fizik yasalarından almasına karşın günümüzde insanoğlunun teknolojik yetersizliği dolayısıyla bu protokollerin çalışabileceği mükemmel cihazlar yapmak henüz mümkün değildir. Buradan hareketle geçmişten günümüze KAD Sistemlerine birçok farklı saldırı gerçekleştirilmiştir. Bu saldırılar 3 bölümde incelenebilir. Bunlar; 1-Kaynak 2- Kanal 3- Dedektör. Bu bölümde KAD sistemlerine yapılan başlıca saldırılar incelenecek, bu saldırılara karşı önlemler hakkında bilgi verilecektir. Daha detaylı bilgi için [156-158] makalelerine göz atılabilir.

9.1 Foton Numarası Bölme (PNS)

KAD sistemlerinin 1984'te doğuşu ve 1989'daki ilk deneyi ardından saldırı yöntemleri araştırılmaya başlanmıştır[126]. İlk başarılı hacking saldırısı 2000 yılında PNS atağı olarak [159-161] makalelerinde gösterilmiştir. Saldırı kaynak saldırılarının başlıca örneklerindedir.

Bölüm 6.1'de açıklandığı üzere KAD Sistemleri tek foton üretmenin günümüz teknolojisindeki zorluğu nedeniyle tek foton yerine zayıf tutarlı lazer darbeleri kullanmaktadır. Kaynaktan bir darbede/atımda gönderilen tüm fotonların birebir aynı özelliklere sahip olduğu bilindiğinden; saldırgan, gönderilen foton darbeleri üzerinde öncelikle Kuantum Nondemolition Ölçümü (QND) yaparak foton sayılarını hakkında

bilgi sahibi olur. Ardından fotonları optik materyaller yardımıyla (örn: BS) bölerek belirli sayıdaki fotonları kuantum hafıza cihazında saklar. BB84 protokolü gereği tüm gönderim işlemi tamamlandı Bob ve Alice ölçüm tabanlarını/filtrelerini sırayla açık kanal üzerinden paylaşmaya başladığında saldırganın taban/filtre bilgisine erişimi olacağı için doğru filtreleri kullanarak ölçümü yapacak ve anahtara ulaşabilecektir. Saldırı her ne kadar teoride çok başarılı olsa da günümüzde kuantum hafıza cihazlarının henüz bulunmamasından dolayı deneysel olarak gösterilememiştir; ancak yine de bu teorik saldırının gücü dolayısıyla BB84 KAD sistemlerinin güvenli iletişim aralığı 20 km'ye kadar düşmüştür[162]. Yalnızca BS ile gerçekleştirilen modifiye PNS saldırısı ise 2011 yılında Liu[163] ve arkadaşları tarafından gösterilmiştir. Saldırının L1-L2 lazerlerini kullanan 2 durum polarizasyon kodlamalı KAD sisteminde başarılı olduğu görülmüş, decoy state veya dört durum polarizasyon kodlamalı (BB84) sistemlerde başarılı olamayacağı görülmüştür.



Şekil 9-1 2011 Modifiye PNS Saldırı Şeması
L1,L2 –Ortogonal Darbeleri Üreten Lazerler
L3,L4-Decoy State Lazerler[163]

Saldırının önlenmesi için Decoy State yöntemi geliştirilmiş, hatta bu saldırı türüne karşı filtrelerin açıklanmadığı SARG04[32] gibi protokolleri oluşturulmuştur. Günümüzde KAD Sistemleri bu saldırıdan kaçınabilmek için çoğunlukla Decoy State [47] gibi yemleme yani önceden karar verilmiş olarak rastgele sinyaller gönderilmesi yöntemini kullanmaktadır.

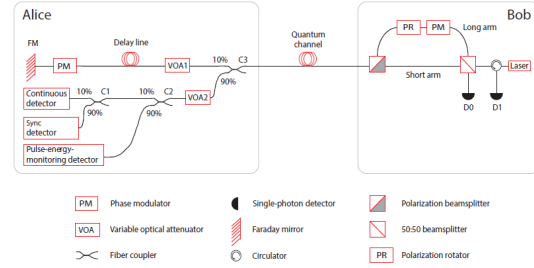
9.2 Trojan Atı

Fotonik malzemelerin kendilerine gelen ışığın bir bölümünü yansıtma özelliği açık olarak kullanılmaktadır. Eve, sisteme yoğun lazer darbeleri göndererek sistemde o sırada modüle edilen fotonlarla aynı modülasyona sahip olup, geri yansıyanlar üzerinde ölçüm yaparak bilgiye erişebilmeyi amaçlamaktadır.

2001 yılında literatüre Large-Pulse saldırısı olarak geçirilen yöntem[164], ilerleyen zamanlarda evrimleşerek Trojan Atı Saldırısı ismini aldı[165]. Saldırı Tak ve Çalıştır tipinde(Çift Yönlü İletişim) SARG04 protokolünü kullanan ID Quantique Clavis2[166, 167] ve SeQureNet Cygnus [168] gibi ticari KAD sistemlerinde başarıyla test edildi. Bu saldırı türü yeterli önlemler bulunmadığı takdirde cihaz bağımsız KAD sistemleri dahil tüm KAD sistemlerine karşı yapılabilmektedir. Saldırı verici (Alice) tarafına tüm protokollerde uygulanabilmekteyken, alıcı (Bob) tarafına yalnızca çift yönlü iletişimin sağlandığı protokollerde uygulanabilmektedir.

Tek yönlü haberleşmede çevresel gürültü ve foton polarizasyonunun stabil tutulması gibi etmenler sorun teşkil etmekte olduğundan farklı Tak ve Çalıştır gibi farklı sistem önerileri ortaya çıkmıştır[169, 170]. Ticari sistemdeki saldırının nasıl çalıştığını anlamak için öncelikle saldırının yapıldığı Tak

ve Çalıştır Tipi CLAVIS2 KAD sisteminin nasıl çalıştığını açıklamak gereklidir. Detaylı açıklama için [171] makalesi incelenebilir.



Şekil 9-2 CLAVIS2 Şeması[171]

Sistemde Bob, hem kaynağa (SPS) hem de ölçüm dedektörlerine (SPD) sahiptir. Bob tarafından gönderilen parlak ışığa sahip lazer darbeleri (200 ns'de bir darbe) ayarsız bir Mach-Zehnder interferometresinden (MZI) geçtikten sonra kuantum kanalına girer. Lazer tarafından üretilen her darbeye Bob'un interferometresinin iki kolu arasındaki yol farkından kaynaklanan 50 ns'lik bir gecikme yaşanmaktadır. 50 ns farkla kuantum kanalına giren lazer darbesi Alice'e ulaşır. Alice tarafında bu darbeler 10:90 oranında ayırıcı ile karşılaşır ve darbenin sadece %10'u KAD için kullanılırken, kalan %90 senkronizasyon ve güvenlik amaçları için Şekil 9-2'de gösterildiği gibi ayrılır. Alice'in foton zayıflatıcısı (attenuator) istenilen zayıflatmayı sağlar. Faz modülatörü (PM) ikinci darbe üzerinde rastgele bir faz ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) uygular. Ardından faraday aynası (FM) her iki darbeyi de yansıtır, yansıtma polarizasyonların dik olarak dönmesine neden olur. 50ns farkla gelen her iki darbe Bob'a ulaştığında, daha önce geçtikleri yolun tam tersi yolu izler. İlk başta kapalı durumda olan uzun koldaki faz modülatörü (PM) bu sefer rastgele bir faz (0 veya $\pi/2$) uygular. Böylelikle iki darbe Bob'un 50:50 ışın bölücüsüne (BS) aynı anda ulaşmış olur. Eğer Alice ve Bob aynı faz modülasyonunu ($0, 2\pi$) kullanmışlarsa darbeler girişim yaparak tek bir dedektör tarafından (D_1 veya D_2) ölçülmek üzere tek bir yöne gider; ancak Alice ve Bob farklı faz modülasyonu uygulamışlarsa, fotonlar D_0 ve D_1 dedektörleri arasında eşit olasılıkla bölünür.

Yukarıda açıklandığı üzere Bob'un lazerinden gelen darbe dönüşte Bob'un PM'sinde faz işlemine tabii tutulduğundan Eve, Bob'un PM'sine yeterli sayıda fotonu aynı anda gönderdiğinde Bob'un oluşturduğu kübite etkilemeden Eve tarafından gönderilen fotonlar Bob'un o sırada uyguladığı fazla aynı duruma gelir. Her fotonik malzemenin belirli oranda geri yansıtma özelliği bulunmaktadır. Gönderilen darbelerin bir kısmı geri yansıtıldığından Eve, Bob'un faz bilgisini içeren fotonlara sahip olacaktır.

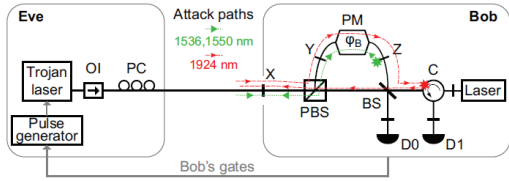
2014'te 1550 nm dalga boyunda denenen saldırı SPD'lerde geç sinyal oluşumuna neden olduğundan başarıya ulaşamamasına karşın 2017'de farklı bir grup tarafından 1924 nm dalga boyunda denendiğinde geç sinyal oluşmadığı gözlemlenmiş, kısmi başarı sağlanmıştır.

Burada Bob'un PM'sine Trojan Atı darbenin gönderildiği zamanlama, dalga boyu ve yoğunluk en önemli parametrelerdir.

- PM'in yapısı dolayısıyla Trojan Atı darbeleri yalnızca belirli bir süre içerisinde PM'e girişim yapmalıdır.
- Gönderilen Trojan Atı darbeleri sistemde QBER

yaratabilecek olan dedektörlerde oluşan geç-sinyal etkisi yaratmayacak parametrelerde seçilmelidir.

- Eve'e geri ulaşan Trojan Atı darbeleri Bob'un sistemindeki cihazlar tarafından ölçülebilecek düzeyin altına zayıflatılmış olmamalıdır.

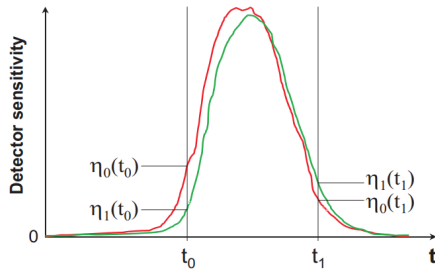


Şekil 9-3 Kırmızı / 2017 Başarılı Trojan Atı Saldırısı Yeşil / 2014 Kısmi Başarılı Trojan Atı Saldırısı[167]

Saldırıdan kaçınmanın en iyi yolları tek yönlü KAD sistemlerinde optik izolatörler ve dalga boyu filtreleri kullanmak iken [164], çift yönlü KAD sistemlerinde watchdog monitörü, optik izolatörler uygulamak ve faz modulatörlerinin voltaj uygulama aralıklarını daraltmaktır.

9.3 Sahte Durum Saldırısı

Bölüm 6.3'te belirtildiği üzere dedektörler, birkaç nanosaniye süren ve kapı/pencere modu adı verilen süre boyunca gelen tek fotona duyarlıdır. Bu mod dışında tek foton için neredeyse sıfır hassasiyete sahiptir. Aynı marka model dedektörlerin dahi verimlilik grafiği birbirine çok yakın olmasına karşın üretim kaynaklı verimlilik zamanlarında kaçınılmaz olarak kaymalar meydana gelmektedir. Makarov ve Hjelme tarafından 2004 yılında bu zamana bağlı verimlilik farkından kaynaklanan zafiyetin sömürülebileceği fikri ortaya çıkmış[172], 2005 yılında saldırı deneysel KAD sistemine gerçekleştirilmiş; ancak her ne kadar teoride güçlü bir saldırı olsa da dedektör karanlık sayımı vb. etmenlerden dolayı pratikte yüksek QBER oluşturduğundan tam olarak başarılı olamamıştır.



Şekil 9-4Zamana Bağlı Dedektör Verimliliği

Saldırı aşağıdaki gibi gerçekleştirilmektedir;

- Alice'in gönderdiği fotonlar Eve tarafından yakalanarak rastgele tabanlarda (Z veya X) ölçülür.
- Eve yaptığı ölçümün tam tersi polarizasyonda ve bitte yeni kübit hazırlar. (örn: Z1 ölçümüne karşılık X0)
- Eve, hazırlanan yeni kübite kodlanmış bitin ölçülebileceği dedektörün (1 ise D1, 0 ise D0) kapı/pencere modunda olmadığı zamanda ulaşacak şekilde Bob'a fotonu gönderilir. Bunun için optik elemanlarla dedektörler arası zaman farkı yaratılabilir. Ayrıca Alice'ten aldığı foton

darbelerinden daha kısa darbeleri Bob'a göndererek dedektörlerin ölçüm zamanları konusunda avantaj elde edebilir.

- Eve'den gelen fotonlar Bob tarafından rastgele tabanlara (Z veya X) sokularak D1 ve D0 dedektörlerine gönderilir. Eğer Eve, Bob'a dedektörlerden birinin ölçüm verimliliği yüksek, diğerinin kör olduğu bir zamanda tarafından foton darbesini göndermişse kör olan dedektörde hiçbir zaman ölçüm gerçekleşmeyecektir. Örnek, Tablo 9-1'de aşağıda verilmiştir.

Tablo 9-1 Sahte Durum Saldırısı Olasılık Tablosu

| Alice | Eve | Eve | Bob | Bob Ölçüm Olasılığı |
|-------|-----|-----|-----|-------------------------------|
| X0 | X0 | Z1 | X0 | %50 |
| X0 | X0 | Z1 | X1 | 1 DEDEKTÖRÜ KÖR OLDUĞUNDAN %0 |
| X0 | X0 | Z1 | Z0 | %0 |
| X0 | X0 | Z1 | Z1 | 1 DEDEKTÖRÜ KÖR OLDUĞUNDAN %0 |
| X0 | Z0 | X1 | X0 | %0 |
| X0 | Z0 | X1 | X1 | 1 DEDEKTÖRÜ KÖR OLDUĞUNDAN %0 |
| X0 | Z0 | X1 | Z0 | %50 |
| X0 | Z0 | X1 | Z1 | 1 DEDEKTÖRÜ KÖR OLDUĞUNDAN %0 |
| X0 | Z1 | X0 | X0 | 0 DEDEKTÖRÜ KÖR OLDUĞUNDAN %0 |
| X0 | Z1 | X0 | X1 | %0 |
| X0 | Z1 | X0 | Z0 | 0 DEDEKTÖRÜ KÖR OLDUĞUNDAN %0 |
| X0 | Z1 | X0 | Z1 | %50 |

Denklem 9-1,2,3'de $n_x(t)$ x dedektörünün t anındaki verimliliğini ifade etmektedir. Eğer dedektör verimlilik uyumsuzluğu 1:15'ten büyükse, Eve anahtarı %11 limitinin üzerinde QBER yaratmadan elde edebilir. Altılı Durum, B92 ve E92 gibi protokoller sahte durum saldırısına karşı dirençlidir.

$$QBER = \frac{P(hata)}{P(variş)}$$

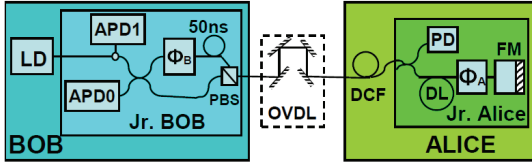
$$= \frac{2n_0(t_1) + 2n_1(t_0)}{n_0(t_0) + 3n_0(t_1) + 3n_1(t_0) + n_1(t_1)} \quad (9.1)$$

$$Simetrik Olayda \frac{n_1(t_0)}{n_0(t_0)} = \frac{n_0(t_1)}{n_1(t_1)} = n \quad (9.2)$$

$$n \leq 0.066 (\sim 1:15), QBER \leq 11\% \quad (9.3)$$

9.4 Zaman Kaydırma

Sahte durum saldırı teoriğinden yola çıkan Zhao ve arkadaşları 2005 yılında dedektörlerdeki zamana bağlı ölçüm verimlilik farklarını zafiyet olarak kullanıp bu saldırıyı geliştirdi[173]. Saldırı 2007 yılında ticari olarak kullanılan ID500 KAD sistemine (Çift Yönlü İletişim) yapılmış olup, ticari sistemlere yapılan ilk saldırı olarak tarihe geçti[174].

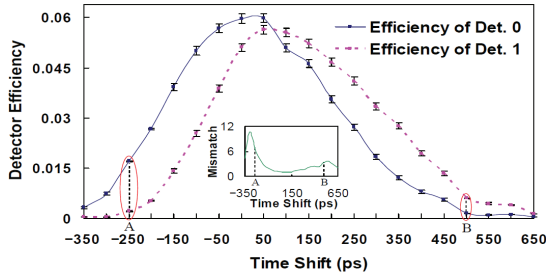


Şekil 9-5 ID500 KAD Sistem Şematiği[174]

Bu saldırıda Eve, Alice tarafından gönderilen fotonlar üzerinde herhangi bir ölçüm yapmaz. Bunun yerine sadece Alice'in foton darbelerinin Bob'a ulaşım zamanını ileri veya geri kaydırarak dedektörlerin zamana bağlı ölçüm verimliliği farkından yararlanarak her iki dedektörden birinin (D₁ veya D₀) kör olduğu zamanda fotonların Bob'a ulaşmasını sağlayarak anahtar hakkında bilgi elde eder. İki farklı SPD'nin ölçüm için kullanıldığı KAD sistemlerindeki dedektörlerde n_{xt} x dedektörünün t anındaki verimliliğini ifade etmektedir. Bu kapsamda

$$r = \frac{n_1 t_0}{n_0 t_0} = \frac{n_0 t_1}{n_1 t_1} \quad (9.4)$$

denkleminde r eğer 0'a eşitse 1 bitinin ölçümü t_0 anında mümkün değilken, 0 bitinin ölçümü de t_1 anında mümkün değildir. Saldırı yapılan çift yönlü iletişimin kullanıldığı ID500 sistemin şematiği Şekil 9-5 ve dedektör farkları Şekil 9-6'da gösterilmiştir.



Şekil 9-6 SPD'ler Arası Zamana Bağlı Verimlilik Farkları[174]

ID500 sistemindeki t_1 ve t_0 anları arasındaki fark maksimum 100ps olarak ölçülmüş olup, araştırmacılar tarafından 2844 defa test edilmiş ve bu tekrarların 10^6 'ında 100ps ve üzerine çıktığı görülmüştür. Diğer bir deyişle dedektörler arası fark maksimum aralığına %4 ihtimalle ulaşmaktadır. Öte yandan dedektörler 500 ps süresince kapı/pencere modunda kalmaktadır. Orijinal lazer yerine PicoQuant lazer kaynağı kullanılmış gönderilen darbe uzunluğu süresi 100 ps'ye modifiye edilmiştir. Saldırı pratiğinde eğer 100ps kaydırma sistemin doğasından da kaynaklı oluşan QBER sorun yaratabilir, saldırı başarısız olabilir. Bu kapsamda araştırmacılar 50ps'lik zaman kaydırmasının yeterli olacağını yapılan simülasyonlarda görmüş ve 15 dakika süren saldırıyı başlatmıştır. Eve, denemelerinin %4'ünde toplam %5,68 QBER yaratarak anahtarla ilgili kısmi bilgi ele geçirdi. Böylece tüm olası anahtar olasılıkları üzerinde kava kuvvet saldırısı (brute-force) imkânı elde etti.

Tablo 9-2Deney Sonuçları[174]

| Deneysel | | | | | |
|----------|-----------------------|-----------|-------|----------|----------|
| μ | Y_0 | $d_{0/1}$ | E | K_U | K_L |
| 0.1 | 2.26×10^{-5} | 3479 | 5.68% | 1131 bit | 1297 bit |

Dörtlü durum ölçümü yapılan KAD sistemleri saldırıya karşı dirençli olmakla beraber ilgili sistemlere de sahte durum

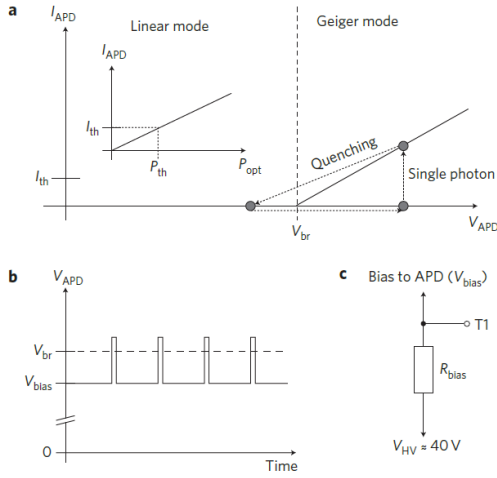
saldırısıyla kombine şekilde zaman kaydırma saldırısının yapılması mümkündür.

9.5 Dedektör Kontrol Saldırısı

Bölüm 6.3'te açıklandığı üzere tek foton ölçümü için günümüzde çoğunlukla Geiger Modunda çalışan APD'ler kullanılmakta, bunlar SPAD olarak adlandırılmaktadır. Karanlık sayım, geç sinyal vb. gibi QBER artışını tetikleyen etmenlerden kaçınmak üzere bu APD'ler çoğunlukla foton darbesinin beklendiği zaman dilimlerinde kırılma geriliminin (breakdown voltage) üzerine çıkartılarak foton sayımı sağlanmakta bu duruma da zaman dilimlerine de kapı/pencere denmektedir. Tek foton SPAD'ye ulaştığında elektron-boşluk çiftini tetikleyerek çığ oluşturup tek fotonları tespit edebilmektedir. Çığ, APD içerisindeki direnç yardımıyla aktif veya pasif olarak bastırılıp/söndürülmekte, APD yeni ölçüm için tekrar ters kutuplama bölgesinde yüksek voltaj uygulanarak Geiger moduna alınmaktadır.

Doğrusal modda APD'ler tek fotona duyarlı olmamakla beraber halen fotodiyot özelliğini korumakta ve foton sayımı yapabilmektedir. 2009 yılında pasif dirençle çığ bastırmanın/söndürmenin sağlandığı kapı/pencere modu bulunmayan SPAD'lere sürekli parlak ışık tutulduğunda APD'nin Geiger modunda geçemeyerek doğrusal moda kaldığı, böylelikle tek fotonlara karşı kör olduğu fark edilmiş[175], 2010 yılında aktif bastırılmalı/söndürmeli kapı/pencere modunda çalışan SPAD'lerde saldırının yapılabileceği görülmüş ve bu açık kullanılarak ID Quantique id3110 Clavis2 ve MagiQ Technologies QPN 5505 sistemleri başarıyla hacklenerek, anahtar ele geçilmiştir[176]. Saldırı 2011 yılında Gerhardt ve arkadaşları tarafından dolanık foton çiftlerini kullanan BBM92 protokolünün koştuğu bir KAD sisteminde de başarıyla gösterilmiştir[177]. Bununla beraber yine 2011 yılında saldırının dinamiklerini ayrıntılı açıklamak üzere PerkinElmer AQR model tek foton sayaç modülü üzerinde deney gerçekleştirilmiş, modüldeki dedektörün kör edilme işlemi ayrıntılarıyla açıklanmıştır[178].

Saldırıda kullanılan sürekli parlak ışık yöntemine alternatif olarak APD'lerin, kısa foton darbeleri uygulanarak sıcaklık yükselmesiyle Geiger modundan çıkıp doğrusal moda geçtiği ve böylelikle tek foton duyarlılığını kaybederek körleştiği gösterilmiştir[179]. Diğer yandan yine sürekli ışıkla körleştirmeye alternatif olarak kapı/pencere modlu SPD'lerdeki açılan yararlanan "kapı sonrası saldırısı" ortaya çıkmıştır[180]. Saldırının doğası gereği körleştirme tekniğine nazaran daha fazla geç-sinyal ürettiğinden QBER daha yüksek olmaktadır. Farklı tekniklerle dedektör kontrolü sağlayan saldırılar da ortaya çıkmaya devam etmektedir[181-183]. Ayrıca, Bölüm 6.3'te bahsedilen kriyojenik sıcaklıklarda çalışan Süper İletken Nano Tel Tek Foton Dedektörler (SNSPDs)'in de dedektör kontrol saldırısına hedef olabileceği gösterilmiştir [184].

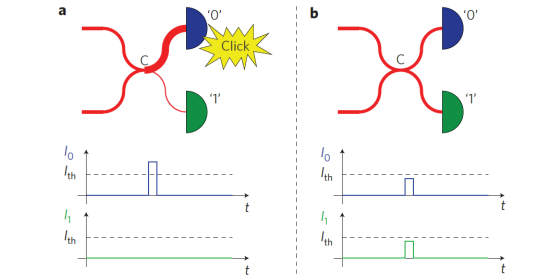


Şekil 9-7a) APD voltaja Bağlı Akım Grafiği b) Kapı/Pencere Modu Gösterimi c) APD Söndürme/Bastırma Direnç Gösterim[176]

Şekil 9-7 açıklaması: a) APD V_{br} üzerinde olduğunda, gelen tek bir foton dahi yüksek bir akıma (I_{APD}) neden olur. Ölçüm sinyali eşiği (I_{th}) geçtiğinde “tıklama” olarak adlandırılan ölçüm gerçekleşir. Doğrusal modda ise akım I_{APD} , optik güç P_{opt} ile orantılıdır. b) Ticari KAD sistemlerinde ortalama olarak $3V$ 'luk fazladan voltaj, kapı/pencere modu adı verilen ölçüm zamanları yaratır, bu zamanlarda V_{br} aşılmış durumdadır. c) T1'de V_{bias} APD'ye uygulanmadan önce yüksek voltaj kaynağı V_{HV} 'nin R_{bias} olarak belirtilen empedansı (Clavis2'de $1\text{ k}\Omega$, QPN 5505'de ise $20\text{ k}\Omega$) bulunmaktadır. Bu nedenle R_{bias} üzerinden geçen herhangi bir akım V_{bias} 'ı azaltır.

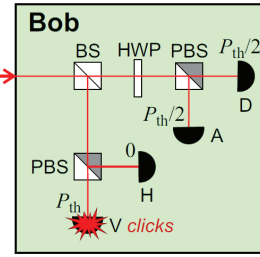
Saldırı aşağıdaki gibi gerçekleştirilmektedir;

1. Saldırıda Eve öncelikle dedektörlerin tek foton duyarlılığını körleştirmek için sürekli parlak ışık darbesi veya sıcaklık yükselmesiyle V_{bias} 'ı düşürür. Kutuplama gerilimindeki bu düşüş kapı/pencere zamanlarında tek foton duyarlılığı sağlamak için gerekli geiger moduna geçişi de engelleyecektir. Bob V_{bias} 'ın düştüğünün farkında olmadığından uyguladığı voltaj V_{br} yı aşamayacaktır.
2. Alice'ten gelen foton darbelerini Eve rastgele tabanlarda ölçer. Eve yaptığı ölçümün aynı polarizasyonunda yeni kübit hazırlar; ancak tek foton göndermek yerine kısa parlak foton darbelerini Bob'a gönderir.
3. Bob rastgele tabanlarda ölçüm yapar. Eğer Bob, Eve ile aynı polarizasyonda ölçüm yaptıysa beklediği gibi tek bir dedektör “click” ler.
4. Ancak Bob Eve'den farklı bir taban seçimi yaparsa ışın 2 ye ayrılarak her fotonlar D_0 ve D_1 dedektörleri arasında eşit olasılıkla bölünür.
5. Bob'un aktif taban seçimi yaptığı durumlarda (2 dedektör) Eve P_{th} nin hemen üzerinde bir güç ile bu darbeyi göndermişse her iki dedektöre ulaşan fotonların oluşturduğu akım I_{th} 'nin altında kalacağından herhangi bir “click” leme oluşmaz.



Şekil 9-8a)Bob ile Eve'in aynı tabanı seçtiği durum b)Bob ile Eve'in aynı tabanı seçtiği durum[176]

6. Bölüm 4.1.1'de de bahsedildiği üzere tek foton bölünmesi gibi bir durum söz konusu olmadığından tek foton kullanılan KAD sistemlerinde farklı taban seçim durumlarında %50 olasılıkla D_1 'de %50 olasılıkla D_0 'da ölçüm görülecektir; ancak Eve tek foton yerine kısa parlak foton darbeleri gönderirse fotonlar 2'ye bölünecek ve her iki dedektöre de çarpacaktır. Fotonlar 2 ye bölündüğü için P_{th} 'de $\frac{1}{2}$ olacak ve I_{th} yi aşamayacaktır.
7. Bob'un pasif taban seçimi yaptığı durumlarda (4 dedektör) ise Eve P_{th} yerine $2P_{th}$ gücünde kısa lazer darbeleri göndermelidir. Şekil 9-9'da[178] gösterildiği üzere pasif taban seçimi durumlarında Bob'un girişindeki BS ile ışınlar 2 ye ayrılmakta her kola P_{th} gücünde darbe ulaşmaktadır. Bu darbeler Bob'un Eve'den farklı tabana sahip kolunda tekrar 2'ye bölünerek $P_{th}/2$ gücünde olacağından I_{th} 'yi aşamayacak, “click” oluşmayacaktır. Eve ile aynı tabana sahip kolda ise doğrudan tek bir dedektöre giderek “click” leme oluşacak ve ölçüm yapılmış olacaktır.



Şekil 9-9Pasif Taban Seçimi

Saldırı, bitlerin yarısının kaybolmasına neden olur; ancak normalde Alice'ten Bob'un dedektörlerine olan ulaşan foton darbeleri yoldaki (fiber veya açık hava) kayıplar nedeniyle $\frac{1}{2}$ 'den daha düşük olduğundan bu durum sorun oluşturmaz. Ayrıca, genellikle Bob'un SPAD'leri %50'nin üzerinde kuantum verimliliğine sahip değildir. Eve tarafından gönderilen tüm darbeler “click”lemesi istenen dedektörde I_{th} 'yi geçtiği için Bob'da %100 olarak ölçüm gerçekleşmiş olacaktır.

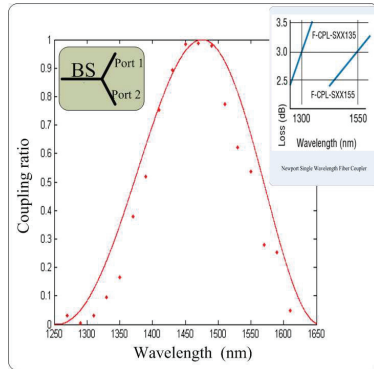
Saldırıdan korunmak için halen araştırmalar devam etmektedir. Her ne kadar bit-mapped gating gibi yöntemler[185] önerilse de verimli bir çözüm olarak görülmemiş, Bob'un girişine güç ölçer koymanın saldırıyı tespit edebileceği düşünülmüş; ancak 120 foton ile dahi saldırı gerçekleştirilebileceğinden güç ölçerinin faydasız olduğu ortaya çıkmıştır[186]. Doğru şekilde kullanılan [187, 188] ve gerçek zamanlı izlenen[189] SPAD'lerin veya bazı KAD sistemlerinin kullanılan homodin dedektörlerin saldırıdan etkilenmeyeceği belirtilmiş olsa da tartışmalar devam etmektedir. Ayrıca 2019'da Bob'un girişine zayıflatıcı konularak gelen fotonların gücünün düşürülmesi ve böylelikle dedektörün körleşmesinin önüne geçilmesi yöntemi de ortaya çıkmıştır[190-192]. 2023 yılında dedektör kontrol saldırılarını algılayabilmek için bir yazılım ve donanımın bir arada çalıştığı bir test düzeneği dahi

oluşturulmuş; ancak bu düzenek dahi yeterli verimliliğe ulaşamamış, farklı yöntemlerle sağlanan dedektör kontrol saldırı çeşitlerinde ise (sıcaklığa bağlı, lazer zarar verme vb.) tamamen işlevsiz kalmış ve/veya geliştirmeye ihtiyaç duymaktadır[193]. Nitekim, günümüzde saldırıdan korunmanın en gerçekçi çözümü her ne kadar yüksek maliyetli olsa da Bölüm 4.4'te anlatılan Ölçüm Cihaz Bağımsız KAD sistemi kullanılmaktadır.

9.6 Dalga Boyuna Bağlı Saldırı

Pasif taban seçimli KAD sistemlerinde Alice'ten gönderilen fotonlar Bob'un girişinde 50:50 ışın ayırıcı (BS) tarafından rastgele olarak X ve Z tabanlarında ölçüm yapılan dedektörlere gönderilirler. KAD sistemlerinde yaygın olarak kullanılan 2 BS türü fused biconical taper (FBT) teknolojisi [194] ve ayna kaplamadır (MC); ancak FBT BS'ler de dalga boyuna bağlı yansıtma/geçirme oranları değişebilmektedir. Öte yandan genellikle KAD sistem çiplerinde çoklayıcı olarak kullanılan multimode interference (MMI) BS'ler, FBT BS'lerin dalga boyu değişkenlik karakteristiğini taşımaktadır[195].

2011 yılında Hong-Wei Li ve arkadaşları[196] Fused biconical taper (FBT) teknolojisiyle üretilmiş 1550 nm'de 50:50 olarak ayırıştırma yapan BS'in kullanıldığı KAD sistemine saldırıp anahtarı ele geçirmeyi başarmıştır. Eve'in sisteme 1470 nm ve 1290 nm dalga boyunda fotonlar gönderdiğinde BS'in geçirgenlik oranının sırasıyla % 98.6 ve % 99.7 olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Saldırıda Alice'ten gelen fotonlar Eve tarafından yakalanarak rastgele tabanlarda ölçülmekte, ölçüm sonuçlarıyla aynı polarizasyonda ve yeni dalga boyunda (1470, 1290) foton hazırlanarak Bob'a gönderilmektedir. Saldırıda sistemde ölçüm için kullanılan id 200 SPD'sinin de dalga boyuna bağlı verimliliğinin değiştiği gözlemlenmiş, verimlilik sırasıyla 1550nm: 12.1% , 1470nm: 10.7% 1290nm: 5.0% olarak ölçülmüştür. Saldırı süresince QBER %1.3'ten %1.4'e çıkmış, toplam %0.1 artış gözlemlenmiştir. QBER %11 sınırının altında olduğundan Eve yakalanmadan anahtarı ele geçirebilmektedir.



Şekil 9-10 El Yapımı FBT BS'in Dalga Boyuna Bağlı Yansıtma/Geçirme Oranları[196]

Saldırı, 2013 yılında Sürekli Değişkenli (CV) KAD sistemine gerçekleştirilmiş, heterodin ölçüm yapılan sistemlerde başarıyla uygulanabileceği; ancak homodin ölçüm yapılan sistemlerde başarılı olamayacağı belirtilmiştir[197]. Öte yandan 2019 yılında 4 boyutlu faz-zaman kodlamalı KAD sistemlerinde uygulanabileceği gösterilmiştir[198].



Şekil 9-11 Güç Ölçerle Saldırıdan Korunma Yöntemi[199]

Saldırıdan korunmak için güç ölçer ile sistemin izlenmesi, yalnızca ayna kaplamalı (MC) BS'lerin kullanımı, QBER seviyesinin daha aşağıda tutulması gibi farklı çözüm önerileri sunulmuş[199], yalnızca dalga boyu filtreleriyle saldırıdan korunmanın darbe yoğunluğuna bağlı by-pass dolayısıyla mümkün olmadığı belirtilmiştir. Faz, zaman-faz kodlamalı KAD sistemleri ile ÖCB ve CB KAD protokollerini kullanan sistemler saldırıya karşı tam korunmalıdır.

9.7 Double Click

En basit saldırı yöntemlerindedir. KAD sistemleri, bit 0 ve bit 1 olmak üzere iki farklı bit değerinin algılanmasını gerektirdiğinden, en az iki SPD'ye ihtiyaç duyarlar. Double click, her iki SPD'nin aynı anda sinyalleri algıladığı durumu ifade eder. SPD'ler Bölüm 6.3'te anlatıldığı üzere ölü zaman, Afterpulsing, karanlık sayım gibi sebeplerden ötürü aynı anda click (ölçüm) yapabilirler.

Saldırıda Eve, Alice tarafından gönderilen fotonun yakalayıp rastgele bir tabanda ölçer. Ölçümün ardından Eve ölçüm yaptığı polarizasyon durumunda tek foton yerine parlak ışık darbesi hazırlayarak Bob'a gönderir. Eğer Bob, Eve'den farklı bir tabanda ölçüm yaparsa, double click olayı gerçekleşir ve her iki dedektör aynı anda ölçüm yapar. Bob'un aynı tabanı kullandığı durumda tek dedektörde ölçüm gözlenir.

Eğer double click olayı yalnızca sistem hatası olarak algılanıp göz ardı edilirse Eve, Alice ve Bob ile aynı bilgiyi paylaşmış olur. Önceleri geliştiriciler double click olayı olduğunda sayımı dikkate almamayı tercih etmekteydiler; ancak Eve tarafından atak geliştirilebileceğinin anlaşılmasıyla double click olayı meydana gelmesi durumunda göz ardı etmek yerine rastgele olarak seçim yapmayı tercih ettiler[160].

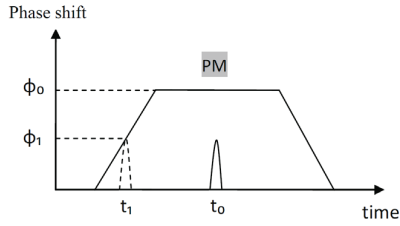
9.8 Faz Yeniden Haritalama

2007 yılında Fung ve arkadaşları[200] teorik olarak faz, faz-zaman kodlamalı sistemlerde kullanılan faz modülatörlerinin (PM) tepki sürelerindeki açıktan yararlanarak bir saldırı gerçekleştirilebileceğini göstermiş, 2010 yılında Xu ve arkadaşları[201] tarafından ID Quantique ID-500 ticari KAD sistemine saldırı gerçekleştirilmiştir. Saldırıda QBER %19.7 ölçülerek kısmi başarı sağlandığı kanıtlanmıştır.

Tak ve Çalıştır tipi çift yönlü iletişimin kullanıldığı KAD sistemleri Bölüm 9.2'de açıklanmıştır. Bu sistemlerde Bob hem SPS'e hem de SPD'ye sahiptir. Bob'un SPS'sinden gelen darbeler ayarsız MZI ile sinyal ve referans darbeleri olarak ayrılıp Alice'e gönderilir. Alice öndeki referans darbesini PM'nin aktivasyonu için kullanarak arkadaki sinyal darbesine faz modülasyonu uygulayabilmek için PM'yi hazır hale getirir. Faraday aynasından yansıyan darbeler sinyal darbesine uygulanan faz modülasyonu işlemi sonrası Bob'a gönderilir. Bob öndeki referans darbesini ayarsız MZI'den geçirip faz modülasyonu uygular. Böylelikle sinyal ve referans darbeleri

Bob'un BS'sinde karşılaşarak faz farklarına göre girişir veya girişmez.

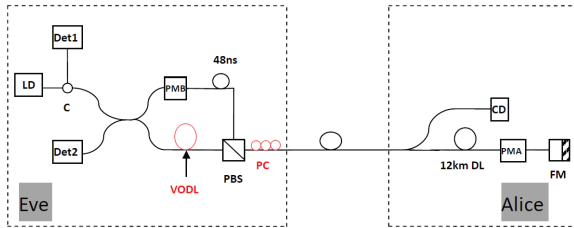
Eğer Eve, Bob'dan gönderilen referans darbesinin zamanını değiştirebilirse Alice PM aktivasyonu için yeterli vakit bulamayacak, farkına varmadan sinyal darbesine farklı bir faz uygulamış olacaktır; saldırı yakala ve tekrar gönder saldırısının farklı bir çeşididir.



Şekil 9-12 Faz Modülasyonu Grafiği[201]

Saldırıda Eve, Bob ile aynı düzeneği kullanmaktadır. Eve, Bob'dan gelen referans darbesinin zamanını değiştirerek veya yakalayıp tekrar göndererek sinyal ve referans darbeleri arasında zaman farkı yaratır. Bu sayede Alice istediği modülasyonda faz uygulayamaz. Alice'ten gelen darbeler Eve tarafından yakalanır ve Bob'da olduğu gibi ayarsız MZI'ye sokulur; ancak Eve daha önceden sinyal ve referans darbeleri arasındaki farkı bildiği için buna uygun olarak ayarsız MZI'yi hazırlamıştır. MZI'de girişime uğrayan darbelerde eğer başarılı ölçüm yapılırsa Eve tarafından aynı durumda foton darbeleri hazırlayarak Bob'a gönderir, ölçüm başarısızsa yok sayılır.

Burada önemli olan diğer bir nokta ise polarizasyondur. Ana ekseninde hizalanmış polarizasyondaki fotonlar büyük faz modülasyonuna uğrarken, ortogonal polarizasyona sahip fotonlar ise daha düşük faz modülasyonuna uğrar[202]. Deneyde LiNbO3 PM için bu oran 1:3 olarak bulunmuştur. Alice'ten gelen sinyal darbesinin polarizasyonu, denetleyici (PC) yardımıyla ana eksene ortogonal olacak şekilde ayarlanır.



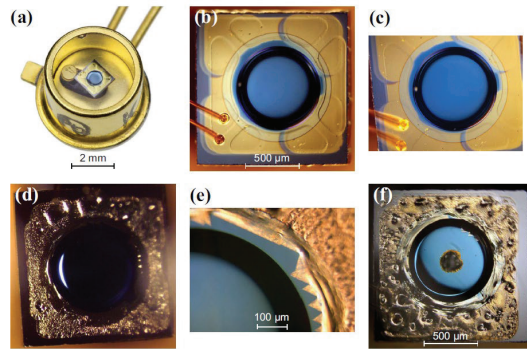
Şekil 9-13 ID-500 Plug-and-Play Sistemi[201]

Saldırıdan korunmak için Alice referans ve sinyal darbeleri arasındaki zaman farkını ölçebilir. Günümüzde watchdog dedektörleri tarafından bu işlem yapılmaktadır. Ayrıca Alice, sinyal darbesine doğru fazı uygulayıp uygulamadığından emin olmak için faz modülasyonu sonrası zayıflatma işleminden önce darbeyi bölerek ölçüm gerçekleştirebilir. Son olarak saldırı, zaman kaydırma saldırısıyla da beraber uygulanabileceğinden maksimum tolere edilen QBER'in buna uygun olarak güncellenmesi gereklidir. Günümüzde bu durum dikkate alınarak çift yönlü sistemler için %18,9 seviyesi belirlenmiştir.

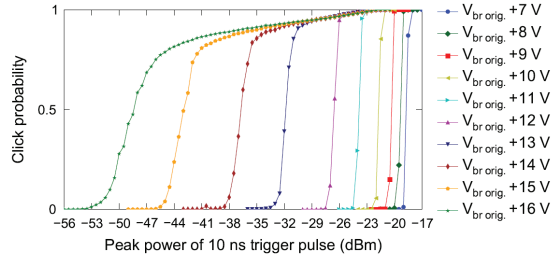
9.9 Lazer Zarar Verme

Kuantum iletişimi teorik olarak kırılmaz olsa da günümüz

teknolojisindeki cihazların mükemmel olmamasından kaynaklı sorunlar nedeniyle KAD sistemlerine saldırılar gerçekleştirilebilmektedir. 2014 yılında Bugge ve arkadaşları[203] halihazırda olan açıkları kullanmak yerine, fark edilmeden SPAD'lere hasar vererek yeni bir açık yaratıp anahtarın ele geçirilebileceğini göstermişlerdir. Saldırının ticari KAD sistemlerine uygulanabilirliğinin gösterimi amacıyla 2016'da fiber ve serbest uzayda çalışan 2 farklı KAD sisteminde uygulanmıştır[204]. Bu çalışmalarını temel alan Huang ve arkadaşları 2020 yılında SPAD'ler yerine optik zayıflatıcılara hasar vererek saldırının farklı tip cihazlar için de bir tehdit olduğunu kanıtlamışlardır[205]. Saldırıda Eve, yüksek güçte lazer darbeleri göndererek kalıcı hasar oluşturmakta, hasarın yol açtığı değişikliklerini sömürmektedir.

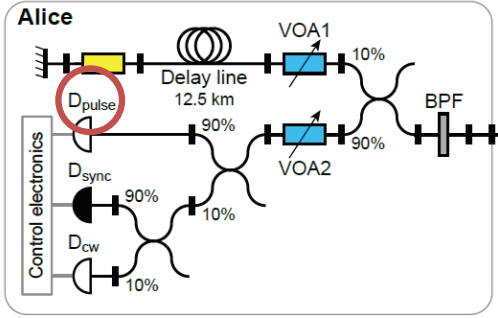


Şekil 9-14 2014 SPAD Hasarı[203]

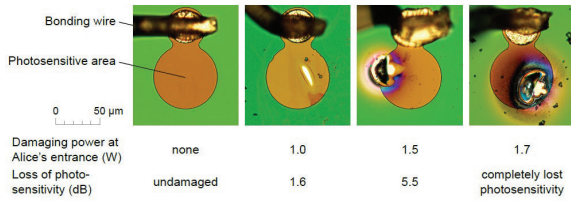


Şekil 9-15 2014 Ölçüm Tetikleme Darbesinin Güç/Olasılık Grafiği[203]

2014 yılındaki ilk deneyde[203] farklı üretim partilerinden alınmış 10 adet PerkinElmer C30902SH model Si APD 6 farklı güç düzeyinde 60 sn boyunca kesintisiz kare dalga ışığa maruz bırakılmış, SPAD'lerin 1.2W üzerinde kalıcı olarak körleştiği ve karanlık sayım olasılığının %0'a düştüğü ve tek foton hassasiyetini kaybettiği görülmüştür. Bilindiği üzere SPAD'ler kırılma geriliminin (V_{br}) üzerinde tek fotona duyarlı olmaktadır. SPAD'lerin ortalama V_{br} 'nin 10-15 V üzerinde çalıştığı dikkate alındığında kalıcı körleşmenin akabinde gönderilen 10 ns'lik bir lazer darbesinin güç/click olasılık grafiği aşağıda sunulmuştur

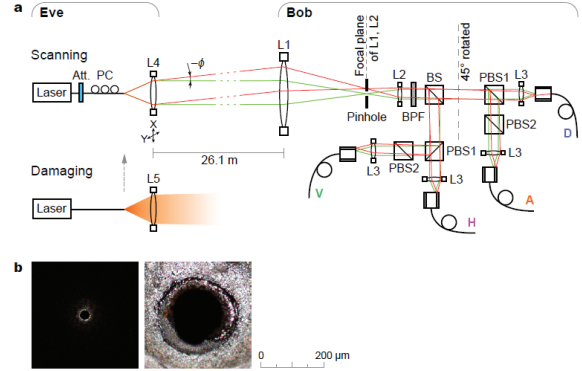


Şekil 9-16 CLAVIS2 Alice Şeması[204]

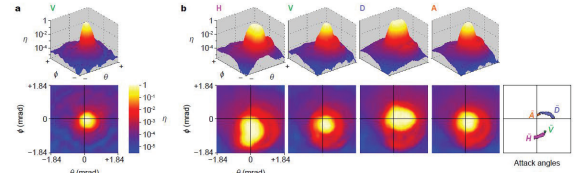


Şekil 9-17 Darbe İzleme Dedektörü Hasarı[204]

2016 yılındaki deneyde[204] ilk olarak 1550nm dalga boyunda fiberde çalışan Tak ve Çalıştır Tipi Clavis2 KAD sistemi hedef alınmış, sistemde Trojan saldırılarına karşı önlem olarak kullanılan darbe enerji izleme dedektörüne 20-30 sn boyunca tutulan 0.5-1.5W lazer darbesi dedektörün algılama hassasiyeti 1-6 dB düşürmüştü. 1.5W üzerinde ise yok edilmiştir. Sistemde darbe enerji izleme dedektörü (D_{darbe}) olarak fiber-pigtailed InGaAs PIN fotodiyot (JDSU EPM 605LL) kullanılmaktadır. Saldırı 6 fotodiyot ayrı ayrı gerçekleştirilmiş, 3 tanesinde KAD sistemi yeniden başlatmayı gerektirecek herhangi bir alarm oluşturmadan algılama hassasiyeti düşürülerek D_{darbe} kör edilebilmiştir. Böylelikle D_{darbe} fotonların yoğunluğunun düşürülmesi gerektiğini öngöremeyecek ve yüksek sayıdaki fotonu kuantum kanalına girecektir; bu durumda Eve, Trojan Atı saldırısını başarıyla uygulayabilir.



Şekil 9-18 a) Deney Düzenegi Şeması b) Filtrede 20 µm'den 150 µm'ye genişleyen açıklık[204]



Şekil 9-19 a) Saldırı öncesi açısal hassasiyeti b) Saldırı sonrası açısal hassasiyeti[204]

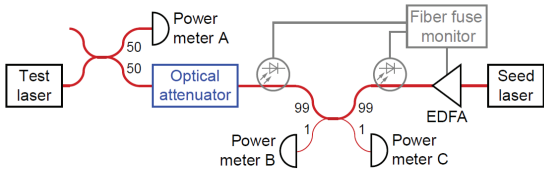
2016 yılındaki aynı çalışmada[204] serbest uzayda 532nm dalga boyunda çalışan BB84 protokolünün koştuğu KAD sisteminde Bob hedef alınmıştır. Dedektör kontrol saldırısına önlem olarak sistemde kullanılan uzamsal filtreye 26.1 metreden 810nm dalga boyunda 10 sn süresince 3.6W'lık sürekli ışık gönderildiğinde filtredeki 20 µm'lik açıklığın 150 µm'ye genişlediği görülmüştü, gönderilen darbenin dedektörlerde verimlilik farkına yol açarak sistemi sahte durum saldırısına açık hale getirdiği anlaşılmıştır.

Tablo 9-3 2020 Lazer Zarar Verme Saldırısı Sonuç Değerleri[205]

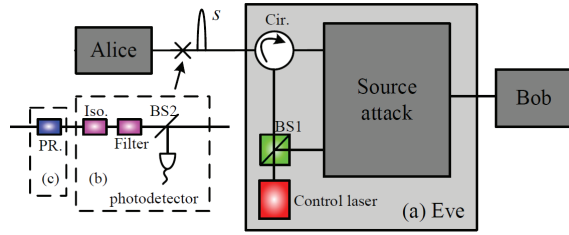
| TİP (Marka) | Toplam | Başarı | Başarısızlık | Maks. Güvenli Güç (dBm) | Ort. Başarı Δ (dB) | Ort. Saldırı Eşiği (dBm) 1dB'den fazla düşüş | Ort. "Fail" Eşiği (dBm) 3dB'den fazla artış |
|---------------------------------|--------|--------|--------------|-------------------------|---------------------------|--|---|
| Manual VOA (OZ Optics) | 2 | 0 | 0 | >39.5 | - | - | - |
| Fixed (İzin Yok) | 12 | 4 | 6 | 32.8 | -1.37 | 34.0 | 37.2 |
| MEMS VOA (2 Üretici) (İzin Yok) | 13 | 8 | 4 | 34.5 | -5.34 | 36.2 | 36.6 |
| VDMC VOA (FOD) | (25) | (18) | 0 | 32.9 | -9.59 | 34.5 | 36.5 |

Bu çalışmayı temel alan Huang ve arkadaşları 2020 yılında dedektörler yerine 4 farklı tip optik zayıflatıcıya 20m mesafeden 1550nm lazer ile 9W'a kadar bir güçte saldırı[205]. Saldırılan cihazların zayıflatma görevini yerine getiremeyecek duruma gelip sistemin PNS saldırılarına açık hale getirilmesi

amaçlandı. Saldırıda 4 zayıflatıcıdan 2'si kalıcı olarak hasar alıp dBm düşüşü yaşarken, 1 zayıflatıcı geçici olarak (10dk) dBm düşüşü yaşadı. OZ Optics zayıflatıcısı ise 20 dk boyunca 9W'lık lazer darbesine rağmen herhangi bir dBm düşüşü yaşamadı. Saldırı sonuçları Tablo 9-3'te, saldırı düzeni Şekil 9-20'de sunulmuştur.



Şekil 9-20 Saldırı Düzeniği / Test Laser- Sistem 5 mW CW / Seed Laser- Eve 20 mW CW / EDFA- 9W Yükseltici / Power Meter A-Sistem lazeri güç ölçümü / Power Meter B- Eve lazeri güç ölçümü / Power Meter C- Saldırı öncesi ve sonrası Optik Zayıflatıcıdaki güç ölçümü[205]

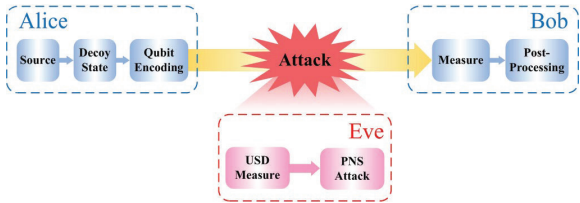


Şekil 9-22 Saldırı Şeması b) Saldırıdan korunmak için önlem şeması c)aktif faz randomizasyonu[210]

Saldırıdan korunmak için watchdog monitorünün sisteme eklenmesi düşünülse de 2016'daki çalışmada monitorünün de yüksek lazer gücünden etkilenerek izleme görevini yerine getiremeyeceği gösterilmiştir. Bunun yerine pasif izleme için optik izolatörler ve sirkülasyon cihazlarının sisteme eklenmesi düşünülebilir[206]. Öte yandan lazer çıkışına optik sigorta benzeri yüksek güç altında fiziksel olarak hasar alıp lazerin çalışmasını durduracak cihazlar eklenebilir[207].

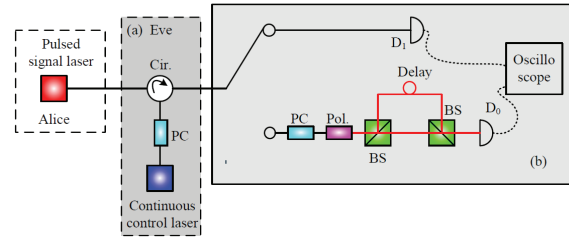
9.10 Rastgele Faz ve Lazer Tohum Kontrol

KAD'nın mucitlerinde Bennett'in dediği gibi dedektörler, KAD Sistemleri için "Aşilin Topuğu"[208] haline geldi; ancak ÖCB KAD'nın ortaya çıkışıyla, Alıcının güvenli olması ihtiyacı ortadan kalktı. Böylece ÖCB KAD protokolünün kullanıldığı sistemlerde dedektörlere yapılan saldırılar etkisizleşti. Öte yandan kaynak saldırıları her ne kadar çok daha az bulunabilmiş olsa da büyük bir tehdit olarak günümüzde geçerliliklerini korumaktadır.



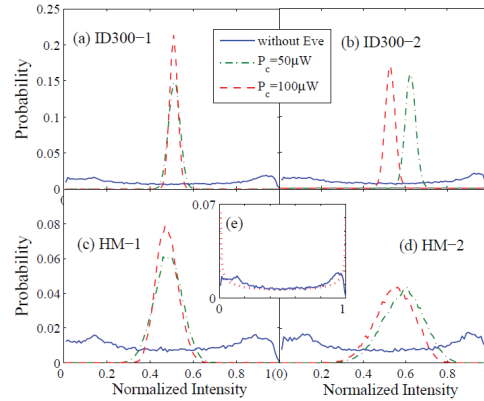
Şekil 9-21 Rastgele Olmayan Faz Saldırı Şeması[209]

Decoy State yöntemi foton sayısına bağlı saldırıların önüne geçmek için en etkili yöntemlerden birisidir. Bu yöntemde decoy durumlarının yoğunluk harici ayırt edilemez olmaları temel bir varsayımdır. Öte yandan 2013'te Tang ve arkadaşları[209] faz, faz-zaman kodlamalı decoy-state sistemlerde faz randomizasyonunun sağlanmadığı durumda Eve'in yapabileceği saldırılar üzerine bir çalışma gerçekleştirdi. Saldırıda, belirsiz durum ayırma (USD) ölçümü ve PNS saldırısının kombine edilerek sinyal ve decoy darbelerinin ayırt edilebileceği böylelikle güvenli anahtar oluşturma sınırlarının ihlal edileceği doğrulandı. Bölüm 9.1'de açıklandığı üzere, Kuantum Nondemolition Ölçümü (QND) günümüzde teknolojik yetersizlik nedeniyle henüz gerçekleştirilemediğinden saldırıda yalnızca USD ölçümü deneysel olarak, PNS bölümü teorik olarak yapıldı.



Şekil 9-23 a)Eve'in Lazeri b) Üst kol:Alice dalga formu ölçümü Alt kol: Alice-Eve ayarsız MZI ölçümü[210]

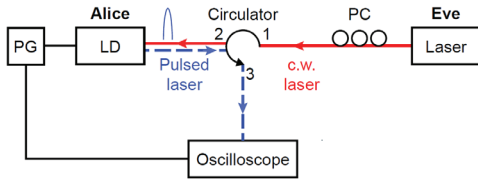
2015'te Sun ve arkadaşları[210] KAD sistemlerinde foton kaynağı olan lazerlere dışarıdan bir etkiyle faz rastgeleliğini bozmak için bir çalışma gerçekleştirdiler. Inter-driven modundaki yarı iletken lazer diyotta (SLD) akan akım sırasında spontane yayılan tohum fotonlar tarafından bir lazer darbesi üretilmektedir. Normalde tamamen rastgele fazlardaki tohum fotonlar Eve yeterli yoğunlukta belirli bir faza sahip foton gönderimi sağlayabilirse Alice'in lazerinden yayılan fotonların faz bilgisine erişmiş olacaktır.



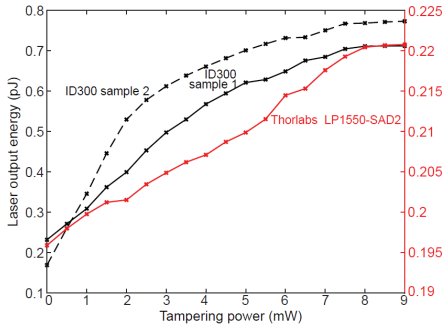
Şekil 9-24 Saldırı Altında Ölçüm[210]

Eve, lazer ile (Agilent 81600B-201) CW parlak ışık altında (50µW, 100 µW) Alice'e ait 2 ticari, 2 el yapımı lazere saldırı. Alice'in lazerinden çıkan fotonların dalga formu doğrudan ölçümü(D₁), faz farkları ayarsız MZI'yle ölçüldü(D₀). Faz farkının 0-2π olduğu durumlarda yoğunluk dağılımı tekdüze olmaktadır. Alice'in lazerindeki foton yoğunluğu normal durumda tekdüze dağılım göstermekteyken saldırı altında normal dağılım (Gaussian) oluştuğu gözlemlendi. Eve'in lazerindeki faz gürültüsü ve/veya ayarsız MZI'deki mükemmel olmayan girişim nedeniyle bu durum yaşanmış olabilir; ancak yine de Eve gönderdiği CW ışık ile Alice'in faz rastgeleliğini bozabilmiştir. Bu durumda sisteme rastgele olmayan faz

saldırısı yapılabilir.



Şekil 9-25 2019 Saldırı Şeması[211]



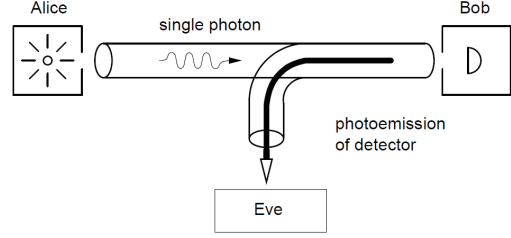
Şekil 9-26 Eve'in Saldırı Gücüne Bağlı Alice'in Lazer Çıkış Enerji Değişimi[211]

Bu saldırıyı temel alan Huang ve arkadaşları 2019'da[211] Eve'in gönderdiği fotonların Alice'in lazerinde oluşturduğu yoğunluk artışını gözlemlemek ve olası saldırı stratejileri için çalışma gerçekleştirdi. Deneyde 2 adet ID300 ve 1 adet LP1550-SAD2 lazer hedef alındı. Gönderilen ortalama 1550nm dalga boyundaki 9mW'a kadarlık CW ışıkla Alice'in lazerindeki yoğunluk değişimleri gözlemlendi. Makalede decoy-state ve ÖCB-KAD sistemlerine saldırı yapıldığında artan yoğunluk nedeniyle güvenlik parametrelerinin anahtar oluşum oranları üzerindeki etkisi incelenerek, saldırının güvenli anahtar oluşumunu zaaflıyete uğrattığı gösterildi.

Saldırıdan korunmak için sisteme izolatör, filtre ve güç ölçer eklenebilir; ancak izolatörler sınırlı izolasyon kapasitesi nedeniyle, dalga boyu filtreleri saldırının sistemle aynı dalga boyunda yapılabilme ihtimali nedeniyle, güç ölçerler ise lazer zarar verme saldırı ihtimali nedeniyle bütünsel bir çözüm olmayabilir. En gerçekçi çözüm Tak ve Çalıştır gibi aktif faz randomizasyonunun sağlandığı protokoller kullanmaktır.

9.11 Geri Flaş Saldırısı

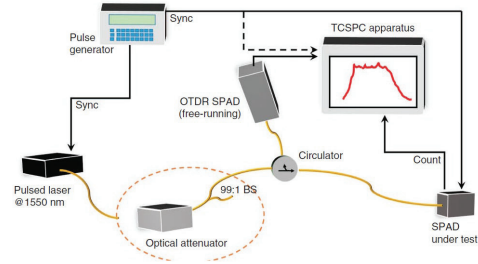
Bölüm 6.3'te açıklanan APD çalışma prensibindeki çığ etkisi sırasında düşük güçte de olsa foton emisyonunun gerçekleştiği 1955'te Newman tarafından ortaya çıkartılmış[212], 1956'da Chynoweth ve McKay konu hakkında detaylı bir makale yayınlamış[213] bu emisyonun nasıl ve ne zaman gerçekleştiğini bulmaya çalışmışlardır. Emisyonun farklı olası nedenleri, miktarı ve özellikleri hakkında günümüze değin farklı araştırmacılar tarafından çalışmalar yapılmıştır[214-217].



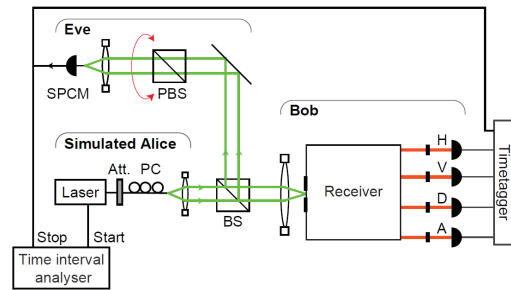
Şekil 9-27 Geri Flaş Saldırı Şeması[218]

Bu durumun KAD sistemlerine saldırı için kullanılabileceği fikri 2001 yılında Kurtstiefer ve arkadaşları tarafından Si SPAD'ler üzerinde araştırılmış; ancak kesin bir sonuca varılamamıştır[218]. Makalede InGaAs SPAD'lerde daha fazla foton emisyonunun olabileceği ayrıca belirtilmiş ve farklı gruplar tarafından çalışmalar yapılmış olsa da serbest uzayda ölçüm yapan dedektörlerde başarılı sonuç alınmadı.

2017 yılında Meda ve arkadaşları[219], günümüzde birçok ticari KAD sisteminde kullanılan fiber-pigtailed SPAD'lerde henüz çalışma yapılmadığını fark ederek 2 farklı ticari fiber-pigtailed InGaAs SPAD'de deney gerçekleştirdi. Deneyde, Bob'un dedektörlerinden geri flaş dolayısıyla elde edilen bilginin D₁ için %9.8, D₂ için %6'a kadar ulaştığı gösterildi. Bu çalışmayı temel alarak 2018 yılında Pinheiro ve arkadaşları[220] bir ticari Si SPAD ve PMT üzerinde deney gerçekleştirip, Si SPAD'de %6.5 veya daha yüksek; ancak PMT'de çok daha az geri flaş oluştuğu gözlemlenildi.



Şekil 9-28 Meda 2017 Saldırı Düzenegi[219]

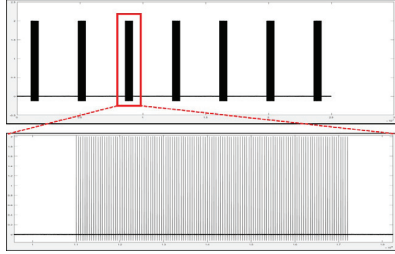


Şekil 9-29 Pinheiro 2018 Saldırı Düzenegi[220]

Saldırıdan Bölüm 4.4'te anlatılan Ölçüm Cihaz Bağımsız KAD sistemlerinin kullanılması ile tamamen kaçınılabileceğini yanı sıra, optik izolatörler veya dar dalga boyu geçirgenliğine sahip filtreler kullanılarak Bob'un dedektöründeki geri flaş olasılığı en az indirilebilir.

9.12 RF Tek İz

Her elektronik sistemde olduğu gibi KAD sistemlerinde de kullanılan elektronik cihazlar farklı işlemler için farklı güç tüketimleri

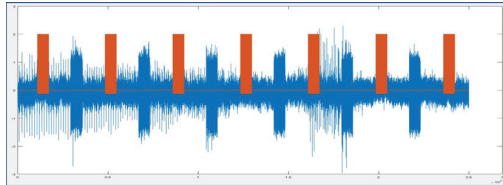


Şekil 9-30 Sinyalin elektromanyetik izi

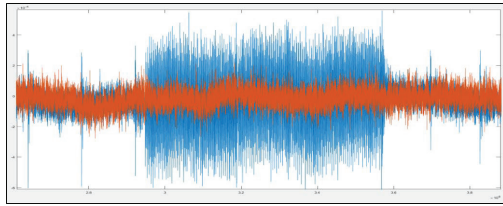
gerçekleştirmekte, dolayısıyla belirli bir iz bırakmaktadırlar. Saldırı, 2018 yılında bu açığı kullanarak Kim ve arkadaşları[221] tarafından tak ve çalıştır tipi KAD sistemlerinde kullanılan faz modülatörlerine (PM) karşı gerçekleştirilmiştir. PM'lerdeki farklı faz kodlamaları için farklı voltaj değerleri Tablo 9-4'de verilmiştir. Lazer darbesine uygulanan bu voltaj değerleri elektromanyetik yayılıma neden olmaktadır. Saldırılan KAD sisteminde 875 bitlik bir anahtar üretimi için Şekil 9-30'da[221] gösterildiği üzere 7 kez 125'lik darbe üretilmektedir. Bu darbeler uygulanan faz modülasyonu dolayısıyla oluşan elektromanyetik yayılımın karakteristiği LeCroy HDO6104A osiloskop ve Langer LF-R 400 prob ile ortaya çıkarılmıştır.

Tablo 9-4 Faz Modülatörü Voltaj Değerleri[221]

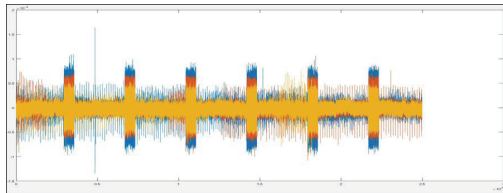
| | 0V | 2.5V | 5V | -2.5V |
|--------------|----|---------|-------|----------|
| Bit | 0 | 0 | 1 | 1 |
| Taban | + | × | + | × |
| Faz | 0 | $\pi/2$ | π | $3\pi/2$ |



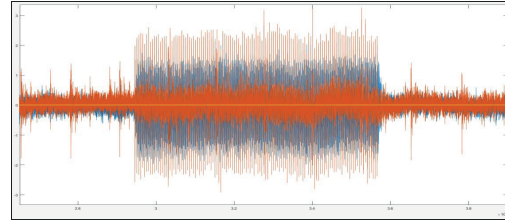
Şekil 9-31 + tabanında 1 bitine ait EM izi[221]



Şekil 9-32 + tabanında 0 ve 1'in EM iz kombinasyonu[221]



Şekil 9-33 x tabanında 0 ve 1'in EM iz kombinasyonu[221]



Şekil 9-34 Dört Durumun Beraber Kombinasyonu[221]

Deneyde öncelikle 1, + kübit durumuna denk gelen PM izi incelenip eşik değerleri ortaya çıkarılmış, ardından sırasıyla 0, 1 + ve 0, 1 x kübit durumlarına karşılık gelen PM izleri incelenmiştir. Son olarak dört farklı faz modülasyonunun rastgele olarak uygulandığı 7×125 'lik darbe ile 875 bitlik foton darbesi incelenmiştir.

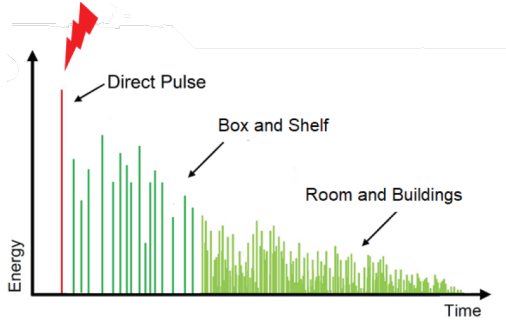
Tablo 9-5 PM Kodlama Karakteristiği

| | 0 | 1 |
|---|---------------------------------------|---------------------------------------|
| + | $0, 2 \times 10^{-4}$ | $2 \times 10^{-4} - 5 \times 10^{-4}$ |
| × | $5 \times 10^{-4} - 7 \times 10^{-4}$ | $7 \times 10^{-4} - \infty$ |

Deneyde, her bir durum için eşik ve tepe değerleri çıkartılarak PM'nin modülasyon karakteristiği öğrenilmiştir. Yakalanan sinyaller gürültüden ayrıştırılarak incelenebilirse gönderilen fotonlarına kodlanan kübit durumların öğrenilerek anahtara ulaşılacağı gösterilmiştir. Saldırıdan KAD sistemlerinde kullanılan elektronik cihazların Faraday kafesi gibi RF korumalı kasalarda kullanımı ile kaçınılabılır.

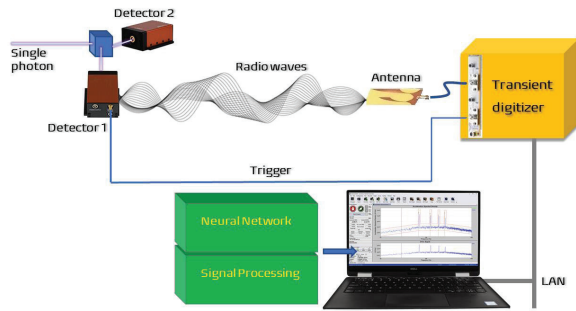
9.13 RF Parmak İzi Saldırısı

RF sinyalleri ile tam olarak gerçekleşmiş ilk saldırı olarak literatüre geçmiştir[222]. Bölüm 6.3'te açıklandığı üzere Geiger Modlu APD'ler günümüzde KAD sistemlerinde yaygın olarak kullanılan SPD çeşididir. Gelen foton APD'de elektron-boşluk çifti oluşturarak çığ etkisini tetiklemekte, ölçüm sonrası çığ etkisi direnç yardımıyla bastırılmakta/söndürülmektedir. Yük taşıyıcılarının hızlanarak oluşturdukları çığ sırasında güçlü olmasa da foton emisyonunun gerçekleştiği 1950'li yıllarda gözlemlenmiş[212, 213], bu durumun KAD sistemlerinde saldırı için kullanılacağı araştırılmıştır[218]. Elektrodinamik teoriler, bir yükün hızlandığı her durumda uzak alan elektromanyetik radyasyona sahip olduğumuzu göstermekte olduğundan RF sinyali de bekleyebiliriz. Bu sinyal Lienard-Wiechert potansiyeli ile ifade edilebilir. SPAD'den yayılan RF sinyalleri SPD'nin bulunduğu konum, ortam yapısı, koşulları vb. etmenler dolayısıyla Finite Impulse Response (FIR) filtresi gibi davranarak benzersiz bir yanıt oluşturur. Bu durum SPAD'nin parmak izi olarak adlandırılır.

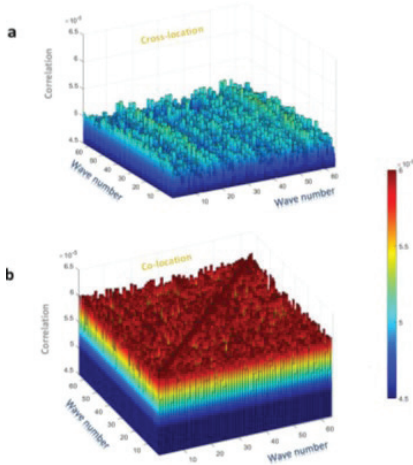


Şekil 9-35SPAD'nin farklı ortam koşullarındaki ham parmak izi[222]

RF sinyallerin karakterizasyonunu ayırt edebilmek için öncelikle Eve'in lazeri ile SPD'lere foton gönderimi sağlanır. Oluşan yüksek voltajlı çığ dolayısıyla SPD'lerden ultra genişbantlı elektromanyetik darbeleri (EMP) ortama yayılır. EMP anten yardımıyla toplanıp gürültüden arındırılır. KAD sisteminde ölçüm için en az iki SPD bulunması gerektiğinden, SPD'ler arası korelasyon da ölçülerek yeterli farklılığın olduğu gözlemlenir. Ardından makine öğrenmesi yardımıyla SPD'lerin parmak izleri nihai olarak tanımlanmış olur. Bu aşamadan sonra Eve lazerini KAD sisteminden ayırır. Alice ve Bob, oluşan QBER dolayısıyla iletişimi belirli bir süre durdurursa dahi yeni anahtar oluşumu için tekrar başlatacaktır. Elde edilen parmak izleri sayesinde Eve herhangi bir QBER yaratmadan anahtarı elde edebilecektir.



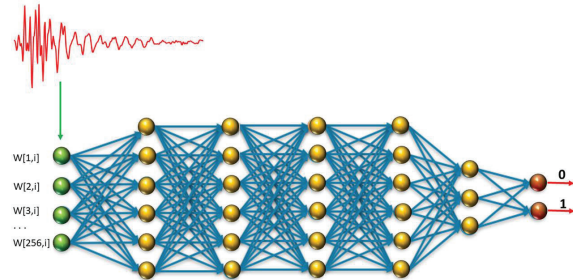
Şekil 9-36Eve Saldırı Düzenliği[222]



Şekil 9-37İki SPD'den yakalanan 64 Dalga Formunun Korelasyonları[222]

Saldırı, BB84 protokolü koşan bir KAD sisteminde

aralarında 20 cm bulunan 2 farklı ticari SPD üzerinde başarıyla gösterilmiştir. 2 metre uzaklıktan 7 cm çapında bir Antipodal Vivaldi anteni yardımıyla her bir SPD'den 1GS/s hızda 64 farklı dalga biçimi ve her bir dalga biçimi için 1200 örnek toplanmıştır. Gürültünün temizlenmesiyle 1200 örnek her bir dalga biçimi için 256'ya düşürülmüş, bu örnekler ile SPD'ler arasındaki korelasyon incelenmiş, yeterli farklılık olduğu tespit edildikten sonra örneklem 5 düğümlü sinir ağına makine öğrenmesine tabii tutulmuştur. Makine öğrenmesi sonucunda anten tarafından yakalanan sinyallerin 99.5 doğrulukta tespit edilebildiği başarıyla gösterilmiştir.



Şekil 9-38 MATLAB Derin Öğrenme Aracı 5 Düğümlü Sinir Ağı[222]

Saldırıdan SPD'lerin birbirine olabildiğince yakın konumlandırılması, RF korumalı kasalarda çalıştırılması, ultra genişbant sinyal boğucular kullanılması gibi yöntemlerle kaçınılabilir.

10 Sonuç

Bu derlemede Kuantum Anahtar Dağıtım (KAD) alanındaki temel kavramları, saldırıları ve son gelişmeleri kapsamlı olarak sundum. Derlemenin odağını KAD saldırılarında tutarken kriptografi ve kuantum alanındaki gelişmelere de dikkat çektim. Teknolojideki son gelişmeler, Shor ve Grover algoritmalarının yakın gelecekte stabil kuantum bilgisayarlarda çalıştırılabileceğini işaret ediyor. Bu tehdide karşı Kuantum Sonrası Kriptografi (KSK) algoritmaları günümüzde yeterli görünüyor. Öte yandan gelecekte kuantum bilgisayarların ulaşabileceği işlem hızı, özellikle çok boyutlu stabil sistemlerin geliştirilebilecek olması dikkate alındığında bilgi güvenliğini tehdit etme potansiyelini devam ettiriyor. Bu nedenle güvenliğini doğa yasalarından alan ve 40 yıl önce "iyi bir fikir" olarak başlayan KAD sistemleri, bugün laboratuvarlardan ticari uygulamalara ve uzay çalışmalarına kadar birçok alanda kuantum sonrası bilgi güvenliğinin sağlanabilmesi için geliştirilmeye devam ediyor.

KAD sistemlerindeki sorunlar Ölçüm Cihaz Bağımsız (ÖCB), E91 gibi farklı protokollerin ve gelişen teknolojiyle mükemmel daha yakın cihazların ortaya çıkışıyla giderilmeye çalışılsa da KAD sistemleri halen "tam güvenli" değil. Dedektörler, KAD sistemleri için ÖCB KAD'ın geliştirilmesiyle "Aşıl'ın Topuğu" olmaktan çıktı; ancak mükemmel kuantum durumlarının hazırlanmasındaki problemler, düşük dedektör verimliliği, kuantum röle ve yüksek maliyet gibi sorunlar halen KAD sistemlerinin genel kullanımının önünde aşılması bekleyen meydan okumalar olarak duruyor. Son yıllarda yaşanan gelişmeler ve KAD uydularının çalışmaları ise kuantum ağlara giden yolda aşılması gereken noktadan noktaya bağlantı uygulamalarının yaygınlaşması hususunda araştırmacıları gelecek yıllar için heyecanlandırıyor.

Mükemmel (loophole-free) donanım cihazları geliştirilene kadar geçmişte olduğu gibi gelecekte de KAD sistemlerinin güvenliğini tehdit eden saldırıların yapılacak ve bu saldırılara önlemler alınmaya devam edilecektir. Öte yandan KAD'ın doğa yasalarıyla korunduğu dikkate alındığında gelişen teknolojiyle beraber saldırganlar bu "kedi-fare" oyununda kaçınılmaz ve ebedi mağlubiyete her geçen gün biraz daha yaklaşmaktadırlar.

11 Kaynakça

1. Singh, S., *The code book: the science of secrecy from ancient Egypt to quantum cryptography*. 2000: Anchor.
2. Yerlikaya, T., E. Buluş, and N. Buluş, *Kripto algoritmalarının gelişimi ve önemi*. 2006.
3. Shor, P.W. *Algorithms for quantum computation: discrete logarithms and factoring*. in *Proceedings 35th annual symposium on foundations of computer science*. 1994. Ieee.
4. Grover, L.K. *A fast quantum mechanical algorithm for database search*. in *STOC '96*. 1996.
5. Yan, B., et al., *Factoring integers with sublinear resources on a superconducting quantum processor*. arXiv preprint arXiv:2212.12372, 2022.
6. Khattar, T. and N. Yosri, *A comment on "Factoring integers with sublinear resources on a superconducting quantum processor"*. arXiv preprint arXiv:2307.09651, 2023.
7. Arute, F., et al., *Quantum supremacy using a programmable superconducting processor*. *Nature*, 2019. **574**(7779): p. 505-510.
8. Zhong, H.-S., et al., *Quantum computational advantage using photons*. *Science*, 2020. **370**(6523): p. 1460-1463.
9. Chen, L., et al., *Report on post-quantum cryptography*. Vol. 12. 2016: US Department of Commerce, National Institute of Standards and Technology
10. NIST, C., *Submission Requirements and Evaluation Criteria for the Post-Quantum Cryptography Standardization Process*. 2016, NIST Gaithersburg, MD, USA.
11. Alagic, G., et al., *Status report on the first round of the NIST post-quantum cryptography standardization process*. 2019.
12. Alagic, G., et al., *Status report on the second round of the NIST post-quantum cryptography standardization process*. US Department of Commerce, NIST, 2020. **2**: p. 69.
13. Alagic, G., et al., *Status report on the third round of the NIST post-quantum cryptography standardization process*. 2022.
14. Heisenberg, W., *Über den anschaulichen Inhalt der quantentheoretischen Kinematik und Mechanik*. *Zeitschrift für Physik*, 1927. **43**(3): p. 172-198.
15. Wootters, W.K. and W.H. Zurek, *A single quantum cannot be cloned*. *Nature*, 1982. **299**(5886): p. 802-803.
16. Einstein, A., B. Podolsky, and N. Rosen, *Can Quantum-Mechanical Description of Physical Reality Be Considered Complete?* *Physical Review*, 1935. **47**(10): p. 777-780.
17. Schrödinger, E. *Discussion of probability relations between separated systems*. in *Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*. 1935. Cambridge University Press.
18. Bell, J.S., *On the einstein podolsky rosen paradox*. *Physics Physique Fizika*, 1964. **1**(3): p. 195.
19. Freedman, S.J. and J.F. Clauser, *Experimental Test of Local Hidden-Variable Theories*. *Physical Review Letters*, 1972. **28**: p. 938-941.
20. Hensen, B., et al., *Loophole-free Bell inequality violation using electron spins separated by 1.3 kilometres*. *Nature*, 2015. **526**(7575): p. 682-6.
21. Apple. *Apple unveils M3, M3 Pro, and M3 Max, the most advanced chips for a personal computer*. 2023 [cited 2024 22/07]; Available from: <https://web.archive.org/web/20240721210117/https://www.apple.com/newsroom/2023/10/apple-unveils-m3-m3-pro-and-m3-max-the-most-advanced-chips-for-a-personal-computer/>.
22. Moore, G.E., *Cramming more components onto integrated circuits, Reprinted from Electronics, volume 38, number 8, April 19, 1965, pp. 114 ff* IEEE solid-state circuits society newsletter, 2006. **11**(3): p. 33-35.
23. Wiesner, S., *Conjugate coding*. *SIGACT News*, 1983. **15**(1): p. 78-88.
24. Schumacher, B., *Quantum coding*. *Physical Review A*, 1995. **51**(4): p. 2738.
25. Dirac, P.A.M. *A new notation for quantum mechanics*. in *Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*. 1939. Cambridge University Press.
26. Wong, T.G., *Introduction to Classical and Quantum Computing*. 2022: Rooted Grove.
27. Thorlabs. *Using the Poincare Sphere to Represent the Polarization State*. 2020 [cited 2024 22/07]; Available from: https://web.archive.org/web/20240721220956/https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=14200.
28. Bennett, C.H., *Quantum cryptography using any two nonorthogonal states*. *Physical review letters*, 1992. **68**(21): p. 3121.
29. Rabin, M.O., *How To Exchange Secrets with Oblivious Transfer*. *IACR Cryptol. ePrint Arch.*, 2005. **2005**: p. 187.
30. Ekert, A.K., *Quantum cryptography based on Bell's theorem*. *Physical review letters*, 1991. **67**(6): p. 661.

31. Bennett, C.H., G. Brassard, and N.D. Mermin, *Quantum cryptography without Bell's theorem*. Physical Review Letters, 1992. **68**(5): p. 557-559.
32. Scarani, V., et al., *Quantum Cryptography Protocols Robust against Photon Number Splitting Attacks for Weak Laser Pulse Implementations*. Physical Review Letters, 2004. **92**(5).
33. Bruß, D., *Optimal Eavesdropping in Quantum Cryptography with Six States*. Physical Review Letters, 1998. **81**(14): p. 3018-3021.
34. Zhang, Y., et al., *Continuous-variable quantum key distribution system: A review and perspective*. arXiv preprint arXiv:2310.04831, 2023.
35. Cao, Y., et al., *The evolution of quantum key distribution networks: On the road to the qinternet*. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022. **24**(2): p. 839-894.
36. Sharma, P., et al., *Quantum key distribution secured optical networks: A survey*. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021. **2**: p. 2049-2083.
37. Wehner, S., D. Elkouss, and R. Hanson, *Quantum internet: A vision for the road ahead*. Science, 2018. **362**(6412): p. eaam9288.
38. Azuma, K., et al., *Quantum repeaters: From quantum networks to the quantum internet*. Reviews of Modern Physics, 2023. **95**(4): p. 045006.
39. Adnan, M.H., Z. Ahmad Zukarnain, and N.Z. Harun, *Quantum key distribution for 5G networks: A review, State of Art and Future Directions*. Future Internet, 2022. **14**(3): p. 73.
40. Bennett, C.H. and G. Brassard, *Quantum cryptography: Public key distribution and coin tossing*. Theoretical computer science, 2014. **560**: p. 7-11.
41. Pljokin, A. *Interface of the Quantum Key Distribution System*. in *WRAP 2017-Workshop on Recent Advances in Photonics*. 2018.
42. Tang, Z. *Measurement-Device-Independent Quantum Cryptography*. 2016.
43. Gottesman, D. and H.-K. Lo, *Proof of security of quantum key distribution with two-way classical communications*. IEEE Transactions on Information Theory, 2003. **49**(2): p. 457-475.
44. Mavroeidis, V., et al., *The impact of quantum computing on present cryptography*. arXiv preprint arXiv:1804.00200, 2018.
45. Bechmann-Pasquinucci, H. and N. Gisin, *Incoherent and coherent eavesdropping in the six-state protocol of quantum cryptography*. Physical Review A, 1999. **59**(6): p. 4238-4248.
46. Wolf, R. and R. Wolf, *Quantum key distribution protocols*. Quantum Key Distribution: An Introduction with Exercises, 2021: p. 91-116.
47. Hwang, W.-Y., *Quantum Key Distribution with High Loss: Toward Global Secure Communication*. Physical Review Letters, 2003. **91**(5): p. 057901.
48. Zhao, Y., et al., *Experimental Quantum Key Distribution with Decoy States*. Physical Review Letters, 2006. **96**(7): p. 070502.
49. Peng, C.-Z., et al., *Experimental long-distance decoy-state quantum key distribution based on polarization encoding*. Physical review letters, 2007. **98**(1): p. 010505.
50. Mayers, D. and A. Yao. *Quantum cryptography with imperfect apparatus*. in *Proceedings 39th Annual Symposium on Foundations of Computer Science (Cat. No. 98CB36280)*. 1998. IEEE.
51. Barrett, J., L. Hardy, and A. Kent, *No signaling and quantum key distribution*. Physical review letters, 2005. **95**(1): p. 010503.
52. Acín, A., et al., *Device-independent security of quantum cryptography against collective attacks*. Physical Review Letters, 2007. **98**(23): p. 230501.
53. Biham, E., B. Huttner, and T. Mor, *Quantum cryptographic network based on quantum memories*. Physical Review A, 1996. **54**(4): p. 2651.
54. Inamori, H., *Security of practical time-reversed EPR quantum key distribution*. Algorithmica, 2002. **34**(4): p. 340-365.
55. Lo, H.-K., M. Curty, and B. Qi, *Measurement-device-independent quantum key distribution*. Physical review letters, 2012. **108**(13): p. 130503.
56. Ma, X. and M. Razavi, *Alternative schemes for measurement-device-independent quantum key distribution*. Physical Review A, 2012. **86**(6): p. 062319.
57. Liu, Y., et al., *Experimental measurement-device-independent quantum key distribution*. Physical review letters, 2013. **111**(13): p. 130502.
58. Rubenok, A., et al., *Real-world two-photon interference and proof-of-principle quantum key distribution immune to detector attacks*. Physical review letters, 2013. **111**(13): p. 130501.
59. Da Silva, T.F., et al., *Proof-of-principle demonstration of measurement-device-independent quantum key distribution using polarization qubits*. Physical Review A, 2013. **88**(5): p. 052303.
60. Tang, Z., et al., *Experimental demonstration of polarization encoding measurement-device-independent quantum key distribution*. Physical review letters, 2014. **112**(19): p. 190503.
61. Liu, Y., et al. *Experimental Realization of Measurement Device Independent Quantum Key Distribution*. in *CLEO: 2013*. 2013. San Jose, California: Optica Publishing Group.
62. Kaneda, F., et al., *Quantum-memory-assisted multi-photon generation for efficient quantum information processing*. Optica, 2017. **4**(9): p. 1034-1037.
63. Tang, Y.-L., et al., *Measurement-device-independent quantum key distribution over untrusted*

- metropolitan network. *Physical Review X*, 2016. **6**(1): p. 011024.
64. Bloom, S., et al., *Understanding the performance of free-space optics*. *Journal of optical Networking*, 2003. **2**(6): p. 178-200.
65. Bhaskar, M.K., et al., *Experimental demonstration of memory-enhanced quantum communication*. *Nature*, 2020. **580**(7801): p. 60-64.
66. Pittaluga, M., et al., *600-km repeater-like quantum communications with dual-band stabilization*. *Nature Photonics*, 2021. **15**(7): p. 530-535.
67. Wang, S., et al., *Twin-field quantum key distribution over 830-km fibre*. *Nature Photonics*, 2022. **16**(2): p. 154-161.
68. Amer, O., V. Garg, and W.O. Krawec, *An introduction to practical quantum key distribution*. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2021. **36**(3): p. 30-55.
69. Shor, P.W. and J. Preskill, *Simple Proof of Security of the BB84 Quantum Key Distribution Protocol*. *Physical Review Letters*, 2000. **85**: p. 441-444.
70. Fuchs, C.A., et al., *Optimal eavesdropping in quantum cryptography. I. Information bound and optimal strategy*. *Physical Review A*, 1997. **56**(2): p. 1163.
71. Herrero-Collantes, M. and J.C. Garcia-Escartin, *Quantum random number generators*. *Reviews of Modern Physics*, 2017. **89**(1): p. 015004.
72. Stipčević, M. and Ç.K. Koç, *True random number generators*, in *Open Problems in Mathematics and Computational Science*. 2014, Springer. p. 275-315.
73. Ma, X., et al., *Quantum random number generation*. *npj Quantum Information*, 2016. **2**(1): p. 1-9.
74. Mannalatha, V., S. Mishra, and A. Pathak, *A comprehensive review of quantum random number generators: Concepts, classification and the origin of randomness*. *Quantum Information Processing*, 2023. **22**(12): p. 1-45.
75. Alkassar, A., T. Nicolay, and M. Rohe. *Obtaining true-random binary numbers from a weak radioactive source*. in *International conference on computational science and its applications*. 2005. Springer.
76. Schottky, W., *Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern*. *Annalen der physik*, 1918. **362**(23): p. 541-567.
77. Nyquist, H., *Thermal agitation of electric charge in conductors*. *Physical review*, 1928. **32**(1): p. 110.
78. Pironio, S., et al., *Random numbers certified by Bell's theorem*. *Nature*, 2010. **464**(7291): p. 1021-1024.
79. Katsoprinakis, G., et al., *Quantum random number generator based on spin noise*. *Physical Review A*, 2008. **77**(5): p. 054101.
80. Thorlabs. *Thorlabs* 2024 [cited 2024 21/07]; Available from: https://www.thorlabs.de/newgrouppage9.cfm?object_group_id=9028.
81. Hong, C.-K., Z.-Y. Ou, and L. Mandel, *Measurement of subpicosecond time intervals between two photons by interference*. *Physical review letters*, 1987. **59**(18): p. 2044.
82. *Quantis AIS31 Validated RNG*. 2020 [cited 2024 21/07]; Available from: <https://web.archive.org/web/20200415092817/https://www.idquantique.com/random-number-generation/products/quantis-ais-31/>.
83. Hertz, H., *Ueber einen Einfluss des ultravioletten Lichtes auf die elektrische Entladung*. *Annalen der Physik*, 1887. **267**(8): p. 983-1000.
84. Austin, L. and H. Starke, *Ueber die Reflexion der Kathodenstrahlen und eine damit verbundene neue Erscheinung sekundärer Emission*. *Annalen der Physik*, 1902. **314**(10): p. 271-292.
85. Zworykin, V., G. Morton, and L. Malter, *The secondary emission multiplier-a new electronic device*. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1936. **24**(3): p. 351-375.
86. Lubsandorzhev, B.K., *On the history of photomultiplier tube invention*. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 2006. **567**(1): p. 236-238.
87. Becker, W., *Advanced Time-Correlated Single Photon Counting Techniques*, ed. A.W. Castleman, J.P. Toennies, and W. Zinth.
88. Ceccarelli, F., et al., *Recent advances and future perspectives of single-photon avalanche diodes for quantum photonics applications*. *Advanced Quantum Technologies*, 2021. **4**(2): p. 2000102.
89. Ghioni, M., et al., *Progress in silicon single-photon avalanche diodes*. *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, 2007. **13**(4): p. 852-862.
90. Cusini, I., et al., *Historical Perspectives, State of art and Research Trends of Single Photon Avalanche Diodes and Their Applications (Part 1: Single Pixels)*. *Frontiers in Physics*, 2022: p. 607.
91. Amiri, I., et al., *Temperature effects on characteristics and performance of near-infrared wide bandwidth for different avalanche photodiodes structures*. *Results in Physics*, 2019. **14**: p. 102399.
92. Gupta, K.M. and N. Gupta, *Advanced Semiconducting Materials and Devices*. 2016: Springer International Publishing.
93. A. Ghassemi, K.S., K. Kobayashi. *MPPC*. 2022 [cited 2024 21/07]; Available from: https://web.archive.org/web/20240721204630/https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/sd/mppc_kapd9005e.pdf.
94. Cova, S., et al., *Avalanche photodiodes and*

- quenching circuits for single-photon detection.* Applied optics, 1996. **35**(12): p. 1956-1976.
95. Champlin, K.S., *Microplasma fluctuations in silicon.* Journal of Applied Physics, 1959. **30**(7): p. 1039-1050.
 96. Haitz, R.H., et al., *Avalanche effects in silicon p–n junctions. I. Localized photomultiplication studies on microplasmas.* Journal of applied physics, 1963. **34**(6): p. 1581-1590.
 97. Haitz, R.H., *Mechanisms contributing to the noise pulse rate of avalanche diodes.* Journal of Applied Physics, 1965. **36**(10): p. 3123-3131.
 98. Webb, P. and R. McIntyre. *Single photon detection with avalanche photodiodes.* in *Bulletin of the American Physical Society.* 1970. AMER INST PHYSICS CIRCULATION FULFILLMENT DIV, 500 SUNNYSIDE BLVD, WOODBURY
 99. Webb, P., *Properties of avalanche photodiodes.* RCA review, 1974. **35**: p. 234.
 100. Dautet, H., et al., *Photon counting techniques with silicon avalanche photodiodes.* Applied optics, 1993. **32**(21): p. 3894-3900.
 101. McIntyre, R.J., *Silicon avalanche photodiode with low multiplication noise.* 1990, Google Patents.
 102. McIntyre, R.J. and P.P. Webb, *Low-noise, reach-through, avalanche photodiodes.* 1996, Google Patents.
 103. Inc, T. *InGaAs Photodiodes.* 2020 [cited 2024 22/07]; Available from: <https://www.thorlabs.com/drawings/1413919b38b38188-92FBBCEE-E338-9094-34937538F04D38EF/APD430C-Manual.pdf>.
 104. Quantique, I. *Photon Counting for Brainies.* 2019 [cited 2024 21/07]; Available from: https://web.archive.org/web/20240616084325/https://marketing.idquantique.com/action/attachment/11868/f-006e/1/-/-/-/Photon_counting_for_Brainies.pdf.
 105. Itzler, M.A., et al., *Single photon avalanche diodes (SPADs) for 1.5 μm photon counting applications.* Journal of modern optics, 2007. **54**(2-3): p. 283-304.
 106. Nishida, K., K. Taguchi, and Y. Matsumoto, *InGaAsP heterostructure avalanche photodiodes with high avalanche gain.* Applied Physics Letters, 1979. **35**(3): p. 251-253.
 107. Zhang, J., et al., *Advances in InGaAs/InP single-photon detector systems for quantum communication.* Light: Science & Applications, 2015. **4**(5): p. e286-e286.
 108. Gottesman, D. and I. Chuang *Quantum Digital Signatures.* 2001. quant-ph/0105032.
 109. Clarke, P.J., et al., *Experimental demonstration of quantum digital signatures using phase-encoded coherent states of light.* Nature communications, 2012. **3**(1): p. 1174.
 110. Dunjko, V., P. Wallden, and E. Andersson, *Quantum digital signatures without quantum memory.* Physical review letters, 2014. **112**(4): p. 040502.
 111. Collins, R.J., et al., *Realization of Quantum Digital Signatures without the Requirement of Quantum Memory.* Physical Review Letters, 2014. **113**(4): p. 040502.
 112. Wallden, P., et al., *Quantum digital signatures with quantum-key-distribution components.* Physical Review A, 2015. **91**(4): p. 042304.
 113. Croal, C., et al., *Free-space quantum signatures using heterodyne measurements.* Physical review letters, 2016. **117**(10): p. 100503.
 114. Amiri, R., et al., *Secure quantum signatures using insecure quantum channels.* Physical Review A, 2016. **93**(3): p. 032325.
 115. Yin, H.-L., Y. Fu, and Z.-B. Chen, *Practical quantum digital signature.* Physical Review A, 2016. **93**(3): p. 032316.
 116. Puthoor, I.V., et al., *Measurement-device-independent quantum digital signatures.* Physical Review A, 2016. **94**(2): p. 022328.
 117. Roberts, G.L., et al., *Experimental measurement-device-independent quantum digital signatures.* Nature Communications, 2017. **8**(1): p. 1098.
 118. Yin, H.-L., et al., *Experimental measurement-device-independent quantum digital signatures over a metropolitan network.* Physical Review A, 2017. **95**(4): p. 042338.
 119. Pelet, Y., et al., *Unconditionally secure digital signatures implemented in an eight-user quantum network.* New journal of physics, 2022. **24**(9): p. 093038.
 120. Yin, H.-L., et al., *Experimental quantum secure network with digital signatures and encryption.* National Science Review, 2022. **10**(4).
 121. Cao, X.-Y., et al., *Experimental quantum e-commerce.* Science Advances, 2024. **10**(2): p. eadk3258.
 122. Yin, H.-L., et al., *Experimental quantum digital signature over 102 km.* Physical Review A, 2017. **95**(3): p. 032334.
 123. Ding, H.-J., et al., *280-km experimental demonstration of a quantum digital signature with one decoy state.* Optics Letters, 2020. **45**(7): p. 1711-1714.
 124. An, X.-B., et al., *Practical quantum digital signature with a gigahertz BB84 quantum key distribution system.* Optics Letters, 2019. **44**(1): p. 139-142.
 125. Bennett, C.H. and G. Brassard, *Experimental quantum cryptography: the dawn of a new era for quantum cryptography: the experimental prototype is working*. SIGACT News, 1989. **20**(4): p. 78–80.
 126. Bennett, C.H., et al., *Experimental quantum cryptography.* Journal of Cryptology, 1992. **5**(1): p. 3-28.

127. Townsend, P.D., J.G. Rarity, and P.R. Tapster, *Single photon interference in 10 km long optical fibre interferometer*. Electronics Letters, 1993. **29**: p. 634-635.
128. Jacobs, B. and J. Franson, *Quantum cryptography in free space*. Optics Letters, 1996. **21**(22): p. 1854-1856.
129. Elliott, C., et al. *Current status of the DARPA quantum network*. in *Quantum Information and computation III*. 2005. SPIE.
130. Peev, M., et al., *The SECOQC quantum key distribution network in Vienna*. New Journal of Physics, 2009. **11**(7): p. 075001.
131. Paul, R., *Geneva brings quantum cryptography to internet voting*. Ars Technica, October, 2007. **12**.
132. Sasaki, M., et al., *Field test of quantum key distribution in the Tokyo QKD Network*. Optics Express, 2011. **19**(11): p. 10387-10409.
133. Chen, Y.-A., et al., *An integrated space-to-ground quantum communication network over 4,600 kilometres*. Nature, 2021. **589**(7841): p. 214-219.
134. Chen, T.-Y., et al., *Implementation of a 46-node quantum metropolitan area network*. npj Quantum Information, 2021. **7**(1): p. 134.
135. Nauerth, S., et al., *Air-to-ground quantum communication*. Nature Photonics, 2013. **7**(5): p. 382-386.
136. Wang, J.-Y., et al., *Direct and full-scale experimental verifications towards ground-satellite quantum key distribution*. Nature Photonics, 2013. **7**(5): p. 387-393.
137. Liao, S.-K., et al., *Satellite-to-ground quantum key distribution*. Nature, 2017. **549**(7670): p. 43-47.
138. Yin, J., et al., *Entanglement-based secure quantum cryptography over 1,120 kilometres*. Nature, 2020. **582**(7813): p. 501-505.
139. Liao, S.-K., et al., *Satellite-Relayed Intercontinental Quantum Network*. Physical Review Letters, 2018. **120**(3): p. 030501.
140. Gibney, E., *One giant step for quantum internet*. Nature, 2016. **535**(7613): p. 478-479.
141. Carmack, D., *Beating China in the Race for Quantum Supremacy*.
142. Kaur, M., *Overview of Quantum Initiatives Worldwide 2023*. Qureca. Accessed: Nov, 2023. **16**.
143. Heidt, H., et al., *CubeSat: A new generation of picosatellite for education and industry low-cost space experimentation*. 2000.
144. Krebs, G.D. *SOCRATES*. 2024 [cited 2024 21/07]; Available from: https://web.archive.org/web/20240301095646/https://space.skyrocket.de/doc_sdat/socrates.htm#citation.
145. Takenaka, H., et al., *Satellite-to-ground quantum-limited communication using a 50-kg-class microsatellite*. Nature photonics, 2017. **11**(8): p. 502-508.
146. Tang, Z., et al., *The photon pair source that survived a rocket explosion*. Scientific reports, 2016. **6**(1): p. 25603.
147. Chandrasekara, R., et al. *Generation and analysis of correlated pairs of photons on board a nanosatellite*. in *Quantum Information Science and Technology II*. 2016. SPIE.
148. Grieve, J.A., et al., *SpooQySats: CubeSats to demonstrate quantum key distribution technologies*. Acta Astronautica, 2018. **151**: p. 103-106.
149. Villar, A., et al., *Entanglement demonstration on board a nano-satellite*. Optica, 2020. **7**(7): p. 734-737.
150. Oi, D.K., et al., *CubeSat quantum communications mission*. EPJ Quantum Technology, 2017. **4**: p. 1-20.
151. Bedington, R., J.M. Arrazola, and A. Ling, *Progress in satellite quantum key distribution*. npj Quantum Information, 2017. **3**(1): p. 30.
152. Sidhu, J.S., et al., *Advances in space quantum communications*. IET Quantum Communication, 2021. **2**(4): p. 182-217.
153. Lu, C.-Y., et al., *Micius quantum experiments in space*. Reviews of Modern Physics, 2022. **94**(3): p. 035001.
154. Jennewein, T., et al., *QEYSSat 2.0--White Paper on Satellite-based Quantum Communication Missions in Canada*. arXiv preprint arXiv:2306.02481, 2023.
155. Mujumdar, S., V. Bhat, and R. Chatterjee, *A brief review of free-space quantum key distribution experiments towards satellite QKD*. Asian Journal of Physics Vol, 2022. **31**(3-6): p. 577-591.
156. Xu, F., et al., *Secure quantum key distribution with realistic devices*. Reviews of Modern Physics, 2020. **92**(2): p. 025002.
157. Jain, N., et al., *Attacks on practical quantum key distribution systems (and how to prevent them)*. Contemporary Physics, 2016. **57**(3): p. 366-387.
158. Sun, S. and A. Huang, *A review of security evaluation of practical quantum key distribution system*. Entropy, 2022. **24**(2): p. 260.
159. Brassard, G., et al., *Limitations on Practical Quantum Cryptography*. Physical Review Letters, 2000. **85**(6): p. 1330-1333.
160. Lütkenhaus, N., *Security against individual attacks for realistic quantum key distribution*. Physical Review A, 2000. **61**(5): p. 052304.
161. Félix, S., et al., *Faint laser quantum key distribution: Eavesdropping exploiting multiphoton pulses*. Journal of Modern Optics, 2001. **48**(13): p. 2009-2021.
162. Gottesman, D., et al. *Security of quantum key*

- distribution with imperfect devices. in *International Symposium on Information Theory, 2004. ISIT 2004. Proceedings*. 2004. IEEE.
163. Liu, W.-T., et al., *Proof-of-principle experiment of a modified photon-number-splitting attack against quantum key distribution*. *Physical Review A*, 2011. **83**(4): p. 042326.
164. Vakhitov, A., V. Makarov, and D.R. Hjelle, *Large pulse attack as a method of conventional optical eavesdropping in quantum cryptography*. *Journal of modern optics*, 2001. **48**(13): p. 2023-2038.
165. Gisin, N., et al., *Trojan-horse attacks on quantum-key-distribution systems*. *Physical Review A*, 2006. **73**(2): p. 022320.
166. Jain, N., et al., *Trojan-horse attacks threaten the security of practical quantum cryptography*. *New Journal of Physics*, 2014. **16**(12): p. 123030.
167. Sajeed, S., et al., *Invisible Trojan-horse attack*. *Scientific reports*, 2017. **7**(1): p. 8403.
168. Stiller, B., et al. *Quantum hacking of continuous-variable quantum key distribution systems: realtime Trojan-horse attacks*. in *2015 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*. 2015. IEEE.
169. Muller, A., et al., *"Plug and play" systems for quantum cryptography*. *Applied physics letters*, 1997. **70**(7): p. 793-795.
170. Stucki, D., et al., *Quantum key distribution over 67 km with a plug&play system*. *New Journal of Physics*, 2002. **4**(1): p. 41.
171. Sajeed, S., et al., *Attacks exploiting deviation of mean photon number in quantum key distribution and coin tossing*. *Physical Review A*, 2015. **91**(3): p. 032326.
172. Makarov*, V. and D.R. Hjelle, *Faked states attack on quantum cryptosystems*. *Journal of Modern Optics*, 2005. **52**(5): p. 691-705.
173. Qi, B., et al., *Time-shift attack in practical quantum cryptosystems*. arXiv preprint quant-ph/0512080, 2005.
174. Zhao, Y., et al., *Quantum hacking: Experimental demonstration of time-shift attack against practical quantum-key-distribution systems*. *Physical Review A*, 2008. **78**(4): p. 042333.
175. Makarov, V., *Controlling passively quenched single photon detectors by bright light*. *New Journal of Physics*, 2009. **11**(6): p. 065003.
176. Lydersen, L., et al., *Hacking commercial quantum cryptography systems by tailored bright illumination*. *Nature photonics*, 2010. **4**(10): p. 686-689.
177. Gerhardt, I., et al., *Full-field implementation of a perfect eavesdropper on a quantum cryptography system*. *Nature communications*, 2011. **2**(1): p. 349.
178. Sauge, S., et al., *Controlling an actively-quenched single photon detector with bright light*. *Optics Express*, 2011. **19**(23): p. 23590-23600.
179. Lydersen, L., et al., *Thermal blinding of gated detectors in quantum cryptography*. *Optics express*, 2010. **18**(26): p. 27938-27954.
180. Wiechers, C., et al., *After-gate attack on a quantum cryptosystem*. *New Journal of Physics*, 2011. **13**(1): p. 013043.
181. Gras, G., et al., *Optical control of single-photon negative-feedback avalanche diode detector*. *Journal of Applied Physics*, 2020. **127**(9).
182. Wu, Z., et al., *Hacking single-photon avalanche detectors in quantum key distribution via pulse illumination*. *Optics Express*, 2020. **28**(17): p. 25574-25590.
183. Gao, B., et al., *Strong pulse illumination hacks self-differencing avalanche photodiode detectors in a high-speed quantum key distribution system*. arXiv preprint arXiv:2205.04177, 2022.
184. Lydersen, L., et al., *Controlling a superconducting nanowire single-photon detector using tailored bright illumination*. *New Journal of Physics*, 2011. **13**(11): p. 113042.
185. Lydersen, L., V. Makarov, and J. Skaar, *Secure gated detection scheme for quantum cryptography*. *Physical Review A*, 2011. **83**(3): p. 032306.
186. Lydersen, L., et al., *Superlinear threshold detectors in quantum cryptography*. *Physical Review A*, 2011. **84**(3): p. 032320.
187. Yuan, Z., J.F. Dynes, and A.J. Shields, *Avoiding the blinding attack in QKD*. *Nature Photonics*, 2010. **4**(12): p. 800-801.
188. Yuan, Z., J. Dynes, and A. Shields, *Resilience of gated avalanche photodiodes against bright illumination attacks in quantum cryptography*. *Applied physics letters*, 2011. **98**(23).
189. da Silva, T.F., et al., *Real-time monitoring of single-photon detectors against eavesdropping in quantum key distribution systems*. *Optics express*, 2012. **20**(17): p. 18911-18924.
190. Qian, Y.-J., et al., *Robust countermeasure against detector control attack in a practical quantum key distribution system*. *Optica*, 2019. **6**(9): p. 1178-1184.
191. Wu, Z., et al., *Robust countermeasure against detector control attack in a practical quantum key distribution system: comment*. *Optica*, 2020. **7**(10): p. 1391-1393.
192. He, D.-Y., et al., *Robust countermeasure against detector control attack in a practical quantum key distribution system: reply*. *Optica*, 2020. **7**(10): p. 1415-1416.
193. Acheva, P., et al., *Automated verification of countermeasure against detector-control attack in quantum key distribution*. *EPJ Quantum Technology*, 2023. **10**(1): p. 1-16.
194. Eisenmann, M. and E. Weidel, *Single-mode fused biconical coupler optimized for polarization*

- beamsplitting*. Journal of lightwave technology, 1991. **9**(7): p. 853-858.
195. Lee, Y., et al., *Characteristics of a multi-mode interference device based on Ti: LiNbO₃ channel waveguide*. Optics Express, 2009. **17**(13): p. 10718-10724.
196. Li, H.-W., et al., *Attacking a practical quantum-key-distribution system with wavelength-dependent beam-splitter and multiwavelength sources*. Physical Review A, 2011. **84**(6): p. 062308.
197. Huang, J.-Z., et al., *Quantum hacking of a continuous-variable quantum-key-distribution system using a wavelength attack*. Physical Review A, 2013. **87**(6): p. 062329.
198. Du, G.-H., et al., *Attacking a high-dimensional quantum key distribution system with wavelength-dependent beam splitter*. Chinese Physics B, 2019. **28**(9): p. 090301.
199. Li, D.-D., et al. *Security of optical beam splitter in quantum key distribution*. in *Photonics*. 2022. MDPI.
200. Fung, C.-H.F., et al., *Phase-remapping attack in practical quantum-key-distribution systems*. Physical Review A, 2007. **75**(3): p. 032314.
201. Xu, F., B. Qi, and H.-K. Lo, *Experimental demonstration of phase-remapping attack in a practical quantum key distribution system*. New Journal of Physics, 2010. **12**(11): p. 113026.
202. Yariv, A., P. Yeh, and A. Yariv, *Photonics: optical electronics in modern communications*. Vol. 6. 2007: Oxford university press New York.
203. Bugge, A.N., et al., *Laser damage helps the eavesdropper in quantum cryptography*. Physical review letters, 2014. **112**(7): p. 070503.
204. Makarov, V., et al., *Creation of backdoors in quantum communications via laser damage*. Physical Review A, 2016. **94**(3): p. 030302.
205. Huang, A., et al., *Laser-damage attack against optical attenuators in quantum key distribution*. Physical Review Applied, 2020. **13**(3): p. 034017.
206. Ponosova, A., et al., *Protecting fiber-optic quantum key distribution sources against light-injection attacks*. PRX Quantum, 2022. **3**(4): p. 040307.
207. Todoroki, S.-i. and S. Inoue, *Observation of blowing out in low loss passive optical fuse formed in silica glass optical fiber circuit*. Japanese journal of applied physics, 2004. **43**(6A): p. L728.
208. Bennett, C. *Let Eve do the heavy lifting, while John and Won-Young keep her honest*. 2011 [cited 2024 22/07]; Available from: <https://web.archive.org/web/20240721210757/https://dabacon.org/pontiff/2011/10/20/let-eve-do-the-heavy-lifting-while-john-and-won-young-keep-her-honest/>.
209. Tang, Y.-L., et al., *Source attack of decoy-state quantum key distribution using phase information*. Physical Review A, 2013. **88**(2): p. 022308.
210. Sun, S.-H., et al., *Effect of source tampering in the security of quantum cryptography*. Physical Review A, 2015. **92**(2): p. 022304.
211. Huang, A., et al., *Laser-seeding attack in quantum key distribution*. Physical Review Applied, 2019. **12**(6): p. 064043.
212. Newman, R., *Visible light from a silicon p-n junction*. Physical review, 1955. **100**(2): p. 700.
213. Chynoweth, A. and K. McKay, *Photon emission from avalanche breakdown in silicon*. Physical Review, 1956. **102**(2): p. 369.
214. Waldschmidt, M. and S. Wittig, *Backscattering and bremsstrahlung of electrons in a silicon detector*. Nuclear Instruments and Methods, 1968. **64**(2): p. 189-191.
215. Lacaita, A., et al., *Photon-assisted avalanche spreading in reach-through photodiodes*. Applied physics letters, 1993. **62**(6): p. 606-608.
216. Akil, N., et al., *Photon generation by silicon diodes in avalanche breakdown*. Applied Physics Letters, 1998. **73**(7): p. 871-872.
217. Huang, T., et al., *Photon emission characteristics of avalanche photodiodes*. Optical Engineering, 2005. **44**(7): p. 074001-074001-4.
218. Kurtsiefer, C., et al., *The breakdown flash of silicon avalanche photodiodes-back door for eavesdropper attacks?* Journal of Modern Optics, 2001. **48**(13): p. 2039-2047.
219. Meda, A., et al., *Quantifying backflash radiation to prevent zero-error attacks in quantum key distribution*. Light: Science & Applications, 2017. **6**(6): p. e16261-e16261.
220. Pinheiro, P.V.P., et al., *Eavesdropping and countermeasures for backflash side channel in quantum cryptography*. Optics express, 2018. **26**(16): p. 21020-21032.
221. Kim, S., et al. *Single trace side channel analysis on quantum key distribution*. in *2018 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*. 2018. IEEE.
222. Durak, K., N.C. Jam, and S. Karamzadeh, *Attack to quantum cryptosystems through RF fingerprints from photon detectors*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2021. **28**(2: Optical Detectors): p. 1-7.

Özgeçmişler



Derin Akata, 2018 yılında İstanbul Ticaret Üniversitesi Endüstri Mühendisliği bölümünden lisans, 2022 yılında Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Siber Güvenlik Anabilim Dalı'ndan tezsiz yüksek lisans derecelerini almıştır.

2019-2020 yılları arasında ASPİLSAN Enerji bünyesinde savunma sanayi projelerinde çalışmıştır.

2020-2023 yılları arasında Hyperion Technologies firmasında, NATO STO-CMRE tarafından fonlanan Sualtı Kuantum Anahtar Dağıtım Sistemi projesi başta olmak üzere optik kablosuz haberleşme sistemlerine yönelik projelerde proje yöneticiliği yapmıştır.

Halen bilgi teknolojileri alanında proje yöneticisi olarak kariyerine devam etmektedir.

Elektrik Güç Kalitesi Bozulmalarının Uzun Kısa-Süreli Bellek Tabanlı Sinir Ağları ile Sınıflandırılması

Classification of Electrical Power Quality Disturbances using Long Short-Term Memory Based Neural Networks

Volkan Yamaçlı

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Mersin Üniversitesi, Mersin, Türkiye
vyamacli@mersin.edu.tr

 0000-0003-0331-8818

Özet

Güç kalitesi bozulma tespiti ve sınıflandırması, güç elektroniği ekipmanlarının, yeşil enerjinin ve akıllı şebekelerin oluşturulmasının artan ihtiyacı ve kullanımı göz önüne alındığında hayati öneme sahiptir. Sadece teknolojik açıdan değil, aynı zamanda ekonomik açıdan da ekipman arzularının oluşmaması ve erken müdahalenin sağlanabilmesi için önem arz etmektedir. Güç kalitesi bozulmasına örnek olarak harmonikler, gerilim artışı ve düşüşleri, geçiş karakteristikleri, gerilim işaretleri frekansının artışı ve azalışı ile gerilim çentiği gibi olaylar örnek verilebilir. Bu ve benzer bozulmaların hassas yükleri ve bağlı sistemleri etkilemeden önce mümkün olan en kısa sürede belirlenmesini ve önleyici eylemlerin uygulanmasını gerektirmektedir. Bu çalışmada, çeşitli güç kalitesi bozulmalarını temsil eden işaret karakteristikleri tekrarlayan sinir ağı metotlarından olan uzun kısa-süreli bellek ile en kısa sürede tespit ve sınıflandırılması sağlanmasına yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Yapılan farklı durum ve sınıflama çalışmalarında %80 ile %97 arasında test başarısı elde edilmesi yaklaşımın verimliliği ve doğruluğunu ifade etmektedir.

Anahtar Kelimeler — güç kalitesi bozulmaları; güç kalitesi ve kontrolü; elektriksel bozulmalar; uzun kısa-süreli bellek.

Abstract

Power quality disturbance detection and classification are of vital importance considering the increasing need and use of power electronic equipment, green energy and smart grids. It is important not only from a technological perspective but also from an economic perspective to prevent equipment failures and to provide early intervention. Examples of power quality disturbances include harmonics, voltage increases and decreases, transition characteristics, voltage signal frequency disturbances, and voltage notches. These disturbances should be determined as soon as possible before they affect sensitive loads and connected systems. In this study, they were carried out to detect and classify signal characteristics representing various power quality disturbances with long short-term memory. The fact that test success rates between 80% and 97% were achieved in different situations and classification studies indicates the efficiency and accuracy of the approach.

Keywords — power quality disturbances; power quality and control; electrical disturbances; long short-term memory.

1. Giriş

Son yıllarda gerilim ve akım bozulmalarından arınmış temiz güç sağlama konusundaki artan talep, elektrik gücü kalitesinde sürekli ve anlık olarak meydana gelebilen bozulma tespiti ve sınıflandırması alanına olan ilgi ve çalışmaların artmasını sağlamıştır. Güç kalitesi terimi, güç sisteminde belirli bir zaman ve konumdaki voltajı ve akımı karakterize eden çok çeşitli elektromanyetik fenomenler olarak tanımlanabilir. Gerilimin yükselmesi, düşüşü, gerilim titremesi, gerilim çentiği, harmonikler, anlık kesintileri, salınımlı geçişi ve bunların kombinasyonları yaygın güç kalitesi (PQ) olaylarından bazılarıdır [1]. Elektrik güç sistemlerindeki güç kalitesi bozulmalarında (PQD) senkron olmayan frekanslı sürücüler, AC iletim cihazları, güç elektroniği dönüştürücüleri, ark üretim cihazları ve doğrusal olmayan yükler gibi birçok etken vardır. Sıklıkla karşılaşılan PQD nedenleri arasında uzak ve yerel arızalar, yük anahtarlama, kapasitör anahtarlama, doğrusal olmayan yüklerin varlığı, aşırı yüklenme gibi etmenler de yer alabilmektedir [2, 3]. Dalga formu-zaman istatistiksel özelliklerine dayanarak, mevcut PQD'ler anlık ve sürekli bozulmalar olarak iki ana gruba ayrılabilir [4]. Anlık bozulmalar arklar ve çentiklere benzer anlık bozulmalar olmakla birlikte sürekli bozulmalar ise harmonikler gibi dalga formunu sürekli bir biçimde periyodik olarak etkileyen bozulmalardır [1]. Genel olarak, bu elektriksel bozulmalar, bir zaman aralığındaki gerilim veya akım dalga formunun normal değerlerine göre genlik veya frekanstaki anomalliklerdir. Güç kalitesi olayları zamana bağlı istatistiksel özelliklere göre sınıflandırılır [5, 6]. PQ bozulmaları IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) standardı 1159 [7] ve Avrupa standardı EN (European Norm) 50160 [8] tarafından kategorize edilir. Bununla birlikte IEEE 1547 standardı da elektrik enerji kalitesi ile ilgili durumları belirlemektedir [9]. Bu standartlarda genellikle meydana gelebilecek bir bozulmanın büyüklüğü, tespit süresi ve düzeltilme süresi ile ilgili değerlere yer verilmektedir.

Günümüzde elektrik enerji kalitesi hem evsel kullanıcılar hem de endüstriyel kullanıcılar için büyük önem teşkil etmektedir. Özellikle endüstriyel üretim tesislerinde birçok cihaz ve ekipman elektrik enerjisi ile çalışmakta, meydana gelebilecek bir PQD hem çalışan cihazı hem de buna bağlı olarak tüm seri üretimi sektöre uğratabilecek boyutlara gelebilmektedir. Bu tür hassas endüstriyel ekipmanlar, mümkün olan en kısa sürede doğru bir şekilde tanınırsa bu tehlikeli değişikliklerden korunabilir. Hızlı işlemeyle doğru tespit ve tanıma, PQD'lerin etkisinin azaltılması için kullanılan bir kontrol ve izleme sisteminin verimliliğini önemli ölçüde

artırılabilir. Farklı araştırmacılar tarafından çeşitli PQD tespit ve sınıflandırma teknikleri sunulmuştur. Öncelikle bazı işaret ön işleme teknikleri kullanılmıştır. Bu teknikler arasında, dalgacık paket dönüşümü (WPT) ve destek vektör makineleri (SVM) kullanan bir güç bozulması olayı tanıma tekniği kullanılarak iyi bir başarı elde edilmiştir [10]. Yapay sinir ağı (ANN) ile ampirik mod ayrıştırma (EMD) metotları ile başka bir çalışmada yüksek doğruluklu bir netice alınabilmiştir. [11]. Sıkıştırılmış algılama (CS) ve derin evrişimli sinir ağları (DCNN) ile birçok sınıfta sunulan PQD'ler başarılı biçimde tanımlanabilmiştir [12]. Bununla birlikte sinir ağı (NN) ile birleştirilen Stockwell dönüşümü (SWT) tekniği de %94 üzerinde bir başarı ile sunulabilmiştir [13]. Özellikle derin öğrenmenin yükselişe geçmesi ile, elektrik enerjisi ve enerji kalitesi ile ilgili çalışmalarda da büyük başarımlar ve doğruluk oranına sahip derin öğrenme teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Geleneksel olarak, özellik çıkarma ve sınıflandırma bir işaret sınıflandırma sisteminin iki ana bileşenidir, ancak derin öğrenme ile sınıflandırma ve özellik çıkarma birlikte optimize edilebilmektedir [14]. Literatürde derin evrişimli sinir ağları (CNN'ler) voltaj düşüşlerinin otomatik özellik çıkarma ve sınıflandırması için kullanılarak başarılı bir sınıflama sağlanmıştır [15]. Diğer bir çalışmada güç sistemindeki seyrek izlenen baralarda gerilim düşüşü büyüklüğü tahmini için derin CNN kullanan derin öğrenme yöntemi önerilmiştir [16]. Bununla birlikte tekrarlayan sinir ağının (RNN) özel bir durumu olan uzun kısa-süreli bellek (LSTM), voltaj düşüşlerinin özellik çıkarma ve sınıflandırması için kullanılmıştır [17]. PQD analizi için [18]'da LSTM tabanlı bir model kullanılmıştır.

Literatürdeki çalışmaların çoğunda, elektrik işaretleri öncelikle bir işaret ön işleme neticesinde 2-boyutlu ifadeler haline getirilerek derin ağ tabanlı metotlarla sınıflandırma ve tespit gerçekleştirilmektedir. Fakat, ön işleme teknikleri her ne kadar doğruluğu artırsa da zaman ve verim açısından dezavantaja yol açabilmektedir. Bu sebeple, bu çalışmada kullanılan elektrik işaretlerinin herhangi bir ön işlemeye tabii tutulmaksızın, yalın biçimde LSTM ağına girdi olarak tanımlanması ve neticesinde hem yüksek hız hem de yüksek doğruluğun birlikte yer alabileceği bir sınıflandırma üzerine çalışılmıştır. Sunulan sonuçlar incelenirse, genel başarı oranının %83 ile %93 arasında olduğu görülebilmektedir.

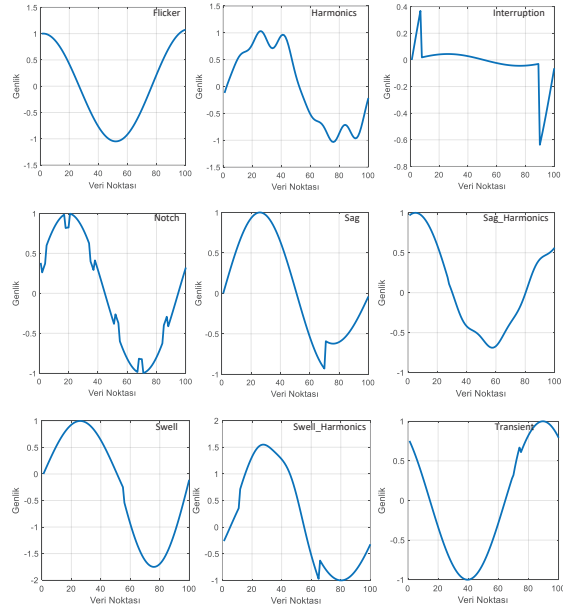
2. Veri Seti

Bu çalışmada, literatürde yayınlanmış bir PQD veri seti olan SEED Power Quality Disturbance Dataset v1 kullanılmıştır [19]. Veri setinde 17 sınıfa ait işaretler sunulmuştur. PQD işaretlerine ait sınıflar ve isimler, *Pure Sinusoidal*, *Sag*, *Swell*, *Interruption*, *Transient*, *Oscillatory Transient*, *Harmonics*, *Harmonics with Sag*, *Harmonics with Swell*, *Flicker*, *Flicker with Sag*, *Flicker with Swell*, *Sag with Oscillatory Transient*, *Swell with Oscillatory Transient*, *Sag with Harmonics*, *Swell with Harmonics*, *Notch* olarak sunulmuştur. Veri setindeki işaretlerin elde edilmesine dair özellikler Tablo 1 ile verilmiştir.

Tablo 1. PQD veri seti işaret özellikleri

| Parametre | Değer |
|----------------------------|-------|
| Temel Frekans | 50 Hz |
| Örnekleme Frekansı | 5 kHz |
| Sınıf Sayısı | 17 |
| Sınıf Başına İşaret Sayısı | 1000 |
| İşaret Vektörel Boyutu | 100 |
| İşaret Zamansal Boyutu | 20 ms |

Veri setinde mevcut olan PQD'lerden 10 sınıf, özellikle kendine has karakteristik gösteren sınıflar, bu çalışmada kullanılmak üzere seçilmiştir. Daha karmaşık olan ve birden fazla karakteristik içeren sınıflar seçilmemiştir. Bunlar sırasıyla; *Flicker (F)*, *Harmonics (H)*, *Interruption (I)*, *Notch (N)*, *Pure Sinusoidal (PS)*, *Sag (SG)*, *Sag with Harmonics (SGH)*, *Swell (SW)*, *Swell with Harmonics (SWH)*, *Transient (T)* sınıflarıdır. Her bir sınıfta toplam 1000 örnek mevcuttur. *PS* işareti dışında kalan 9 PQD işaretine dair örnek grafikler Şekil 1 ile sunulmuştur.



Şekil 1. PQD işaret örnek grafikleri

Bununla birlikte Eşitlik (1)-(10) ile elde edilen PQD işaretlerinin eldesi ile ilgili formülasyonlar verilmektedir [19]. Burada w ve t sayıları radyal frekans ve zamanı ifade etmektedir. Ayrıca, t_1 ve t_2 parametreleri olayın başladığı ve bittiği anı belirtmektedir. ϕ faz farkı ve α ise 0.9 ile 1 arasında olan zaman parametresidir.

$$F = [1 + \lambda \sin(w_f t)] \sin(wt - \phi) \quad (1)$$

$$H = \sin(wt - \phi) + \sum_{n=3}^7 \alpha_n \sin(nwt - \theta_n) \quad (2)$$

$$I = [1 - \alpha(u(t - t_1) - u(t - t_2))] \sin(wt - \phi) \quad (3)$$

$$N = \sin(wt - \phi) - \text{sign}(\text{sign}(wt - \phi)) \quad (4)$$

$$PS = \sin(wt - \phi) \quad (5)$$

$$SG = [1 - \alpha(u(t - t_1) - u(t - t_2))] \sin(wt - \phi) \quad (6)$$

$$SGH = SG + H \quad (7)$$

$$SW = [1 - \alpha(u(t - t_1) - u(t - t_2))] \sin(wt - \phi) \quad (8)$$

$$SWH = SW + H \quad (9)$$

$$T = \sin(wt - \phi) - \psi(e^{-750(t-t_a)} - e^{-344(t-t_b)})(u(t - t_1) - u(t - t_2)) \quad (10)$$

2.1. İşaretlere Gürültü Eklenmesi

Veri setinde mevcut olan elektrik işaretlerine, sınıflandırma ve tespit performansının gerçeğe daha yakın biçimde doğrulanması amacıyla da çeşitli gürültü seviyelerinde eklemeler yapılmıştır. 10db, 20db ve 40db olarak eklenen gürültüler için kullanılan ilgili formülasyon Eşitlik (11)-(14) ile verilmiştir. Burada *noise* rasgele oluşturulan bir vektörel form, *i* sayısı eleman indisi ve *n* sayısı da işaretin toplam uzunluğunu teşkil etmektedir. *NS* ve *S* değişkenleri ise gürültülü işaret ve skala faktörüdür.

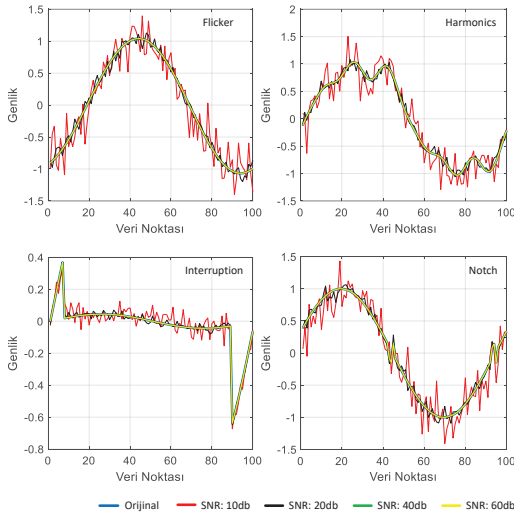
$$Power_{signal} = \sum_{i=1}^n |signal_i|^2 \quad (11)$$

$$Power_{noise} = \sum_{i=1}^n |noise_i|^2 \quad (12)$$

$$S = \left(10 \times \frac{Power_{signal}}{Power_{noise}} \right)^{\frac{-SNR}{10}} \quad (13)$$

$$NS = signal + noise \times |S| \quad (14)$$

Ayrıca, bazı örnek işaretlerin orijinal formları ve gürültülü hallerine ilişkin görseller Şekil 2 ile sunulmuştur.



Şekil 2. Örnek PQD'ler için orijinal ve gürültü eklenmiş hali

3. Yöntem

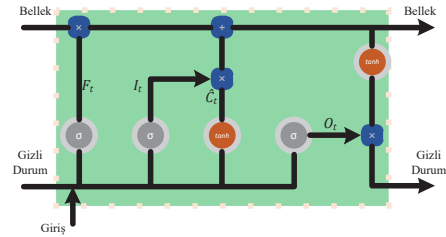
Bu çalışmada, son yıllarda zamana bağlı verilerin tahmini ve sınıflandırılması amacıyla kullanılan basit ve etkili bir yinelemeli LSTM kullanılmıştır. LSTM hem çalışma hızı hem de sayısal verilere uygun bir ağ olması sebebiyle, işaretler üzerinde herhangi bir ön işlemeye ihtiyaç olmadan direkt işleme alınabilmektedir. Aslında benzer bir ağ olan kapılı (geçitli) tekrarlayan birimlerden oluşan ağlar (GRU) kullanım açısından LSTM ile benzerdir ve problem özelinde daha iyi sonuç verebilir fakat, GRU'lar ve LSTM'ler kaybolan gradyan sorununu önlemek için bilginin geçişine yönelik farklı yaklaşımlar kullanır. GRU birimi, LSTM birimi gibi bilgi akışını kontrol eder, ancak bir bellek birimi kullanmak zorunda kalmaz. Bu sebeple GRU'lar LSTM'lere göre daha basit kullanım alanına sahiptir. Fakat LSTM kullanarak karmaşık problemlere özel hem girdiler hem de ileri beslemeli ağlardan farklı olarak geri bildirim özellikleri ile daha kapsamlı bir özellik çıkarımına olanak sağlarlar. LSTM ilk olarak S. Hochreiter, ve J. Schmidhuber [20] tarafından önerilmiştir.

Birimin yapısı Şekil 3 ile verilmiştir. Soldaki girişler bellek, gizli durum ve girişin bir önceki hali; sağdaki çıkışlar ise bellek ve gizli durumun şu anki halini ifade etmektedir. Bellek bilgisi, giriş bilgisi ve aday vektörü ifadeleri ise sırasıyla, F_t , I_t , ve \hat{C}_t olarak gösterilmektedir. w parametresi *ağırlık*, b parametresi *yanlılık*, H *gizli durum* ve X ise *giriş* değişkenlerini ifade etmek üzere, t zaman anındaki LSTM parametrelerine ait parametreler Eşitlik (15)-(17) ile verilmiştir.

$$F_t = \sigma\{w_F \times (H, X_t) + b_F\} \quad (15)$$

$$I_t = \sigma\{w_I \times (H_{t-1}, X_t) + b_I\} \quad (16)$$

$$\hat{C}_t = \tanh\{w_C \times (H_{t-1}, X_t) + b_C\} \quad (17)$$



Şekil 3. LSTM birim mimarisi

3.1. LSTM Metodunun Uygulanması ve Sistem Parametreleri

Çalışmada, Intel® i7-10700F işlemci ve 16GB belleğe sahip bir bilgisayar kullanarak LSTM ağını eğitebilmek amacıyla Matlab yazılımı üzerindeki derin öğrenme araçları kullanılmıştır. Öncelikle LSTM mimarisi uygun biçimde tanımlanmış; daha sonra veri setindeki veriler belirli oranda eğitim, validasyon ve test olarak gruplandırılmıştır. Şekil 4 ile verilen kod bloğunda tanımlanan LSTM ağına dair bilgiler görülebilir. Burada *numHiddenUnits* LSTM birim sayısı ve *numClasses* ise eğitim yapılacak sınıf sayısını ifade etmektedir.

```
layers = [
    sequenceInputLayer(1,"Giris","input")
    lstmLayer(numHiddenUnits,"LSTM","lstm"...
    "OutputMode","last")
    dropoutLayer(0.5,"Sonumleme","dropout")
    fullyConnectedLayer(numClasses,"TamBagli","fc")
    softmaxLayer("Entropi","softmax")
    classificationLayer("Siniflama","classification");
```

Şekil 4. LSTM sınıflayıcı tanımlaması

Katmanlar incelendiğinde, sıralı sınıflama katmanı, LSTM birimleri, sönümlenme katmanı, tam bağlı katman, entropi katmanı ve sınıflama katmanından oluştuğu görülebilir. Oluşturulan ağ mimarisinin detaylarını ifade eden şematik ise Şekil 5 ile sunulmuştur.

| ANALYSIS RESULT | | | | | |
|-----------------|---|--------------------|---|---------------------------------------|---|
| Name | Type | Activations | Learnable Proper... | States | |
| 1 | input Sequence Input with 1 dimensions | 1(C) × 1(B) × 1(T) | - | - | - |
| 2 | lstm LSTM with 100 hidden units | 100(C) × 1(B) | InputWeigh... 400 × RecurrentWe... 400 × Bias 400 × | HiddenSta... 100 × CellState 100 × | - |
| 3 | dropout 50% dropout | 100(C) × 1(B) | - | - | - |
| 4 | fc fully connected layer | 10(C) × 1(B) | Weights 10 × 100 Bias 10 × 1 | - | - |
| 5 | softmax softmax | 10(C) × 1(B) | - | - | - |
| 6 | classification crossentropy | 10(C) × 1(B) | - | - | - |

Şekil 5. LSTM ağ detayları

Sınıflandırma ağı için eğitim parametreleri örnek kod bloğu Şekil 6 ile verilmiştir. Eğitim aşamasındaki optimizasyon algoritması *adam* olarak seçilmiştir. Bununla birlikte, dönem (epoch) sayısı 100; *MiniBatchSize* 64 ve *GradientThreshold* parametresi ise 2 olarak seçilmiştir. Bunun ardından *trainNetwork* komutu ile eğitim için seçilen veriler (*xTrain*, *yTrain*) ağı eğitim işlemine girdi olarak verilerek LSTM tabanlı sınıflandırma ağı belirlenen parametreler ile başarılı şekilde eğitilebilmektedir. Tek seferde işlenecek veri sayısının 64 seçilme ve dönem sayısının ise 100 seçilmesi birkaç deneme neticesinde belirlenmiştir. Yapılan ön çalışmalarda hem çalışma hızı hem de doğruluk durumu incelendiğinde belirtilen parametre değerlerinin uygun olduğu görülmüştür.

```
miniBatchSize = 64;
options = trainingOptions('adam', ...
    'ExecutionEnvironment','cpu', ...
    'MaxEpochs',100, ...
    'MiniBatchSize',miniBatchSize, ...
    'ValidationData',{xVal,yVal}, ...
    'GradientThreshold',2, ...
    'Shuffle','every-epoch', ...
    'Verbose',false, ...
    'Plots','training-progress');
[net,info] = trainNetwork(xTrain,yTrain,layers,options);
```

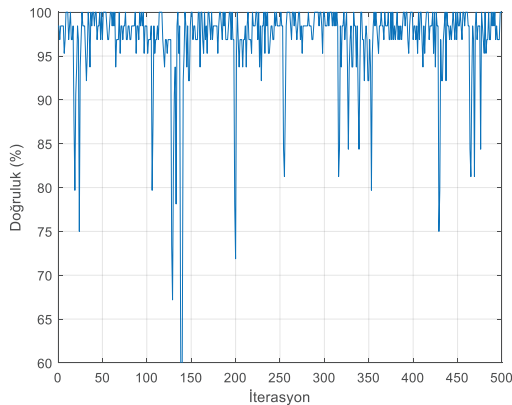
Şekil 6. Sınıflandırma ağı eğitim parametreleri

4. Bulgular

PQD işaretleri %70 eğitim, %15 validasyon ve %15 test olmak üzere gruplara ayrılmıştır. Sınıf başına eğitim, validasyon ve test veri sayısı sırasıyla 700, 150 ve 150 olmaktadır. Bu makalede toplam 4 farklı durum çalışması için eğitim ve test işlemleri gerçekleştirilmiştir. Bunlardan ilk iki durum çalışmasında orijinal veriler kullanılarak farklı sayıdaki sınıflar birlikte eğitilmiş; üçüncü durum çalışmasında tüm sınıflar eğitilmiştir. Son durum çalışmasında ise gürültü etmenine sahip veriler eğitim ve test işlemlerine tabii tutulmuştur.

4.1. Durum 1: Ani Gerilim Yükselmesi ve Düşüşü İçeren Sınıfların Tespiti

Bu durum çalışmasında, *Pure Sinusoidal (PS)*, *Sag (SG)*, *Sag with Harmonics (SGH)*, *Swell (SW)*, *Swell with Harmonics (SWH)* olmak üzere toplam 5 sınıf eğitim işlemine alınmıştır. Eğitim aşamasının son 500 iterasyon başarımları Şekil 7 ile sunulmuştur. Eğitim ve validasyon aşamaları için genel başarı oranları sırasıyla %98.42 ve %98.26 olarak elde edilmiştir.



Şekil 7. Durum 1 için LSTM eğitim başarımları grafiği

Bununla birlikte test aşamasına ait karışıklık matrisi de Şekil 8 ile verilmiştir. Karışıklık matrisi incelendiğinde, *PS* sınıfının %100 başarı ile tanılacağı; en az başarı ile ise *SWH* sınıfı ile %95.33 olduğu görülebilmektedir. Test durumu için genel başarı oranı ise, %97.86 olarak elde edilmiştir.

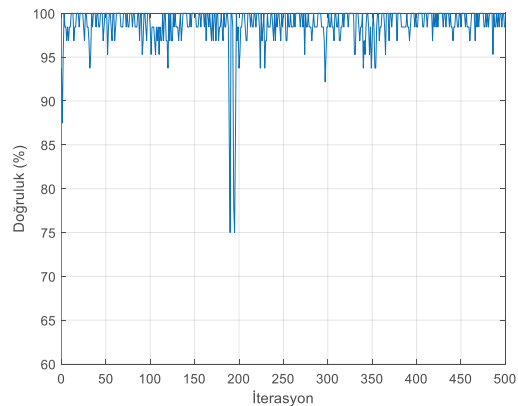
| Gerçek Sınıf | PS | SG | SGH | SW | SWH |
|--------------|-----|-----|-----|-----|-----|
| PS | 150 | | | | |
| SG | 2 | 148 | | | |
| SGH | 1 | 1 | 147 | | 1 |
| SW | 4 | | | 146 | |
| SWH | | | | 7 | 143 |
| | PS | SG | SGH | SW | SWH |

Tahmin Edilen Sınıf

Şekil 8. Durum 1 için karışıklık matrisi

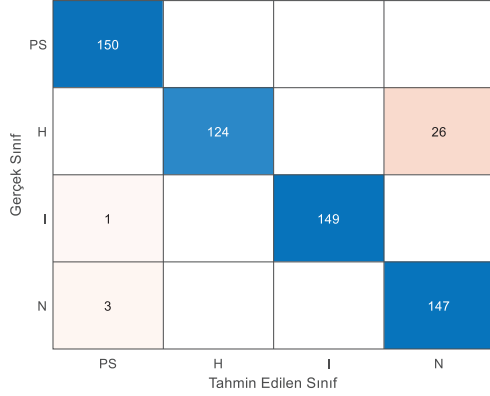
4.2. Durum 2: Sürekli ve Anlık Değişim Karakteristiklerinin Tespiti

Bu durum çalışmasında, *Pure Sinusoidal (PS)*, *Harmonics (H)*, *Interruption (I)* ve *Notch (N)* olmak üzere toplam 4 sınıf üzerinden LSTM eğitimi sağlanmıştır. Eğitim aşamasının son 500 iterasyonunun başarımları Şekil 9 ile sunulmuştur. Eğitim ve validasyon aşamaları için genel başarı oranları sırasıyla %97.57 ve %95.33 olarak elde edilmiştir. Grafik incelendiğinde 200. veri noktasında doğruluk oranının %75'lere düşmesi durumu gözlenmiştir. Bu ve benzer durumlar eğitim parametrelerinde 64 olarak seçilen *minibatchsize* parametresi ile ilgilidir. Yani her bir veri noktasında o an rasgele seçilen 64 örneklem için başarımları oranı görülmektedir.

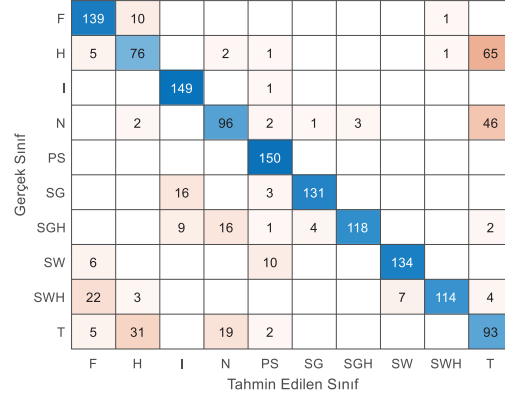


Şekil 9. Durum 2 için LSTM eğitim başarımları grafiği

Bu durum çalışmasındaki test aşamasına ait karışıklık matrisi Şekil 10 ile verilmiştir. Karışıklık matrisi incelendiğinde, *PS* sınıfının %100 başarı ile tanılacağı; en az başarı ile ise *H* sınıfı ile %82.62 olduğu görülebilmektedir. Test durumu için genel başarı oranı ise, %95.00 olarak elde edilmiştir.



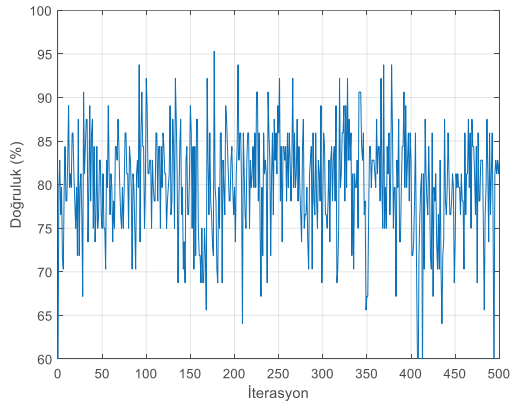
Şekil 10. Durum 2 için karışıklık matrisi



Şekil 12. Durum 3 için karışıklık matrisi

4.3. Durum 3: Tüm Sınıfların Orijinal İşaretler Üzerinden Eğitilmesi ve Tespiti

Bu durum çalışmasında, Bölüm 2’de çalışma kapsamında seçildiği belirtilen 10 sınıf orijinal işaretler üzerinden tespitine yönelik benzetimler sağlanmıştır. Bu sınıflar, *Flicker (F)*, *Harmonics (H)*, *Interruption (I)*, *Notch (N)*, *Pure Sinusoidal (PS)*, *Sag (SG)*, *Sag with Harmonics (SGH)*, *Swell (SW)*, *Swell with Harmonics (SWH)*, *Transient (T)* sınıflarıdır. Eğitim aşamasının son 500 iterasyonunun başarımlar grafiği Şekil 11 ile sunulmuştur. Eğitim ve validasyon aşamaları için genel başarı oranları sırasıyla %87.70 ve %81.86 olarak elde edilmiştir.



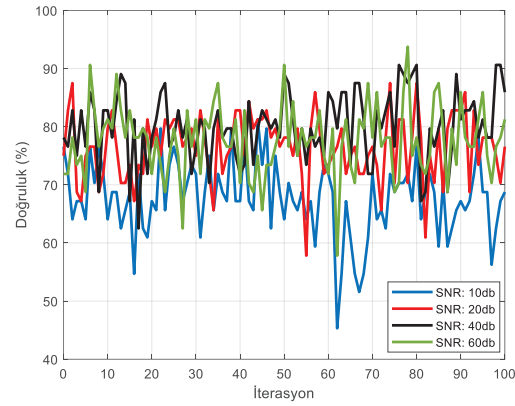
Şekil 11. Durum 3 için LSTM eğitim başarı grafiği

Bu durum çalışmasındaki test aşamasına ait karışıklık matrisi Şekil 12 ile verilmiştir. Karışıklık matrisi incelendiğinde, *PS* sınıfının %100 başarı ile tanımlandığı; en az başarı ile ise *H* sınıfı ile %50.66 olduğu görülebilmektedir. Test için genel başarı oranı ise, %80.00 olarak elde edilmiştir.

Test edilen veriler incelendiğinde *H*, *N* ve *T* sınıflarının diğerlerine nazaran daha düşük başarımla olduğu görülmekle birlikte, en çok karıştırılan sınıf *H* ve *N* sınıfları ile *N* ve *T* sınıfları olmuştur. Dolayısıyla verilen bu 3 sınıf dışındaki sınıfların başarı oranı %89.04 olarak hesaplanabilmektedir ve bunun başarılı bir doğruluk oranını ifade ettiği görülebilir.

4.4. Durum 4: Tüm Sınıfların Gürültü Eklenmiş İşaretler Üzerinden Eğitilmesi ve Tespiti

Bu durum çalışmasında, Bölüm 2’de çalışma kapsamında seçildiği belirtilen 10 sınıfın 10db, 20db, 40db ve 60db olarak gürültü eklenmiş işaretler üzerinden tespitine yönelik benzetimler sağlanmıştır. Eğitim aşamalarının son 100 iterasyonunun başarımlar grafiği Şekil 13 ile sunulmuştur. Eğitim ve validasyon aşamaları için genel başarı oranları sırasıyla 10db gürültü için %77.34 ile %68.60; 20db gürültü için %84.70 ile %78.27, 40db gürültü için %89.40 ile %85.20 ve 60db gürültü için %81.25 ile %80.65 olarak elde edilmiştir.



Şekil 13. Durum 4 için LSTM eğitim grafiği

Bu durum çalışmasındaki test aşamasına ait karışıklık matrisleri Şekil 14.a, Şekil 14.b, Şekil 14.c ve Şekil 14.d ile verilmiştir. Veriler incelendiğinde, *PS* sınıfının 20db ve 40db gürültülü işaretler için %100 başarı ile tanımlandığı fakat 10db gürültülü işaretler için ise %93.33 başarı oranı sağladığı görülebilmektedir.

Bununla birlikte, 10db, 20db, 40db ve 40db gürültü oranları için en düşük sınıflama başarımları sırasıyla *H*, *T*, *N* ve *H* olarak %16, %32, %59.33, ve %50.66 başarı oranı ile elde edilmiştir. En çok karıştırılan sınıflar ise ilk durum çalışması için *F* ve *H* ve diğer 3 durum çalışması için *H* ve *T* olmuştur.

Test durumları için genel başarı oranları 10db, 20db, 40db ve 60db için sırasıyla; %65.20, %76.60, %83.13 ve %80.27 olarak elde edilmiştir.

| | | | | | | | | | | |
|-----|---------------------|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| F | 120 | 4 | | | 3 | | | 4 | 6 | 13 |
| H | 77 | 24 | | 14 | 5 | | | | 1 | 29 |
| I | | | 127 | | 1 | 14 | 8 | | | |
| N | 32 | 23 | | 52 | 9 | | 3 | 1 | | 30 |
| PS | | | | | 140 | | | 10 | | |
| SG | | | 6 | | 17 | 118 | 9 | | | |
| SGH | 1 | 3 | 16 | 1 | 8 | 117 | | | | 4 |
| SW | | | | | 11 | | | 139 | | |
| SWH | 33 | 5 | | | | | 10 | 101 | 1 | |
| T | 74 | 14 | | 16 | 6 | | | | | 40 |
| | F | H | I | N | PS | SG | SGH | SW | SWH | T |
| | Tahmin Edilen Sınıf | | | | | | | | | |

Şekil 14.a. Durum 4: 10db gürültü altındaki test verisi için karışıklık matrisi

| | | | | | | | | | | |
|-----|---------------------|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| F | 117 | 30 | | | | | | 1 | | 2 |
| H | 3 | 80 | | 11 | 4 | | | | | 52 |
| I | | | 148 | | 1 | 1 | | | | |
| N | | 28 | | 93 | 3 | 1 | 9 | | | 16 |
| PS | | | | | 150 | | | | | |
| SG | | | 7 | | 4 | 139 | | | | |
| SGH | 1 | | 7 | 1 | 6 | 134 | | | | 1 |
| SW | 3 | 1 | | | 7 | | | 139 | | |
| SWH | 29 | 9 | | | | | 9 | 101 | 2 | |
| T | | 71 | | 28 | 3 | | | | | 48 |
| | F | H | I | N | PS | SG | SGH | SW | SWH | T |
| | Tahmin Edilen Sınıf | | | | | | | | | |

Şekil 14.b. Durum 4: 20db gürültü altındaki test verisi için karışıklık matrisi

| | | | | | | | | | | |
|-----|---------------------|-----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| F | 136 | 1 | | | | | | 3 | 10 | |
| H | 13 | 110 | | 3 | 3 | | | 1 | | 20 |
| I | | | 145 | | 1 | 3 | 1 | | | |
| N | | 2 | | 89 | 4 | 2 | 4 | | | 49 |
| PS | | | | | 150 | | | | | |
| SG | | | 8 | | 4 | 138 | | | | |
| SGH | 1 | | | 12 | 1 | 5 | 127 | | | 4 |
| SW | | | | | 6 | | | 144 | | |
| SWH | 20 | 6 | | | | | | 9 | 115 | |
| T | 2 | 52 | | | 3 | | | | | 93 |
| | F | H | I | N | PS | SG | SGH | SW | SWH | T |
| | Tahmin Edilen Sınıf | | | | | | | | | |

Şekil 14.c. Durum 4: 40db gürültü altındaki test verisi için karışıklık matrisi

| | | | | | | | | | | | |
|-----|-----------------|----|-----|----|-----|-----|-----|----|-----|-----|-----|
| F | 145 | 1 | | | | | | | 3 | | 1 |
| H | 5 | 76 | | | 4 | | | | 1 | | 64 |
| I | | | 135 | | | 1 | 14 | | | | |
| N | | 3 | | 85 | 2 | 1 | 3 | | | | 56 |
| PS | | | | | 150 | | | | | | |
| SG | | | 13 | | 3 | 134 | | | | | |
| SGH | | 1 | 2 | 23 | 1 | 4 | 117 | | | | 2 |
| SW | | | | | 6 | | | | 144 | | |
| SWH | 22 | 4 | | | | | | | 7 | 115 | 2 |
| T | | 43 | | 2 | 2 | | | | | | 103 |
| | F | H | I | N | PS | SG | SGH | SW | SWH | T | |
| | Predicted Class | | | | | | | | | | |

Şekil 14.d. Durum 4: 60db gürültü altındaki test verisi için karışıklık matrisi

4.5. Elde Edilen Sonuçların Analizi ve Karşılaştırılması

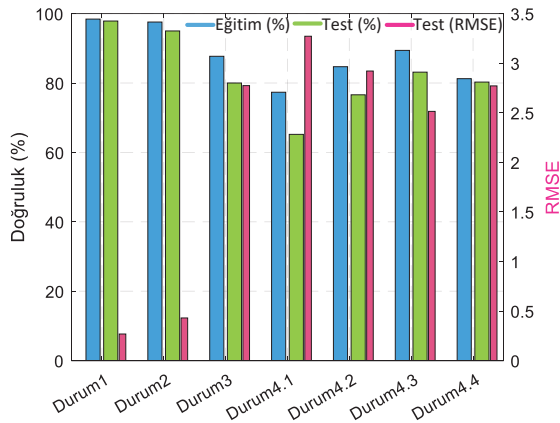
Yapılan çalışmada elde edilen sonuçlara dair veriler toplu halde Tablo 2 ile sunulmuştur. Görülmektedir ki çalışılan sınıf sayısı arttıkça genel başarı oranı ve bazı sınıfların başarı oranları düşüş gösterebilmektedir. Bununla birlikte, durum çalışmaları 1 ve 2 incelenirse, işlenen sınıf sayısı azalmasına rağmen başarı oranı da düşüşte olduğu görülebilmektedir. Bunun en büyük sebebi ise tüm durum çalışmalarında en düşük başarı oranına sahip olan *H*, *N* ve *T* sınıflarıdır.

Bununla birlikte Şekil 8 ve Şekil 12 ile verilen karışıklık matrisleri karşılaştırılırsa, Durum 1’de en düşük başarı oranına sahip olan SWH sınıfının doğruluğu %95.33 iken Durum 3’te %76.00 başarı oranına düşmüştür. Bunun sebebi ise ilk durum çalışmasında 5 sınıf eğitilirken diğerinde 10 farklı sınıfın eğitimi sağlanmıştır. Bunun yanı sıra test sonuçlarına ait ortalama karekök hatası (RMSE) değerleri de hesaplanmış ve tabloda sunulmuştur. Sınıf sayısının 5 olarak seçildiği ilk durum çalışmasında RMSE değeri 0.2683 ile en iyi sonucu verirken, 10db gürültülü ve 10 sınıf içeren çalışmada ise 3.2717 değerine sahiptir. Ayrıca, toplu halde çalışılan dosyalar için işaret başına sınıflama zamanı üzerinde durulursa, tek bir işaretin 0.154 ile 0.165 ms’lik süreler arasında sınıflanabildiği görülebilmektedir. Ayrıca, bu çalışmada elde edilen sonuçlara ait eğitim ve test süreçlerine ait başarı oranları ve RMSE değerleri Şekil 15 ile sunulmuştur.

Bununla birlikte Tablo 2 ile verilen ve literatürde yapılan diğer çalışmalara ait sonuçlar incelendiğinde, 8 adet sınıf içeren bir çalışmada %98.30 test başarı oranının elde edildiği; 9 sınıf içeren başka bir çalışmada %100 başarı oranının elde edildiği tespit edilmiştir. [12] ve [19] ile verilen çalışmalarda ise sırasıyla 15 ve 17 adet sınıf içeren çalışmalarda sırasıyla %99 ile %96.50 arasında test başarı oranının elde edildiği görülebilmektedir. Sunulan bu çalışmalardan birinde 34.99ms zaman ile verilen bir sınıflandırma zamanı sunulmuştur. Bu sürenin tek bir işaret için mi yoksa birden fazla işaretin toplu halde sınıflandırılmasına mı ait olduğu belirtilmemiştir. Fakat [19] ile bu makalede yapılan sınıflandırma metodlarının süre açısından karşılaştırılırsa, büyük bir zaman farkı ile sınıflandırmanın gerçekleştirildiği söylenebilir. Kullanılan LSTM ağının parametre sayısı, ağın kendi dinamik hızı ve diğer etmenler dikkate alındığında, %83.13’lük bir başarı oranı ve 0.157ms tek işaretli sınıflandırma süresinin diğer çalışmalar arasında kabul edilebilirliğinin olduğu düşünülmektedir.

Tablo 2. Durum çalışmalarının karşılaştırılması

| Çalışma | Sınıf Sayısı | Başarı Oranı (%) | | RMSE | Zaman (ms) |
|-----------------|--------------|------------------|-------|--------|------------|
| | | Eğitim | Test | | |
| [10] | 8 | - | 98.30 | - | - |
| [11] | 9 | - | 100 | - | - |
| [12] | 15 | - | 99.00 | - | - |
| [19] | 17 | - | 96.50 | - | 34.99 |
| Durum1 | 5 | 98.42 | 97.86 | 0.2683 | 0.160 |
| Durum2 | 4 | 97.57 | 95.00 | 0.4301 | 0.165 |
| Durum3 | 10 | 87.70 | 80.00 | 2.7737 | 0.154 |
| Durum4.1 (10db) | 10 | 77.34 | 65.20 | 3.2717 | 0.155 |
| Durum4.2 (20db) | 10 | 84.70 | 76.60 | 2.9207 | 0.161 |
| Durum4.3 (40db) | 10 | 89.40 | 83.13 | 2.5138 | 0.157 |
| Durum4.4 (60db) | 10 | 81.25 | 80.27 | 2.7708 | 0.160 |



Şekil 15. Tüm durumlara ait başarı oran ve metrikleri

5. Sonuçlar

Elektrik enerji kalitesi odaklı bu çalışmada, güç kalite bozulmaları ile ilgili olaylardan bazıları derin öğrenme ağlarından olan LSTM tabanlı bir sınıflayıcı ile eğitilmiş ve tespiti sağlanmıştır. Yapılan sınıflama çalışmalarında yüksek başarı ve doğruluk oranının elde edildiği tespit edilmiştir. Ayrıca işaret başına yaklaşık 0.16 milisaniye tahmin ve sınıflama süresi ile gayet kısa bir sürede işlem yapılması da bu tip sistemlerin gerçek zamanlı olarak kullanılabilmesi açısından da gelecek vaat etmektedir. Günümüzde kişisel bilgisayarlar kullanarak dahi bu tip işlemler ve sistemlerin oluşturulması, tasarımı ve uygulaması gayet yerinde ve faydalı olabilecektir. Bu çalışmada,

1. Literatürde sunulan bir veri seti kullanılarak yapılan bu çalışmada, ani gerilim düşüş ve artışı içeren sınıflar üzerinde %97.86'lık bir doğruluk oranı 0.2683 ortalama karekök hatası ile elde edilmiştir.

2. Bunun yanı sıra, veri setinde sunulan işaretlere çeşitli rasgele gürültü işaretleri de eklenerek yapılan alt durum çalışmalarında %65.20 ila %83.13 arasında test başarı oranları görülmüştür.
3. Tahmin ve sınırlandırma süresinin de birçok standartta yer alan maksimum sürelerin daha altında olduğu görülebilmektedir.

Kaynaklar

- [1] B. Eristi, V. Yamaçlı, H. Eristi "A Novel Microgrid Islanding Classification Algorithm Based on Combining Hybrid Feature Extraction Approach with Deep Resnet Model", *Electrical Engineering*, 106, 145-164, 2024.
- [2] R.C. Dugan, M.F. McGranaghan, S. Santoso, H.W. Beaty, *Electrical Power System Quality*, McGraw Hill, 2002.
- [3] E. Fuchs, M.A.S. Masoum, *Power Quality in Power System and Electrical Machines*, Academic Press, 2008.
- [4] M.H.J. Bollen, I.Y.H. Gu, *Signal Processing of Power Quality Disturbances*, Wiley, New York, 2006.
- [5] B. Biswal, P.K. Dash, B.K. Panigrahi, "Non-Stationary Power Signal Processing for Pattern Recognition Using HS-Transform", *Applied Soft Computing*, 9(1), 107-117, 2009.
- [6] W.G. Morsi, M.E. El-Hawary, "Novel Power Quality Indices Based on Wavelet Packet Transform for Non-Stationary Sinusoidal and Non-Sinusoidal Disturbances", *Electrical Power System Research*, 80(7),753-759, 2010.
- [7] IEEE Std. 1159, *IEEE Recommended Practices for Monitoring Electric Power Quality*, 1995.
- [8] European Standard E.N. 50160, *Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Systems*, 2002.
- [9] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, *IEEE Standard 1547-2003*, 2003.
- [10] K. Manimala, K. Selvi, R. Ahila, "Optimization Techniques for Improving Power Quality Data Mining Using Wavelet Packet Based Support Vector Machine", *Neurocomputing* 77(1), 36-47, 2012.
- [11] M. Lopez-Ramirez, L. Ledesma-Carrillo, E. Cabal-Yepez, C. Rodriguez-Donate, H. Miranda-Vidales, A. Garcia-Perez, "EMD-Based Feature Extraction for Power Quality Disturbance Classification Using Moments", *Energies* 9(7), 565,2016.
- [12] J. Wang, Z. Xu, Y. Che, "Power Quality Disturbance Classification Based on Compressed Sensing and Deep Convolution Neural Networks", *IEEE Access*, 7, 78336-78346, 2019.
- [13] M. Gok, I. Sefa, "Research and Implementation of A USB Interfaced Real-Time Power Quality Disturbance Classification System", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 17(3), 61-70, 2017.
- [14] X. Wang, *Deep Learning in Object Recognition, Detection, and Segmentation*, Now, 2016.
- [15] A. Bagheri, I.Y.H. Gu, M.H.J. Bollen, E. Balouji, "A Robust Transform-Domain Deep Convolutional Network for Voltage Dip Classification", *IEEE Transactions on Power Delivery*, 33, 2794-2802, 2018.

- [16] H. Liao, J.V. Milanovi'c, M. Rodrigues, A. Shenfield, "Voltage Sag Estimation in Sparsely Monitored Power Systems Based on Deep Learning and System Area Mapping", IEEE Transactions on Power Delivery, 33, 3162–3172, 2018.
- [17] E. Balouji, I.Y.H. Gu, M.H.J. Bollen, A. Bagheri, M. Nazari, "A LSTM-Based Deep Learning Method with Application to Voltage Dip Classification", 2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018, 1–5.
- [18] Y. Deng, H. Jia, P. Li, X. Tong, F. Li, "A Deep Learning Method Based on Long Short-Term Memory and Sliding Time Window for Type Recognition and Time Location of Power Quality Disturbance", 2018 Chinese Automation Congress (CAC), 2018, 1764–1768.
- [19] M.U. Khan, S. Aziz, A. Usman, "XPQRS: Expert Power Quality Recognition System for Sensitive Load Applications", Measurement, 216, 112889, 2023.
- [20] S. Hochreiter, ve J. Schmidhuber, "Long Short-Term Memory", Neural Computation, 9(8), 1735-1780, 1997.

Özgeçmişler



Volkan YAMAÇLI, 1987 yılında Tarsus'ta doğmuştur. 2014 yılında "FACTS Cihazları İçeren Güç Sistemlerinin Sezgisel Algoritmalarla Optimizasyonu" üzerine yaptığı Tez çalışmasıyla Mersin Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Programından mezun olmuştur. 2021 yılında "Şebekeye Bağlı Modüler Çok Seviyeli Dönüştürücü İçeren Yüksek Gerilim Doğru Akım İletim Sistemlerinin Kontrol ve Optimizasyonu" başlıklı Tez çalışmasıyla Mersin Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nden Elektrik-Elektronik Mühendisliği alanında Doktora Derecesi ile mezun olmuştur. 2011-2021 yılları arasında Mersin Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmıştır. 2021 yılından bugüne Mersin Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde Dr. Öğretim Üyesi olarak görev yapmaktadır. 2024-2025 ders yılı itibarıyla MEÜ Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde Bölüm Başkan Yardımcısı olarak görev yapmaktadır. Mevcut araştırma ve ilgi alanları arasında hibrit güç ve enerji sistemleri, enerji kalitesi ve optimizasyonu üzerine derin öğrenme ve yapay zekâ çözümleri yer almaktadır.

Süt Tağşiş Tespitinde Mikrodalga Sensör Yöntemi

Microwave Sensor Method in Milk Adulteration Detection

Hüseyin Korkmaz¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gaziantep Üniversitesi, Gaziantep
muh.huseyinkorkmaz@gmail.com, ORCID: 0000-0002-3518-1943 

Öz

Bu çalışmada, tekrarlanabilir, uygulanabilir ve dielektrik parametrelerdeki değişikliklere duyarlılık gösteren bir mikrodalga sensör önerilmiş, özellikle yağlı sütte yağsız süt tağşişinin tespiti amacıyla tasarlanmış ve detaylı bir şekilde incelenmiştir. Önerilen yansıma tabanlı sensör, 5.127 GHz rezonans frekansında 75.09 dB büyüklüğe ulaşan bir performans sergilemektedir. Sensörün performansı, numunelerin doğrudan sensör yüzeyinin tamamını kaplayacak şekilde yerleştirilmesiyle test edilmiştir. Önerilen mikrodalga sensörü, 4882.8 kalite faktörü, %1.56 normalleştirilmiş hassasiyet değeri ve 7617.2 başarımlı ölçümü ile literatürdeki mevcut sensörlere kıyasla üstün bir performans göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Süt, Mikrodalga Sensörü, Yüksek Kalite Faktörü, Tağşiş Tespiti

Abstract

In this study, a microwave sensor that is repeatable, applicable, and sensitive to changes in dielectric parameters was proposed, specially designed for detecting skim milk adulteration in whole milk, and was studied in detail. The proposed reflection-based sensor exhibits a performance reaching a magnitude of 75.09 dB at the resonance frequency of 5.127 GHz. The performance of the sensor was tested by placing samples directly covering the sensor surface. The proposed microwave sensor has shown superior performance compared to sensors available in the literature with a quality factor of 4882.8, a normalized sensitivity value of 1.56%, and a Figure of Merit value of 7617.2.

Keywords: Milk, Microwave Sensor, High-Quality Factor, Adulteration Detection

1. Giriş

Süt, sadece günlük beslenmemizde değil, aynı zamanda birçok gelişmekte olan ve gelişmiş ülkenin genel ekonomisinde de çok önemli bir rol oynamaktadır. Süt, özellikle besin değerleri nedeniyle vejetaryen beslenenler için günlük yaşamın ayrılmaz bir parçasıdır [1]. Süt hem bebeklerin hem de yetişkinlerin ihtiyaç duyduğu bol miktarda besin maddesi nedeniyle ideal gıda olarak kabul edilir. Protein, yağ, karbonhidrat, vitamin ve mineraller için en iyi kaynaklardan biridir. Ancak, süt en fazla tağşişe maruz kalan ürünlerinde başında gelmektedir [2]. Bu durum sütün kalitesini azaltmakla birlikte halk sağlığını da tehdit etmektedir [3][4][5]. Süt içerisindeki tağşişin nitel tespiti kimyasal reaksiyonlarla kolayca gerçekleştirilebilirken, nicel tespitler karmaşık ve çeşitlidir [6]. Kantitatif tespit tekniklerinin türü, sütteki sahte maddelerin doğasına bağlıdır [7]. Örneğin, Sıvı Kromatografisi [8] ve Enzim Bağlantılı İmmünosorbent Testi [9], yabancı proteini tespit etmek için kullanılan en yaygın tekniklerdir. Polimeraz Zincir Reaksiyonu [10] ve Poliakrilamid Jel Elektroforezi [11] genellikle belirli bir türün sütünde farklı türlere ait sütte sahtecilik olup olmadığını tespit etmek için kullanılır. Bu analiz yöntemleri genellikle yüksek maliyetli tesislere ihtiyaç duymaları ve karmaşıklıkları nedeniyle eleştirilmekte, aynı zamanda pahalı olmaları sıkça dile getirilmektedir. Son dönem araştırmaları, yüksek doğruluk, kompakt boyut ve üstün hassasiyet özelliklerine sahip sensörlerin geliştirilmesine odaklanmıştır [12]-[20]. Mikrodalga (MD) sensörler, algılama süreçlerinde elektromanyetik alanlardan yararlanır ve genellikle 300 MHz ile THz aralığındaki frekanslarda faaliyet gösterir [21][39]. MD sensörleri, diğer alternatiflere kıyasla düşük maliyet, kompakt tasarım, yüksek doğruluk, kolay üretim ve test

edilebilirlik gibi çeşitli avantajlar sunmaktadır. Bu belirgin avantajları sayesinde MD sensörler, sağlık [22], gıda endüstrisi [18], savunma sanayi [23] ve genel sanayi [24] gibi çeşitli alanlarda kritik bir rol üstlenmektedir. Son yıllarda araştırmacılar, MD sensörlerini kullanarak taşıyıcı tespitine yönelik çeşitli çalışmalar gerçekleştirmektedir. MD sensörlerinin çeşitli yağların tespitinde kullanılabilirliği, yapılan araştırmalarla ortaya konulmuştur [26]. Örneğin, kirli ve temiz transformatör yağlarında rezonans frekans kayması yaklaşık 70 MHz olarak belirlenirken, zeytinyağı ve mısır yağlarında bu değer 50 MHz civarına inmektedir. Markalı ve markasız yakıt numunelerinin tespitine yönelik yüksek verimli ve taşınabilir bir sensör önerilmiştir [27]. Markalı ve markasız motorin için rezonans frekans kayması 72 MHz olarak ölçülürken, markalı ve markasız benzin için bu kayma 12 MHz olarak tespit edilmiştir. Orijinal ve katkı benzin numunelerinin ayırımı yapmak için iletim hattı tabanlı bir metamalzeme (MM) sensörü tasarlanmıştır [28]. Bu sensör, 50 MHz'lik frekans kayması ile orijinal ve katkıli dizel numunelerini ayırt etme yeteneğine sahiptir. Literatür incelemeleri, MM tabanlı sensörlerin geniş bir frekans aralığında katı dielektrik malzemelerden sıvılara, gazlara [26][27][28][29] ve biyomoleküllere kadar farklı malzemelerin tespitinde etkin bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir [30][31][32]. Orijinal ve katkıli yakıt numunelerini ayırt etmek için yüksek hassasiyetli bir MM sensörü tasarlanmıştır [33]. Bu çalışmada, rezonans frekansı 100 MHz'e kadar kaydırılmıştır. Akış algılama için Rhombus MM sensörü önerilmekle birlikte [34], bu çalışmada sensörün hassasiyetinin ve kalite faktörünün düşük olduğu gözlemlenmiştir. Başka bir çalışmada, polipropilen tespiti için kullanılan kavisli çizgi MM tabanlı sensörün orta düzeyde bir performans sergilediği ifade edilmiştir [35]. Değişen elektriksel özelliklere sahip sıvı kimyasalların tespiti için, MM soğurucu prensibinden esinlenen bir sensör geliştirilmiştir [36]. Sensörün kalite faktörü ve hassasiyetinin yetersiz olduğu belirlenmiştir. Bu eksiklikleri telafi etmek için, endüstriyel uygulamalara yönelik omega formatında yeni bir sensör piyasaya sunulmuştur [37]. Sensör, 8–12 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde tasarlanmış olup, temiz ve atık transformatör yağları için 70 MHz'lik bir frekans kayması elde edecek şekilde optimize edilmiştir. Sıvı kimyasalların tespiti için geliştirilmiş yeni bir MM sensörü de tanıtılmıştır [38].

Çalışmada, kalite faktörleri ve hassasiyetin ortalama seviyede olduğu anlaşılmıştır. MD tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatörlerinin, zeytinyağı taşıyıcısını tespit etme konusundaki algılama yetenekleri incelenmiştir. Zeytinyağı, mısır yağı ve soya yağı gibi farklı türdeki yenilebilir yağların elektromanyetik tepkileri, 2-9 GHz frekans aralığında incelenmiştir. Bununla birlikte, hesaplanan kalite faktörü, S parametresi ve başarımlı ölçüm değerlerinin yeterli seviyede olmadığı tespit edilmiştir [42]. Saf ve katkıli yakıt ve yağ türlerini tespit edebilmek için bir MM sensörü geliştirilmiştir. Sensörün yüksek kalite faktörüne sahip olduğu, ancak hassasiyet ve başarımlı değerlerinin düşük seviyelerde olduğu gözlemlenmiştir [43]. Yaklaşık 3 GHz frekansında çalışan PCB kartları kullanılarak, mineral yağların özelliklerini algılamak için bir mikrodalga aktif anten sensörü tasarlanıp üretilmiştir. Tasarlanan antenin üst yüzeyine temas edecek şekilde, mikroskop cam slaytı üzerine 150 µL kapasiteli M şeklinde bir kanal tasarlanmıştır. Ardından, kanala yeni ve hasarlı trafo yağı enjekte edilerek sensör test edilmiştir. Önerilen sensörün, düşük hassasiyete sahip olduğu tespit edilmiştir [44]. Motor yağının ömrü ve seviyesini tespit etmek amacıyla, iki farklı yağ numunesine yerleştirilen önerilen anten kullanılarak geri dönüş kaybı grafiğinde rezonans frekansı ve bant genişlikleri incelenmiştir. Bu çalışma, önerilen anten aracılığıyla motor yağının ömrünün mikrodalga frekanslarında gerçek zamanlı olarak tespit edilmesini sağlamaktadır. Ancak, hassasiyet, kalite faktörü ve başarımlı ölçümüyle ilgili herhangi bir analiz yapılmamıştır [45]. MM tabanlı bir sensör tasarımı, TE polarizasyon modunda 8-12 GHz frekans aralığında yapılmıştır. Önerilen yapı, ön yüzeyinde dört ayrı dikdörtgen ve halka tabanlı rezonatörler içerirken, arka yüzeyde bu rezonatörlerin açıları 180° oranında değiştirilmiştir. Ayrıca, yapının arka kısmına 10 mm kalınlığında WR90 dalga kılavuzuyla uyumlu boyutlarda bir örnek tutucu entegre edilerek, test edilecek malzemenin bu tutucuya yerleştirilmesi amaçlanmıştır. Önerilen sensörün kalite faktörü yeterli düzeyde iken hassasiyet ve başarımlı ölçümü hakkında herhangi bir hesaplama yapılmamıştır [46]. Literatür araştırmamız, önerilen sensörlerin hassasiyet (S), kalite faktörü ve başarımlı ölçümü gibi performans parametrelerinin önemli olduğunu, bu parametrelerin potansiyel sınırlamalar oluşturabileceğini ve literatürdeki sensörlerin bu açıdan dezavantajlar içerdiğini ortaya

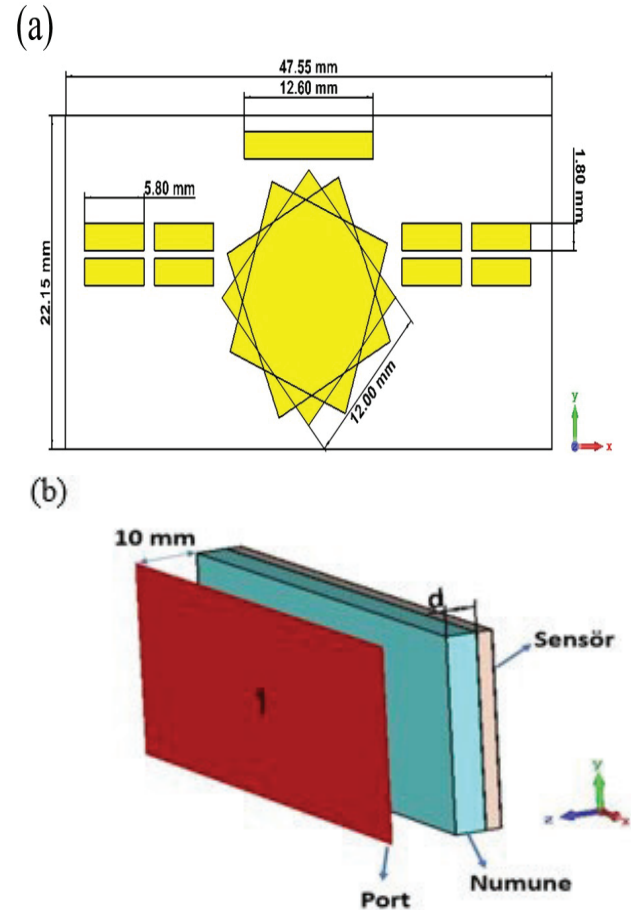
koymaktadır [39]. Bu sınırlamaları ve dezavantajları aşmak amacıyla, bu çalışma yağlı sütteki tağışışleri tespit edebilen, tekrarlanabilir, uygulanabilir ve dielektrik parametrelerdeki değıışimlere yüksek hassasiyetle tepki veren bir MD sensör önermeyi amaçlamaktadır. Önerilen sensör, saf yağlı sütteki %10 oranındaki yağsız sütü tespit etme yeteneğıyle başarılı bir performans sergilemektedir. Önerilen sensör, literatürdeki diğere sensörlere kıyasla daha yüksek performans sergileyerek, 5.127 GHz frekansında maksimum %1,56 hassasiyet, 4882,8 kalite faktörü ve 7617,2 başarıml ölçümü değıeriyle çalışmaktadır. Ayrıca, önerilen sensör, yüksek hassasiyet, kompakt tasarım, düşük ölçüm maliyetleri ve az miktarda test numunesi gerektirmesi gibi avantajlarıyla, MD algılama uygulamaları için potansiyel bir çözüm olarak dikkate alınabilir.

2. Malzemeler ve Yöntemler

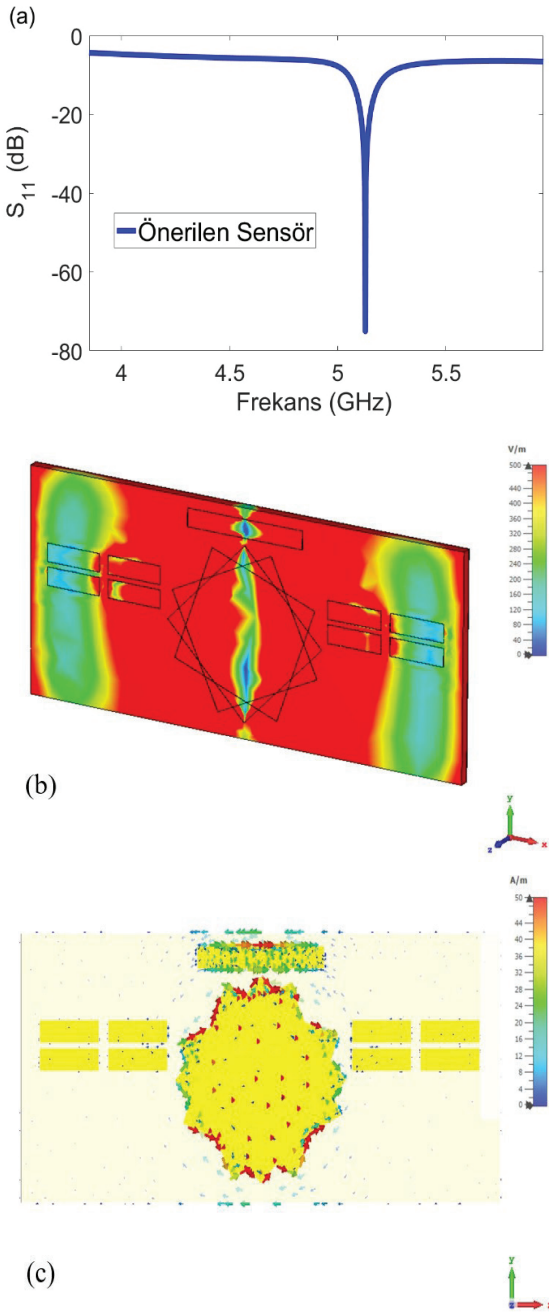
2.1. Tasarım ve Analiz

Bu bölümde, bu çalışma kapsamında geliştirilen ve analiz edilen MD sensör ayrıntılı bir şekilde incelenecektir. Önerilen sensörün boyutları titizlikle değıerlendirilmiş ve en uygun tasarım elde edilmiştir. Sıvı gıdaların, özellikle sütlerin, MD teknikleriyle tespitine yönelik geliştirilen sensörün son versiyonu, boyutlarıyla birlikte Şekil 1(a)'da gösterilmiştir. Simülasyonlar, Sonlu Entegrasyon Tekniğı tabanlı Bilgisayar Simülasyon Teknolojisi (CST Studio Suite 2019) yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Frekans alanı çözücüsü, en yüksek çözünürlük (3. derece) ve 10^{-12} doğruluk seviyesi ile kullanılmıştır. S-parametrelerinin doğru simülasyonunu sağlamak amacıyla, dalga boyu başına düşen hücre sayısı otomatik olarak ayarlanmıştır. Simülasyonun ağı tipi, dört yüzlü ağı olarak seçilmiş ve dalga boyu başına minimum ve maksimum geçiş sayıları sırasıyla 3 ve 8 olarak ayarlanmıştır. Tasarlanan sensör, üst katmanda rezonatör, ortada FR-4 dielektrik katman ve altta bakır topraklama katmanından oluşmaktadır. Önerilen tasarımda, FR-4 malzemesinin kayıp tanjant değıeri 0,025, bağıl geçirgenliğı 4,3 ve kalınlığı ise 1,6 mm olarak seçilmiştir. Sensörün genel boyutları 47,55 x 22,15 mm² olarak belirlenmiş ve C bandı dalga kılavuzuyla uyumlu olacak şekilde, 3,95-5,85 GHz frekans aralığında optimize edilmiştir. Z eksenine dik bir elektromanyetik dalga durumunda, x ve y eksenlerinde mükemmel elektrik iletkeni

(PEC) sınır koşulları uygulanmıştır. Tasarlanan sensörün geometrik özellikleri Şekil 1(a)'da gösterilmektedir. Şekil 1(b)'de görüleceğı üzere numune katmanı ($d=3$ mm), önerilen sensörün tüm üst yüzeyini kaplayacak şekilde sensör üzerine yerleştirilmiştir. Dalga kılavuzu, numuneye 10 mm mesafede yerleştirilmiş ve frekans alanı çözücüsü, en yüksek çözünürlük seviyesinde çalıştırılmıştır. CST programında tasarlanan yansıma tabanlı sensörün $|S_{11}|_{dB}$ değıeri, Şekil 2(a)'da gösterildiğı üzere önerilen sensör 5.127 GHz frekansında rezonans göstermiş olup yaklaşık -75.09 dB yansıma büyüklüğüne sahiptir.



Şekil 1. (a) Önerilen MD sensör ve boyutları (b) önerilen sensör ve numune ölçüm düzeneğı.



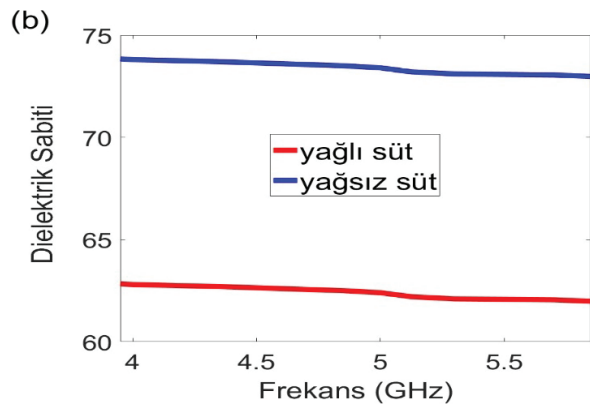
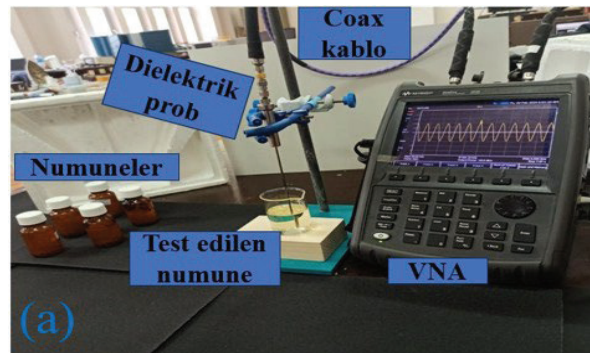
Şekil 2. (a) Önerilen sensörün hava ortamındaki saçılma parametresi (S_{11} dB), rezonans frekansındaki (5.127 GHz) (b) E-alanı ve (c) yüzey akım dağılımı.

Önerilen sensörün çalışma prensibini daha iyi kavrayabilmek için elektrik alan dağılımları da detaylı bir şekilde incelenmiştir. Elektrik alanındaki değişiklikler, sensörün enerji depolama kapasitesinin değerlendirilmesinde önemli rol oynamaktadır [20]. Önerilen sensörün elektrik alan

dağılımları, Şekil 2(b)'de gösterildiği üzere rezonans frekansında (5.127 GHz) simüle edilmiştir. Rezonatörü oluşturan bileşenlerde elektrik alan şiddetinin belirgin şekilde arttığı tespit edilmiştir. Şekil 2(c), önerilen sensörün yüzey akımının rezonans frekansındaki dağılımını yansıtmaktadır. Yüzey akımının, dikdörtgen rezonatörler üzerinde daha yoğun bir şekilde yayıldığı gözlemlenmiştir. Önerilen yapı için, rezonans olayını başlatan bir elektrik dipolünün varlığı, simüle edilmiş yüzey akım dağılımıyla ortaya konmuştur. Sonuç olarak, önerilen yapı, rezonatörün üst bölgesinde numunenin elektriksel özelliklerinde oluşan çok küçük değişiklikleri dahi tespit etme yeteneğine sahiptir. Rezonatör, etkili kapasitansın yanı sıra etkili bir endüktansa da sahip olup; bu iki bileşenin birleşimi, genellikle rezonans frekansını (f_r) ortaya çıkarır.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eff}C_{eff}}} \quad (1)$$

Burada (eşitlik 1) L_{eff} ve C_{eff} sırasıyla önerilen sensörün etkin endüktansını ve kapasitansını ifade etmektedir.

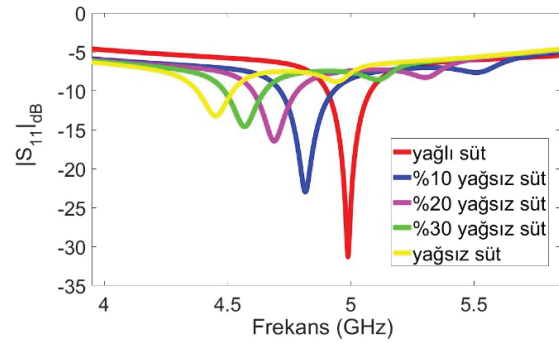


Şekil 3. (a) Koaksiyel prob deneysel ölçüm düzeneği, (b) saf yağlı süt ve saf yağsız süt numunelerinin dielektrik sabiti (ϵ'_r).

3. Sonuçlar ve Tartışma

Önerilen yansıma tabanlı sensörün, çeşitli yüzdelerde hazırlanan numunelere olan tepkisini simüle edebilmek için, her bir numunenin dielektrik özelliklerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu çerçevede, Gaziantep'teki yerel bir süpermarketten temin edilen yağlı ve yağsız sütler, çeşitli oranlarda karıştırılmıştır. Numunelerin dielektrik sabitleri, Şekil 3(a)'da sunulan dielektrik prob ölçüm düzeneğiyle, 500 MHz ile 26.5 GHz arasındaki frekans aralığında ölçülmüştür. Hazırlanan numunelerin dielektrik sabitleri, Keysight Technologies'e ait açık uçlu koaksiyel dielektrik prob kiti (Model numarası: N1501A) ile ölçülmüş ve kalibrasyon için kısa devre, açık devre ve damıtılmış su gibi referans standartlar kullanılmıştır. Kalibrasyonu doğrulamak için, literatürde yaygın olarak kullanılan distile su, etanol ve metanol gibi referans sıvıların kalibrasyon sonrasında ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ardından, her bir süt numunesinden yeterli miktarda alınıp 200 ml'lik cam beherlere konulmuş ve doğru ölçümler elde edebilmek amacıyla prob ucu, numune yüzeyinden yaklaşık 15 mm derinliğe yerleştirilmiştir. Her bir numune için ölçümler 5 kez tekrarlanmış ve elde edilen değerlerin ortalaması alınarak dielektrik katsayısı belirlenmiştir (1001 veri). Bunun yanı sıra, numunelerin hazırlanması ve dielektrik prob ölçümleri, normal oda koşullarında (23°C ve yaklaşık %55 bağıl nem) gerçekleştirilmiştir. Yansıma tepkisi, yaklaşık 90 dB dinamik aralık ve 30 dB yönlülük değerlerine sahip Keysight (Model: N9918A) vektör ağ analizörü (VNA) ile gerçekleştirilmiştir. Bu ölçüm, 1 metre uzunluğunda iki adet 3,5 mm faz kararlı koaksiyel kablo kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Her numune için, yerleşik yazılım kullanılarak göreceli karmaşık geçirgenlik ($\epsilon = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$) hesaplanmış ve bu sayede dielektrik sabiti (ϵ'_r) değerleri belirlenmiştir (1001 veri). Şekil 3(b), saf yağlı ve yağsız süt numunelerinin gerçek dielektrik sabiti değerlerini içeren grafiklere yer verilmektedir. Şekil 3(b)'de, yağsız sütün gerçek dielektrik sabiti değerinin yağlı sütün daha yüksek olduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca ölçülen dielektrik sabiti değerlerinin literatürle uyumlu olduğu gözlemlenmiştir [25]. Dielektrik özellikleri belirlenen ve CST simülasyon programı kütüphanesine aktarılan bütün numune verileri, rezonatörün yüzeyini tam olarak kaplayacak şekilde yerleştirilerek simülasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu

bağlamda, önerilen sensörünün çeşitli yüzdelerdeki numunelere verdiği tepki, benzetim ortamında analiz edilmiştir.



Şekil 4. Önerilen sensörün saf yağlı süt, saf yağsız süt ve yağlı yağsız süt karışımı numuneleri için benzetim ortamındaki $|S_{11}|_{dB}$ tepkileri.

3.1. Yağlı Sütün Yağsız Süt ile Tağış ve Analizi

Bu bölümde, önerilen sensör kullanılarak, yağlı süte farklı oranlarda ilave edilen yağsız sütün analiz süreci detaylandırılmaktadır. Yağlı süt, yağsız süt ve yağlı süte eklenen yağsız süt numunelerinin dielektrik özellikleri kullanılarak, 3.95-5.85 GHz frekans aralığında simülasyonlar yapılmıştır. Tağışın simülasyon sonuçları Şekil 4'te sunulmaktadır. Şekil 4 ve şekil 5(a)'da yer alan verilere göre, önerilen sensör, yağlı süte eklenen yağsız süt oranı değiştiçe farklı rezonans frekansları ve değişen yansıma büyüklükleri göstermektedir. Yağlı süt ve yağsız süt numuneleri rezonatörün üst yüzeyine yerleştirildiğinde, tüm simülasyon parametrelerinin sabit tutulduğu koşullarda gözlemlenen rezonans frekansları ($|S_{11}|_{dB}$ sırasıyla 4.989 GHz (-31.33 dB) ve 4.452 GHz (-13.24 dB) olarak belirlenmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre, %10, %20 ve %30 yağsız süt tağış durumlarında rezonans frekansları (ve $|S_{11}|_{dB}$ sırasıyla 4.815 GHz (-22.94 dB), 4.689 GHz (-16.46 dB) ve 4.569 GHz (-14.60 dB) olarak gözlemlenmiştir. Ayrıca, saf yağlı süte göre tağışlı numunelerin rezonans frekans kaymaları şekil 5(b)'de görüleceği üzere sırasıyla 0 MHz, 174 MHz, 300 MHz, 420 MHz ve 537 MHz olarak gözlemlenmiştir.

Tablo 1. Yağlı-yağsız süt numuneleri için rezonans frekansı (f_r), $|S_{11}|_{dB}$ değerleri ve rezonans frekansı kaymaları (Δf_r)

| Numuneler | f_r | $ S_{11} _{dB}$ | Δf_r |
|----------------|--------------|-----------------|--------------|
| Yağlı süt | 4.989 GHz | -31.33 dB | 0 MHz |
| %10 yağsız süt | 4.815 GHz | -22.94 dB | 174 MHz |
| %20 yağsız süt | 4.689 GHz | -16.46 dB | 300 MHz |
| %30 yağsız süt | 4.569 GHz | -14.60 dB | 420 MHz |
| Yağsız süt | 4.452 GHz | 13.24 dB | 537 MHz |

Tablo 1, numunelerin rezonans frekansları (f_r), $|S_{11}|_{dB}$ değerleri ve numunelerin rezonans frekans kaymaları (saf yağlı süte göre) dahil olmak üzere yağlı-yağsız süt taşımasının sonuçlarını sunmaktadır. Yağsız süt oranı arttıkça, rezonans frekansının azaldığı gözlemlenmiştir. Bununla birlikte, yağsız süt oranı arttıkça numunelerin rezonans frekansı kaymaları, saf yağlı süte kıyasla artış göstermiştir. Son olarak, yağsız süt oranı arttıkça $|S_{11}|_{dB}$ değerlerinin azaldığı gözlemlenmiştir.

3.2. Hassasiyet, Kalite Faktörü ve Başarım Ölçümü Analizi

Sensör performansı, genellikle hassasiyet, kalite faktörü ve başarım ölçümü gibi boyutsuz parametreler aracılığıyla değerlendirilmektedir. Önerilen sensörün kalite faktörünü ve bant genişliği frekansını hesaplamak için (2) ve (3)'teki ifadeler kullanılmıştır.

$$Q = \frac{f_c}{f_b} \quad (2)$$

$$f_b = f_h - f_l \quad (3)$$

Burada f_c , f_b , f_h , ve f_l sırasıyla merkez rezonans frekansını, bant genişliği frekansını ve merkez frekansın -3 dB içindeki daha yüksek ve daha düşük frekansları ifade etmektedir. Önerilen sensör, numune ile yüklenip elektrik alanının en yoğun olduğu bölgede test edildiğinde, rezonans frekansının test edilen malzemenin dielektrik geçirgenliğine doğrudan

bağlı olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Bu durum, sensörün malzeme özelliklerindeki küçük değişikliklere duyarlılığını ve bu değişikliklerin rezonans frekansındaki etkisini göstermektedir. Bu ilişki, göreceli geçirgenlik ($\Delta\epsilon_r$)'teki herhangi bir değişikliğin, rezonans frekansındaki (Δf_r) doğrusal bir değişikliğe yol açtığını ortaya koymaktadır. Bu nedenle önerilen sensörün önemli bir parametresi olan hassasiyet (S) (4) kullanılarak belirlenebilir.

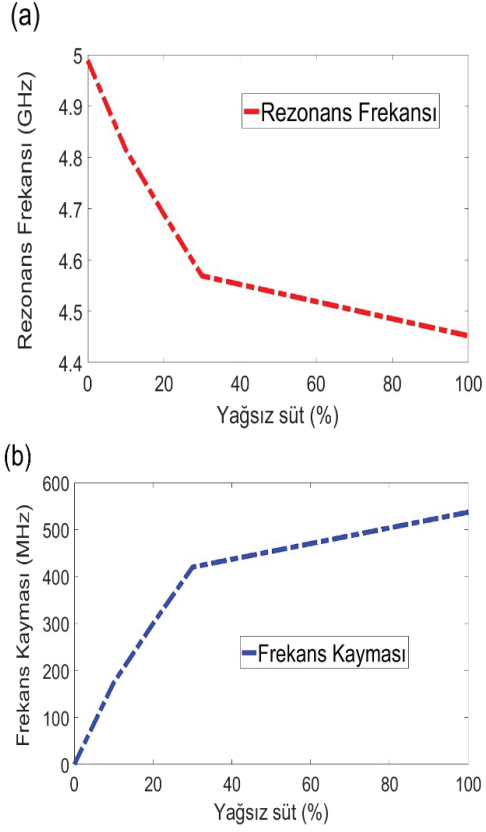
$$S = \frac{\Delta f_r}{\Delta \epsilon_r} = \frac{f_{empty} - f_{\epsilon_r}}{\epsilon_r - 1} \quad (4)$$

Burada, ϵ'_r numunenin dielektrik sabitini, f_{empty} önerilen sensörün boş durumdaki rezonans frekansını ve f_{ϵ_r} ise numunenin yerleştirildiği durumdaki sensörün rezonans frekansını temsil etmektedir. Bu parametreler, sensörün malzeme üzerindeki etkisini ve rezonans frekansındaki değişimi belirleyerek sensörün hassasiyetini hesaplamak için kullanılır. S(%), önerilen sensörün normalize edilmiş hassasiyetini temsil etmektedir [20]. Önerilen sensörün normalize edilmiş hassasiyeti (5) ve başarım ölçümü değeri (6) ifadeleri kullanılarak belirlenebilir.

$$S(\%) = \frac{f_{empty} - f_{\epsilon_r}}{f_{empty}(\epsilon_r - 1)} \times 100 \quad (5)$$

$$\text{Başarım ölçümü} = \text{Hassasiyet}(\%) \times \text{Kalite Faktörü} \quad (6)$$

Önerilen sensör, literatürdeki mevcut diğer sensörlerle karşılaştırmak amacıyla, kalite faktörü, malzeme, çalışma frekansı, hassasiyet ve başarım ölçümü gibi kriterlere dayalı olarak Tablo 2'de değerlendirilmiştir. Tablo 2'yi incelediğimizde, bu çalışmada önerilen sensörün 4882,8 kalite faktörü, %1,56 hassasiyet değeri ve 7617,2 başarım ölçümü değeri ile dikkate değer performans özelliklerine sahip olduğu anlaşılmaktadır. Önerilen sensör, literatürde yer alan diğer çalışmalara kıyasla daha yüksek kalite faktörü ve başarım ölçümü değeri sunmaktadır. Bu durum sensör üzerine yerleştirilen numunelerin daha hassas bir şekilde algılanabileceği ve süt numunelerinin saflık kalitesinin daha hassas bir şekilde tayin edilebileceği anlamı taşımaktadır. Bu nedenle, elde edilen sonuçlar önerilen sensörün pratik algılama uygulamaları için uygun bir seçenek olduğunu ortaya koymaktadır.



Şekil 5. (a) Rezonans frekansının yağsız süt konsantrasyonuna göre değişim grafiği ve (b) frekans kaymasının yağsız süt konsantrasyonuna göre değişim grafiği.

Tablo 2. Önerilen sensörün literatürde mevcut diğer sensörlerle karşılaştırılması

| Kaynak | Malzeme | f_r (GHz) | Kalite Faktörü | S (%) | Başarım ölçümü |
|------------------------|---------------------------------|------------------|----------------|-------------|----------------|
| [40] | Motor yağı | 2-6 | 60 | - | 34 |
| [41] | Dizel | 8-12 | 110 | - | 37 |
| [38] | Dizel | 8-12 | 105 | - | 41 |
| [26] | Motor yağı | 8-12 | 100 | - | 48 |
| [27] | Dizel | 10-12 | 90 | - | 52 |
| [28] | Dizel | 8-12 | 95 | - | 38 |
| [34] | Dizel | 8-12 | 105 | - | 43 |
| [7] | Zeytinyağı ve Mısır yağı | 8-12 | 135 | 0.56 | 76 |
| [42] | Yemeklik yağlar | 2-9 | 24.3 | 2.24 | 8.82 |
| [43] | Benzin ve etanol | 8-12 | 430 | 1.99 | 855.70 |
| [44] | Petrol yağı ve kimyasal sıvılar | 2-4 | - | 3.25 | - |
| [46] | Süt | 8-12 | 288 | - | - |
| Önerilen sensör | Yağlı ve yağsız süt | 3.95-5.85 | 4882.8 | 1.56 | 7617.2 |

4. Sonuç

Süt, sağlıklı içeriği nedeniyle sıklıkla tercih edilen bir besindir. Ancak, maliyetinin yüksek olması nedeniyle üretim sürecinde yağsız sütlerle karıştırılabilmektedir. Bu çalışma, yağlı süt ile karıştırılmış yağsız sütü tespit etmek amacıyla, dielektrik parametrelerdeki değişikliklere duyarlı, tekrarlanabilir ve uygulanabilir bir MD sensörü önermektedir. Önerilen yansıma tabanlı sensör, 5.127 GHz frekansında rezonansa girmiş olup, $|S_{11}|_{dB}$ değeri yaklaşık olarak -75.09 dB olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, sensörün elektrik alan ve yüzey akım dağılım analizleri de gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, saf yağsız süt

ve saf yağlı süt numunelerinin dielektrik sabitleri, dielektrik ölçüm probu düzeneği ile ölçülüp detaylı bir şekilde analiz edilmiştir. Önerilen sensör, sırasıyla %10, %20 ve %30 katkılı numuneler için 174 MHz, 300 MHz ve 420 MHz rezonans frekans kaymaları gözlemlenmiş olup, bu değerler sayesinde sensörün bu taşıyıcıları kolaylıkla ayırt edebileceği sonucuna varılmıştır. Son olarak, önerilen sensörün performansı detaylı bir şekilde analiz edilmiştir. Bu analizler sonucunda sensörün kalite faktörü, hassasiyeti ve başarımlı ölçümü değerleri hesaplanmıştır. Önerilen sensör, 4882,8 kalite faktörü, %1,56 normleştirilmiş hassasiyet ve 7617,2 başarımlı ölçümü değeri ile literatürdeki diğer sensörlere kıyasla üstün bir performans sergilemektedir. Sonuç olarak, elde edilen bulgular ve performans analizleri doğrultusunda, önerilen MD sensör, rezonans frekansındaki kaymalar aracılığıyla yağlı süt örneklerinde %10 oranında yağsız süt taşıyıcısını yüksek doğrulukla tespit edebilme yeteneğine sahiptir. Yağsız süt oranının artışıyla birlikte rezonans frekansında azalma gözlemlenmiştir. Bununla birlikte, yağsız süt oranı arttıkça numunelerin rezonans frekansı kaymalarının, saf yağlı süte kıyasla arttığı tespit edilmiştir. Yağsız süt oranı arttıkça, $|S_{11}|_{dB}$ değerlerinin azaldığı gözlemlenmiştir. Önerilen sensör (yöntem) literatürdeki diğer yöntemlere kıyasla düşük maliyetli, tekrarlanabilir, taşınabilir ve çok az miktarda numune gerektirmesi gibi avantajlarla pratik ve endüstriyel uygulamalarda tercih edilebilir. Özellikle yağlı süte yağsız süt karıştırılmasıyla ilgili saflık testlerinde (süt kalitesi ve saflığını denetleyen kurumlar tarafından) kullanılabilmesini öngörmekle birlikte bir sonraki çalışmada performans kriterlerini optimize ederek önerilen yöntemi daha kullanılabilir bir noktaya taşımayı hedeflemekteyiz. Bu sayede sütün kalitesini ve halk sağlığını riske atacak taşıyıcıları azaltılabileceği düşünülmektedir. Bu çerçevede, yüksek hassasiyet, üstün kalite faktörü, gelişmiş performans, düşük maliyet ve minimum numune tüketimi gibi önemli avantajlara sahip olan önerilen sensör, frekans bazlı yansıma katsayısı tepkisi dikkate alınarak, yağlı süt taşıyıcı tespiti uygulamaları için uygun bir tercih olarak değerlendirilebilir.

Yazar Katkıları

Numunelerin temini, deneysel ölçümler, simülasyonlar, kavramsallaştırma analizleri, illüstrasyonların hazırlanması,

sonuçların analizi ve değerlendirilmesi Hüseyin Korkmaz tarafından gerçekleştirildi.

Etik kurul onayı ve çıkar çatışması beyanı

Hazırlanan makalede etik kurul izni alınmasına gerek yoktur. Hazırlanan makalede herhangi bir kişi/kurum ile çıkar çatışması bulunmamaktadır.

Kaynaklar

- [1] S. Chatterjee, A. Sarkar, and, M. J. Boland, "The world supply of food and the role of dairy protein", *In Milk Proteins*, pp. 1–18, 2014.
- [2] M. Kamthania, J. Saxena, K. Saxena, DK. Sharma, "The world supply of food and the role of dairy protein", *Int J Engg Tech Res*, vol. 1, no. 15, p. 20, 2014.
- [3] D. I. Ellis, V. L. Brewster, W. B. Dunn, J. W. Allwood, A. P. Golovanov, and R. Goodacre, "Fingerprinting food: current technologies for the detection of food adulteration and contamination," *Chem. Soc. Rev.*, vol. 41, no. 17, pp. 5706–5727, 2012.
- [4] P. Singh and N. Gandhi, "Milk preservatives and adulterants: processing, regulatory and safety issues," *Food Rev. Int.*, vol. 31, no. 3, pp. 236–261, 2015.
- [5] J. Spink and D. C. Moyer, "Defining the public health threat of food fraud," *J. Food Sci.*, vol. 76, no. 9, pp. R157–R163, 2011.
- [6] A. Poonia, A. Jha, R. Sharma, H. B. Singh, A. K. Rai, and N. Sharma, "Detection of adulteration in milk: A review," *Int. J. Dairy Technol.*, vol. 70, no. 1, pp. 23–42, 2017.
- [7] A. K. Yadav, M. Gattupalli, K. Dashora, and V. Kumar, "Key milk adulterants in India and their detection techniques: A review," *Food Anal. Methods*, vol. 16, no. 3, pp. 499–514, 2023.
- [8] G. Bordin, F. C. Raposo, B. De la Calle, and A. Rodriguez, "Identification and quantification of major bovine milk proteins by liquid chromatography," *J. Chromatogr. A*, vol. 928, no. 1, pp. 63–76, 2001.
- [9] C. Romero, M. Pardo, M. J. Grillo, R. Diaz, J. Blasco, and I. Lopez-Goñi, "Evaluation of PCR and indirect enzyme-linked immunosorbent assay on milk samples for diagnosis of brucellosis in dairy cattle," *J. Clin. Microbiol.*, vol. 33, no. 12, pp. 3198–3200, 1995.
- [10] E. Lipkin, A. Shalom, H. Khatib, M. Soller, and A. Friedmann, "Milk as a source of deoxyribonucleic acid and as a substrate for the polymerase chain reaction," *J. Dairy Sci.* vol. 76, no. 7, pp. 2025–2032, 1993.
- [11] N. Sharma, R. Sharma, Y. S. Rajput, B. Mann, R. Singh, and K. Gandhi, "Separation methods for milk proteins on polyacrylamide gel electrophoresis: Critical analysis and options for better resolution," *Int. Dairy J.*, vol. 114, p. 104920, 2021.

- [12] B. Wu, W. Jiang, J. Jiang, Z. Zhao, Y. Tang, W. Zhou, and W. Chen, 'Wave manipulation in intelligent metamaterials: recent progress and prospects', *Adv. Funct. Mater.*, p. 2316745, 2024.
- [13] T. Ergin, N. Stenger, P. Brenner, J. B. Pendry, and M. Wegener, 'Three-dimensional invisibility cloak at optical wavelengths', *science*, vol. 328, no. 5976, pp. 337–339, 2010.
- [14] S. Krödel, N. Thomé, and C. Daraio, 'Wide band-gap seismic metastructures', *Extreme Mech. Lett.*, vol. 4, pp. 111–117, 2015.
- [15] H. Korkmaz and U. Hasar, 'Wide band metamaterial absorber with lumped element', *The Int. J. Mater. Eng. Technol.*, vol. 4, no. 1, pp. 61–66, 2021.
- [16] H. Korkmaz, U. C. Hasar, and O. M. Ramahi, 'Thin-film MXene-based metamaterial absorber design for solar cell applications', *Opt. Quantum Electron.*, vol. 55, no. 6, p. 530, 2023.
- [17] M. Obaidullah, V. Esat, and C. Sabah, 'Multi-band (9, 4) chiral single-walled carbon nanotube based metamaterial absorber for solar cells', *Opt. Laser Technol.*, vol. 134, p. 106623, 2021.
- [18] U. C. Hasar, H. Hasar, H. Ozturk, H. Korkmaz, Y. Kaya, M. A. Ozkaya, A. Ebrahimi, J. J. Barroso, V. Nayyeri, and O. M. Ramahi, 'Simple and inexpensive microwave setup for industrial based applications: Quantification of flower honey adulteration as a case study', *Sci. Rep.*, vol. 14, no. 1, p. 8847, 2024.
- [19] Q. Shi, B. Dong, T. He, Z. Sun, J. Zhu, Z. Zhang, and C. Lee, 'Progress in wearable electronics/photronics—Moving toward the era of artificial intelligence and internet of things', *InfoMat*, vol. 2, no. 6, pp. 1131–1162, 2020.
- [20] R. A. Alahnomi, Z. Zakaria, Z. M. Yussof, A. A. Althuwayb, A. Alhegazi, H. Alsariera, and N. A. Rahman, 'Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions', *Sensors*, vol. 21, no. 7, p. 2267, 2021.
- [21] P. Mehrotra, B. Chatterjee, and S. Sen, 'EM-wave biosensors: A review of RF, microwave, mm-wave and optical sensing', *Sensors*, vol. 19, no. 5, p. 1013, 2019.
- [22] O. Korostynska, A. Mason, and A. Al-Shamma'a, 'Microwave sensors for the non-invasive monitoring of industrial and medical applications', *Sens. Rev.*, vol. 34, no. 2, pp. 182–191, 2014.
- [23] P. Hudec, J. Raboch, M. Randus, K. Hoffmann, A. Holub, M. Svanda, and M. Polivka, 'Microwave radar sensors for active defense systems', in *2009 European Radar Conference (EuRAD)*, pp. 581–584, 2009.
- [24] E. Nyfors, 'Industrial microwave sensors—A review', *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 23–43, 2000.
- [25] Q. Liu, W. Guo, and X. Zhu, "Effect of lactose content on dielectric properties of whole milk and skim milk," *Int. J. Food Sci. Technol.*, vol. 53, no. 9, pp. 2037–2044, 2018.
- [26] M. Bakır, M. Karaaslan, F. Karadag, S. Dalgac, E. Ünal, and O. Akgöl, 'Metamaterial sensor for transformer oil, and microfluidics', *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, pp. 799–806, 2019.
- [27] M. A. Tümkaya, M. Karaaslan, and C. Sabah, 'Metamaterial-based high efficiency portable sensor application for determining branded and unbranded fuel oil', *Bull. Mater. Sci.*, vol. 41, pp. 1–8, 2018.
- [28] A. Tamer, F. Ozkan Alkurt, O. Altintas, M. Karaaslan, E. Unal, O. Akgol, F. Karadag, and C. Sabah, 'Transmission line integrated metamaterial based liquid sensor', *J. Electrochem. Soc.*, vol. 165, no. 7, p. B251, 2018.
- [29] Y. Lee, S.-J. Kim, H. Park, and B. Lee, 'Metamaterials and metasurfaces for sensor applications', *Sensors*, vol. 17, no. 8, p. 1726, 2017.
- [30] P. Vélez, L. Su, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc, and F. Martín, 'Microwave microfluidic sensor based on a microstrip splitter/combiner configuration and split ring resonators (SRRs) for dielectric characterization of liquids', *IEEE Sens. J.*, vol. 17, no. 20, pp. 6589–6598, 2017.
- [31] A. A. Mohd Bahar, Z. Zakaria, M. K. Md. Arshad, A. A. M. Isa, Y. Dasril, and R. A. Alahnomi, 'Real time microwave biochemical sensor based on circular SIW approach for aqueous dielectric detection', *Sci. Rep.*, vol. 9, no. 1, p. 5467, 2019.
- [32] H. J. Lee and J. G. Yook, 'Biosensing using split-ring resonators at microwave regime', *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, no. 25, 2008.
- [33] M. A. Tümkaya, F. Dinçer, M. Karaaslan, and C. Sabah, 'Sensitive metamaterial sensor for distinction of authentic and inauthentic fuel samples', *J. Electron. Mater.*, vol. 46, pp. 4955–4962, 2017.
- [34] M. A. Tümkaya, E. Ünal, and C. Sabah, 'Metamaterial-based fuel sensor application with three rhombus slots', *Int. J. Mod. Phys. B*, vol. 33, no. 24, p. 1950276, 2019.
- [35] M. T. Islam, M. R. Islam, M. T. Islam, A. Hoque, and M. Samsuzzaman, 'Linear regression of sensitivity for meander line parasitic resonator based on ENG metamaterial in the application of sensing', *J. Mater. Res. Technol.*, vol. 10, pp. 1103–1121, 2021.
- [36] Y. I. Abdulkarim, L. Deng, M. Karaaslan, and E. Unal, 'Determination of the liquid chemicals depending on the electrical characteristics by using metamaterial absorber based sensor', *Chem. Phys. Lett.*, vol. 732, p. 136655, 2019.
- [37] O. Altıntaş, M. Aksoy, and E. Ünal, 'Design of a metamaterial inspired omega shaped resonator based sensor for industrial implementations', *Physica E*, vol. 116, p. 113734, 2020.
- [38] Y. I. Abdulkarim, L. Deng, M. Karaaslan, O. Altıntaş, H. N. Awl, F. F. Muhammadsharif, C. Liao, Emin Unal, and H. Luo, 'Novel metamaterials-based hypersensitized liquid sensor integrating omega-shaped resonator with microstrip transmission line', *Sensors*, vol. 20, no. 3, p. 943, 2020.

[39] M. A. Khalil, W. H. Yong, M. T. Islam, A. Hoque, Md. S. Islam, C. C. Leei, and M. S. Soliman, 'Double-negative metamaterial square enclosed QSSR for microwave sensing application in S-band with high sensitivity and Q-factor', *Sci. Rep.*, vol. 13, no. 1, p. 7373, 2023.

[40] O. Altıntaş, M. Aksoy, E. Ünal, and M. Karaaslan, 'Chemical liquid and transformer oil condition sensor based on metamaterial-inspired labyrinth resonator', *J. Electrochem. Soc.*, vol. 166, no. 6, p. B482, 2019.

[41] A. Tamer, F. Karadağ, E. Ünal, Y. I. Abdulkarim, L. Deng, O. Altıntaş, M. Bakır, and M. Karaaslan, 'Metamaterial based sensor integrating transmission line for detection of branded and unbranded diesel fuel', *Chem. Phys. Lett.*, vol. 742, p. 137169, 2020.

[42] Z. Viskadourakis, A. Theodosi, K. Katsara, M. Sevastaki, G. Fanourakis, O. Tsilipakos, V. M. Papadakis, and G. Kenanakis, "Engraved Split-Ring Resonators as Potential Microwave Sensors for Olive Oil Quality Control," *ACS Appl. Electron. Mater.*, 2024.

[43] M. R. Islam, M. T. Islam, A. Hoque, A.S. Alshammari, A. Alzamil, H. Alsaif, M. Samsuzzaman, and M.S. Soliman, "Star enclosed circle split ring resonator-based metamaterial sensor for fuel and oil adulteration detection," *Alexandria Eng. J.*, vol. 67, pp. 547–563, 2023.

[44] A. A. Al-Mudhafar and A. M. Ra'ed, "High-precise microwave active antenna sensor (MAAS) formulated for sensing liquid properties," *Sens. Actuators, A*, vol. 341, 2022.

[45] M. Yıldırım and M. A. Gözel, "Asimetrik eş-düzlemsel şerit beslemeli anten ile motor yağ seviye ve kullanım ömrü tespiti.," *SDU Journal of Engineering Sciences & Design/Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi*, vol. 11, no. 3, 2023.

[46] M. Bakır and İ. Yasar, "Metamalzeme Tabanlı Hassas Süt ve Sıvı Sensörü Uygulaması," *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, pp. 10–16, 2022.

Özgeçmişler



Hüseyin Korkmaz, Elektrik-Elektronik Mühendisliği alanında lisans ve yüksek lisans derecelerini sırasıyla 2016 ve 2019 yıllarında Gaziantep Üniversitesinden aldı. 2024 yılında Gaziantep Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalından Doktora derecesi almıştır. Hüseyin Korkmaz 2021 yılında önerdiği Doktora tezi önerisiyle Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 221C ve Yükseköğretim Kurulu (YÖK) 100/2000 Doktora burs programları tarafından destek almaya hak kazandı. 2021-2023 yılları arasında TÜBİTAK tarafından desteklenen 120M763 kodlu TÜBİTAK 1001 projesinde Doktora Bursiyeri olarak görev yaptı. Araştırma ilgi alanları arasında mikro ve nanoteknoloji, fotovoltaiik güneş pilleri, metamalzeme bazlı soğurucular, tahribatsız muayene, MXene (ve diğer 2 boyutlu malzemeler), mikrodalga frekanslarında metamalzemelerin karakterizasyonu, mikrodalga sensörleri, bazı sıvılarda taklit ve taşıma tespiti yer almaktadır.

Optoelektronik Tabanlı Gerilim Kontrollü Memristör Emülatörü

An Optoelectronic-based Voltage-controlled Memristor Emulator

Arif Kıvanç Üstün¹, Meltem Apaydın Üstün¹, Reşat Mutlu¹
0000-0002-9336-7930 0000-0001-9225-9455 0000-0003-0030-7136

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Çorlu Mühendislik Fakültesi, Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi, Tekirdağ, Türkiye
akustun@nku.edu.tr, mapaydin@nku.edu.tr, rmutlu@nku.edu.tr

Öz

1971 yılında Memristörün dördüncü temel devre elemanı olduğu Dr. Chua tarafından ileri sürülmüştür. 1976 yılında Memristif sistemlerin varlığının farkına varılmıştır. Memristör doğrusal olmayan hafızalı pasif bir devre elemanıdır. 2008 yılında bir TiO_2 ince filmin belli bir çalışma aralığında memristör gibi davrandığı gösterilmiştir. Bundan sonra memristör oldukça popüler bir araştırma alanı olarak ortaya çıkmıştır. Memristörlerin piyasaya çıkmasıyla birlikte hafızaya sahip olmaları nedeniyle kontrol, sinyal işleme, programlanabilir mantık, filtreleme ve haberleşme elektronik sistemleri, hafıza çipleri vb. alanlarda yenilikler getirmesi beklenilmektedir. İnce film memristif sistemler sadece az sayıda şirket ve üniversiteler tarafından elde edilebilmektedir. Bu nedenle çoğu araştırmacı çalışmalarında hala benzetimler ve/veya memristör emülatörleri kullanmaktadır. Literatürde bildiğimiz kadarıyla optik prensiplerle veya optik devre elemanlarıyla çalışan az sayıda memristör emülatörü bulunmaktadır. Bu çalışmada literatürde ilk kez gerilim kontrollü ayarlanabilir karakteristikli bir optoelektronik tabanlı memristör emülatörü tasarlanmıştır. Bu emülatörün karakteristiği öngerilim kullanarak değiştirilebilmektedir. Çalışmada önce emülatörün denklemleri türetilmiş, ardından Simulink benzetim programı kullanılarak yapılan benzetimler ve yapılan deneyler ile emülatörün memristör davranışını iyi bir şekilde taklit edebildiği doğrulanmıştır. Memristör emülatörünün iyi bir performansa sahip olduğu gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Memristör, Memristör Emülatörü, LED, Işığa Bağımlı Direnç, Elektronik Tasarım, Optoelektronik.

Abstract

In 1971, Dr. Chua suggested that the memristor is the fourth basic circuit element. In 1976, the existence of memristive systems was realized. Memristor is a passive circuit element with nonlinear memory. In 2008, it was shown that a TiO_2 thin film behaves like a memristor within a certain operating range. After this, memristors emerged as a very popular research area. With the introduction of memristors to the market, it is expected that they will bring innovations in the fields of control, signal processing, programmable logic, filtering and communication electronic systems, memory chips, etc. due to their memory. Thin film memristive systems can only be obtained by a few companies and universities. Therefore, most researchers still use simulations and/or memristor emulators in their studies. As far as we know, there are only a few memristor emulators in

literature that work with optical principles or optical circuit elements. In this study, a voltage-controlled optoelectronic-based memristor emulator with an adjustable characteristic using a biasing voltage is designed for the first time in literature. The characteristics of this emulator can be altered using a biasing voltage. In this study, first, the equations of the emulator were derived, and then, by simulations and experiments using the Simulink simulation, it was verified that the emulator can imitate the memristor behavior well. It was shown that the memristor emulator has a good performance.

Keywords: Memristor, Memristor Emulator, LED, Light Dependent Resistor, Electronic Design, Optoelectronics

1. Giriş

Doğrusal olmayan (nonlinear) devre teorisinin kurucusu Dr. Leon Chua 1971'de devre değişkenleri arasındaki simetriyi göz önünde bulundurarak direnç, endüktör ve kapasitör dışında bir temel devre elemanının da olması gerektiğini ileri sürdü [1]. Memristör yani hafızalı direnç diye isimlendirdiği bu devre elemanını güç tüketen, yüke bağlı, doğrusal olmayan bir devre elemanı olarak tanımladı. Memristörün değeri değişen yüke bağlı elektriksel direncini memristans ve akıya bağlı iletkenliğini memdükans diye isimlendirdi. Chua ve Kang 1976'da memristöre benzer özellikleri olan sistemleri memristif sistemler olarak tanımladı ve bu sistemlerin AC sinyal ile beslendiğinde sıfır geçişli frekansa bağlı histerezis eğrisine sahip olması gerektiğini gösterdi [2]. Memristör neredeyse kırk yıl kuramsal devre elemanı olarak kaldı [3]. 2008'de platin kontaklar arasına sıkıştırılmış bir TiO_2 ince filminin 2008 yılında bir memristör gibi davrandığının farkına varıldı [4]. Bu keşfin ardından memristör ve nano boyuttaki memristif sistemler popüler bir araştırma alanı haline geldi [5, 6]. İdeal bir memristörün sıfırdan geçen histerezis eğrisi olmalıdır [2]. Memristörlerin üç parmak izi, memristörleri veya memristif sistemleri teşhis etmek için yaygın olarak kullanılır [7]. İdeal memristör hala bulunmamıştır ama bugünlerde memristif sistemler ve ideal olmayan memristörler de memristör diye isimlendirilmektedir [8]. Memristör bazı nonlinear dirençleri modellemeyi kolaylaştırmak için kullanılan bir aygıt veya ideal bir devre elemanı modeli olarak da düşünülebilir [1, 8].

Memristörün yeni tip analog ve dijital devre uygulamalarını ortaya çıkarması beklenilmektedir [9-12]. Bir ince film memristör prototipi geliştirmek, bu hafızalı devre elemanları nano boyutta yapıldığından oldukça maliyetlidir. Günümüzde araştırma yapılması için piyasada satılan az sayıda memristör direnç gibi elemanlarla karşılaştırıldığında pahalıdır [13, 14].

Bu nedenle memristör emülatörleri, memristör araştırmalarında kavramların kanıtlanması için tasarlanmakta ve yaygın olarak kullanılmaktadır [1, 9, 15-19]. İlk memristör emülatörü Chua tarafından kullanılmıştır [1]. Dijital potansiyometre kullanan memristör emülatörleri [9, 20]'de incelenmiştir. Ayrık komponentler kullanılarak yapılan bir MOSFET tabanlı memristör emülatörü [21, 22]'de bulunabilir. Akım taşıyıcı kullanan memristör emülatörleri de yapılabilmektedir [23-26]. Bazı memristör emülatörleri analog çarpıcılar kullanarak yapılabilmektedir [27, 28]. Geçenlerde güç katsayısı düzeltme güç elektroniği devre topolojisi kullanılarak yeni tür bir tür memristör emülatörü yapılabileceği de gösterilmiştir [29].

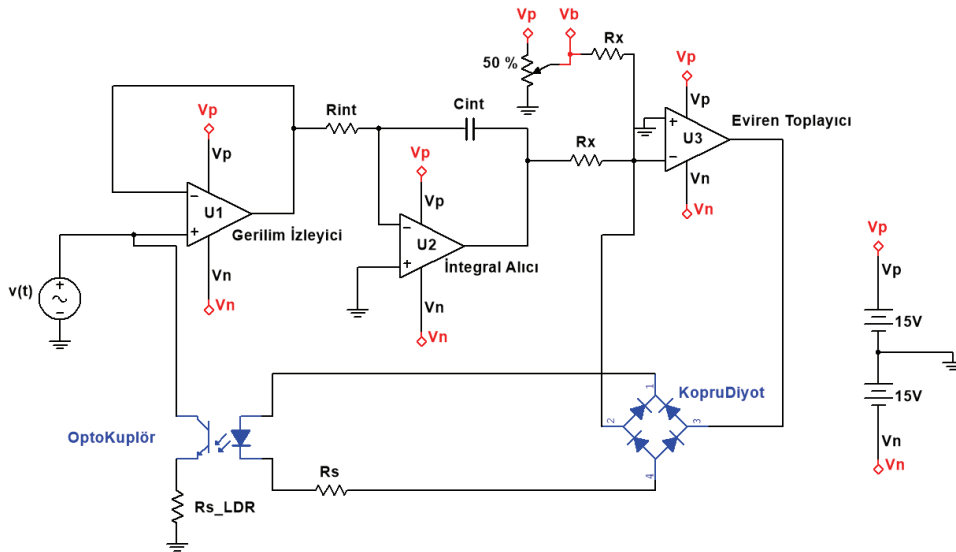
Zakhidov ve arkadaşları [30] çalışmalarında ışık saçan memristörlerin de olduğunu rapor etmişlerdir. Bu türde sensör veya hesaplamalarda kullanılacak memristörler üzerine nano boyutta çalışmalar devam etmektedir [31-34]. Literatürde birkaç optoelektronik tabanlı memristör emülatörü bulunmaktadır [35-38]. [35]'te ışığa bağlı bir direnç (LDR) kullanılarak optoelektronik tabanlı bir memristör yapılmıştır. Bu devre [36]'da bir kaos üretici yapmak için kullanılmıştır. [37]'de optik devre bileşenleri kullanılarak rasyonel memristör fonksiyonuna sahip bir memristör emülatörü yapılmıştır. Benzeri bir optokuplör mikrodenetleyici ile kontrol edilerek bir hibrid memristör emülatörü [38]'de yapılmıştır. Bu emülatörlerden bazıları elle yapılmış optokuplör içermektedir [35-38]. Gerilim (Akı) kontrollü bir emülatör emülatörü [39]'da sunulmuştur. Literatürde bildiğimiz kadarıyla henüz gerilim kontrollü bir optoelektronik tabanlı emülatör yapılmamıştır. Bu şekilde ayarlanabilir bir memristans karakteristiğine sahip devre osilatör yapılmış kullanılabilmektedir. Bu çalışmanın amacı elde edilen bir optokuplör kullanarak gerilim kontrollü ayarlanabilir karakteristiğe sahip bir memristör emülatörü yapılmasıdır. [36-38,41,42]'deki benzer devrelerden ilham alınarak tasarlanmıştır ve bu devrenin ayarlanabilir karakteristiğine sahip olduğu gösterilecektir. [37]'deki memristör emülatörü de ayarlanabilir bir karakteristiğe sahiptir ama memristans fonksiyonunun ayarlanması sahip olduğu geri beslemeden dolayı oldukça kompleks bir işlemdir. Osilatör çalışmaları için bu ayar oldukça zordur. Bu çalışmada yapılan emülatörün ayarı daha basittir ve memristör tabanlı herhangi bir

uygulama için parametreleri ve davranışı daha kolayca ayarlanabilir. Benzetimler ve deneyler kullanılarak emülatörün memristör davranışını taklit edip edemediği ve iyi bir performans gösterip göstermediği incelenecektir.

Bu çalışma şu şekilde organize edilmiştir. İkinci bölümde, bu çalışmada tasarlanan memristör emülatörü tanıtılmıştır. Üçüncü bölümde optokuplör tasarlanmış ve karakteristiği yapılan deneyle belirlenmiştir. Dördüncü bölümde Simulink programı kullanılarak emülatörün benzetimi yapılmıştır. Beşinci bölümde memristör emülatörünün farklı gerilim ve frekanslardaki davranışı incelenmiştir ve memristör emülatörünün memristörün üç parmak izine sahip olduğu deneysel sonuçlar ile bu bölümde gösterilmiştir. Son olarak sonuç ve önerilerle çalışma sonlandırılmıştır.

2. Memristör Emülatör Devresi Tasarımı

Memristör emülatörü memristör benzeri özellikleri olan yani memristörü taklit eden bir elektronik devredir. Dr. Chua'nın 1971'de tasarladığı emülatör devresi çok sayıda işlemsel yükselteç ve transistörler içerdiğinden gerçekleştirilmesi oldukça karmaşık ve zaman alıcıdır [1]. Bu makalede elde edilmesi kolay, ucuz ve daha az elemana sahip, uygulaması kolay optoelektronik tabanlı bir memristör emülatör devresi tasarlanmıştır. Bu çalışmada gerçekleştirilecek emülatörün şeması Şekil 1'de verilmiştir. Devre, 3 işlemsel kuvvetlendirici, 1 LDR, 1 beyaz LED, 4 diyot, 5 direnç, 1 potansiyometre ve 1 kondansatörden oluşmaktadır. LDR'ye seri bağlı olan R_s direnci deneylerde memristör akımını ölçmek için kullanılacaktır. Gerilim takipçisi olarak kullanılan U1 işlemsel kuvvetlendiricinin girişine ve LDR ile ona seri bağlı olan R_{s_LDR} direncine uygulanan gerilim $v(t)$, memristör emülatörünün gerilimidir. Tüm opamp'lar ± 15 Voltluk simetrik güç kaynağı ile beslenmiştir. Gerilim takipçisine yük olarak U2 işlemsel kuvvetlendiricisi ile yapılan eviren integral alıcı devre eklenmiştir. U3 bir eviren toplayıcı devresidir. U3 girişinde integratör çıkış gerilimi ve potansiyometreden elde edilen öngerilim gerilimi toplanmakta ve bu toplanan değere doğrusal bağlı bir akım, geri besleme yolu üzerinden akmaktadır. Bu geri



Şekil 1: Memristör emülatörünün devre şeması.

besleme akımı Şekil 1’de görülen köprü diyot içinden akarak LEDden bir DC akım geçmesini sağlamaktadır. İki farklı LED’in kullanılması devre dalga şekillerinde asimetriye yol açabileceğinden, bunu önlemek için, LED’ler bir diyot köprüsü kullanılarak beslenmiştir. Bu işlem hem pozitif hem de negatif akım polaritesi için LED’den pozitif bir akım geçmesini sağlayacaktır. Öngerilileme değeri sıfır olmadıkça LED’in içinden her zaman bir DC akım geçmesini sağlamak ve LDR direncinin kabul edilebilir değerler arasında kalmasını sağlamaktadır. İntegral alıcı devreden dolayı uygulanan gerilimin integraline yani memristör emülatörünün akısına bağlı bir LED akımı ve bu LED akımı ile optokuplör vasıtasıyla yapılan optik bağlantı sayesinde LDR’nin direncinin değişimi sağlanmaktadır. Yani akıya bağlı bir LDR direnci elde edilmektedir. R_s seri direnci LED’i korumak için devreye konulmuştur. Devrede gerilim izleyicisi olarak kullanılan U1 işlemsel kuvvetlendiricisinin çıkış gerilimi memristör emülatörü giriş gerilimi $v(t)$ ’ye eşittir. İntegral alıcı U2 işlemsel kuvvetlendiricisinin çıkış gerilimi

$$V_{Integrator}(t) = -\frac{1}{R_{int}C_{int}} \int_{-\infty}^t v(t) dt \quad (1)$$

olarak verilir. Burada R_{int} integratör giriş direnci ve C integratör kapasitansdır. Emülatör akısı $\varphi(t)$ memristör geriliminin integralidir:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t v(t) dt \quad (2)$$

Memristör akısı $\varphi(t)$ kullanılarak;

$$V_{Integrator}(t) = -\frac{1}{R_{int}C_{int}} \varphi(t) \quad (3)$$

bulunur. U3 işlemsel kuvvetlendiricisi toplayıcı olarak çalışmaktadır ve giriş akımı:

$$i_x(t) = \frac{V_{Integrator}(t)}{R_x} + \frac{V_b}{R_x} = \frac{V_{Integrator}(t)}{R_x} + I_{offset} \quad (4)$$

olarak verilir. Burada R_x , U3 işlemsel kuvvetlendiricisi ile yapılan eviren kuvvetlendiricinin giriş direncidir, V_b , bias gerilimidir yani ön gerilimidir ve $I_{offset} = \frac{V_b}{R_x}$, DC offset akımıdır, $i_x(t)$ akımı aynı zamanda tam dalga doğrultucunun (köprü diyot) giriş akımına eşittir. Doğrultucunun çıkış akımı ise kullanılan optokuplördeki LED’in akımına yani $i_x(t)$ akımının mutlak değerine eşittir:

$$i_{LED}(t) = |i_x(t)| = \left| \frac{1}{R_x R_{int} C_{int}} \varphi(t) + I_{offset} \right| = |\alpha \varphi(t) + I_{offset}| \quad (5)$$

Burada $\alpha = \frac{1}{R_x R_{int} C_{int}}$ ’dir. Denklem 5’te görüldüğü üzere LED akımı memristör akısının fonksiyonudur. U2 işlemsel kuvvetlendiricisinin maksimum gerilimi yani doyma gerilimi (V_{sat}), LED akımının elde edilebilecek maksimum değerini yani LDR direncinin minimum değerini belirler:

$$\max(i_{LED}(t)) = \frac{V_{sat}}{R_x} \quad (6)$$

Memristör emülatörünün direnci;

$$R(q) = \frac{v(t)}{i(t)} = R_{LDR} + R_{S_{LDR}} \quad (7)$$

olarak hesaplanır. Memristör emülatörünün yükü, giriş akımının zamana göre integrali olarak tanımlanır:

$$q(t) = \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (8)$$

Memristörün minimum ve maksimum direnci R_{on} ve R_{off} ise, bu değerler

$$R_{on} = \min(R(q)) = \min(R_{LDR}) + R_{S_{LDR}} \quad (9)$$

ve

$$R_{off} = \max(R(q)) = \max(R_{LDR}) + R_{S_{LDR}} \quad (10)$$

olarak bulunur. Memristörün iletkenliği, yani akı bağımlı memdükansı:

$$W(\varphi(t)) = \frac{1}{R(q)} = \frac{1}{R_{LDR} + R_{S_{LDR}}} = \frac{1}{g(|\alpha \varphi(t) + I_{offset}|) + R_{S_{LDR}}} \quad (11)$$

olarak hesaplanır. Memristörlerin akı değerlerine yani geçmişte uygulanan gerilimin integraline göre iletkenliği yani memdükans değeri değişmektedir. Burada $R_{LDR} = g(I_{LED})$ LDR direncidir ve I_{LED} LED akımının fonksiyonudur. R_{LDR} LED akımının bir çift fonksiyonudur ve formülü 3. bölümde verilecektir. Memristörün minimum ve maksimum iletkenliği yani memdükansı W_{on} ve W_{off} olsun. Bu değerler

$$W_{on} = \min(W(\varphi(t))) = \frac{1}{\max(R_{LDR}) + R_{S_{LDR}}} \quad (12)$$

ve

$$W_{off} = \max(W(\varphi(t))) = \frac{1}{\min(R_{LDR}) + R_{S_{LDR}}} \quad (13)$$

olarak hesaplanır. Bu emülatörün memristansı ve memdükansı için şu ifadeler her zaman doğrudur:

$$R_{on} + R_{S_{LDR}} \leq R(q) \leq R_{off} + R_{S_{LDR}} \quad (14)$$

ve

$$W_{off} \leq W(\varphi(t)) \leq W_{on} \quad (15)$$

Memristörler ve memristif sitemler akım ve gerilim kontrollü olarak modellenebilir [1-2]. Literatürde bazı araştırmacılar gerilim kontrolü yerine “akı kontrollü” ve akım kontrollü yerine “yük kontrollü” deyimlerini kullanmaktadır [40]. Memdükans kullanılarak, memristör emülatörünün uç denklemleri

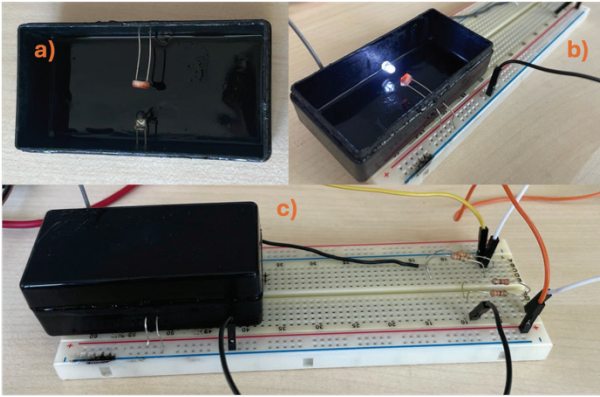
$$i(t) = W(\varphi(t))v(t) \quad (16)$$

olarak verilir.

3. Optokuplör Karakteristiği

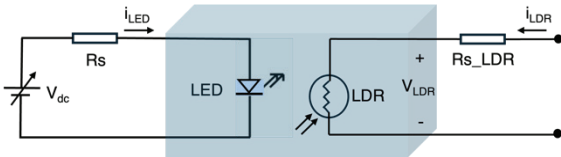
Şekil 2’de, bu çalışma için hazırlanan el yapımı optokuplör kutusu görülmektedir. Şekil 1’deki LED ve LDR bu kutunun içine yerleştirilmiştir. Beyaz ışık veren bir LED kullanılmıştır. Optokuplör içindeki LED’in akımının değerine bağlı olarak

LED'in yaydığı ışığın şiddeti LDR'nin direncinin değerini değiştirmektedir. Dışarıdan alınan ortam ışığına bağımlılığı ortadan kaldırmak için kutunun içi ve dışı siyah boya ile boyanarak istenmeyen ışığın emilmesi sağlanmıştır. Benzeri bir optokuplör [41]'de bir Biryukov osilatörü yapımında kullanılmıştır. Böyle bir optokuplörün yapımına dair daha detaylı bilgi [42]'de bulunabilir.



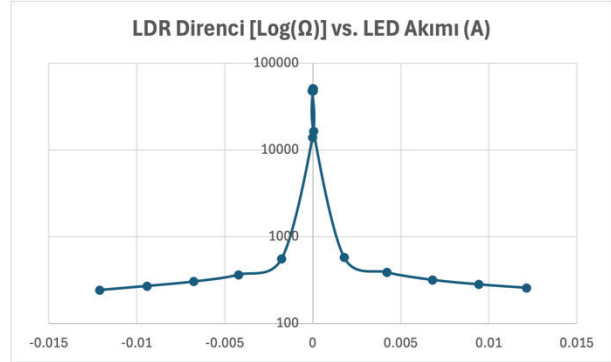
Şekil 2: El yapımı optokuplörün: a) Üstten açık ve çalışmazken çekilen fotoğrafı, b) Kapağı açık ve çalışırken çekilen fotoğrafı ve c) Kapağı kapalı ve çalışırken çekilen fotoğrafı

Şekil 3'teki deney düzeneği, bu optokuplörün karakteristiğini yani LED'in akımına bağlı olarak değişen LDR direncinin değerini ölçmek için kullanıldı. Kaynak olarak ayarlanabilir simetrik bir DC kaynağı kullanılmıştır. Seri direnç R_s , LED'in aşırı akım çekmesini engellemek ve akımını ölçmek için kullanılmıştır.



Şekil 3: Optokuplörün LED akımı-LDR direnci karakteristiğini elde etmek için kullanılan test düzeneği

Şekil 3'te görülen R_{s_LDR} seri direnci ve LDR tarafının besleme gerilimi olan 5 V gerilim kaynağı LDR direncinin ölçümünde kullanılmıştır. Ölçülen LDR direncinin LED akımına göre değişimi Şekil 4'te verilmiştir. Aldığı ışık şiddetine göre LDR'nin direnç değerinin değiştiği görülmektedir. LDR'nin direnci, LED akımının sıfıra yaklaştığı noktalarda maksimum değerine ulaşmakta ve LED akımının pozitif veya negatif yönde artmasıyla birlikte LDR'nin direnci azalmaktadır. Bu değişimlerin daha iyi görünmesi için LDR direnci eksenini logaritmik olarak çizilmiştir. Eğri LDR'nin LED'in verdiği ışık, şiddetine duyarlılığını ve akım değişimlerine verdiği tepkiyi göstermektedir.



Şekil 4: LDR direncinin LED akımına göre değişimi

En küçük kareler yönteminden yararlanarak, LDR direncine LED akımının bir fonksiyonu olarak bir eğri uydurulmuştur. Seçilen fonksiyonun denklemi aşağıda verilmiştir. Denklem 17'deki katsayılar Tablo 1'de verilmiştir.

$$R_{LDR} = g(i_{LED}) = \text{sign}(i_{LED})(a_6|i_{LED}|^6 + a_5|i_{LED}|^5 + a_4|i_{LED}|^4 + a_3|i_{LED}|^3 + a_2|i_{LED}|^2 + a_1|i_{LED}| + R_0) \quad (17)$$

Tablo 1: LDR direnç fonksiyonu için elde edilen katsayıların değerleri

| Katsayı | Değer |
|---------|-----------------------|
| R_0 | 32260 |
| a_1 | 9.43 |
| a_2 | -1993.94 |
| a_3 | $-9.34 \cdot 10^{-1}$ |
| a_4 | 29.30 |
| a_5 | $-0.83 \cdot 10^{-2}$ |
| a_6 | -0.12 |

Denklem 5'te verilen LED akımı, Denklem 17'de yerine konulduğunda, memristör emülatörünün giriş direnci şu şekilde yazılabilir:

$$R_{LDR} = R_{LDR}(\varphi) = \text{sign}(\varphi)(a_6\alpha^6|\varphi|^6 + a_5\alpha^5|\varphi|^5 + a_4\alpha^4|\varphi|^4 + a_3\alpha^3|\varphi|^3 + a_2\alpha^2|\varphi|^2 + a_1\alpha|\varphi| + R_0) \quad (18)$$

Denklem 17'de verilen LDR direnci R_{LDR} Denklem 11'de verilen memristörün memdüktansında yerine konursa

$$W(\varphi(t)) = \frac{\text{sign}(\varphi)}{(a_6\alpha^6|\varphi|^6 + a_5\alpha^5|\varphi|^5 + a_4\alpha^4|\varphi|^4 + a_3\alpha^3|\varphi|^3 + a_2\alpha^2|\varphi|^2 + a_1\alpha|\varphi| + R_0) + R_{s_LDR}} \quad (19)$$

olarak elde edilir.

4. Memristör Emülatörünün Benzetimi

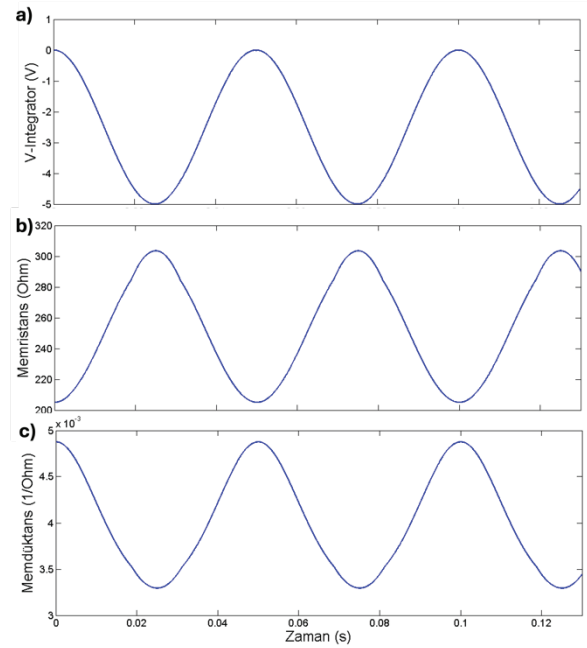
Bu bölümde Simulink benzetim programı ile yapılan emülatörün benzetim sonuçları verilmiştir. Devrenin Simulink'ten alınan blok diyagramı Şekil 5'te görülebilir. Önceki bölümde elde edilen optokuplörün karakteristiği

kullanılarak memristör emülatörünün durum-uzay denklemleri aşağıdaki gibi verilebilir:

$$i(t) = W(\varphi(t))v(t) \quad (20)$$

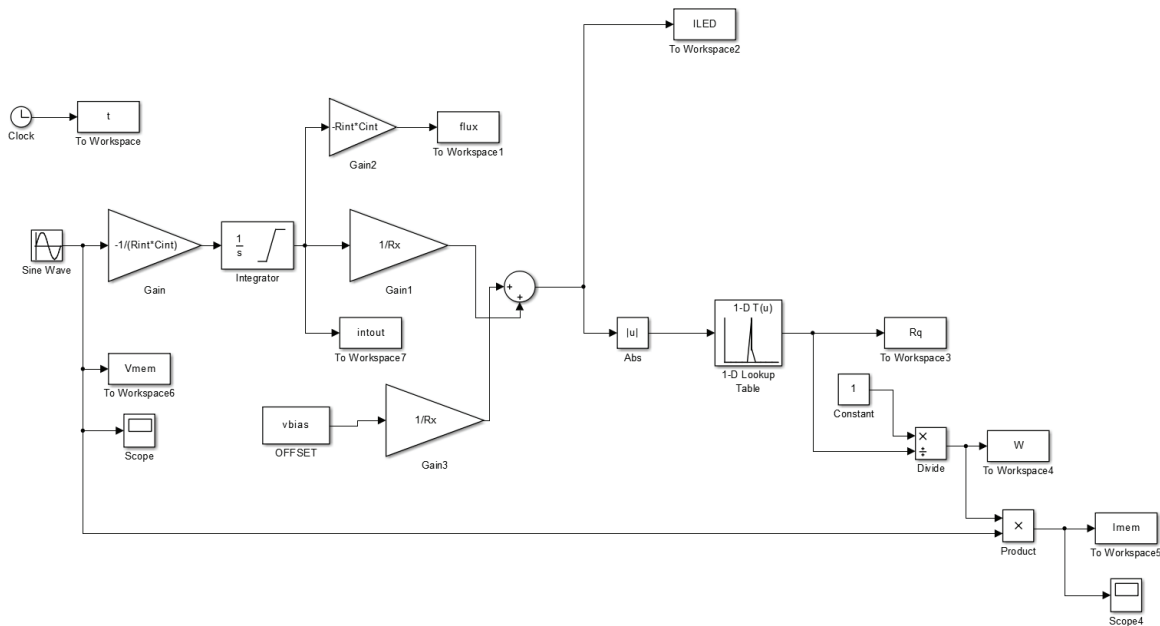
$$v(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (21)$$

Emülatör geriliminin zamana göre integrali emülatör akısını verir. Bu yüzden integratör çıkışındaki gerilim, emülatör akısı ile orantılı bir işaret olduğundan emülatör akısını gözlemlememizi sağlar. Blok diyagramında modelleme hatasını düşük tutmak amacıyla deneysel olarak elde edilen LED akımı-LDR direnci karakteristiği kullanılarak bir look-up tablosu kullanılması tercih edilmiştir. Bu look-up tablosundan memristans denklemini elde etmek için yararlanılmıştır. Bu emülatör sinüzoidal bir besleme gerilimi ($v(t) = V_{mem} = V_m \sin(\omega t) = V_m \sin(2\pi f t)$) ile beslenerek Şekil 6'daki eğriler elde edilmiştir. Şekil 6a'da 20 Hz frekanslı ve 10 V tepe-tepe gerilimine sahip sinüzoidal bir sinyal ve $\varphi(0)=0$ başlangıç memristör akısı ile benzetimi yapılan memristör emülatörünün gerilimi ve akımı görülmektedir. Emülatör akımı sinüzoidal değildir ve harmoniğe sahip olduğu görülebilir. Bunun nedeni Şekil 6b ve 6c'de görüldüğü üzere memristansın ya da memdüktansın zamana bağlı olarak değişmesidir. Burada Memristör emülatörünün memristans değeri 205 Ω ile 305 Ω arasında değişmektedir. Memdüktansın yani memristansın çarpıma göre tersinin aldığı değerler ise 3.3 mS ile 4.8 mS arasında değişmektedir.



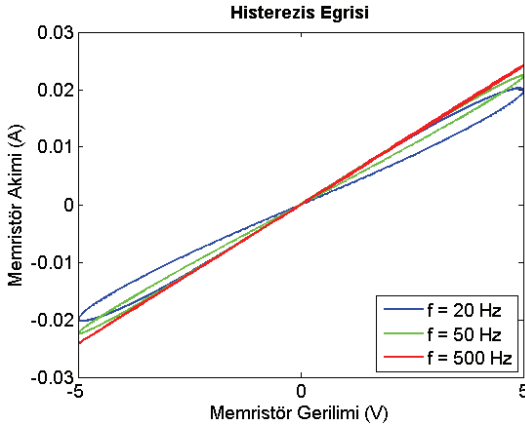
Şekil 6: $f = 20$ Hz frekanslı ve 5 V genlikli sinüzoidal bir giriş sinyali ve $\varphi(0)=0$ başlangıç memristör akısı için benzetimi yapılmış Simulink modelinden elde edilmiş emülatörün zamana bağlı a) İntegral alıcı çıkış gerilimi, b) Memristans (Ohm) ve c) Memdüktans (Siemens=1/Ohm) eğrileri.

Chua ve Kang [2]'de AC gerilim kaynağından beslenen memristörlerin, memristif sistemlerin veya memristör emülatörlerinin gerilimlerinin ve akımının, orijinden geçen bir histeresis eğrisine sahip olması gerektiğini gösterdiler. Buna sıkıştırılmış sıfırdan geçen histeresis eğrisi adını verdiler. Frekans arttıkça memristörün histeresis eğrisi giderek daralarak



Şekil 5: Simulink benzetim programından alınan blok diyagram

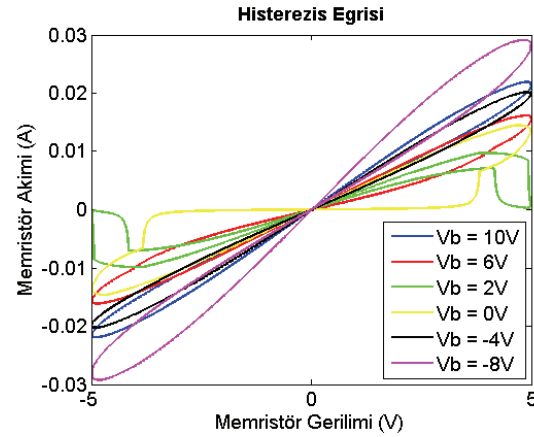
direnc benzeri davranış sergileyecektir [2,7]. Şekil 7’de benzetim sonuçları verilen memristör emülatörü modelinin, üç parmak izine sahip olduğu görülmektedir: yapılan memristör emülatörünün frekansa bağımlı, frekansla daralan ve yüksek frekansta sabit bir direnc gibi davranan bir histerezis eğrisi vardır [7].



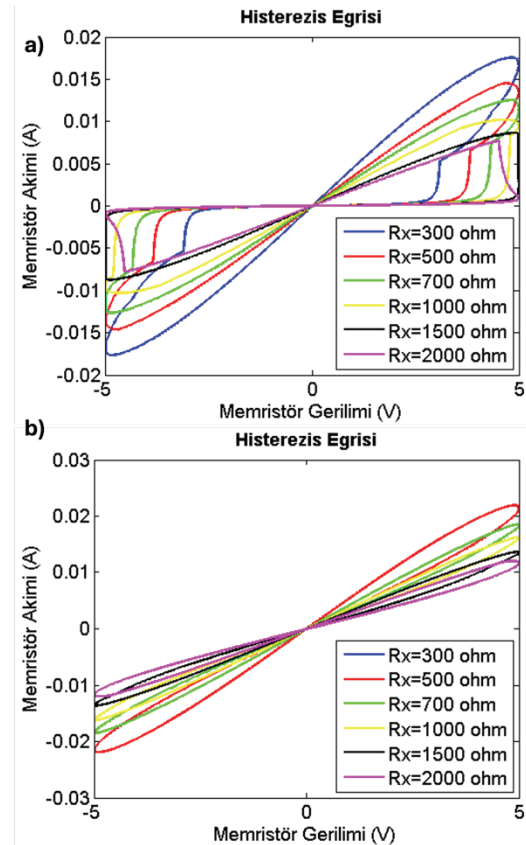
Şekil 7: 5 V genlikli ve $f = 20, 50$ ve 500 Hz frekanslı sinüzoidal giriş sinyali ve $\varphi(0)=0$ başlangıç memristör akısı için Simulink modelinden elde edilen emülatör gerilim-akım karakteristiği benzetim sonuçları

Farklı DC öngerilim değerleri için emülatör v-i karakteristiğindeki değişimler Şekil 8 ve 9’daki benzetim sonuçlarından görülebilir. Şekil 8 için öncelikle bütün bias gerilimi yani ön gerilim (V_b) değerlerinde, memristör karakteristiğinin en önemli özelliği olan sıkıştırılmış histerezis döngüsü tüm eğrilerde gözlemlenmektedir. Fakat, öngerilim değeri arttıkça bu karakteristiğin şekli oldukça değişmektedir. Ön gerilimin çok az uygulandığı $V_b=0$ V veya $V_b=2$ V durumlarında histerezis eğrisi orijine göre simetrik davranmaktadır ama histerezis eğrisi artık sıkıştırılmış balonlara benzemektedir. Bunun nedeni düşük ön gerilimlerde LED’in çalışma geriliminin LED eşik gerilimi altına düşmesi ve dolayısıyla LED’den LDR’ye gelen ışığın ciddi bir şekilde dalgalanmasıdır. Hem pozitif hem negatif yüksek ön gerilim değerleri için histerezis eğrileri Chua ve Kang’ın [2]’de verdiklerine daha yakındır yani sıkıştırılmış balonlara daha çok benzemektedir. Bu sebeple, yüksek ön gerilim değerleri uygulanarak istenilen memristör cevapları rahatlıkla elde edilebilmektedir. Şekil 9’a bakıldığında, eviren toplayıcı devresinin giriş direncinin (R_x) farklı değerleri için ortaya çıkabilecek v-i karakteristikleri görülmektedir. Şekildeki v-i eğrileri farklı ön gerilim değerleri ($V_b=0$ V (Şekil 9a) ve $V_b=10$ V (Şekil 9b)) için elde edilerek emülatörün davranışı incelenmiştir. Bu benzetimler R_x giriş direncinin ve V_b ön geriliminin memristörün genel karakteristiğine etkisinin nasıl olduğunu göstermektedir. Şekil 9a’da ön gerilim yokken ($V_b=0$ V) görüldüğü üzere R_x giriş direncinin değeri arttığında LED akımı azalmakta ve memristör emülatörü daha doğrusal olmayan bir davranış göstermektedir. Azalan ışıktan dolayı LDR direncinin değeri artmakta ve emülatör akımı azalmaktadır. Bu durum, ayrıca sıkıştırılmış balonlara benzeyen histerezis eğrisine göre daha farklı çıkıntılı histerezis eğrileri ortaya çıkarmaktadır. Şekil 9b’de artan eşik gerilimi ile R_x direnci değeri ne olursa olsun [2]’de verilen sıkıştırılmış balonlara benzeyen histerezis eğrileri elde edilmektedir. Artan ön gerilim LDR direncini daha fazla azaltmakta, dolayısıyla

memristörün memristansını düşürmekte ve memristör emülatörünün daha fazla akım çekmesini sağlamaktadır.



Şekil 8: 5 V genlikli ve $f = 20$ Hz frekansında sinüzoidal giriş sinyali ve $\varphi(0)=0$ başlangıç memristör akısı için Simulink modelinden elde edilen emülatör gerilim-akım karakteristiğinin farklı ön gerilim (V_b) değerlerindeki benzetim sonuçları

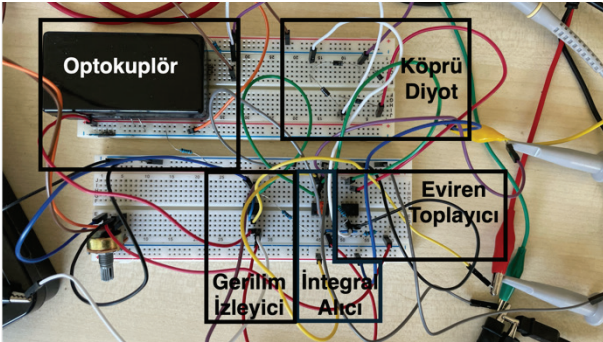


Şekil 9: 5 V genlikli ve $f = 20$ Hz frekansında sinüzoidal giriş sinyali ve $\varphi(0)=0$ başlangıç memristör akısı için Simulink modelinden elde edilen emülatör gerilim-akım karakteristiğinin farklı R_x (eviren toplayıcı giriş direnci) değerleri için a) $V_b=0$ V ve b) $V_b=10$ V ön gerilim değerleri için benzetim sonuçları

Şekil 9'daki benzetim sonuçlarından hareketle genel bir sonuç olarak ön gerilim eklemesinin bu yapıdaki bir memristör emülatöründe memristör karakteristiğini iyileştirdiği sonucu çıkarılabilir. Buna göre, öngerilim olmadığı durumda (Şekil 9a) düşük R_x direnci değerlerinde histerezis eğrisinin alanının arttığı görülmektedir. LDR, basit anlamda bir direnç olduğu için tüm eğriler yine de orijinden geçmektedir ve simetri göstermektedir. Öngerilim değeri 10 V olarak uygulandığı durumda (Şekil 9b) akım değerleri daha yüksek genliklere ulaşmaktadır. Benzetim kullanarak yapılan parametrik analiz sonucunda öngerilim değeri 10 V iken en uygun R_x değeri 500 Ω olarak gözükmektedir. Şekil 9'daki benzetim sonuçlarından da görüldüğü üzere R_x direnci memristör emülatörünün v-i karakteristiğini kontrol etmektedir. Düşük değerler daha iyi memristör karakteristikleri sağlamaktadır. Bu direncin seçiminde toplayıcı opampın verebileceği maksimum çıkış akımının da göz önünde bulundurulması gerektiği unutulmamalıdır.

5. Deneysel Sonuçlar

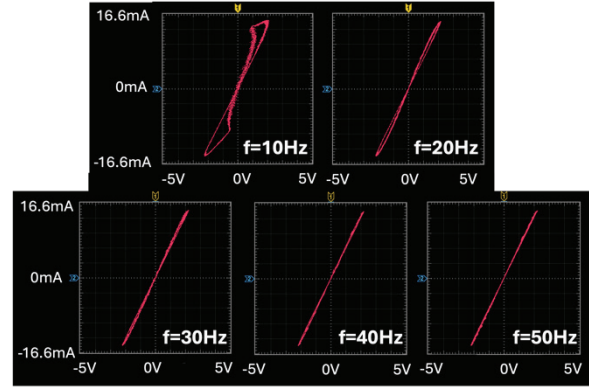
El yapımı optokuplör kullanılarak yapılan Şekil 1'de verilen Memristör emülatör devresi deney tahtası (protoboard) üzerine kurulmuştur. Kurulan sistemin fotoğrafı Şekil 10'da görülmektedir. Optokuplörün içinde yer alan LED'in eşik gerilimi altında çalıştığı durumlarda LDR direnci yüksek olacaktır. LED eşik gerilimi üzerinde çalıştığı durumlarda LDR direnci düşmektedir. Eşik gerilimi üzerinde LDR direnci LED'in parlaklığına daha duyarlı bir şekilde değişmektedir ve bu da LED üzerinden geçen akımın değerine bağlıdır. Bundan dolayı yapılan optokuplör, LED akımı ile kontrol edilebilir lineer olmayan bir direnç özelliği göstermektedir.



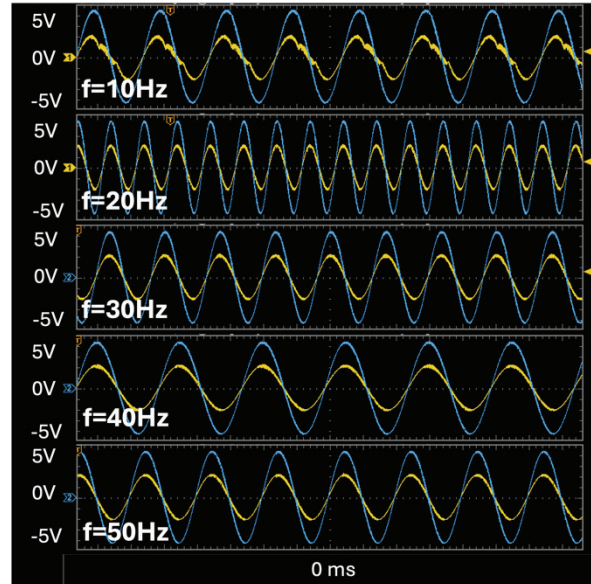
Şekil 10: Katmanları Gösterilmiş Deney Düzenegi

Farklı frekanslarda elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 11, 12, 13 ve 14'te verilmiştir. Şekil 11'de verilen deneysel sonuçlara bakıldığında memristör emülatörlerine uygulanan frekanslarda, emülatörünün sıfır akım-gerilim geçiş noktalarına sahip histerezis eğrileri elde edilmiştir. Yani memristör emülatörü memristörün üç parmak izine sahiptir ve memristörü başarıyla taklit etmektedir [7]. Şekil 13a'da gösterilen histerezis eğrileri farklı öngerilim gerilimleri (V_b) için elde edilen memristör emülatörünün akım-gerilim karakteristiklerini göstermektedir. Bu karakteristik eviren toplayıcı devreye uygulanan öngerilim değeri değiştirilerek elde edilebilmektedir. Elde edilen deneysel sonuçlarda, negatif öngerilim geriliminin histerezis eğrileri daha belirgindir ve negatif öngerilim arttıkça daha fazla bozulma göstermektedir. Ayrıca eğriler daralmakta ve yukarı kaymaktadır. Negatif öngerilim gerilimler için, memristör emülatörünün direncinin

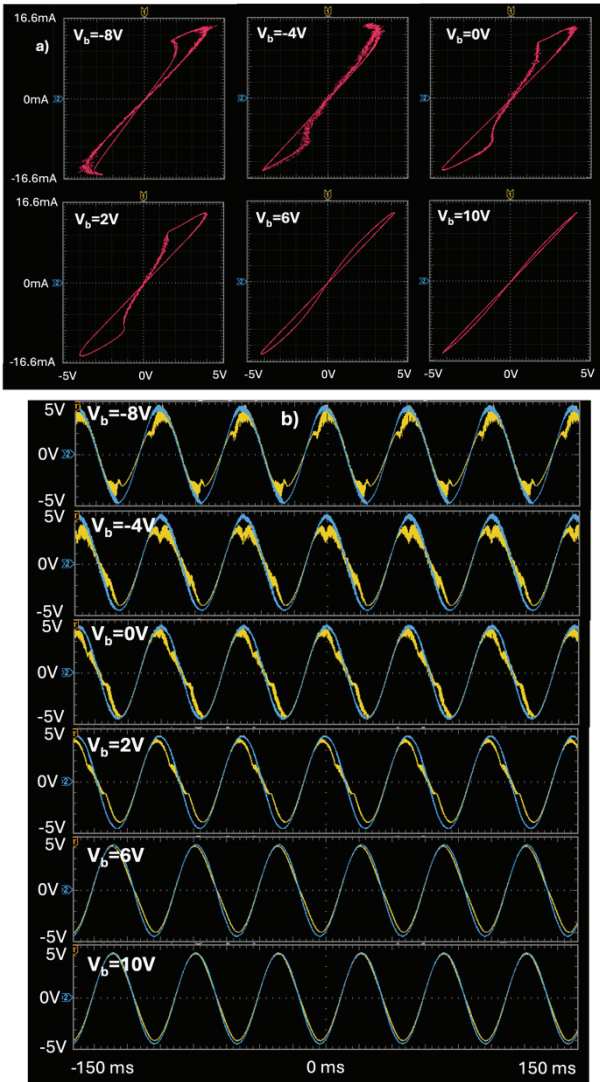
arttığı durumda akımın sınırlı kaldığını göstermektedir. Frekans artışına bağlı olarak histerezis eğrisinin alanı daralmıştır ve direnç devre elemanının akım-gerilim karakteristiğindeki gibi doğrusal bir forma dönüşmüştür (Şekil 11). Bu nedenle tasarlanan memristör emülatörü, memristörü başarıyla taklit etmektedir. Buna bağlı olarak akım ve gerilim dalga formlarındaki düzensizlikler özellikle düşük frekanslarda daha belirgin olacak biçimde Şekil 12'de gösterilmiştir.



Şekil 11: 5 V tepeden tepeye kaynak gerilimi uygulandığında memristör emülatöründen 10 Hz, 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz ve 50 Hz frekansları için ölçülen histerezis eğrileri (Not: Öngerilim değeri $V_b = 0$ V olarak uygulanmıştır.)



Şekil 12: 5 V tepeden tepeye kaynak gerilimi uygulandığında memristör emülatöründen 10 Hz, 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz ve 50 Hz frekansları için ölçülen akım (Sarı) ve gerilim (Mavi) eğrileri (Not: Öngerilim değeri $V_b = 0$ V olarak uygulanmıştır.)



Şekil 13: Memristör emülatörünün $f = 20$ Hz çalışma frekansında öngerilim değiştirilerek elde edilen deney sonuçları: a) Farklı ön gerilim değerleri ($V_b = -8$ V, -4 V, 0 V, 2 V, 6 V ve 10 V) için histerezis eğrileri, b) Farklı ön gerilim değerleri ($V_b = -8$ V, -4 V, 0 V, 2 V, 6 V ve 10 V) için akım (Sarı) ve gerilim (Mavi) eğrileri (Not: Giriş kaynak gerilimi değeri $V_{in} = v(t) = 5 \sin(\omega t) = 5 \sin(2\pi ft)$ olarak uygulanmıştır.)

Emülatöre herhangi bir öngerilim uygulanmadığında ($V_b = 0$ V), histerezis eğrisi hemen hemen simetrik olmaktadır. Bunun nedeni aşağıdaki formüle görüldüğü üzere $V_b = 0$ V olduğunda LED akımının memristör emülatörü akısının mutlak değerden dolayı bir çift fonksiyonu olmasıdır:

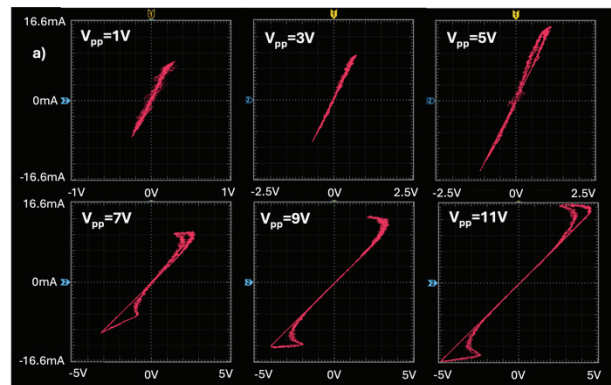
$$i_{LED}(t) = |i_x(t)| = \left| \frac{1}{R_x R_{int} C_{int}} \varphi(t) \right| = |\alpha \varphi(t)| \quad (5)$$

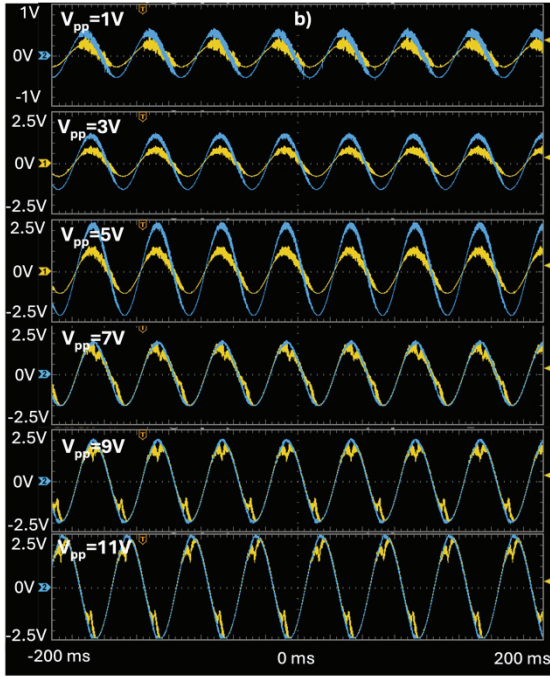
Şekil 11’de üstte görülen osiloskop ekran görüntüsünde simetriklikten sapmanın nedeni geçici hal esnasında başlangıç akı değerinin sıfırdan sapması ve memristör emülatörünün hemen hemen doyma bölgesinde çalışması olarak anlaşılmıştır.

Akımın gerilime gecikmeli olarak tepki vermesi hafıza davranışı ile ilgilidir. Öngerilim pozitif değerlerde uygulanmaya başlanıp, daha yüksek değerlere çıkıldıkça histerezis eğrileri daralmakta ve hatta en yüksek ön gerilim

değerinde ($V_b = 10$ V) neredeyse bir direnç gibi doğrusal bir davranış sergilemektedir. Bu durum öngerilim gerilim değeri yükseltildikçe memristörün LDR direnci hemen hemen artan ışıkla sabitlendiğinden bir direnç gibi davranmaya başladığını göstermektedir. Bu da memristörün hafıza özelliğinin artan LED ışığıyla azaldığını göstermektedir. Aynı şekilde benzer negatif öngerilim gerilim durumlarında memristör gerilimi ve memristör akımı dalga şekilleri Şekil 13b’den gözlemlenebilmektedir. Bu şekilde en düşük negatif ön gerilimden başlayarak en yüksek pozitif ön gerilime kadar dalga formunun değişimi görülmektedir. Bozulmalarla başlayarak daha düzgün bir sinüzoidal dalga formuna dönüştüğü gözlemlenmektedir. Bu da memristör davranışının öngerilim gerilim değeri arttıkça nasıl değiştiğini iyi bir şekilde ortaya koymaktadır.

Şekil 14’te memristör emülatöründe farklı giriş voltajları (V_{pp}) için emülatörün histerezis eğrileri (Şekil 14a) ve akım-gerilim dalga şekilleri (Şekil 14b) vardır. Düşük giriş gerilimleri için histerezis eğrisi dar ve neredeyse doğrusal, giriş voltajı arttıkça bu eğri genişlemekte ve daha belirgin doğrusal olmayan bir davranış göstermektedir. Bu genişleme memristörün direncinin uygulanan gerilime daha fazla bir tepki verdiğini ve hafıza etkisinin ortaya çıktığını gösterir. Emülatör devresi, $V_{pp} = 5$ V’tan yüksek giriş voltajları için tipik bir memristif davranış sergilemektedir. Dalga formları da daha dinamik ve değişken olmaktadır. Özetle, giriş gerilimi arttıkça memristör emülatörü oldukça doğrusal olmayan bir karakteristik sergilemekte ve hafıza etkisi artmaktadır. Düşük giriş gerilimlerinde aygıt neredeyse lineer bir direnç gibi davranırken yüksek voltajlarda dinamik direnç değişimleri gözlemlenmektedir. Bunun nedeni giriş geriliminin integraline bağlı olarak elde edilen integratör çıkış geriliminin daha düşük olmasıdır.

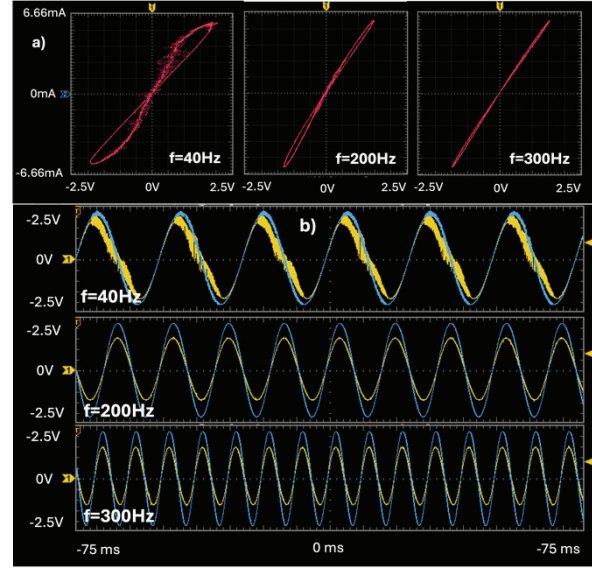




Şekil 14: Memristör emülatörünün çalışma frekansı $f = 20$ Hz olduğunda kaynak geriliminin genliği değiştirilerek elde edilen deney sonuçları: $V_{pp}=1$ V, 3 V, 5 V, 7 V, 9 V ve 11 V) için a) Histeresis eğrileri, b) Akım (Sarı) ve Gerilim (Mavi) eğrileri

Memristör emülatörünün daha yüksek çalışma frekanslarında veya daha geniş frekans aralıklarında nasıl davranabileceği Şekil 15'te yer alan ölçümlerle gösterilmeye çalışılmıştır. Şekil 15a'da $f = 40$ Hz için verilen orijinden geçen histeresis eğrisi orijine göre simetrik olarak ortaya çıkmaktadır. Şekil 15b'de verilmiş akım ve gerilim sinyallerinde belirgin bir faz farkı da göze çarpmaktadır. Fakat, Şekil.15a'da görüldüğü üzere 200 Hz ve 300 Hz gibi daha yüksek frekanslara çıkıldığında histeresis eğrisinin alanı önemli ölçüde daralmaktadır. Yani memristör emülatörünün doğrusal olmayan özellikleri giderek azalmakta ve zamanla değişmeyen doğrusal bir direnç gibi davranmaya başlamaktadır. Bu yüzden akım ise içindeki harmonikler azalarak giderek sinüzoidal bir dalga şekline dönüşmektedir.

Herhangi bir ön gerilim uygulanmamış olsaydı, emülatör v-i karakteristiğinin Şekil 11'deki doğrusal olmayan karakteristiklerin gözlemlendiği frekans değerlerindeki gibi kalacağı söylenebilir.



Şekil 15: Memristör emülatörünün yüksek çalışma frekanslarında ortaya çıkan deney sonuçları: $f = 40, 200$ ve 300 Hz için a) Histeresis eğrileri, b) Akım (Sarı) ve Gerilim (Mavi) eğrileri

Farklı genlik, frekans ve öngerilim değerleri için gerçekleştirilen deneylerde memristör emülatörü oldukça zengin bir davranış sergilemiştir. Bu emülatör, gerçek bir memristör olmasa bile bir memristif sisteminin tüm özelliklerini taşımaktadır. Deneylerle tasarlanan optoelektronik tabanlı memristör emülatörünün, memristör gibi davrandığı yani bir memristörü taklit edebildiği kanıtlanmıştır.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, LED ve LDR kullanılarak el yapımı bir kapalı bir kutu içerisinde bir optokuplör yapılmıştır ve optoelektronik-tabanlı bir memristör emülatöründe kullanılmıştır. Yapılan emülatörün memristansı akısının çift fonksiyonudur. Bu optokuplörün ve emülatörün matematiksel modelleri verilmiştir. Emülatör devresinin Simulink'te modeli kullanılarak benzetimi yapılmıştır. Emülatör devresi bir çalışma tahtası üzerine kurularak deneysel olarak incelenmiştir. Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar memristörün üç parmak izine sahip olduğunu ve memristör olarak çalıştığı gösterilmiştir. Gerçek bir memristör olmasa bile bu taklitçi devrenin memristörün akı bağımlılığını ve bir memristörün sıfırdan geçen sıkıştırılmış frekans bağımlı histeresis döngüsünü gibi davranışlarını taklit edebildiği ve bir performansla çalıştığı da gösterilmiştir.

LDR yüksek frekanslarda kapasitif bir davranış gösteren devre elemanıdır. Benzetimlerde statik ölçümlerden alınan karakteristik kullanıldığından kapasitif etkiler ihmal edilmiştir. Kiloherz (kHz) bölgesindeki çalışma frekanslarına çıkıldıkça bu etkiler benzetim ve deneysel sonuçlar arasındaki hatanın artmasına neden olmaktadır. Bu kapasitif etkilerin LDR içeren optoelektronik tabanlı memristör emülatörlerine eklenmesi ileride ayrı bir çalışma konusu olabilir.

Benzetimlerle karşılaştırıldığında memristörün deneysel histeresis eğrisinin düşük ön gerilimlerde 4. Bölümde verilen sıkıştırılmış balon veya sekiz harfine benzeyen histeresis eğrisinden saptığı görülmüştür. Eşik geriliminin altında

diyotların davranışlarının etkisi yani ters toparlanma köprü diyot akımlarının ve LED eşik geriliminin etkisi yapılan benzetimlerde göz önünde bulundurulmamıştır. Hem benzetimler hem de deneysel sonuçlar öngerilim değerine bağlı olarak ayarlanabilir bir emülatör karakteristiği elde edilebildiğini göstermektedir.

Böyle bir memristör emülatörü memristör tabanlı kaotik devrelerde, osilatörlerde ve başka memristör tabanlı devrelerde kolayca kullanılabilir. Ayrıca, bu emülatör, bir jirator devresi içinde kullanılarak yapılabilen memkapasitör ve memindüktör emülatörlerinde kullanılmaya da uygundur. Bu çalışmada yapılan emülatör devresi LDR'lerin kHz frekanslarında kapasitif etkiler göstermesinden dolayı kHz bölgesinde memristör davranışını incelemek için uygun değildir [42]. Gelecekteki çalışmalarda daha yüksek çalışma frekansları elde etmek için bir LDR yerine fotodiyotlar veya fototransistörler gibi daha yüksek frekanslarda çalışan optoelektronik elemanlar içeren devre elemanları kullanılabilir. Bu çalışmada tasarlanan memristör emülatörü, yapımının kolay olması nedeniyle memristör araştırmalarında kavramları kanıtlamak ve memristör eğitimi için de devre teorisi derslerinde kullanılabilir. Bu memristör emülatörünün devre bağlantılarını değiştirerek farklı belki tek simetriye sahip memristans fonksiyonları da elde edilebilir.

LED diyot köprüsü ile beslenerek öngerilim kullanılarak LED ışığının kesilmesinin yeni LED eşik geriliminin memristör karakteristiğine etkisinin ortadan kaldırılmasına çalışılmıştır. [43]'da CMOS-tabanlı memristör emülatörlerinde kullanılan kondansatörlerin kapasitansının memristör karakteristiğine etkisi incelenmiştir. Benzer şekilde bu emülatörde kullanılan kondansatör ve direnç devre elemanlarının memristör karakteristiğine etkisi de incelenebilir. Burada en büyük karakteristiğe etki eden parametrelerin nonlineer davranış gösteren LED ve LDR parametreleri olacağı umulmaktadır. Duyarlılık analizi de bu emülatörün parametrik analizinde kullanılabilir. Bu memristör kullanılarak yapılabilecek kaotik devrelerin ve osilatörlerin incelenmesini yeni bir çalışma konusu olarak öneriyoruz.

Böyle bir memristör emülatör devresi öğrenci laboratuvarlarında doğrusal olmayan devre elemanı olarak memristörlerle alakalı kavramların öğretilmesi için kullanılabilir. Ayrıca bu emülatör memristör ile alakalı araştırmalarda elinde Known memristör veya ince film memristif sistem olmayan araştırmacılar tarafından memristör veya memristör-tabanlı devrelerin incelenmesinde ve çalışma prensiplerinin ortaya çıkarılmasında kullanılabilir.

[44]'te memristör tabanlı bir Liénard Osilatörü çift memristans fonksiyonu elde etmek için iki tane memristörün ters paralel bağlanmasıyla yapılmıştır. Bu çalışmada yapılan memristör emülatörü öngerilimi yokken yani $V_b = 0 V$ iken çift memristans fonksiyonuna sahip olduğundan bu memristör emülatöründen sadece bir tane kullanarak bir Liénard Osilatörü de yapılabilir. Bu Liénard Osilatörü ayrıca daha farklı bir karakteristiğe sahip olacaktır ve kaotik devrelerin incelenmesinde de kullanılabilir. Son zamanlarda Literatürde memristör tabanlı nöron devreleri çalışmalarında bir artış görülmektedir [45]. Bu yapılan emülatör ayrıca memristör-tabanlı birbiri ile kupajlı nöron devreleri yapımında da kullanılabilir.

7. Kaynaklar

[1] L. O. Chua, "Memristor - The Missing Circuit Element," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. 18, pp. 507-519, 1971.

- [2] L. O. Chua & S. M. Kang, "Memrisive devices and systems," Proc. IEEE, vol. 64, pp. 209-223, 1976.
- [3] S. Williams, "How we found the missing memristor," IEEE Spectrum, pp. 45(12), 28- 35, 2008.
- [4] S. Williams, D. B. Strukov, G. S. Snider & D. R. Stewart, "The missing memristor found," Nature (London), vol. 453, pp. 80-83, 2008.
- [5] Y. V. Pershin and M. Di Ventra, "Memory effects in complex materials and nanoscale systems," Adv. Phys., vol. 60, pp. 145-227, Apr. 01, 2011.
- [6] Y. Pershin, J. Martinez-Rincon & M. Di Ventra, "Memory circuit elements: from systems to applications," Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, 8(3), pp. 441-448, 2011.
- [7] P. Adhikari, M. P. Sah, H. Kim, and L. O. Chua, "Three fingerprints of memristor," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 60, no. 11, pp. 3008-3021, 2013.
- [8] S. Vongehr, X. Meng, "The missing memristor has not been found", Scientific reports, 5(1), 11657, 2015.
- [9] Y. Pershin, M. Di Ventra, "Practical Approach to Programmable Analog Circuits with Memristors", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 57, p.p. 1857 - 1864, 2010.
- [10] L. Chua, "Resistance switching memories are memristors," Appl. Phys. A, vol. 102, pp. 765-783, Mar. 01, 2011.
- [11] T. Prodromakis, C. Toumazou "A Review on Memristive Devices and Applications "Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 17th IEEE International Conference on, pp. 934 - 937, 2010.
- [12] R. Marani, G. Gelao, and A. G. Perri, "A review on memristor applications," International Journal of Advances in Engineering & Technology, 8(3), 294. 2015.
- [13] Bednarz, K. and Garda, B., "Measurement and Modeling of Self-Directed Channel (SDC) Memristors: An Extensive Study", Energies, 17(21), p.5400, 2024.
- [14] Dalmış, C., Mutlu, R., & Karakulak, E., "Existence of Capacitive Effects in a Tungsten-based SDC Memristive System", Electronic Components and Materials, 53(3), 121-135, 2023.
- [15] Parlar, İ., & Almalı, M. N., "Memristör taklit devresi kullanılarak yeni bir işlemsel yükselteç modeli ve faz kaydırmalı osilatör devresine uygulanması", Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 39(3), 1963-1972, 2024.
- [16] Özgüvenç, A., Mutlu, R., Karakulak, E., "Sawtooth signal generator with a memristor", 1st International Conference on Engineering Technology and Applied Sciences, 2016.
- [17] Babacan, Y., Kaçar, F., & Gürkan, K., "A spiking and bursting neuron circuit based on memristor", Neurocomputing, 203, 86-91, 2016.
- [18] M. T. Abuema'atti & Z. J. Khalifa, "A new memristor emulator and its application in digital modulation", Analog Integrated Circuits Signal Processing, pp. 80, 577-584, 2014.
- [19] M. T. Abuema'atti & Z. J. Khalifa, "A continuous-level memristor emulator and its application in a multivibrator circuit", International Journal of Electronics and Communications, pp. 69, 771-775, 2015.

- [20] O. A. Olumodeji & M. Gottardi, “Emulating the Physical Properties of HP Memristor Using an Arduino and a Digital Potentiometer”, In Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 12th Conference on (pp. 1-4), IEEE, 2016.
- [21] R. Mutlu & E. Karakulak, “Mühendislik Eğitiminde Kullanılabilecek Bir Memristör (Hafızalı Direnç) Taklit Devresi”, Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal Mühendisliği 13. Ulusal Kongresi, 2009.
- [22] Gupta, R. K., Choudhry, M. S., Saxena, V., & Taran, S., “A single MOS-memristor emulator circuit”, Circuits, Systems, and Signal Processing, 43(1), 54-73, 2024.
- [23] Ş. Yener & H. Kuntman, “CMOS DDCC Temelli Memristör Gerçekleşmesi ve Kaotik Haberleşme Uygulaması”, ELECO Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Bursa, 2012.
- [24] Yeşil, A., Babacan, Y., & Kaçar, F., “A new DDCC based memristor emulator circuit and its applications”, Microelectronics Journal, 45(3), 282-287, 2014.
- [25] A. I. Hussein & M. E. Fouda, “A simple MOS realization of current controlled memristor emulator”, International Conference on Microelectronics (ICM), p. 1–4, 2013.
- [26] Z. Cam & H. Sedef, “A new floating memristance simulator circuit based on second generation current conveyor”, Journal of Circuits, Systems, and Computers, pp. 26(2), 1750029-1–1750029-15, 2017.
- [27] R. Mutlu & E. Karakulak, “Analog Çarpıcı Kullanılarak Yapılmış Lineer Sürüklenme Hızlı TiO₂ Memristör (Hafızalı Direnç) Taklit Devresi”, In Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO), 2009.
- [28] B. Muthuswamy, “Implementing memristor based chaotic circuits”, International Journal of Bifurcation and Chaos, pp. 20(5), 1335-1350, 2010.
- [29] Güloğlu, A., Yener, Ş. Ç., & Mutlu, R., “A Power Factor Corrector Boost Converter Based Memristor Emulator”, Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 48(2), 803-815, 2024.
- [30] Zakhidov, A. A., Jung, B., Slinker, J. D., Abruña, H. D., & Malliaras, G. G., “A light-emitting memristor”, Organic Electronics, 11(1), 150-153, 2010.
- [31] Wang, T.Y., Meng, J.L., Li, Q.X., He, Z.Y., Zhu, H., Ji, L., Sun, Q.Q., Chen, L. and Zhang, D.W., “Reconfigurable optoelectronic memristor for in-sensor computing applications”, Nano Energy, 89, p.106291, 2021.
- [32] Xue, W., Ci, W., Xu, X. H., & Liu, G., “Optoelectronic memristor for neuromorphic computing”, Chinese Physics B, 29(4), 048401, 2020.
- [33] Hu, L., Yang, J., Wang, J., Cheng, P., Chua, L. O., & Zhuge, F., All-optically controlled memristor for optoelectronic neuromorphic computing. *Advanced Functional Materials*, 31(4), 2005582, 2021.
- [34] Shrivastava, S., Keong, L. B., Pratik, S., Lin, A. S., & Tseng, T. Y., “Fully photon controlled synaptic memristor for neuro-inspired computing”, *Advanced Electronic Materials*, 9(3), 2201093, 2023.
- [35] Wang, X. Y., Fitch, A. L., Iu, H. H., Sreeram, V., & Qi, W. G., “Implementation of an analogue model of a memristor based on a light-dependent resistor”, *Chinese Physics B*, 21(10), 108501, 2012.
- [36] Wang, X., Wang, G., & Wang, X., “Dynamic character analysis of a LDR, memristor-based chaotic system”, *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 23(06), 1450085, 2014.
- [37] Tulumbacı, F., & Mutlu, R., “An optoelectronic-based memristor emulator circuit with a rational memristance function”, *Optoelectronics and Advanced Materials, Rapid Communications*, 2021.
- [38] Arapı, M., Karakulak, E., & Mutlu, R., “A Microcontroller Controlled Optocoupler-Based Memristor Emulator and Its Usage in a Low-Pass Filter”, *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 1-13, 2024.
- [39] Raj, N., Ranjan, R. K., & Khateb, F., “Flux-controlled memristor emulator and its experimental results”, *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 28(4), 1050-1061, 2020.
- [40] Korkmaz, R. T., Mert, O., & Mutlu, R., “Examination of Resistive Switching Energy of Some Nonlinear Dopant Drift Memristor Models”, *Informacije MIDEM: Journal of Microelectronics, Electronic Components & Materials*, 53(4), 2023.
- [41] Arapı, M., & Mutlu, R., “An optocoupler-based Biryukov oscillator design”, *European Journal of Engineering and Applied Sciences*, 6(1), 1-7, 2023.
- [42] Tulumbacı, F., “İşığa bağlı direnç ve led kullanılarak yapılmış bir memristör emülatör devresi”, (Yüksek Lisans Tezi), Namık Kemal Üniversitesi, 2017.
- [43] Köymen, I., Glaros, K. N., & Drakakis, E. M. “Class A and Class AB CMOS-Only Nanopower Memristive Dynamics Emulators.”, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 26(08), 1650127, 2016.
- [44] Çakır, K., “Memristör Tabanlı Bir Liénard Osilatörü Tasarımı”, (Yüksek Lisans Tezi), Namık Kemal Üniversitesi, 2024.
- [45] Altan, M. A., Orman, K., Babacan, Y., & Yesil, A. “Special Memristor and Memristor-Based Compact Neuron Circuit”, *Journal of Circuits, Systems & Computers*, 33(5), 2024.

Etik Kurul Onayı ve Çıkar Çatışması Beyanı

Hazırlanan makalede etik kurul izni alınmasına gerek yoktur. Hazırlanan makalede herhangi bir kişi/kurum ile çıkar çatışması bulunmamaktadır.

Yazar Katkıları

Reşat Mutlu (RM) literatür incelemesi, modelleme, RM, Meltem Apaydın Üstün (MAÜ), Arif Kıvanç Üstün (AKÜ) bilimsel yayının hazırlanması, MAÜ, AKÜ Deneyler, AKÜ benzetimler, RM, MAÜ, AKÜ çalışma konsepti ve tasarım, taslağın oluşturulması, revizyon konularında katkı sağlamıştır.

Özgeçmişler



Arif Kıvanç ÜSTÜN lisans eğitimini 2009 yılında Anadolu Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde, yüksek lisans ve doktora eğitimini de Texas A&M Üniversitesi'nde sırasıyla 2014 ve 2021 yıllarında tamamladı. Halen Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi Çorlu Mühendislik Fakültesinde doktor öğretim üyesi olarak görev yapmaktadır. Araştırma alanları arasında yarı iletken ve MEMS cihaz tasarımı ve fabrikasyonu, ultrasonik ve fotoakustik tahribatsız muayene ve tomografi sistemleri ve çeşitli algılama ve transdüser sistemleri yer almaktadır.



Meltem Apaydın ÜSTÜN, lisans eğitimini 2009 yılında Anadolu Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde tamamladı. Yüksek lisansını Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi ve Texas A&M Üniversitesi'nde sırasıyla 2012 ve 2014 yıllarında ve doktora eğitimini de Texas A&M Üniversitesi'nde 2021 yılında tamamladı. 2022 yılından itibaren Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi Çorlu Mühendislik Fakültesinde doktor öğretim üyesi olarak görev yapmaktadır. Çalışma alanları optimizasyon, iki seviyeli optimizasyon, makine öğrenmesi ve onun yaşam bilimlerdeki uygulamalarıdır.



Reşat Mutlu, 1973 yılında Tekirdağ'da doğdu. Lisans eğitimini Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde, Yüksek lisans ve doktorasını ise Rensselaer Polytechnic Enstitü'de sırasıyla 1998 ve 2004 yıllarında tamamladı. An itibarıyla Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi Çorlu Mühendislik Fakültesi'nde profesör olarak görev yapmaktadır. Çalışma alanları Elektronik sistemlerin modellenmesi, Memristör, Memristif sistemler, Rezistif RAM bellekler, Güç hattı haberleşme sistemleri, Rezistif sinterleme sistemleri ve kablolardır.