



ELEKTRİK-ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ ULUSAL KONGRESİ  
2026

# Bildiriler Kitabı

**14-15 OCAK 2026**  
İSTANBUL KONGRE MERKEZİ



TMMOB  
Elektrik Mühendisleri Odası  
İstanbul Şubesi



# SUNUŞ

Elektrik Mühendisleri Odası İstanbul Şubesi tarafından düzenlenen ve sektörün en prestijli etkinliklerinden biri haline gelen Elektrik – Elektronik Mühendisliği Kongresi (EEMKON), 14-15 Ocak 2026 tarihlerinde İstanbul Kongre Merkezi'nde gerçekleşti.

Akademi, sanayi ve kamu sektörünü buluşturan bu dev organizasyonda; üniversiteler, kamu kurumları, teknoparklar, araştırma merkezleri, özel sektör temsilcileri, meslek odaları, sektör dernekleri ve geleceğin mühendisleri olan öğrenciler bir araya geldi.

İlk kez 2015 yılında düzenlenen ve 2017 ile 2019 yıllarında büyük ilgi gören EEMKON, bugüne dek 10.000'den fazla katılımcıyı ağırlayarak alanındaki en geniş katılımlı ulusal kongre olma unvanını gururla taşıyor.

EEMKON 2026, Elektrik, Elektronik, Haberleşme ve Biyomedikal Mühendisliği alanlarındaki en güncel gelişmeleri mercek altına alıp mesleğimizin ve teknolojinin toplumsal etkilerini konu almıştır.

**ISBN: 978-605-01-1763-9**  
**EMO Yayın No: EK/2026/789**

# Kongre Sekretaryası

Düzenleme Kurulu Başkanı:

**Tayfun İŞBİLEN**

Kongre Sekreteri:

**Önder AL**

## Kongre Yürütme Kurulu

Mahir Ulutaş	EMO
Tayfun İşbilen	EMO
Burak Daşdemir	EMO
Uğur Ateş Koç	EMO
Ulaş Mutlu Yılmaz	EMO
Bülent Özgür	EMO
Nihal Türüt	EMO
Serkan Uğur Bayraktar	EMO
Bilgin Akbal	EMO
Ruken Gültekin	ISKI
Prof. Dr. Aydoğan Özdemir	Kadir Has Üniv.
Prof. Dr. Özgür Özdemir	İTÜ
Prof. Dr. Tülay Yıldırım	YTÜ
Prof. Dr. Belgin Türkay	İTÜ
Süleyman Mert	BBS
Hüseyin Orman	Matriks
Alpaslan Sarıbaş	LS Elektrik
Cengiz Demir	İSKİ
Taner Çıtak	Isttelcom
Ramazan Pektaş	EMO



# Kongre Düzenleme Kurulu

TAYFUN İŞBİLEN	NURSEMİN YILDIZ	NEYLAN BİLİR
BÜLENT YILMAZ	YILMAZ GÜNDOĞAN	FEHİME ERKAYA
NEDİM BİNGÖL	CEYLAN AKAT	PAŞA ARI
FERRUH İSKENDEROĞLU	RUKEN ESMER	İLTER VERİM
ÖNDER AL	RUKEN GÜLTEKİN	BÜLENT ALABAŞ
ETHEM ERKOÇ	MUSTAFA ARI	SİMAY SARIKAYA
UĞUR ATEŞ KOÇ	ÖMER DOĞAN	EVREN DEĞİRMENÇİ
MUHAMMED RAUF ŞEHİR	AYDOĞAN ÖRGÜN	BARIŞ ÜNLÜ
MAZLUM KAPLAN	ÖZGÜR YAKIŞAN	ADNAN KORKMAZ
BİLGİN AKBAL	ÇİĞDEM GÜNDOĞAN TÜRKER	ALİ HAKAN EVEREKLİ
BURAK DOĞAN	CAN İNCEBİYİK	AZİZ FATİH MÜJDE
MEHMET CÖMERT	İBRAHİM AKSÖZ	BURAK DAŞDEMİR
BEYZA ÇELİK DEMİRCİOĞLU	EMRULLAH ÇEVİRME	HANSEL ÖZGÜMÜŞ
OGÜN SİY	CEMRE YUSUF CİBAROĞLU	HASAN DALKIRAN
DAĞISTAN BEKİROĞLU	SÜLEYMAN SIRDAŞ KARABOĞA	ÖZGÜR SERTAÇ GÜNEY
NİHAL TÜRÜT	ALİ EKBER ÖZDEMİR	MÜSLÜM CAN ÖZATA
FATMA RANA ARIBAŞ	AHMET ÇAKIR	MAHİR ULUTAŞ
HÜSEYİN YEŞİL	ASUMAN GÜLAY YILDIRIM	ALAATTİN ALİ YOLCU
F. KEMAL ÖZOĞUZ	ERDEM SOLMAZ	RAMAZAN PEKTAŞ
GAZİ İPEK	GİZEM NUHOĞLU	ENDER KELLEÇİ
SAADET NURUİLAH GÜLEÇ	LEVENT TEKGÖZ	MEHMET MAZMANOĞLU
SALİH BERKAN ATEŞ	MAHMUT ÇELİK	BÜLENT ÖZGÜMÜŞ
SERKAN UĞUR BAYRAKTAR	MİZGİN DAĞ	EKREM GÜLTEKİN
HÜSEYİN ORMAN	MUSTAFA AKKUŞ	HAKKI OCAKAÇAN
MEHMET KARADURAK	MUSTAFA GÜNEŞ	HATİCE GEYİK
MURAT GÜNDÜZAY	ORHAN DURNA	CEM KÜKEY
NİHAT DERELİ	PROF. DR. BELGİN TÜRKAY	CEMİL KOCATEPE
GÖKHAN SERDAR ÖZCANLAR	PROF. DR. ÖZCAN KALENDERLİ	HAYRİ AYDIN
MUSTAFA AKÇAKAYA	BARIŞ KILINÇ	PINAR HOCAOĞULLARI
EGEMEN KILIÇ	İHSAN ÜNAL	ÖZKAN KARATAŞ
ENES YILMAZER	MELİS SARAÇOĞLU	BÜLENT ÖZGÜR
EMRAH EKMEKÇİ	ÖZCAN ALTUNKAYA	DOÇ. DR. MEHMET AKİF ŞENOL
ERDENER İLDİZ	ÖZGE AYKAN	DOÇ. DR. FİGEN ÖZEN

# Kongre Bilim Kurulu

Prof. Dr. Özcan Kalenderli	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Ömer Usta	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Mustafa Bağrıyanık	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Belgin Turkay	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Lale Tükenmez Ergene	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Ece Olcay Güneş	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. E.Mete Ekşioğlu	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Mehmet Turan Söylemez	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Volkan Sezer	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Serdar Özoğuz	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Ali Yapar	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Funda Akleman Yapar	İstanbul Teknik Üniversitesi
Dr. Filiz Gürkan Gölcük	İstanbul Medeniyet Üniversitesi
Prof. Dr. Bilge Günsel	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Tufan Kumbasar	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Müştak Erhan Yalçın	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Sıddıka Berna Örs Yalçın	İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Mustafa Berke Yelten	İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Onur Ergen	İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Mehmet Onur Gülbahçe	İstanbul Teknik Üniversitesi
Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Tahir Sandikkaya	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aydoğan Özdemir	Kadir Has Üniversitesi
Prof. Dr. Timur Aydemir	Kadir Has Üniversitesi
Doç. Dr. Oğuzhan Ceylan	Kadir Has Üniversitesi
Prof. Dr. Bilgin Metin	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Oğuzhan Çiçekoğlu	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Tülay Yıldırım	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. A. Faruk BAKAN	Yıldız Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Bülent Bolat	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Şeref Naci Engin	Yıldız Teknik Üniversitesi
Dr. Öğr. Üyesi N. Özlem Ünverdi	Yıldız Teknik Üniversitesi
Dr. Öğr. Üyesi Ayşe Kübra TATAR	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Fırat Kaçar	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Prof. Dr. Yasin Özcelep	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Doç. Dr. Salih Bayar	Marmara Üniversitesi
Doç. Dr. Deniz Özenli	Milli Savunma Üniversitesi
Prof. Dr. Muhammet Uzuntarla	Gebze Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Engin Afacan	Gebze Teknik Üniversitesi
Dr. Öğr. Üyesi Beren Semiz	Koç Üniversitesi
Doç. Dr. Hüseyin Özkan	Sabancı Üniversitesi
Prof. Dr. Arif Ergin	Bahçeşehir Üniversitesi
Doç. Dr. Cenk Demiroğlu	Özyeğin Üniversitesi
Doç. Dr. Figen Özen	Yıldız Teknik Üniversitesi

# İÇİNDEKİLER

## EEMKON 2026 Akademik Bildiriler

<b><u>Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Yay Tipi Rotor Kutuplarının Moment Performansına Etkilerinin İncelenmesi</u></b> (Emrah Çetin, Cüneyt Ceyhan, Murat Erhan Balcı, Oktay Karakaya)	9
<b><u>PII’De Üç Ve Beş Kademeli Vco Karşılaştırması</u></b> (Mirza Yüce, Ramazan Köprü)	13
<b><u>Optimizing Resistive Losses in Transmission Systems Via Voltage Level Selection</u></b> (Asaf Varol, Kendall D. Standridge Monroe)	20
<b><u>Türkiye Rüzgar Enerjisi Potansiyelinin Olasılık Dağılım Modelleriyle Bölgesel Analizi</u></b> (Ali Orhan, Kürşat Ayan, Mohammed Vadi)	26
<b><u>5G Ekipman Kimlik Kayıt Yazılımı</u></b> (Kadir Cem Özdemir, Rafet Akdeniz)	31
<b><u>Fpga Tabanlı Batarya Yönetim Sisteminde Gerçek Zamanlı Soc (State Of Charge) Tahmini</u></b> (Yakup Gokcekuyu, Mehmet Demirtaş)	35
<b><u>Atık Kızartma Yağlarının Isıl Değerlerinin Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi ile Tahmini</u></b> (Uğur Özveren, Dicle Eren)	40
<b><u>Doğrulanmış Ragone Parametrelerini Kullanarak Ticari Pil Teknolojilerinin Elektrokimyasal Performans Karakterizasyonunun Yapılması Ve Makine Öğrenmesi Sınıflandırması</u></b> (Uğur ÖZVEREN, Dicle EREN)	45
<b><u>Akı Anahtarlama Sabit Mıknatıslı Makinelerde Eşit Olmayan Stator Diş Ucu Genişliklerine Dayalı Bir Optimizasyon Uygulaması İle Elektromanyetik Moment Performansının Artırılması</u></b> (Başak Tepretmez)	51
<b><u>Akıllı Şehirlerde Trafik Güvenliği: Dağıtık Ve Olay Tetiklemeli Rampa Denetimi</u></b> (Onur Cihan)	56
<b><u>Soft Switching Single Phase Inverter Design For 160Kva Ups</u></b> (Fevzi Zengin, Hasan Kelebek, Ahmet Faruk Bakan)	62
<b><u>Sensör Tabanlı Manyetik İmza Analizi İle Erken Arıza Tespit Sistemi</u></b> (Alperen Sarı, Ali Osman Sarnık)	67
<b><u>Havacılıkta Elektriksel Bağlantı Donanımlarının Ağırlık Optimizasyonu İle Yakıt Ve Maliyet Verimliliğinin Artırılması</u></b> (Zeki Şen)	71
<b><u>Elektrikli Araç Batarya Termal Yönetim Sistemlerinde Pıd Ve Kural Tabanlı Kontrol Sistemlerinin Enerji Verimliliği Karşılaştırması</u></b> (Oğuz Alper İsen, Emin Cantez, Eren Güven)	75
<b><u>Performans Testi Metriklerini Kullanarak Bağlamsal (Context-Aware) Cpu Ve Ram Kullanım Tahmini</u></b> (Önder Özçam, Yıldırım Yalman)	79
<b><u>Düşük Doz Bt Görüntülerinin Pix2Pix-Wgan-Gp Tabanlı Derin Öğrenme İle İyileştirilmesi</u></b> (Serhan Ege Çayırıcı, Şinasi Onuralp Akkurt, Koray Aki)	83
<b><u>Çok Noktalı Dijital Sıcaklık Sensör Ağı İle Akıllı Btms Monitorizasyon Sistemi</u></b> (EMİN CANTEZ, Oğuz Alper İsen)	87
<b><u>Dağıtım Transformatörlerinde Yan Yana Ve Üst Üste Sarım Metotlarının %Uk Performanslarının Karşılaştırılması</u></b> (Muhammed Furkan TEPE, Cemil OCAK)	90

# İÇİNDEKİLER

## EEMKON 2026 Akademik Bildiriler

<b>Bldc Ve Step Motor Tahrikli Adaptif Gergi Kontrol Sistemi: Süperiletken Tel Sarımı Uygulaması</b> (Soner Tokçalar, Berkan Emre İnce, Yasin Karan)	94
<b>Discrete Orthonormal Stockwell Transform Approach For Detecting Smart Grid Power Quality Events</b> (Mohamad Wakas Saad, Turgay Yalçın)	98
<b>Yüz Felcinden Kaynaklanan Asimetrisinin Giderilmesi İçin Gan Tabanlı Yüz Rekonstrüksiyon Modeli</b> (Tuğçe Adışen, Koray Aki)	105
<b>Güvenli Sürüş Kaskı</b> (Hüseyin Öztürk, Kerem Kalfa, Ali Çetinkaya, Ercan Aykut)	109
<b>İki Kanallı Baseband I/Q Sinyal Sınıflandırması İçin Hafif Derin Öğrenme Modellerinin Fpga Odaklı Uygulanması</b> (Sedat Aktaş)	119
<b>Kaynak Kısıtlı Mobil İot Cihazlarında Blok-Zincir Entegrasyonunun Uygulanabilirlik Etüdü Ve Donanım Kaynak Analizi</b> (Burak Cebesoy, YILDIRAY YALMAN)	124
<b>Developing A Robotic System For Rescue And Medical Intervention</b> (Wisam Elmasry, Semih Apaydın)	129
<b>Hava Çekirdekli Reaktörler Etrafında Oluşan Manyetik Alanların Sonlu Elemanlar Yöntemi İle Hesaplanması Ve İçin Sınır Değerleri İle Karşılaştırılması</b> (Yunus Berat Demirel, Bora ALBOYACI, Mehmet Aytaç Çınar, Rukiye B.aymaz)	138
<b>Pv-Te Hibrit Sisteminin Fizibilitesi, Türkiye'Nin Farklı Lokasyonlarında Gerçek Termoelektrik Modül Performans Sonuçlarıyla Performans Analizi</b> (Selçuk Bulat)	144
<b>Sol Ventrikül Destek Pompası İçin Eksenel Akıllı Bldc Motorunun Tasarımı, Optimizasyonu Ve İmalatı</b> (Ömer Melih Şencan, Murat Alıcı, Doğukan Karataş, Fatmatüzzehra Uçal, Kamuran Kadipasaoglu)	150
<b>Cardinet: Derin Öğrenme Tabanlı Kardiyak Mr Görüntüsünün, Yetersiz Örneklenmiş K-Uzay Verilerinden Yeniden Yapılandırılması</b> (Oğuzhan Atuk, Mertcan Özdemir, Osman Eroğul)	154
<b>Sürücüsüz Bir Metro Aracında Apu Güç Tüketiminin Zamana Bağlı Analizi Ve Yolcu Yoğunluğu Etkisinin Değerlendirilmesi</b> (Sinem Sultansu, Emine Aydın Öner, Ömer Uzunoğul, Nevzat Bayrak, Ferhat Acar)	157
<b>Kardiyak Mr Görüntü Sentezi İçin Asimetrik Dikkat Artırılmış Difüzyon Modelleri</b> (Mertcan Özdemir, Osman Eroğul)	161
<b>Üç Fazlı İki Seviyeli Şebekeye Bağlı Bir Eviricinin Arıza Sırasında Şebekede Kalma Yeteneğinin İyileştirilmesine Yönelik Kontrol Tasarımı Ve Doğrulaması</b> (Necmettin Toprak, Erhan Demirok)	164
<b>Impact Of Tf-Idf Vectorization On Deep Neural Networks For Diabetes Diagnosis</b> (Erhan Tiryaki)	169
<b>Rüzgâr Enerjisi Santrallerinin Şebeke Entegrasyonu: Şebeke Kodu Gereksinimleri, Kısıtlar Ve Gelecek Eğilimler</b> (Kemal Onur Özcan, Engin Karatepe)	174
<b>Akıllı Evlerde Enerji Verimliliğinin İyileştirilmesi İçin Anomali Tespiti Ve Enerji Tüketimi Kestirimi</b> (Turan Alptug Türkmen, Zuhâl Can)	180

# İÇİNDEKİLER

## EEMKON 2026 Akademik Bildiriler

<b><u>Bir Arge Merkezi İçin Sürdürülebilirlik Odaklı Teknoloji Yol Haritasının Hazırlanması</u></b> (Esmâ Sönmez, Mehmet Avni Berk, Han Cicimen)	<b>187</b>
<b><u>Biyokütlerin Termokimyasal Özelliklerini Tahmin Etmekte Ensemble Algoritmalarının Kullanımı</u></b> (Uğur Özveren, Sahragul Charyyeva)	<b>188</b>
<b><u>Katı Elektrolit Ara Yüzey Büyümesi Ve Lityum Kaplama Kinetiği Dikkate Alınarak Hızlı Şarj Süresinin Genetik Algoritma İle Optimize Edilmesi</u></b> (Uğur Özveren, Sahragul Charyyeva)	<b>195</b>
<b><u>Modüler, Kompakt Ve Versatil Bir Kardiyovasküler Sistem Hibrit Benzetim Devresi Geliştirilmesi</u></b> (Şeyma Özçelik, Arda Canbaş, Ece Su Özmen, Dilara Hanife Çalışkan, İlke Tunçel, Ahmed Alhajyounis, Mert Yigit, Aras TUNALI, Kamuran Kadipasaoglu)	<b>201</b>

# Investigation of Torque Performance Enhancement by Using Rotor Pole and Stator Teeth Modifications in Frameless BLDC Motors

Emrah Çetin<sup>1</sup>, Cüneyt Ceyhan<sup>2</sup>, Murat Erhan Balci<sup>3</sup> and Oktay Karakaya<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Tarsus University, Dept. of Electrical and Electronics Eng., Mersin, Türkiye  
emrahcetin@tarsus.edu.tr

<sup>2</sup>R&D Center of ISBIR Electric Co., Balıkesir, Türkiye  
cuneytceyhan@isbirelektrik.com.tr

<sup>3</sup>Balıkesir University, Dept. of Electrical and Electronics Eng., Balıkesir, Türkiye  
mbalci@balikesir.edu.tr

<sup>4</sup>Balıkesir University, Bigadic VS, Balıkesir, Türkiye  
karakaya@balikesir.edu.tr

## Abstract

This study aims to improve the torque performance of a three-phase, 140 mN·m, 350 rpm, 24-slot, 20-pole frameless brushless direct current (BLDC) motor designed for use as an industrial actuator. The torque performance improvement is achieved via the optimization of the permanent magnet arc shape and stator tooth shoe geometry. A comparative performance evaluation is conducted for the initial and optimized motor designs in terms of average torque, torque ripple, cogging torque, and back-electromotive force (back-EMF). The analysis results show that the optimized design provides significant reductions in torque ripple of approximately 78.4% and cogging torque of 80% compared to the initial design. Although the average torque of the optimized motor decreases by 12.5% compared to the initial design, it is only 3.6% lower than the desired torque value of 140 mN·m. Furthermore, the optimized design has a back-EMF waveform much closer to a sinusoidal shape.

## 1. Introduction

A frameless motor is an electrical machine consisting solely of a stator and rotor, and it operates by being directly integrated into the system in which it is used, without the need for a shell, shaft, or bearings [1]. There are brushed and brushless types of frameless permanent magnet motors [2]. Additionally, these machines can be implemented with either an internal [3] or an external [4] rotor, similar to traditional permanent magnet machines. However, in modern applications such as gimbal systems [3] and robot joints [5, 6], brushless types with inner rotor structure are generally preferred.

Frameless motors have several advantages, such as high torque density, high efficiency, lightweight, compact design, and high overload capacity [1, 5]. Due to their high torque density, they are also called frameless torque motors [2, 5, 7]. On the other hand, in sensitive system applications, achieving desired high torque levels with a low torque ripple magnitude in frameless motors is a significant design issue [4, 5].

As a result, several studies aim to reduce the cogging torque and/or torque ripple while providing the desired torque level [1, 4-6, 8]. It is seen from these studies that the optimization of rotor pole shape, stator tooth structure, the pole-slot matching and fractional-slot configurations can be employed for the torque performance improvement. Besides motor design strategies,

torque ripple in permanent magnet motors can also be mitigated using control-based methods [9].

This study investigates the enhancement of torque performance in a three-phase, 24-slot, 20-pole frameless brushless direct current (BLDC) motor with rated torque and speed values of 140 mN·m and 350 rpm. For this aim, first, the initial design of the machine is modeled in the Ansys Maxwell environment using the Finite Element Method (FEM) [10]. Secondly, the torque ripple, cogging torque, average torque, back-EMF and magnetic flux density are simulated by using the model. Subsequently, the optimization of the permanent magnets (PMs) shape and stator tooth shoe geometry is considered to minimize the cogging torque and torque ripple. In this paper, Section 2 introduces the studied frameless BLDC motor structure, Section 3 outlines the optimization methodology used, and Sections 4 and 5 present the analysis results and the main conclusions.

## 2. Studied Frameless BLDC Motor Structure

In this study, the torque performance enhancement of the frameless BLDC motor design, of which 2D and 3D views are shown in Fig. 1, is investigated. Its main parameters and ratings are given in Table 1. The motor is a three-phase machine driven by an inverter supplied from 28 V DC bus. It can be operated at 1100 rpm under no-load and 350 rpm under rated-load conditions and produces a rated torque of 140 mN·m. Additionally, the stator has 24 slots, and the rotor has 20 poles.

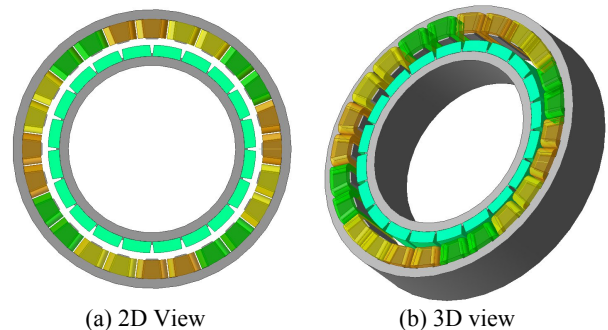


Fig. 1. (a) The 2D and (b) 3D views of the studied frameless BLDC motor.

**Table 1.** The main parameters and ratings of the studied frameless BLDC motor.

Parameter	Value
Number of stator slots	24
Number of rotor poles	20
Number of phases	3
No-load speed	1100 rpm
Rated speed	350 rpm
Rated DC supply voltage	28 V
Rated torque	140 mN-m

The stator of the considered machine is composed of a laminated electrical steel core with concentrated windings, impregnated to enhance thermal conductivity and mechanical rigidity. It is dimensioned to be press-fitted or bonded directly into the actuator housing. This enables efficient heat dissipation to the surrounding structure. Its rotor comprises a high-strength hub carrying partly buried PMs, secured using non-magnetic retaining sleeves to withstand high rotational speeds and dynamic loads.

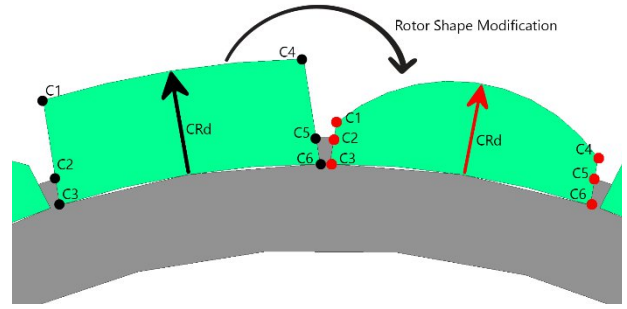
### 3. Optimization Methodology

In this study, firstly the above-introduced frameless BLDC motor design is modeled in the ANSYS Maxwell environment, as shown in Fig. 1. Secondly, FEM-based simulations are performed to determine the machine's performance parameters such as torque ripple, cogging torque, average torque, back-EMF and magnetic flux density. Finally, these performance parameters are improved by optimizing the arc shape of the PMs and the stator tooth shoe geometry.

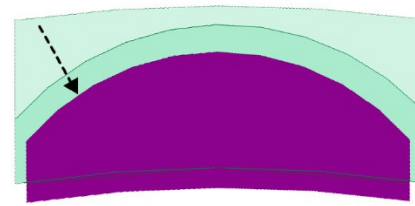
It should be noted here that mechanical factors, related to compact and highly integrated designs, can contribute to torque ripple in frameless BLDC motors. However, this study aims to reduce the magnitude of torque ripple arising from the electromagnetic structure of the machine. Two well-known approaches to mitigate torque ripple and cogging torque are the optimization of the stator tooth geometry and the shape of the PMs. Therefore, in this study, to improve torque performance, stator tooth shoe geometry and PMs shape are considered as design parameters to be optimized.

#### 3.1. Shape Optimization of PMs

The initial and modified shapes of the PMs are shown in Fig. 2. Moreover, during the optimization process, the sides of the modified PM shape are considered symmetrical to simplify the production of the prototype machine. Accordingly, the dimensional parameters (C1, C4 and CRd) of the PMs are treated as design variables in the optimization problem. As a result, the optimized PM shape is obtained as shown in Fig. 3.



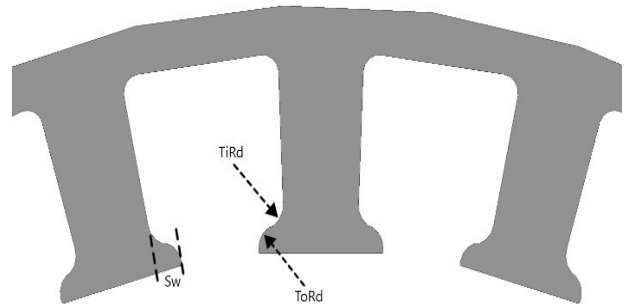
**Fig. 2.** Rotor pole shape modification.



**Fig. 3.** Optimized shape of the PMs.

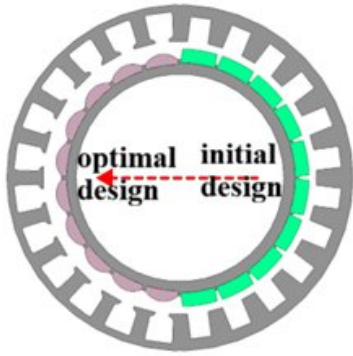
#### 3.2. Shape Optimization of Stator Tooth Shoe

To improve the torque performance of the modeled machine, three parameters ( $Sw$ ,  $TiRd$  and  $ToRd$ ) of the stator tooth shoe geometry, illustrated in Fig. 4, are optimized. Note that  $Sw$  is the tooth shoe width,  $TiRd$  and  $ToRd$  denote the radii of the arc shape of the stator tooth shoe.



**Fig. 4.** Modification of stator tooth shoe.

Fig. 5 shows the difference between the optimal design obtained using the above-mentioned methodology and the initial design.

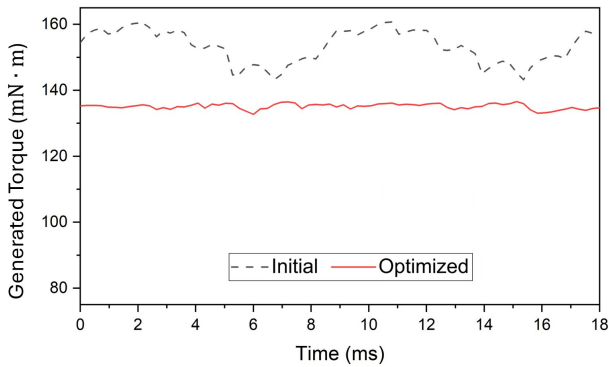


**Fig. 5.** The transformation of the machine geometry from the initial design to the optimized design.

#### 4. Analysis Results

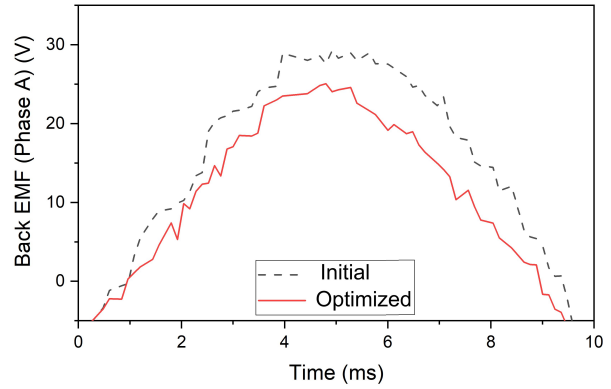
In this section, it is aimed to present a comparative performance evaluation of the initial and optimized designs of the studied frameless BLDC motor. For this aim, in the analysis, average torque, torque ripple, cogging torque, back-EMF, and the magnetic flux distribution across the machine geometry are considered.

At the rated speed of 350 rpm, the instantaneous torques generated by both designs are plotted in Fig. 6. This figure shows that the torque ripple of the optimized design is significantly reduced compared to the initial design. Meanwhile, it should be noted that a reduction in the average torque is observed in the optimized design. The percentage values of the average torque decrease and the ripple mitigation compared to the initial one are 12.5% and 78.4%, respectively. However, the average torque of the optimized design is 135 mN·m, and it is close to the desired torque value of 140 mN·m.



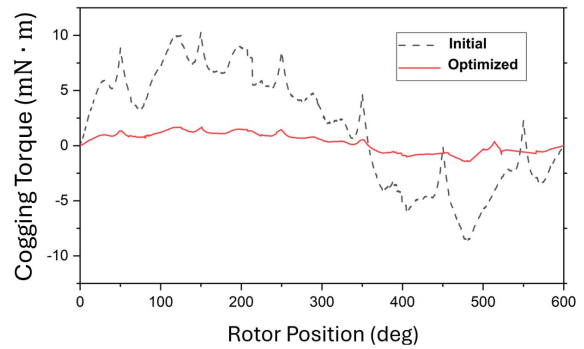
**Fig. 6.** Instantaneous torques generated by the initial and optimized motor designs.

In addition to that, for the rated speed, the waveforms of the back-EMF of both designs over a half cycle are plotted in Fig. 7. It can be mentioned from this figure that the back-EMF waveform of the optimized design is much closer to a sinusoidal form.



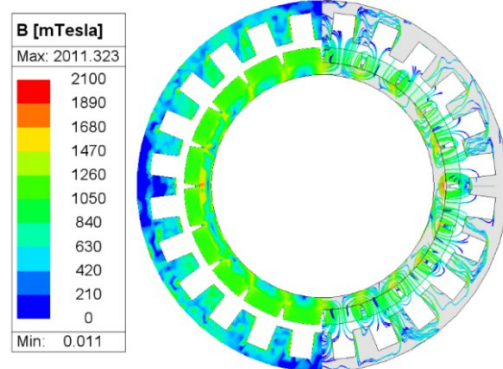
**Fig. 7.** Back EMF waveforms at 350 rpm for initial and optimized designs.

Fig. 8 shows the variation of the cogging torque of two designs in terms of the rotor angle. One can see from this figure that the cogging torque of the initial design oscillates nearly between -10 and 10 mN·m and that of the optimized design is between -2 and 2 mN·m. From these numerical results, it can be stated that the optimized design provides approximately an 80% reduction in the peak-to-peak cogging torque compared to the initial design.

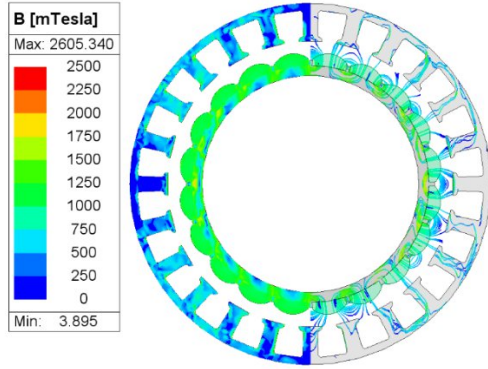


**Fig. 8.** Variation of the cogging torque of the initial and optimized designs according to the rotor position.

The magnetic flux density distributions and magnetic flux lines obtained for the initial and optimized designs are given in Figs. 9 and 10, respectively.



**Fig. 9.** Magnetic flux density and flux lines of the initial design.



**Fig. 10.** Magnetic flux density and flux lines of the optimized design.

It can be seen from Fig. 9 that the magnetic flux density in the initial design generally does not exceed 1.47 T. Additionally, Fig. 10 shows that it does not generally exceed 1.75 T in the optimized design. Both magnetic flux density values are below the knee point of the B-H curve of the employed magnetic material. Thus, it can be mentioned that neither machine design operates in the magnetic saturation for the rated loading and supply conditions.

## 5. Conclusions

In this study, the torque performance of a frameless BLDC motor designed for industrial actuator applications is improved by optimizing the arc shape of PMs and geometry of stator tooth shoe. Additionally, average torque, torque ripple, cogging torque, back-EMF, and the magnetic flux distribution across the machine geometry are comparatively evaluated for the initial and optimized designs.

The following conclusions can be drawn from the comparative analysis results:

- Torque ripple and cogging torque values are reduced by approximately 78.4% and 80% in the optimized design compared to the initial design.
- The average torque of the optimized design decreases by 12.5% compared to the initial design. However, the obtained torque is only 3.6% lower than the desired torque value of 140 mN·m.
- In the optimized design, the waveform of the back-EMF is much closer to a sinusoidal form.
- Finally, both designs do not operate in magnetic saturation for the rated speed and supply voltage conditions.

In the authors' future work, a prototype of the optimized machine will be manufactured, and the simulation-based results will be validated experimentally.

## 6. References

- [1] K. Guo *et al.*, "Design and analysis of a permanent magnet frameless motor," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 3124–3134, Jun. 2024.
- [2] S. K. Pal, "Comparative study of the design and manufacturing processes of electrical motors with low and high energy permanent magnets," *Sixth Int. Conf. on Electr. Machines and Drives*, Oxford, UK, 1993, pp. 339-346.
- [3] S. Arslan and I. Iskender, "Design of frameless gimbal motor for UAV applications," *IJTPE*, vol. 14, no. 1, pp. 142–148, Mar. 2022.
- [4] F. Xie *et al.*, "Multi-objective optimization design of external rotor permanent magnet synchronous motor for robot arm," *J. Mech. Sci. Technol.*, vol. 38, no. 2, pp. 803-814, Feb. 2024.
- [5] J. Liu *et al.*, "Torque ripple suppression of permanent magnet brushless DC frameless torque machine," *IEEE 6th SCEMS*, HuZhou, China, 2023, pp. 1-6.
- [6] G. Xibin *et al.*, "Performance analysis of frameless motors for robots," *22nd ICEMS*, Harbin, China, 2019, pp. 1-4.
- [7] X. Liu *et al.*, "Analysis of eddy current losses and stresses in high-speed permanent magnet synchronous motors with frameless torque," *PIER B*, vol. 109, pp. 57–67, Nov. 2024.
- [8] A. Liu, F. Meng and H. Hu, "Deep neural network-based electromagnetic analysis and optimal design of fractional-slot brushless DC motor for high-torque robot joints," *3rd ICEEMT*, Nanjing, China, 2023, pp. 715-719.
- [9] C. A. Lopez *et al.*, "A review of control methods for PMSM torque ripple reduction," *XIII ICEM*, Alexandroupoli, Greece, 2018, pp. 521-526.
- [10] ANSYS Inc., "ANSYS Maxwell low-frequency EM field simulation," ANSYS Maxwell product page, 2025. [Online]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell#tab1-3> (Accessed: Dec. 2025).

# PLL'de Üç ve Beş Kademeli VCO Karşılaştırması

## A Comparison of Three and Five Stage VCO in PLL

<sup>1</sup>Mirza Yüce, <sup>2</sup>Ramazan Köprü

<sup>1</sup>Electrical-Electronics Eng. Dept., Isik University, Şile Campus/ İstanbul, Türkiye [mmirza225@gmail.com](mailto:mmirza225@gmail.com)

<sup>2</sup>Electrical-Electronics Eng. Dept., Isik University, Şile Campus/ İstanbul, Türkiye [ramazan.kopru@isikun.edu.tr](mailto:ramazan.kopru@isikun.edu.tr)

**Abstract —**

**Aim:** With the continuous advancement of wireless communication technologies and the increasing processing speed of modern systems, the demand for stable and noise-resilient frequency control has become crucial. This study aims to design, simulate, and analyze an untuned analog Phase-Locked Loop (PLL) circuit in order to evaluate the intrinsic stability of Voltage-Controlled Oscillators (VCOs) with different stage configurations.

**Method:** The complete PLL—consisting of a Phase and Frequency Detector (PFD), Charge Pump (CP), Low-Pass Filter (LPF), and VCO—was implemented at the MOSFET level using the SKY130 nm CMOS process in the Ngspace and Xschem simulation environments. Four ring-oscillator-based VCOs were designed: a three-stage and a five-stage configurations. The circuits were intentionally left untuned to observe their natural frequency and phase-locking behavior without optimization.

**Findings:** Simulation results show that the three-stage and five-stage VCOs achieve oscillation frequencies around 1 GHz under nominal operating conditions. Despite its narrower frequency range, the five-stage VCO exhibited lower phase noise and a smoother sinusoidal waveform, indicating enhanced loop stability.

**Conclusion:** The study demonstrates that increasing the number of VCO stages improves stability by raising the quality factor (Q), although it reduces operational speed and bandwidth. Consequently, the PLL incorporating the five-stage VCO provides superior phase-locking stability, making it more suitable for applications that prioritize precision over tuning range.

**Keywords —**PLL, Analog PLL, Charge Pump, Phase and Frequency Detector, Low-Pass Filter, VCO, Ring VCO.

## I. INTRODUCTION

A phase-locked loop (PLL) is a feedback-based system designed to maintain a constant and continuous phase relationship with a given reference signal [1]. Depending on their implementation, PLLs are generally classified into three types: analog, digital, and all-digital architectures [2]. They are widely used as clock generation circuits in processing systems such as microcontrollers (MCUs) and are also employed for both phase modulation and demodulation tasks. Within communication systems—particularly at high frequencies—PLLs play a critical role in minimizing phase errors and recovering distorted signals in noisy environments. In the context of analog PLLs (APLLs), the overall system structure is shown in *Figure 1*. A typical APLL includes a phase detector (PD) or phase-frequency detector (PFD)—or, in some cases, a mixer—that compares the input and feedback signals [3]. The

resulting control signals are then processed by a charge pump (CP), which helps to minimize phase differences by combining the UP and DOWN signals. The charge pump output is filtered through a low-pass filter (LPF), after which the voltage-controlled oscillator (VCO) generates an output frequency corresponding to the input reference, achieving a locked phase condition. Finally, a feedback divider, typically implemented as an N-integer or N-fractional element, returns the signal to the PD/PFD or mixer, completing the feedback loop.

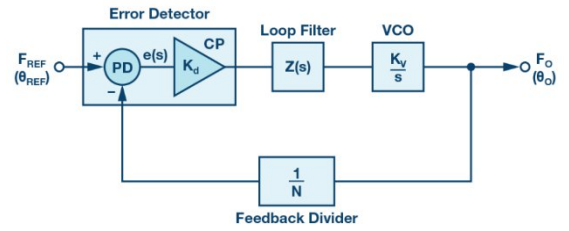


Figure 1. APLL System Demonstration [9]

In this study, the Phase Detector (PD), Charge Pump (CP), Low-Pass Filter (LPF), Voltage-Controlled Oscillator (VCO), and Divider circuits were designed and simulated using the SKY130 nm CMOS process library within the Xschem and Ngspace simulation environments. The circuits were intentionally not tuned to a specific target frequency in order to evaluate the inherent stability characteristics of the VCOs under untuned conditions. It is observed that, through proper PLL tuning and parameter optimization, the circuit can achieve faster locking behavior and enhanced overall stability, confirming the adaptability of the proposed design approach.

## II. PHASE-FREQUENCY DETECTOR

A phase-locked loop (PLL) must be capable of detecting and capturing the input signal to ensure proper synchronization within the system. This detection is typically achieved through a Phase Frequency Detector (PFD), Phase Detector (PD), or, in some configurations, a mixer that compares the phase and frequency of the input and feedback signals. It is worth noting that digital phase detectors are often preferred in modern PLL implementations, as they generally provide enhanced performance in suppressing harmonics and improving linearity [4, pp.166–205]. However, conventional PDs exhibit certain limitations when processing short-duration pulses, as they may

fail to activate the charge pump (CP), leading to a region of insensitivity known as the dead zone, illustrated in *Figure 2*. This dead zone prevents the system from correcting small phase differences, thereby degrading loop accuracy and stability. To mitigate this issue, a delay element is commonly inserted into the reset path, ensuring that the PD can properly respond to narrow input pulses and eliminating the dead-zone region.

Moreover, PDs are inherently insensitive to input duty-cycle variations, and during the reset period, they are unable to respond to phase changes. This behavior can cause the feedback loop to move momentarily in the wrong direction, introducing additional phase error. To counteract this effect, the acquisition time of the PLL can be increased while limiting the maximum operating frequency, thereby improving the robustness and locking reliability of the loop [5].

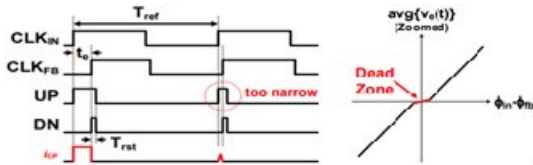


Figure 2. The example of Charge Pump not triggered and Dead Zone [5]

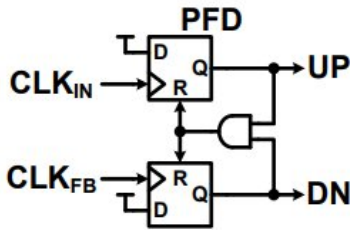


Figure 3. Demonstration of PFD [5]

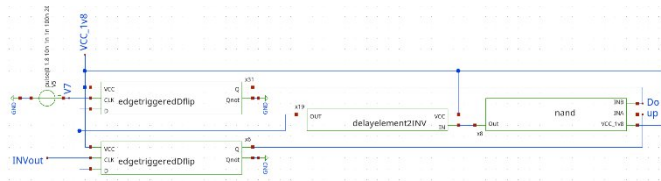


Figure 4. Application of PFD

An edge-triggered D flip-flop (DFF)-based Phase Frequency Detector (PFD) was designed as part of the proposed PLL architecture. A simplified schematic of the PFD is presented in *Figure 3*, illustrating its fundamental operation. However, as observed in *Figures 4* and *5*, the circuit required the inclusion of additional delay elements to correct timing imbalances caused by the excessive switching speed of the NAND gates. These high-speed transitions can lead to undesired pulse overlaps, resulting in asymmetrical signal propagation between the UP and DOWN outputs. To address this issue, CMOS inverters were introduced as controlled delay elements, effectively compensating for the timing skew and ensuring proper synchronization between the two output branches. This modification stabilizes the PFD’s

operation and maintains the correct phase comparison relationship, allowing the subsequent charge pump (CP) stage to respond accurately to phase and frequency deviations.

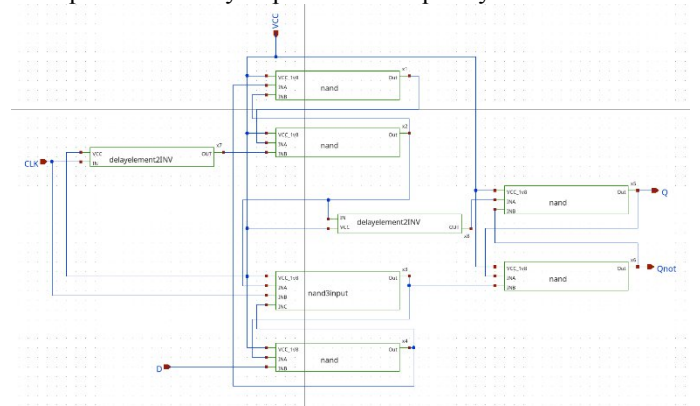


Figure 5. Inside of Edge-Triggered D-flipflops

### III. CHARGE PUMP

The Charge Pump (CP) operates as a switching circuit controlled by the three output states of the Phase Frequency Detector (PFD) [4]. Its primary function is to combine the UP and DOWN control signals—sometimes referred to as “Do” and “Up” in earlier literature [6]—to generate a dynamic control voltage that inherently contains multiple harmonic components. The CP plays a key role in accelerating the phase-locking process of MOSFET-based PLLs, which is critical for achieving high-efficiency and fast-response operation. By directly sourcing and sinking current according to the PFD output, it enables rapid voltage adjustments at the loop filter node, thereby improving lock time and enhancing the overall frequency stability of the system. Compared with non-charge-pump PLL architectures, CP-based designs exhibit faster convergence, better linearity, and reduced phase error. Moreover, the charge pump contributes to false-lock prevention and can, in certain implementations, provide phase-error feedback for additional correction. The charge pump design presented in *Figure 6* was implemented using the 130 nm CMOS process technology [7], ensuring compatibility with modern low-voltage, high-speed integrated systems.

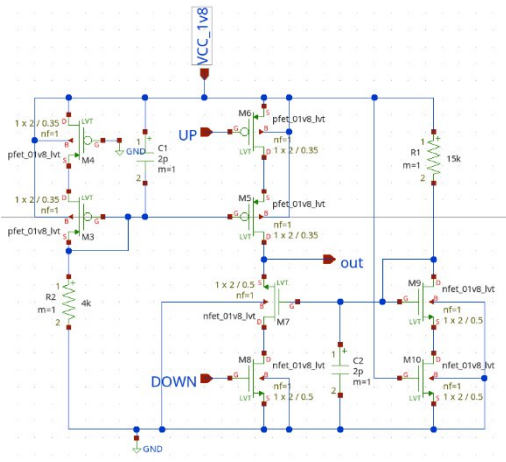


Figure 6. Application of Charge Pump

#### IV. LOW-PASS FILTER

Recent studies classify low-pass filters (LPFs) used in PLL systems into two main categories: active filters, which incorporate amplifying components, and passive filters, which rely on resistors and capacitors [2]. While active LPFs can provide gain and improved linearity, passive LPFs are generally preferred in integrated implementations due to their simplicity, low power consumption, and inherent stability. However, passive filters may introduce harmonic components as a result of nonlinear voltage transitions across the RC network. Despite this, the use of a passive LPF effectively attenuates high-frequency noise and suppresses undesired harmonics within a specific bandwidth, ensuring a cleaner control voltage for the voltage-controlled oscillator (VCO). In the proposed design, the LPF is directly connected to the charge pump (CP), as illustrated in *Figure 7*, with its output feeding the control node of the VCO. The CP dynamically adjusts its output voltage according to the input phase error, which is determined by the feedback loop. As shown in *Figure 8*, the resulting waveform demonstrates voltage stabilization at defined operating levels, a behavior influenced by the external reference source and the inherent time constant of the RC network. Although more advanced LPF designs could further improve performance and increase the stability margin, residual harmonic components are still observed at the output.

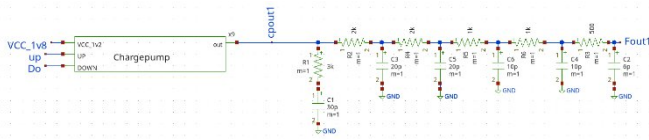


Figure 7. Low-Pass Filter

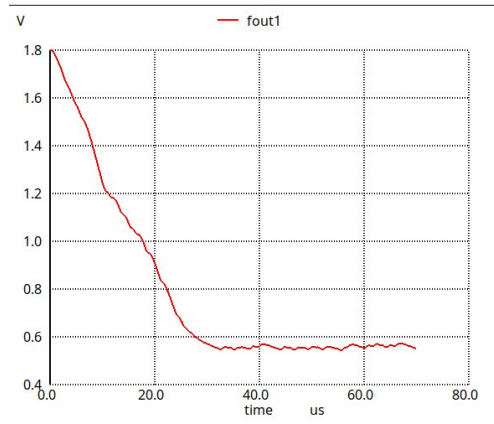


Figure 8. Output of Low Pass Filter of VCO5

#### V. VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR

A Voltage-Controlled Oscillator (VCO) is an electronic circuit that generates an oscillating signal whose frequency varies according to the applied control voltage. In this configuration, the control voltage is designated as CTRL, thereby signifying the tuning input that dictates the oscillation frequency. It is evident that, due to the VCO's utilisation of analog signals, it is inherently vulnerable to noise and other non-ideal effects. Increasing the quality factor (Q) of the oscillator has been shown to reduce phase noise; however, this improvement comes at the cost of a reduced frequency tuning range [4, p. 222]. A plethora of oscillator topologies have been proposed in the extant literature, including ring oscillators and LC oscillators, both of which are commonly employed as frequency modulators in phase-locked loop (PLL) systems [4, p. 225]. In this work, the VCO architecture was adapted from a previously reported 90 nm design to a 130 nm CMOS process, as illustrated in *Figure 9* [8]. Two distinct ring VCO implementations were realised: three-stage and five-stage configurations, rather than the conventional four-stage structure. Through the process of reconfiguring the original architectures, a five-stage VCO was derived from the three-stage design, and conversely, a three-stage VCO was derived from the five-stage design. This resulted in a total of four distinct VCO implementations. The design objective for each VCO was to attain its maximum oscillation frequency when the control voltage was set to 0 V. As the control voltage (CTRL) increases, the oscillation frequency decreases accordingly, exhibiting the inverse voltage-to-frequency characteristic that is typical of CMOS ring oscillators. The adjustment of the transistor width-to-length (W/L) ratios has been demonstrated to result in an augmentation of the output frequency, accompanied by a refinement of the output waveform towards a more sinusoidal configuration. This, in turn, has been shown to engender enhanced overall stability, as elaborated in the ensuing comparison section. However, in order to clearly demonstrate the intrinsic behaviour of the proposed designs, the experimental results are presented using untuned circuit parameters. This methodological approach

enables the observation of the effects of device scaling and stability characteristics.

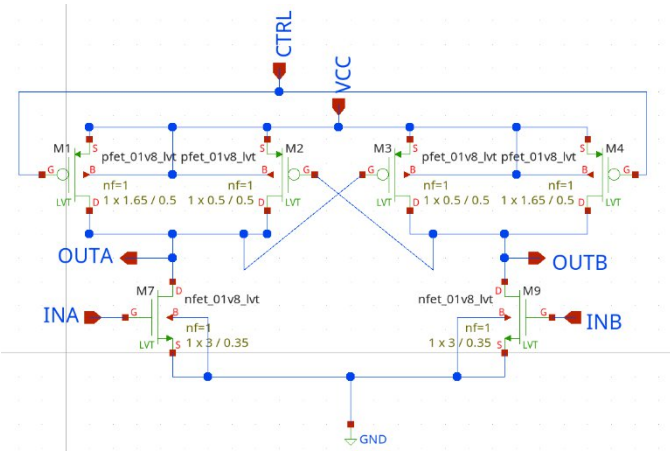


Figure 9. Configuration of Voltage Controlled Oscillator of VCO5

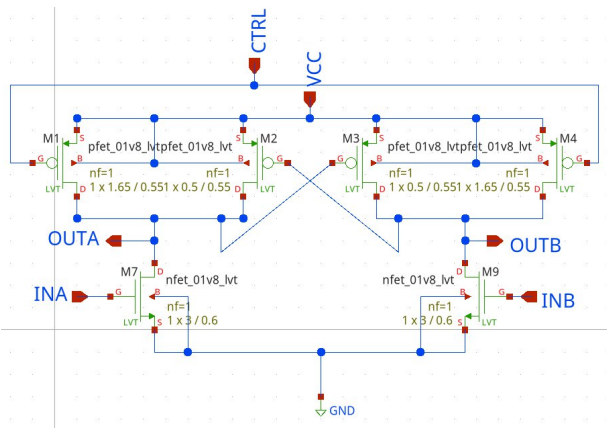


Figure 10. Configuration of Voltage Controlled Oscillator of VCO3

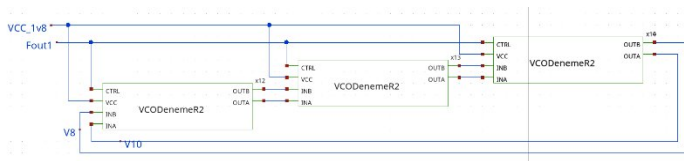


Figure 11. 3-Stage VCO

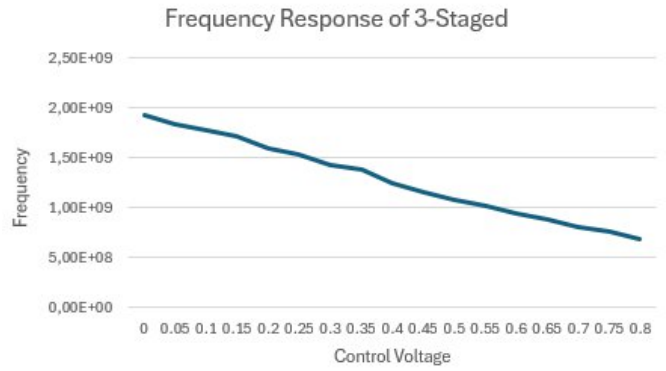


Figure 12. 3-Stage VCO Frequency Response

The three-stage voltage-controlled oscillator (VCO3) has been tuned to produce an output signal of 1.0 GHz. As the input frequency was varied, the output frequency responded proportionally, albeit within a limited tuning range. As demonstrated in Figure 12, the circuit attained a maximum oscillation frequency of almost 2.0 GHz, thereby evidencing the high-speed capability of the design. However, the presence of harmonic components can result in the observation of noise and waveform distortion, as illustrated in Figure 13. Furthermore, the initiation of oscillation at higher frequencies has been observed to introduce additional noise, primarily due to feedback interactions within the closed-loop configuration. By way of contrast, the sinusoidal waveform presented in Figure 14 demonstrates a clear and consistent output, thus indicating satisfactory oscillator performance under steady-state conditions.

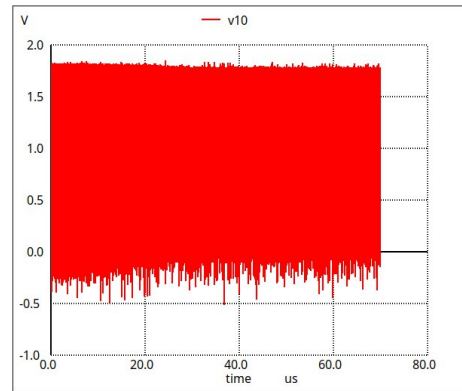


Figure 13. 3-Stage VCO Output

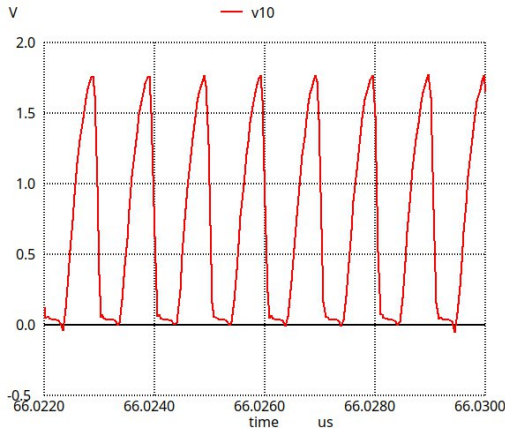


Figure 14. 3-Stage VCO Output zoomed

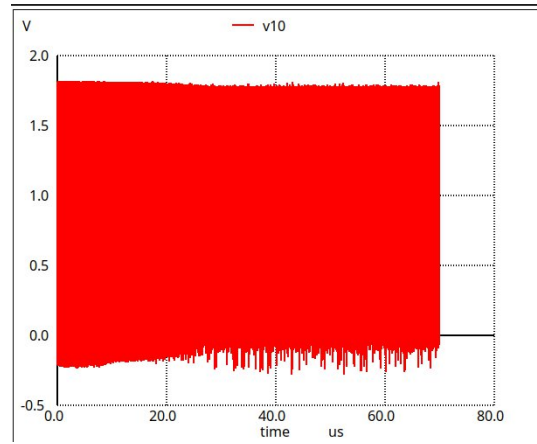


Figure 16. 5-Stage VCO Output

The five-stage voltage-controlled oscillator (VCO5) produced an output period of approximately 1 ns, corresponding to an oscillation frequency of around 1 GHz. As demonstrated in Figure 15, the frequency-voltage characteristic of VCO5 displays a more linear response in comparison to the three-stage design. This linearity indicates that the output frequency varies more predictably with changes in the control voltage, resulting in a higher degree of stability and improved overall performance for applications requiring precise frequency control.

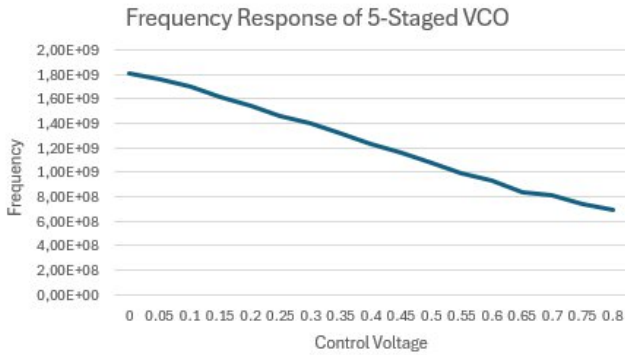


Figure 15. 5-Stage VCO Frequency Response

As demonstrated in Figure 16, a marked decline in both voltage drop and harmonic distortion is evident, suggesting that the five-stage VCO (VCO5) functions with enhanced stability in comparison to its three-stage counterpart. The output waveform displays a more sinusoidal shape, indicating that unwanted harmonic components have been efficiently minimized. Furthermore, the signal illustrated in Figure 17 closely approximates a pure sinusoidal waveform, providing additional confirmation of the enhanced stability and spectral purity of the VCO5 design, as evidenced by additional data.

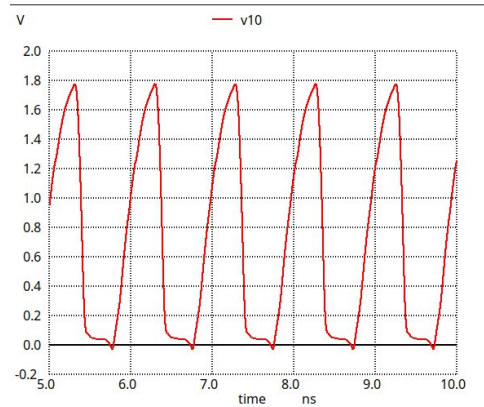


Figure 17. 5-Stage VCO Output zoomed

## VI. FEEDBACK MECHANISM

Although several divider architectures—such as dual-modulus prescalers, fractional-N, and integer-N dividers—are available for frequency synthesis [9], this study employs a frequency divider based on D flip-flops to implement the feedback mechanism. This approach was chosen due to the need for generating a pulse-type feedback signal suitable for the phase frequency detector (PFD) input. To maintain signal generation within an acceptable frequency range, a D flip-flop-based divide by  $2^7$  configuration was adopted. This configuration provides a stable and periodic feedback signal, ensuring proper synchronization with the reference input. Consequently, the PLL was optimized to operate efficiently with pulse signals at intermediate frequencies, offering a balance between stability, speed, and implementation simplicity.

## VII. COMPARISON

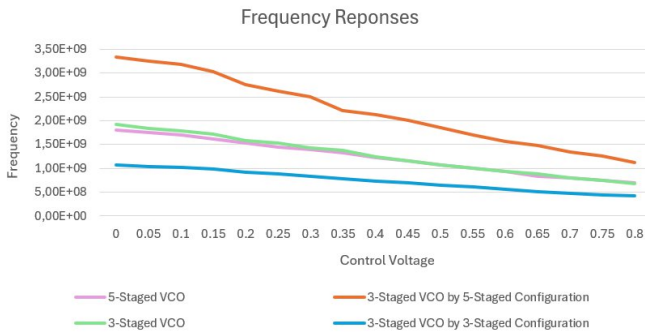
Parameter	VCO3 with 5-Stage Configuration	VCO3	VCO5	VCO5 with 3-Stage Configuration
Topology	3-stage	3-stage	5-stage	5-stage
Frequency	1.67 GHz	$\approx 1.00$ GHz	$\approx 1.00$ GHz	$\approx 0.760$ GHz
Vmax	1.46 V	1.78 V	1.80 V	1.79 V

Parameter	VCO3 with 5-Stage Configuration	VCO3	VCO5	VCO5 with 3-Stage Configuration
V <sub>min</sub>	-0.23 V	-0.05 V	-0.02 V	-0.02 V
V <sub>pp</sub>	1.70 V	1.83 V	1.80 V	1.79 V
V <sub>mean</sub> (DC)	0.59 V	0.81 V	0.78 V	0.80 V
Signal RMS	0.60 V	0.65 V	0.64 V	0.63 V
Amplitude Noise RMS	≈58 mV	≈44 mV	≈40 mV	≈38 mV
Ripple RMS	0.51 V	0.58 V	0.46 V	0.44 V
Ripple / DC	0.87	0.72	0.59	0.55
SNR	≈20 dB	≈23 dB	≈24 dB	≈25 dB
RMS Jitter	6–7 ps	4.5–5 ps	3–4 ps	≈3 ps
C2C Jitter p-p	25–35 ps	18–25 ps	15–20 ps	12–18 ps
Phase Noise @1 MHz	-84 dBc/Hz	-88 dBc/Hz	-90 dBc/Hz	-92.4 dBc/Hz
L. BandWidth	25.7KHz	16.7KHz	16.7KHz	14.1KHz
Lock Time	35us	54us	54us	64us

**Table 1.** Comparison of VCOs

VCO3 with 5-stage configuration refers to the VCO5 CMOS W/L configuration adapted into a 3-stage ring topology.

VCO5 with 3-stage configuration refers to the VCO3 CMOS W/L configuration adapted into a 5-stage ring topology



**Figure 18.** 5-Stage VCO Output zoomed

The comparative analysis of the proposed VCO architectures is summarised in Table 1, in which four different configurations are evaluated: a conventional three-stage VCO (VCO3), a conventional five-stage VCO (VCO5), and two reconfigured variants obtained by adapting the CMOS W/L ratios across different stage counts. The present study employs a comparative approach to analyse the impact of stage number and transistor sizing on PLL stability. Key performance metrics, including oscillation frequency, noise behaviour, jitter, loop bandwidth, and lock time, are utilised to assess the impact of these factors on PLL stability.

From a frequency perspective, the three-stage configurations demonstrate higher achievable oscillation speeds, with the VCO3-based design reaching up to 1.67 GHz under untuned conditions. This finding lends further credence to the prevailing notion that lower stage count ring oscillators exhibit an inherent

advantage in terms of their maximum operating frequency. However, this enhanced speed is accompanied by an increase in noise sensitivity and a reduction in signal purity. In contrast, the five-stage configurations operate at slightly lower frequencies (approximately 0.76–1.00 GHz), but exhibit significantly improved spectral characteristics.

Voltage-domain metrics further emphasise this trade-off. Despite the fact that all configurations demonstrate comparable peak-to-peak voltage swing, the five-stage VCOs exhibit lower amplitude noise RMS and reduced ripple levels. In particular, the ripple-to-DC ratio decreases monotonically as the stage count increases, indicating smoother control voltage behaviour and improved loop stability. This effect directly contributes to enhanced linearity and reduced disturbance at the VCO control node.

It is evident that the five-stage architectures demonstrate superior performance in terms of noise and jitter. As demonstrated in Table 1, RMS jitter exhibits a decline from the 6–7 ps range in the high-speed three-stage configuration to approximately 3 ps in the five-stage design utilising adapted W/L ratios. In a similar manner, cycle-to-cycle jitter and phase noise at a 1 MHz offset demonstrate a consistent enhancement with increasing stage count, attaining a minimum of -92.4 dBc/Hz in the optimised five-stage configuration. The findings suggest that augmenting the number of delay stages effectively enhances the oscillator's quality factor (Q), thereby suppressing phase noise and timing uncertainty.

With regard to loop dynamics, the bandwidth of the loop exhibits a slight decrease as the number of stages increases. This outcome is consistent with the theory that reduced oscillation speed and increased delay per cycle are the primary factors contributing to the observed phenomenon. It has been demonstrated that a reduction in bandwidth results in an increase in lock time, from 35  $\mu$ s to 64  $\mu$ s in this instance. Concurrently, phase stability and noise filtering capability are enhanced. This trade-off is especially beneficial in applications where the highest priorities are frequency precision and low phase noise, as opposed to rapid acquisition.

The comparison demonstrates that three-stage VCOs are advantageous for high-speed operation, but that five-stage VCOs provide superior noise performance, lower jitter, and improved loop stability. Consequently, within the context of untuned PLL implementations, the five-stage VCO emerges as the more robust and reliable choice for precision-oriented applications, whereas three-stage configurations remain suitable for high-frequency, speed-critical designs.

## VIII. CONCLUSION

This paper presented a comparative study of three-stage and five-stage ring voltage-controlled oscillators (VCOs) integrated into an analog phase-locked loop (PLL) implemented in a 130 nm CMOS process. All PLL sub-blocks were designed and simulated at the transistor level using untuned parameters to evaluate the intrinsic stability characteristics of the system. Simulation results demonstrate that increasing the number of

VCO stages improves phase noise and jitter performance by enhancing loop stability, at the expense of reduced tuning range and maximum operating frequency. The three-stage VCO offers higher speed and wider frequency coverage, while the five-stage VCO provides superior stability and lower noise. All evaluated configurations successfully achieved phase lock, confirming the robustness of the proposed PLL architecture.

## REFERENCES

- [1] Fundamentals of Phase Locked Loops (PLLs), MT-086, Analog Devices, University Program online teaching materials.
- [2] Santiago, D., Design of Analog Phase Locked Loops, University of Nevada, ECG721 course notes, Fall 2021.
- [3] Cuizon, E. C., Jr., Yuson, M. A., Caberos, A. B. and Villaruz, N. M. M. A. H. M., "Design of charge pump for low power, wide range pll in 65nm cmos technology", 2023, *22nd International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT*, 341-342. DOI: [10.1109/ISCIT57293.2023.10376078](https://doi.org/10.1109/ISCIT57293.2023.10376078)
- [4] Razavi, B. . *RF Microelectronics*, Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 1998, New Jersey.
- [5] Palermo, S., Lecture 4: phase detector circuits, Texas A&M University, Ecen620: Network Theory Broadband Circuit Design Class Notes, Fall 2024.
- [6] Mittal, D. and Verma, M. V. (May-2015). "Design of charge pump circuit for pll application: a review", *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, ISSN: 2278-0181 (Vol. 4 Issue 05).
- [7] Kang, T.K., Choi, K, Phase Locked Loop Design, University of Penn, CSE577 course notes, Spring 2011.
- [8] Elkader, S. A. and Dessouky, M. "A 10 GHz ring vco using a wide range delay cell architecture", 2009, *International Conference on Microelectronics – 2009, ICM*. [10.1109/ICM.2009.5418658](https://doi.org/10.1109/ICM.2009.5418658)
- [9] Collins, I. Phase-Locked Loop (PLL) Fundamentals. Analog Dialogue, (52), 07 July 2018. <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/phase-locked-loop-pll-fundamentals.html>

# Optimizing Resistive Losses in Transmission Systems via Voltage Level Selection

Kendall D. Standridge-Monroe<sup>1</sup>, Asaf Varol<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Dept. of Engineering Management & Technology, CECS, UTC, TN, US  
Bjq351@mocs.utc.edu, ORCID: 0009-0001-8227-5192

<sup>2</sup> College of Engineering and Computer Science, UTC, Chattanooga, TN, US, Maltepe University, TR, Türkiye  
asaf-varol@utc.edu, asafvarol@maltepe.edu.tr, ORCID: 0000-0003-1606-4079

## Abstract

Transmission line efficiency is critical to support the overall power grid and the growing demand for energy. This study investigates the optimal transmission line voltage selection to minimize resistive losses, while balancing associated economic and physical constraints. To evaluate these trade-offs quantitatively, Microsoft Excel Solver was utilized to develop a model for analyzing power transmission across a variety of transmission powers (10-400MW) and line lengths (60-160km). Constraints were established for minimum conductor sizes allowed at different voltages. The goal of the model is to determine the voltage level that results in the lowest conductor material costs and long-term cost of resistive losses. Additionally, the model selects the conductor type (from available conductors) most suited for the variables at hand.

The results show that while resistive losses are reduced as voltage increases, the most economical solution is often one that balances these costs for the transmission line's distance and load. At lower power loads (10MW), the model selected 138kV as the optimal voltage to minimize both conductor material costs and resistive losses. At medium loads (50 and 150MW), the model selected 358kV, and at the highest load (400MW), the model selected 500kV as the optimal voltages to minimize overall costs. This data provides crucial guidance for transmission planning, as it demonstrates that optimization cannot rely solely on electrical efficiency and must also account for material costs and system constraints.

## 1. Introduction

Transmission lines span across the country, in an elaborate grid, to bring electricity to the masses. This infrastructure is critical for maintaining our way of life. While power transmission is a feat, it also has downfalls. Power lines are unsightly and prone to weather damage, and at the atomic level they are prone to energy and efficiency loss. There are several factors that impact efficiency loss, but by far the most impactful are resistive losses through heat. This occurs as the flow of electricity is impeded and this energy is converted to heat. This reduces the overall efficiency of the line.

The most effective way to reduce this impact is highlighted by Ohm's Law (shown in Equation 1, where V refers to voltage, I refers to current, and R refers to resistance) and how it relates to power loss (P) shown in Equation 2.

$$V=I \times R \quad (1)$$

$$P=V \times I^2 \quad (2)$$

Transmitting power at high voltages reduces the current. As current is reduced, generated heat is reduced leading to less power loss [1].

If this were the only factor at hand, the solution would be to run 500kV+ lines in abundance. There are disadvantages to using high voltage lines for the transmission of power. One key discussion point is the balancing of voltage to minimize power loss and physical space. In a publication titled Losses in Electric Power Systems, the authors highlight this fact, stating "there is a limit at which the cost of the transformers and insulators will exceed the savings" [2]. Of course, the equipment is more expensive as the voltage requirements increase. Money is not the only resource in short supply. The higher the voltage, the more space required to maintain an air insulation gap and prevent interaction with other lines or equipment. According to Evan Mayerhoff with High Voltage Connection, inc., "the general guideline in common use is to allow 7,500 to 10,000 volts, dc per inch of air. When dealing with ac, the general guideline is to multiply the rms voltage by three to determine the spacing that's required" [3]. From an equipment standpoint, failure to maintain the spacing needed can cause arcs or flashover, leading to electrical component damage. It is also crucial to protect workers as electricity enters the substation; even worse than equipment damage, a failure to maintain the spacing requirements can put lives at risk.

Grant and Clayton describe the methodology for performing comparative estimates of the present worth of revenue required (PWRR) to optimize transmission line design [4]. They also capture the concept for subsequent optimization theory in Figure 1 shown below.

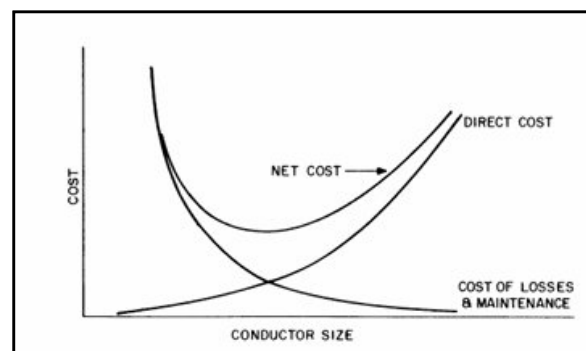


Fig. 1. Subsequent Optimization Theory for Conductor Optimization based on Cost and Conductor Size [4]

Thus, that the optimal net cost is lowest when the annual cost of energy wasted (direct cost) is equal to the capital cost and maintenance (cost of losses and maintenance).

More recently, Belaid and Heleno have given guidance for selection of overhead transmission conductors. Here, a formalized methodology is presented based on ampacity and sag constraints. A net cost over the project life is estimated [5].

Within this study, they developed a “Reconductoring Economic and Financial Analysis” (REFA) tool to conduct cost analysis and identify the optimal conductor by evaluating power capacity, voltage, maximum sag, average span, weather conditions, costs, and other parameters.

A common theme consistently appeared during the literature review. Transmission line optimization has many variables and is a trade-off. “Many of the variables that affect line cost are interactive” [4]. An example they provide is that an increase in everyday conductor tensions would increase efficiency, but it would lead to the need for stronger structures and protection measures that offset any savings. Belaid and Heleno voice similar concerns, stating that “larger conductor sizes allow higher ampacities and lower resistances, but increase weight and loading that affect the sag constraints and require more costly structures; lighter conductors can perform well in terms of sag under high temperatures, but possibly break at extreme cold conditions” [4].

Molburg, Kavicky, and Picel from Argonne National Laboratory elaborate on the trade-off best, writing “As voltage increases, the height of the supporting towers, the size of the insulators, the distance between conductors on a tower, and even the width of the right-of-way (ROW) required increase. These design features safely isolate the electric power, which has an increasing tendency to arc to ground as the voltage (or electrical potential) increases. In addition, very high voltages (345 kV and above) are subject to corona losses. These losses are a result of ionization of the atmosphere and can amount to several megawatts of wasted power. Furthermore, they are a local nuisance to radio transmission and can produce a noticeable hum [6].

The scope of this paper aims to encompass these discussion points in a practical method. A model will be developed to determine the optimal transmission line voltage and conductor selection, based on given inputs of power load and approximate line distance. This study will also provide practical insights into developing and expanding on a model for transmission planning purposes.

## 2. Analysis

### 2.1. Establishing Parameters for Evaluation

As shown in Equations 1 and 2, power loss is impacted by voltage and current. The USDA’s Design Manual for High Voltage Transmission Lines provides data associated with voltage levels of 69, 115, 138, 161, and 230kV. 345kV and 500kV lines are utilized for long distance transfer, and 765kV lines have even been built for specific applications. The voltages used for evaluation in the model will be limited 69kV to 500kV, accordingly.

Current (I) is impacted by both power and voltage, so the power transmitted by the line will also be incorporated into the model as standard values. 10, 50, 150, and 400MW loads will be evaluated. Lastly, the conductor length is critical in establishing both resistance loss and cost of materials. 60, 110, and 160kms will be used as standard conductor lengths for evaluation.

### 2.2. Conductor Options

There are numerous types and sizes of conductors. ACSR (Aluminum Conductor Steel-Reinforced) is the most common type of conductor utilized in transmission lines. These conductors have a galvanized steel core made of one or more individual wires, surrounded by aluminum wires. AAAC (All Aluminum Alloy Conductor-6201 Alloy) is made of high strength 6201-T81 aluminum alloy. These conductors were developed to be like ACSR conductor sizes and strandings, while being more resistant to corrosion the ACSR steel core can be impacted by [7]. The model will be established using conductor options of these two types. However, several other conductor options exist including AAC (All Aluminum Conductors), ACAR (Aluminum Conductor Alloy Reinforced), and AWAC (Aluminum-Clad Steel Conductor). In total, 40 conductor types were included in the model based on available specification and price data.

### 2.3. Additional Constraints

Recommended minimum conductor sizes at given voltage levels will be built into the model. This ensures the conductors selected in the analysis meet these minimum requirements; otherwise, the conductors selected would be undersized for their application but could potentially be selected if they lead to the lowest cost evaluated. While this model will not account for constraints like corrosion considerations, agency standards, conductor strength and sag, or thermal capacity; such constraints could be incorporated into a model in the same method. A check can be established on whether the conductor in question meets the rules in place, and if this check fails, the conductor is taken out of the pool of potential options.

### 2.4. Clearance Requirements

Clearance requirements, such as minimum Right-of-Way, conductor to steel clearance, leakage distances, etc. are not incorporated into the model but do play a role in the overall evaluation of transmission line voltage selection. Leakage distances protect against the increase of current seen on the surface of insulators when contamination builds up and is moistened. They are measured from the top of the insulator’s string or post to the energized hardware [7]. Conductor clearance requirements are established by the North Electric Safety Code (NESC) and are critical for maintaining human safety and equipment protection.

For some transmission lines, these parameters are more critical for project success than others. For example, if a transmission line is routed through open area with no other structures, meeting clearances is relatively easy and spacing is not a critical parameter in the initial planning evaluation. If a transmission line is routed through an area, densely populated with numerous buildings, then ensuring clearances can be met is more difficult to do and become more critical in the initial planning process. The table below provides common clearance parameters for different voltage levels.

**Table 1.** Common Clearance Parameters for Different Voltage Levels [8]

Voltage (kV)	69	115	138	230	345	500
ROW Width (ft)	60-100	100	100	150	170	200
Conductor to Struct Steel Minimum (in)	28	42	52	69	91	125
Leakage Distance (in)	50	83	100	167	250	360

While the data is not incorporated into the model, it supports a key point. As voltage increases, the distances needed to meet required clearances also increases. This can lead to physical space being a primary driver in selecting the optimal transmission line for the given criteria. If a higher voltage line cannot fit in the established footprint with these clearances incorporated, then it can't be built there. A lower voltage line may be selected even though the power loss and cost are higher, to ensure these clearances are maintained.

### 3. Methodology

A model was prepared using Excel's Solver function to determine the optimal voltage to minimize resistive losses, while considering the economic impact. Resistive losses are highly dependent on the power transmitted and the conductor length. This model evaluates power at 10, 50, 150, and 400MW, across short (60km), medium (110km), and long (160km) transmission line distances. First, a reference table was established showing common ACSR and AAAC conductors by code name. This table included the size (kcmil), amps, and resistance (ohms/km AC @ 75°C).

Next, the table was set up to calculate the Percentage of Power Loss, given variables of voltage, power, and line distance. The total resistance for each conductor was calculated by:

$$R_{Total} = R' \times L \quad (3)$$

Where,

R<sub>total</sub> is the total resistance

R' is the resistivity (Ω/km AC 75°C)

L is the length (km)

Current was calculated for each power level using the following equation:

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} \times V \times pf} \quad (4)$$

Where,

I is current (amperes)

P is power (watts)

V is the line-to-line voltage (kV)

pf is the power factor (estimated as 0.9 in the model)

Power loss for each phase and the total power loss of the system is conducted using the equations below:

$$P_{loss} = \frac{I^2 \times V}{1000000W} \quad (5)$$

$$P_{total\ loss} = P_{loss} \times 3 \quad (6)$$

Where,

P<sub>loss</sub> is power loss for an individual phase (MW)

I is current (amperes)

V is voltage (kV)

P<sub>total loss</sub> is power loss for all three phases (MW)

The percentage of power loss was calculated by comparing the total power loss with the power transferred:

$$Power\ Loss\ (\%) = \frac{P_{total\ loss}}{P} \times 100\% \quad (7)$$

While the goal is to minimize power loss, this is not the only goal. As mentioned, if this were the sole consideration, 500kV lines would be the only option. The next step for the model was to add in financial parameters. Two primary cost analysis will be utilized to analyze the cost benefit for conductor sizing vs. voltage level.

The first financial parameter is the cost associated with the resistive losses over a 1-year time frame. The U.S. Energy Information Administration provides reports on the electric power used monthly. Their July 2025 report shows an average price of electricity for all sectors of 14.38 cents per kwh [9]. While the cost of electricity is subject to fluctuations, this input will be utilized as a constant in calculating the cost of resistive losses.

$$\frac{Price}{km} = \frac{Price\ per\ CWT}{100\ lbs} \times \frac{Weight\ (lbs)}{1000ft} \times \frac{3280.84ft}{1km} \quad (8)$$

The conductor cost was calculated using the following:

$$Conductor\ cost = \frac{Price}{km} \times Length \quad (9)$$

Note: For data efficiency purposes, this was converted to cost per million dollars.

Lastly, these two parameters were combined to give the total cost of the conductor and 10 years of power loss.

$$Total\ Cost\ Eval = Conductor\ cost + (10 \times Annual\ Power\ Loss) \quad (10)$$

The model was also built to account for the Recommended Minimum Conductor Sizes [7], utilizing the data in Table II.

**Table 2. Recommended Minimum Conductor Size**

kV <sub>LL</sub>	ACSR	AAAC-6201
kV	kcmil	kcmil
69	167.8	195.7
115	266.8	312.8
138	336.4	394.5
161	397.5	465.4
230	795	927.2
345	1189*	
500	1724*	

*\*345 and 500V recommendations are estimated to align with the ratio of 230kV*

The model was built to compare the minimum conductor size to potential conductor materials for a given voltage. If the minimum conductor size is not met, that conductor type is removed from the potential pool of conductors to be selected from. This ensures only those conductor types that meet the minimum size requirements are selected for cost analysis.

The model was run for each of the selected line lengths and power combinations. Figures 2-5 show the results of each analysis, with the optimal voltage highlighted based on the lowest Total Cost Evaluation (Millions).

60km @ 10MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	0.68%	\$ 1.75	Pelican
115	0.35%	\$ 1.01	Merlin
138	0.21%	\$ 0.98	Chickadee
161	0.13%	\$ 1.04	Pelican
230	0.03%	\$ 1.95	Rail
345	0.01%	\$ 2.32	Bunting
500	0.00%	\$ 4.62	Bluebird

110km @ 10MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	1.26%	\$ 3.21	Pelican
115	0.65%	\$ 1.84	Merlin
138	0.38%	\$ 1.80	Chickadee
161	0.23%	\$ 1.91	Pelican
230	0.06%	\$ 3.58	Rail
345	0.02%	\$ 4.26	Bunting
500	0.01%	\$ 8.48	Bluebird

160km @ 10MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	1.83%	\$ 4.66	Pelican
115	0.94%	\$ 2.68	Merlin
138	0.55%	\$ 2.61	Chickadee
161	0.34%	\$ 2.78	Pelican
230	0.09%	\$ 5.21	Rail
345	0.03%	\$ 6.20	Bunting
500	0.01%	\$ 12.33	Bluebird

**Fig. 2. Optimization Model Results for 10MW, varying line distances**

60km @ 50MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	1.09%	\$ 9.91	Lapwing
115	0.48%	\$ 5.45	Bittern
138	0.35%	\$ 4.52	Bunting
161	0.26%	\$ 3.93	Bunting
230	0.16%	\$ 2.93	Rail
345	0.06%	\$ 2.66	Bunting
500	0.02%	\$ 4.72	Bluebird

110km @ 50MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	2.00%	\$ 18.17	Lapwing
115	0.87%	\$ 9.99	Bittern
138	0.64%	\$ 8.28	Bunting
161	0.47%	\$ 7.21	Bunting
230	0.30%	\$ 5.37	Rail
345	0.10%	\$ 4.88	Bunting
500	0.03%	\$ 8.66	Bluebird

160km @ 50MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	2.90%	\$ 26.43	Lapwing
115	1.27%	\$ 14.53	Bittern
138	0.93%	\$ 12.04	Bunting
161	0.69%	\$ 10.48	Bunting
230	0.43%	\$ 7.81	Rail
345	0.15%	\$ 7.10	Bunting
500	0.04%	\$ 12.60	Bluebird

**Fig. 3. Optimization Model Results for 50MW, varying line distances**

60km @ 150MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	2.57%	\$ 53.13	Bluebird
115	0.90%	\$ 22.08	Bluebird
138	0.64%	\$ 16.75	Bluebird
161	0.47%	\$ 13.53	Bluebird
230	0.29%	\$ 8.61	Lapwing
345	0.16%	\$ 5.45	Bittern
500	0.05%	\$ 5.54	Bluebird

110 km @ 150MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	4.71%	\$ 97.41	Bluebird
115	1.69%	\$ 40.49	Bluebird
138	1.18%	\$ 30.71	Bluebird
161	0.86%	\$ 24.81	Bluebird
230	0.54%	\$ 15.78	Lapwing
345	0.29%	\$ 9.99	Bittern
500	0.09%	\$ 10.17	Bluebird

160km @ 150MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	6.85%	\$ 141.68	Bluebird
115	2.46%	\$ 58.89	Bluebird
138	1.71%	\$ 44.66	Bluebird
161	1.26%	\$ 36.08	Bluebird
230	0.78%	\$ 22.95	Lapwing
345	0.42%	\$ 14.53	Bittern
500	0.13%	\$ 14.79	Bluebird

Fig. 4. Optimization Model Results for 150MW, varying line distances

60km @ 400MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	6.85%	\$ 349.58	Bluebird
115	2.46%	\$ 128.81	Bluebird
138	1.71%	\$ 90.86	Bluebird
161	1.26%	\$ 67.98	Bluebird
230	0.62%	\$ 35.67	Bluebird
345	0.27%	\$ 18.42	Bluebird
500	0.13%	\$ 11.19	Bluebird

110km @ 400MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	12.55%	\$ 640.90	Bluebird
115	4.52%	\$ 236.15	Bluebird
138	3.14%	\$ 166.58	Bluebird
161	2.31%	\$ 124.63	Bluebird
230	1.13%	\$ 65.39	Bluebird
345	0.50%	\$ 33.77	Bluebird
500	0.24%	\$ 20.52	Bluebird

160km @ 400MW			
Voltage (kV)	% Power Loss	Total Cost Evaluation (Millions)	Conductor Material
69	18.26%	\$ 932.22	Bluebird
115	6.57%	\$ 343.48	Bluebird
138	4.56%	\$ 242.30	Bluebird
161	3.35%	\$ 181.28	Bluebird
230	1.64%	\$ 95.11	Bluebird
345	0.73%	\$ 49.12	Bluebird
500	0.35%	\$ 29.84	Bluebird

Fig. 5. Optimization Model Results for 400MW, varying line distances

#### 4. Results and Discussion

The results of this analysis indicate a few key points. First, higher voltage lines always result in the lowest percentage of power loss. This is evident across each line distance and transmitted power evaluated.

However, given the constraints identified in this model, the highest voltage line does not always yield the most economical solution. Each analysis performed at the lowest power (10MW) indicated the 138kV line would be the more economical solution. Similarly, for all of the 50MW and 150MW evaluations, the 345kV line was identified as the most economical solution. This model only accounts for conductor cost, but in practice several other costly pieces of equipment would need to be factored in. This equipment also becomes more expensive as the voltage rating increases; I would assume the voltage selected in scenarios of similar power and length lines



# Türkiye Rüzgâr Enerjisi Potansiyelinin Olasılık Dağılım Modelleriyle Bölgesel Analizi

Ali Orhan<sup>1</sup>, Kürşat Ayan<sup>2</sup>, Mohammed Wadi<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Tesisleri Ana Bilim Dalı, İstanbul

<sup>2</sup>İstanbul Medeniyet Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

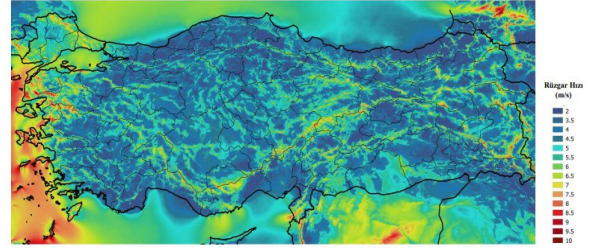
<sup>3</sup>İstanbul Sabahattin Zaim Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul

aliorhan97@hotmail.com, kursat.ayan@medeniyet.edu.tr, mohammed.wadi@izu.edu.tr

## Özet

Artan enerji talebi ve dışa bağımlılığın azaltılması gerekliliği, yenilenebilir enerji kaynaklarının önemini artırmıştır. Bu çalışmanın amacı, Türkiye'nin yedi bölgesindeki rüzgâr enerjisi potansiyelinin istatistiksel dağılım modelleri yardımıyla analiz edilmesi ve en verimli rüzgâr bölgesinin belirlenmesidir. Çalışmada 2016–2020 dönemine ait saatlik rüzgâr verileri kullanılarak Rayleigh, Weibull ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımları üzerinden rüzgâr hızı, olasılık ve kümülatif yoğunluk fonksiyonları hesaplanmıştır. Ortalama güç yoğunluğu, hâkim rüzgâr hızları ve enerji üretimine en çok katkı sunan hız aralıkları analiz edilmiştir. Son aşamada seçilen bölge için Retscreen tabanlı maliyet analizi yapılarak rüzgâr santrali kurulabilirliği değerlendirilmiştir. Bu kapsamda rüzgâr hızlarının olasılık dağılımlarıyla incelenmesi ve potansiyel bölgeler için enerji üretim kapasitesinin değerlendirilmesi hedeflenmiştir.

çalışmalar devam etmekte ve bölgesel RES kurulabilirliği gün geçtikçe artmaktadır. Türkiye'nin enerji kurulu gücü 121.412 MW'a ulaşırken, toplam santral sayısı da 37.810 adettir. Bu veriler içerisinde rüzgâr santrallerine ait olan veri sayısı ise 14.152 MW kurulu güç ve 387 adet rüzgâr santralidir [7]. Buradan yola çıkarak Türkiye'nin yıllık ortalama rüzgâr hızı dağılımı şekil 1'de, yıllara göre kümülatif kurulu gücü ise şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Türkiye yıllık ortalama rüzgâr hızı dağılımı

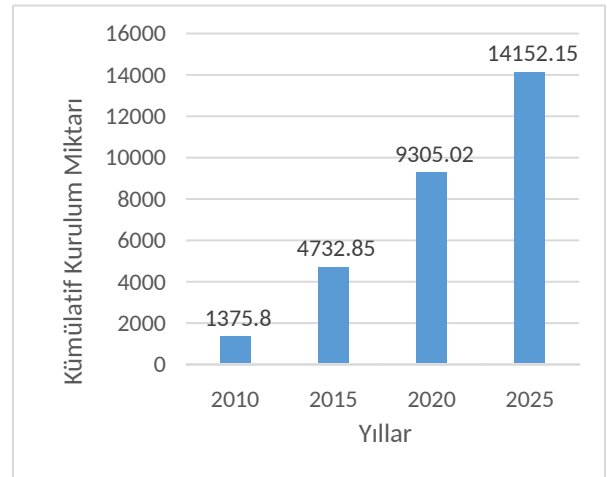
## 1. Giriş

Küresel nüfus artışıyla birlikte enerji tüketimi hızla artmakta, dünya nüfusunun 2100 yılında 11 milyarı aşacağı öngörülmektedir [1]. Artan enerji ihtiyacı, fosil kaynaklara bağımlılığı artırmakta; kömür, petrol, doğalgaz ve nükleer enerji hem çevresel açıdan risk oluşturmakta hem de tükenecek olmaları sebebiyle sürdürülebilirlik sorunu yaratmaktadır [2]. Bu nedenle ülkeler yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelmiş, sürdürülebilirliği ve düşük emisyon seviyeleri nedeniyle bu kaynakların önemi belirgin şekilde artmıştır. Yenilenebilir enerji; doğa döngüsü içinde sürekliliği sağlanabilen ve tükenme riski bulunmayan enerji türü olarak tanımlanır [3].

Hidroelektrik, güneş, biyokütle, rüzgâr gibi kaynaklar dünya genelinde yaygın uygulanmakta olup, Türkiye'de de bölgesel potansiyellere göre enerji santralleri kurulmuştur. Yakıt maliyetinin bulunmaması, CO<sub>2</sub> emisyonunun düşük olması ve yerli üretim potansiyeli sayesinde rüzgâr enerjisi, diğer kaynaklara kıyasla önemli avantajlar taşımaktadır [4]. Kurulu güç verilerine göre Türkiye'de yenilenebilir kaynaklar içinde hidroelektrik ilk sırada yer alırken, rüzgâr 12 bin MW'ın üstünde yaklaşık %11'lik pay ile önemli bir konuma sahiptir.

Dünya genelinde rüzgâr enerjisi yatırımları artmakta olup kurulu güç açısından Çin, ABD ve Almanya ilk sıralarda yer alırken Türkiye küresel ölçekte 12. sıradadır [5,6].

Türkiye'de ilk RES 1998'de İzmir-Çeşme'de kurulu gücü 1,5 MW olarak kurulmuş olup, daha sonra ülke genelinde yayılım göstermiştir. Bu nedenle Türkiye'nin rüzgâr potansiyeli üzerine



Şekil 2. Türkiye'de yıllara göre kümülatif rüzgâr kurulu gücü

Şekil 2'den de yola çıkarak rüzgâr kurulu gücünün 5 yılda bir neredeyse 2 katı oranında arttığı görülmüştür. Bu bilgilerden yola çıkarak potansiyel analizini yapmak için bu çalışma kapsamında Türkiye'nin yedi bölgesinden seçilen il ve ilçelere ait 2016–2020 yılları arasındaki saatlik rüzgâr verileri analiz edilerek rüzgâr potansiyeli Weibull, Rayleigh ve Genelleştirilmiş

Pareto dağılımlarıyla değerlendirilmiştir. Yaklaşık 450.000 saatlik meteoroloji genel müdürlüğüyle uyumlu veri üzerinden olasılık dağılımları, yoğunluk fonksiyonları, güç hesaplamaları ve enerjiye en fazla katkı sağlayan hız değerleri elde edilmiş; en verimli bölge belirlenip Retscreen yazılımı ile maliyet analizi gerçekleştirilmiştir. Çalışma sonunda Türkiye için rüzgâr potansiyeli, bölgesel verimlilik ve santral kurulum maliyet çıktıları yorumlanmıştır.

## 2. Literatür Taraması

Yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelik ilginin artmasıyla birlikte özellikle hidroelektrik, güneş ve rüzgâr enerjisi üzerine çok sayıda çalışma gerçekleştirilmiştir. Literatürde rüzgâr enerjisi konusunda; santral kurulumu için bölge seçimi, potansiyel hesaplamaları, dağılım modelleri ile güç tahmini ve maliyet analizleri gibi pek çok çalışmanın bulunduğu görülmektedir. Rüzgâr verilerinin analizinde yaygın olarak Weibull ve Rayleigh dağılımları kullanılmakta; bunlara ek olarak Gamma, Burr, Genelleştirilmiş Ekstrem Değer ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımları da tercih edilmektedir. Bu dağılımlar yardımıyla bölgesel rüzgâr hızları sayısal ve grafiksel olarak modellenerek türbin kurulabilirliği değerlendirilmektedir.

Kaplan [8], Osmaniye için Weibull ve Rayleigh dağılımları ile rüzgâr potansiyeli analiz etmiş ve Weibull modelinin daha iyi sonuç verdiğini göstermiştir. Wadi ve diğerleri [9], İstanbul/Çatalca için Weibull parametrelerini üç farklı yöntemle hesaplayarak GWO, PSO ve CSO algoritmalarıyla karşılaştırmalı modelleme yapmıştır. Junk & Schindler [9] ise dünya geneli rüzgâr verilerini analiz ederek 24 farklı dağılımı uygunluk ölçütleriyle değerlendirmiştir. Koç [10] Türkiye ve dünya rüzgâr potansiyelini karşılaştırmalı olarak ele almış, Doğan [11] ise farklı güçlerde santral senaryoları için RETScreen ile fizibilite analizi gerçekleştirmiştir. Gülersoy [12] Menemen verileriyle Weibull ve Rayleigh dağılımları üzerinden bölgesel rüzgâr karakteristiğini incelemiştir. Wadi [13] ayrıca Çatalca için PDF ve CF grafiklerine dayalı türbin karşılaştırması yapmıştır. Özcan [14] ise Isparta'da kurulabilirlik ve ekonomik fizibilite üzerine çalışma yürütmüştür.

Bu çalışma, literatürdeki çalışmalardan farklı olarak Rayleigh, Weibull ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımlarını 2016–2020 yılları arasında yarım saatlik ölçüm aralıklarıyla elde edilen yaklaşık 450.000 veriye uygulayarak Türkiye'nin yedi bölgesi için karşılaştırmalı analiz ve maliyet değerlendirmesi yapması bakımından özgün niteliktedir [15].

## 3. Materyal ve Yöntem

Çalışmada, Türkiye'nin yedi coğrafi bölgesinden seçilen Adıyaman, Van, Samsun, Mersin, Kırşehir, İstanbul ve İzmir illerine ait 2016–2020 yılları arasındaki saatlik rüzgâr hızı verileri kullanılmıştır. Veriler, çevrimiçi meteorolojik kaynaklardan elde edilerek Excel ortamında analiz edilmiştir. Rüzgâr enerjisi potansiyelinin belirlenmesinde Rayleigh, Weibull ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımları uygulanmış; ortalama güç yoğunluğu, en sık görülen rüzgâr hızı ve enerjiye en fazla katkı yapan hız değerleri hesaplanmıştır. En verimli bölge için RETScreen yazılımı ile maliyet analizi gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada rüzgâr enerjisi analizinde kullanılacak iklim verileri, meteorolojik verilerle çok yüksek oranda uyumlu olan Freemetoo web portalından temin edilmiştir. Portal, istenen il/ilçe seçilerek saatlik sıcaklık, rüzgâr yönü-şiddeti, bağıl nem,

basınç ve konum bilgileri içeren veri setleri sunmakta olup bu veriler analiz için Microsoft Excel ortamına aktarılmıştır.

Excel, verilerin sayfa bazlı düzenlenmesi, formüllerle hızlı hesaplama yapılması ve grafik üretimi amacıyla kullanılmış; Rayleigh, Weibull ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımlarına ilişkin parametreler bu platform üzerinde hesaplanmıştır. Weibull dağılımı için Excel'in dahili fonksiyonları kullanılırken diğer dağılımlar matematiksel formüllerle modellenmiştir.

Rüzgâr enerjisi açısından en verimli bölgenin belirlenmesinin ardından seçilen sahaya santral kurulumu için fizibilite ve maliyet analizleri RETScreen yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Program enerji üretimi, yıllık nakit akışı, maliyet dağılımları, geri dönüş süresi ve emisyon etkisi gibi çıktılar üreterek projenin uygulanabilirliğini değerlendirme imkânı sağlamıştır.

Analizlerde tek parametrelili Rayleigh, iki parametrelili Weibull ve üç parametrelili Genelleştirilmiş Pareto dağılımları kullanılmıştır. Her dağılımın olasılık yoğunluk ve kümülatif fonksiyonları rüzgâr hızı ortalaması, varyans ve ölçek/şekil parametrelerine göre hesaplanmış; böylece en sık görülen rüzgâr hızı ve enerji üretiminde en fazla katkı sağlayan hız değerleri elde edilmiştir.

### 3.4.1 Rayleigh Dağılımı

Rüzgâr hızının zaman içindeki değişimi ve dağılımı, enerji üretimi açısından kritik öneme sahiptir. Bir bölgede yalnızca ortalama rüzgâr hızı (Vort) biliniyorsa, Rayleigh dağılımı kullanılarak belirli bir rüzgâr hızının (Vr) esme süresi yüzdesi hesaplanabilir. Elde edilen değerler bir olasılık yoğunluğu dağılımı oluşturur ve grafikte dağılım eğrisi altındaki alan toplamda bire eşittir.

Rayleigh olasılık yoğunluk fonksiyonu formülü;

$$f_r(v) = \left(\frac{v}{c^2}\right) \exp\left[-\left(\frac{v^2}{c^2}\right)\right] \quad (1)$$

Rayleigh kümülatif dağılım fonksiyonu formülü;

$$F_R(v) = 1 - \exp\left[-\left(\frac{v^2}{c^2}\right)\right] \quad (2)$$

Olasılık yoğunluk ve kümülatif dağılım fonksiyonu formüllerinden yola çıkarak buradaki V ortalama rüzgâr hızı, c ölçek parametresini ifade etmektedir. Bu dağılımın en büyük avantajı sadece ortalama rüzgâr hızı kullanılarak dağılımın belirlenmesidir. Bu bağlamda bu parametre rüzgâr hızı ile ilişkilendirilmektedir. Rayleigh parametresi olan c ölçek parametresi ile ortalama rüzgâr hızı arasındaki ilişki şu şekildedir:

$$c \cong 1.128 V_m \quad (3)$$

### 3.4.2 Weibull Dağılımı

Bu dağılım oldukça esnek ve basit olmasının yanında gerçek verilerle uyum sağlamaktadır. Başka bir deyişle, Weibull dağılımı rüzgâr hızı verilerine uygun olduğundan, rüzgâr enerjisi analizlerinde genel olarak kabul görmektedir [22]. Rüzgâr hızı dağılımını tanımlayan matematiksel fonksiyon olasılık yoğunluk fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır. Weibull dağılımı iki parametrelili olup, rüzgâr hızı için iki parametrelili Weibull olasılık yoğunluk fonksiyonunun genel ifadesi şöyledir:

$$f_w(v) = \left(\frac{k}{c}\right) \left(\frac{v}{c}\right)^{k-1} \exp\left(-\left(\frac{v}{c}\right)^k\right) \quad (6)$$

Burada k şekil parametresi, c ölçek parametresi ve fw ise gözlemlenen rüzgâr hızı olasılığıdır. Weibull kümülatif dağılım fonksiyonu ise şu şekildedir:

$$F_w(v) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{v}{c}\right)^k\right) \quad (7)$$

Weibull kümülatif dağılım fonksiyonu, rüzgâr hızının, belli bir v değerinden küçük ya da eşit gerçekleşme olasılığını verir. Bu formüllerden yola çıkarak ölçek parametresinin rüzgâr hızı

ile bağlantılı olmasının bilinmesiyle birlikte ölçek parametresi için Rayleigh dağılımında kullanılan ölçek parametre formülü ile aynı formül kullanılmaktadır. Şekil parametresi de elde edilen rüzgâr hızlarının ortalama değeri ve tamamının standart sapmasıyla ilişkili olmasıyla birlikte formülü aşağıdaki gibidir:

$$k = \left( \frac{V_{ort}}{V_{s.sapma}} \right) - 1.086 \quad (8)$$

Burada Vort rüzgâr hızı ortalamasını, Vs.sapma ise rüzgâr hızlarının standart sapmasını ifade etmektedir. Bu formüle göre rüzgâr hızı ortalamaları ve standart sapma hesaplamalarından yola çıkarak k şekil parametresi değerinin hesaplanması sonucu çıkan sonuç 1 ile 3 değerleri arasında çıkması beklenmektedir. Çıkan sonuç 1 değerine ne kadar yakınsa o bölgedeki rüzgâr hızları sabit rüzgârlar eğer 3 değerine yakın bir sonuç çıkarsa o bölgedeki rüzgâr hızlarının değişken rüzgârlar olabileceğini söylemek mümkündür.

### 3.4.3 Genelleştirilmiş Pareto Dağılımı

Genelleştirilmiş Pareto dağılımı, olasılık kuramı ve istatistik bilim dallarında geliştirilen, iki parametrelili olan pareto dağılımının daha geliştirilmiş hali olarak üç parametrelili bir halidir. Pareto dağılımı, olasılık kuramı ve istatistik bilim dallarında birçok pratik uygulaması bulunan ve "küçük" bir nesnenin bir "büyük" nesneye dağılımında kararlılık elde edildiği hallerde kullanılan bir sürekli olasılık dağılımı veya bir güç kuramıdır.

Genelleştirilmiş pareto dağılımı için olasılık yoğunluk fonksiyonu ve kümülatif dağılım fonksiyonu formülleri aşağıdaki gibidir:

$$f_g(v) = \left( \frac{1}{\sigma} \right) (1 + \zeta * z)^{-\left( \frac{1}{\zeta+1} \right)} \quad (9)$$

$$Fg = 1 - (1 + \zeta * z)^{-\left( \frac{1}{\zeta} \right)} \quad (10)$$

Genelleştirilmiş pareto dağılımı 3 parametreden oluşmaktadır. Buna göre formülden yola çıkarak  $\sigma$  ölçek parametresi,  $\zeta$  şekil parametresi ve z ifadesi ise konum parametresinin yardımıyla hesaplanmasıyla ortaya çıkmaktadır. Z ifadesinin formülü ise şu şekildedir:

$$z = \left( \frac{V_{ort} - \mu}{\sigma} \right) \quad (11)$$

Bu formüle göre Vort ortalama rüzgâr hızı,  $\mu$  pareto dağılımı için konum parametresi ve  $\sigma$  ise bilindiği gibi ölçek parametresidir.

Ölçek ve şekil parametreleri ise Rayleigh ve Weibull dağılımlarından farklılık göstermektedir. Buna göre ölçek ve şekil parametre formülleri de aşağıdaki gibidir:

$$\sigma = \left( \frac{V_{ort} \left( \frac{V_{ort}^2}{s} + 1 \right)}{2} \right) \quad (12)$$

$$\zeta = \left( \frac{V_{ort}^2}{s} - 1 \right) \quad (13)$$

Buradaki Vort ifadesi rüzgâr hızı ortalamasını ifade ederken, s değeri ise rüzgâr hızı verilerinin varyansını ifade etmektedir. Dolayısıyla formüllerden yola çıkarak tüm formüllerin rüzgâr hızlarıyla bağlantılı olduğu görülmektedir. Bu nedenle rüzgâr verilerinin doğru olarak elde edilmesi son derece önem arz etmektedir.

## 4. Rüzgâr Enerjisi Potansiyel Analizinden Elde Edilen Bulgular

Rüzgâr, doğal yapısı gereği önemli bir kinetik enerji potansiyeline sahiptir ancak topografya, yüzey pürüzlülüğü ve

engeller nedeniyle bölgeden bölgeye değişkenlik gösterir. Rüzgâr türbini kurulabilmesi için rüzgâr hızının uygun aralıkta olması gerektiğinden, bir bölgenin rüzgâr rejiminin doğru belirlenmesi kritik önemdedir. Bu amaçla rüzgâr hızının dağılımını belirlemek için farklı istatistiksel modeller kullanılmakta olup, çalışmada en yaygın üç model olan Rayleigh, Weibull ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımları uygulanmıştır.

Türkiye'nin 7 bölgesinden seçilen İstanbul-Çatalca, İzmir-Çeşme, Samsun-Havza, Kırşehir-Mucur, Van-Gevaş, Adıyaman-Sincik ve Mersin-Mut illerine ait 2016–2020 yılları arası yaklaşık 450.000 saatlik rüzgâr verisi *freemeto* sitesinden temin edilerek Excel ortamında işlenmiş ve dağılım parametrelerine göre analiz edilmiştir. "Bir yörenin rüzgâr enerjisi potansiyelinin belirlenebilmesi için uzun yıllara dayalı ölçüm gereklidir" [16] ilkesinden hareketle hesaplamalar uzun dönem veriler üzerinden yapılmıştır.

Weibull dağılımı sonuçlarına göre şekil parametresi (k) tüm illerde 1–3 aralığında olup rüzgâr sürekliliğinin uygun olduğu görülmüştür. Ölçek parametresi (c) ve ortalama hız dikkate alındığında en yüksek değerler İzmir'de elde edilmiştir (V=4,48 m/s; c=5,05). Bu açıdan İzmir ve dolayısıyla Ege Bölgesi Weibull-Rayleigh analizlerinde en verimli bölge olarak belirlenmiştir.

Genelleştirilmiş Pareto dağılımı ise yüksek hız rejimlerinde farklılık göstermiş; şekil parametresi ( $\xi$ ) İstanbul (1,64) ve Adıyaman'da (1,55) diğer illere göre daha yüksek çıkmıştır. Aşırı rüzgâr davranışını temsil eden ölçek değeri de en yüksek İstanbul'da gözlenmiştir (11,97). Bu nedenle Pareto analizinde Marmara Bölgesi riskli ancak güçlü rüzgâr yapısı ile öne çıkmaktadır. Tablo 1'de dağılımların hesaplamalar sonucu illere göre oranları gösterilmiştir.

**Tablo 1.** Dağılım parametrelerinin illere göre oranları

Dağılımlar	Hız	RAYLEİGH-WEIBULL		GENELLEŞTİRİLMİŞ PARETO			
		Ölçe k	Weibull şekil	Ölçek	Şekil	Lokasyon	Z
İzmir	4,48	5,05	1,67	9,14	0,87	12,32	-1,48
İstanbul	4,40	4,96	2,14	11,97	1,64	7,49	-0,29
Mersin	3,62	4,08	1,69	6,83	0,82	10,26	-1,43
Kırşehir	3,23	3,64	1,60	5,72	0,72	8,74	-1,21
Adıyaman	3,67	4,13	2,12	9,36	1,55	6,92	-0,45
Samsun	2,97	3,34	1,17	3,69	0,19	47,26	-17,0
Van	2,65	2,99	1,49	4,34	0,58	10,7	-2,54

Tablo 1'e göre İzmir ve İstanbul rüzgâr enerjisi açısından en yüksek potansiyele sahip iki bölge olarak öne çıkmaktadır. İzmir'de ortalama rüzgâr hızı 4,48 m/s, Weibull ölçek parametresi  $c = 5,05$  ve şekil parametresi  $k = 1,67$  olarak belirlenmiştir. İstanbul'da ise hız 4,40 m/s,  $c = 4,96$  ve  $k = 2,14$  olup çalışmadaki en yüksek şekil parametresiyle en kararlı rüzgâr dağılımını sunmuştur. Adıyaman 3,67 m/s,  $c = 4,13$ ,  $k = 2,12$  değerleri ile üçüncü sırayı almakta; Mersin (3,62 m/s,  $c = 4,08$ ,  $k = 1,69$ ) ve Kırşehir (3,23 m/s,  $c = 3,64$ ,  $k = 1,60$ ) orta seviyede konumlanmaktadır. En düşük değerler ise Samsun'da (2,97 m/s,  $c = 3,34$ ,  $k = 1,47$ ) ve Van'da (2,65 m/s,  $c = 2,99$ ,  $k = 1,49$ ) gözlenmiş olup üretim sürekliliğinin diğer illere kıyasla daha değişken ve düşük olduğu değerlendirilmektedir.

Genelleştirilmiş Pareto dağılımı sonuçları da bu sıralamayı destekler niteliktedir. En yüksek alfa değerleri İzmir'de 9,14 ve İstanbul'da 11,97 olup uç rüzgâr olaylarının sınırlı ve üretim güvenliğinin daha yüksek olduğunu göstermektedir. Adıyaman'da  $\alpha = 9,36$  ile yakın bir performans sergilenmiştir. Mersin (6,83) ve Kırşehir (5,72) orta seviyede yer alırken, en düşük alfa değerleri Samsun (4,89) ve Van (4,34) illerinde

kaydedilmiş; bu iki şehrin rüzgâr davranışı uç değişimlere daha açık bir profil çizmiştir. Pareto şekil parametresi incelendiğinde İstanbul (1,64) ve Adıyaman (1,55) pozitif en yüksek değerlere ulaşmış; en düşük  $\xi$  Samsun'da (0,19) görülmüştür. Pareto lokasyon  $\mu$  değeri ise İstanbul'da 7,49, İzmir'de 12,32, Adıyaman'da 6,92, Samsun'da 17,46, Van'da 10,70 olarak kaydedilmiştir. Z değeri açısından da en düşük katsayı İzmir'de (-1,48) gözlenmiş olup dağılımın istatistiksel olarak daha güvenli yapıda olduğu yorumlanabilir.

Genel değerlendirmede rüzgâr enerjisi potansiyeli bakımından İzmir, İstanbul, Adıyaman, Mersin, Kırşehir, Samsun ve Van sıralaması elde edilmiştir.

#### 4.1. Maliyet Analizi

Maliyet analizi rüzgâr türbinleri için son derece önemli bir konudur. Bu noktada yatırımcı, bir bölgeye rüzgâr santrali kurmayı düşündüğünde bunun kendisine maliyetini ve yıllar içerisindeki getirisini bilmek istemektedir. Bu nedenle bu kısımda daha önceki kısımlarda rüzgâr potansiyeli bakımından en verimli bölgenin ortaya çıkarılmasıyla birlikte bu bölgeye kurulabilecek 1 MW kurulu güce sahip bir rüzgâr türbininin maliyet analizi gerçekleştirilmiştir. Analiz gerçekleştirilirken 3.kısımda bahsedilen RETScreen yazılım programı kullanılmıştır. Buna göre rüzgâr potansiyeli bakımından en verimli bölge olan İzmir ili Çeşme ilçesine kurulabilecek bir rüzgâr santralinin maliyet analizi çalışması gerçekleştirilmiştir.

RETScreen yazılım programı ile RES Projesi için Fizibilite Analizi basit veya detaylı olarak yapılabilmektedir. Program üzerinden maliyet analizi gerçekleştirilirken modül halinde bulunan kısımlar kullanılmıştır. Bu kısımlar sırasıyla yer, tesis, enerji modeli, maliyet analizi, emisyon, ekonomik-finansman analizi, risk, veri, analiz ve raporlama kısımlarından oluşmaktadır. Bu modüller program üzerinden bilgiler girilerek değerlendirildiğinde aşağıdaki gibi maliyet çıkmaktadır.

##### 4.1.1.Maliyet Kalemleri

1 MW gücünde bir rüzgâr türbini kurulumunda yatırım maliyetleri farklı kalemlerden oluşmakta ve proje ölçeği, saha koşulları, türbin seçimi ile bağlantı altyapısı gibi unsurlara göre değişkenlik göstermektedir. En büyük maliyet kalemi türbinin kendisidir. Türbin gövdesi, rotor kanatları, jeneratör, kule ve diğer mekanik-elektriksel bileşenler de dahil edildiğinde, ana ekipman maliyeti genellikle 900.000 ile 1.500.000 USD aralığında gerçekleşmektedir. Bunun yanında, türbinin kurulacağı sahada gerçekleştirilen altyapı hazırlıkları yatırımın önemli bir bölümünü oluşturur. Temel inşaatı, yol açma, vinç ve montaj alanı düzenlemesi gibi çalışmalarla birlikte altyapı ve inşaat giderleri yaklaşık 200.000–300.000 USD seviyesinde olabilmektedir.

Projenin hayata geçirilmesi için gerekli olan nakliye ve lojistik faaliyetleri de maliyet tablosuna eklenmektedir. Özellikle kanat ve kule gibi büyük parçaların sahaya taşınması, vinç kurulumu ve montaj süreci dikkate alındığında bu kalemler 50.000–80.000 USD'ye kadar çıkabilmektedir. Türbinin tamamlanmasının ardından üretilen enerjinin şebekeye aktarılabilmesi için gerekli olan trafo, kablolar ve bağlantı altyapısı oluşturulmaktadır. Şebeke ile bağlantı maliyeti bazı projelerde altyapı maliyetlerine dahil edilse de çoğu zaman ayrı bir kalemler olarak değerlendirilir ve santralin toplam yatırım bütçesinde önemli bir paya sahiptir. Bunun yanı sıra lisans, ruhsat, arazi izinleri, ölçüm süreçleri ve çevresel etki değerlendirme çalışmaları gibi yasal prosedürler de projenin finansal yapısına ek yük getirmektedir. Bu bürokratik süreçlere ilişkin toplam giderler proje koşullarına bağlı olarak

değişmekle birlikte, belirli ölçekli tesislerde 40.000–70.000 USD düzeyine ulaşabilmektedir.

Tüm bu maliyet kalemleri toplu olarak değerlendirildiğinde, 1 MW kurulu güce bir rüzgâr türbini için toplam yatırım maliyeti yaklaşık 1,3 ile 1,8 milyon USD arasında değişmektedir. Saha topografyası, taşımacılık zorlukları veya ek altyapı ihtiyaçlarının ortaya çıkması durumunda bu tutar 2 milyon USD seviyesine kadar yükselebilmektedir. Kurulum sonrasında santralin işletme döneminde ortaya çıkan giderler de yatırımın ekonomik analizinde önemli bir unsurdur. İşletme ve bakım maliyetleri (O&M) yıllık bazda ortalama 25.000–50.000 USD seviyelerinde gerçekleşmekte olup, yedek parça temini, periyodik bakım, sigorta ve arıza onarımları bu kapsamda değerlendirilmektedir.

Sonuç olarak, 1 MW kapasitesine sahip bir rüzgâr türbini projesinde maliyetler yalnızca ekipman ve kurulum odaklı değildir. Saha hazırlığı, izin süreçleri, nakliye, şebeke bağlantı altyapısı ve uzun dönem işletme giderleri toplam yatırım yükünü oluşturmaktadır. Bütün toplam maliyete bakıldığında ise 2-2,5 milyon USD arasında değişiklik göstereceği söylenebilir.

## 5. Sonuç

Türkiye, artan enerji talebi ve dışa bağımlılığın azaltılması hedefi doğrultusunda yenilenebilir enerji yatırımlarını özellikle 1998 sonrası hızlandırmış, bu kaynaklar içinde rüzgâr enerjisi hidroelektrikten ve güneş enerjisinden sonra en yaygın kullanılan üçüncü kaynak haline gelmiştir. Rüzgâr enerjisinin verimli kullanılabilmesi için uzun dönem rüzgâr hızı ölçümleri kritik öneme sahiptir. Bu çalışmada Türkiye'nin 7 bölgesini temsil eden illere ait 2016–2020 yılları saatlik rüzgâr hızı verileri kullanılarak Rayleigh, Weibull ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımları uygulanmış ve bölgesel rüzgâr karakteristikleri karşılaştırılmıştır.

Türkiye, yüksek yenilenebilir kaynak potansiyeline rağmen enerji ihtiyacının yalnızca dörtte birini yerli kaynaklarla karşılamakta, geri kalanını ise ithalatla sağlamaktadır [29]. Bu nedenle dışa bağımlılığı azaltmak amacıyla yenilenebilir enerjiye yönelim artmış, özellikle 1998'den bu yana rüzgâr enerjisinde önemli gelişmeler yaşanmıştır. Türkiye'nin tüm bölgelerinde RES bulunmakla birlikte, verimli alanların tespiti için rüzgâr hızlarının uzun dönem ölçülmesi ve analiz edilmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada Türkiye'nin 7 bölgesine ait seçilmiş illerin rüzgâr potansiyeli 2016–2020 yılları arasındaki saatlik rüzgâr verileriyle değerlendirilmiş; Weibull, Rayleigh ve Genelleştirilmiş Pareto dağılımları kullanılarak bölgesel uyum ve verimlilik karşılaştırması yapılmıştır. Çalışmada önce rüzgâr enerjisinin tanımı, avantaj-dezavantajları ve dünya/Türkiye durumu ele alınmış; ardından literatür incelemesi gerçekleştirilmiştir. Devamında seçilen dağılımlar açıklanarak analiz aşamasına geçilmiş ve 5 yıllık iklim verileri ile parametre hesaplamaları yapılmıştır.

Parametre sonuçlarına göre Weibull k şekil değeri tüm bölgelerde kabul aralığında bulunmuş, rüzgâr karakteristiğinin uygun olduğu görülmüştür. Şekil parametresine göre en yakın ideal değere sahip bölge Mersin, ancak rüzgâr hızı ortalaması ve ölçek değeri açısından en verimli bölge İzmir olmuştur. Weibull ve Rayleigh dağılımları toplam değerlendirmede Ege Bölgesi'nin (İzmir) en iyi performansı verdiğini göstermektedir. Genelleştirilmiş Pareto dağılımında ise aşırı rüzgâr olaylarını en iyi temsil eden bölgeler Adıyaman ve İstanbul olup ölçek parametresi açısından en güçlü değer İstanbul'da belirlenmiştir. Sonuçta, kullanılan modellere göre İzmir/Ege bölgesi genel rüzgâr potansiyeli açısından öne çıkarken, aşırı rüzgâr

koşullarında Marmara Bölgesi/İstanbul daha yüksek performans göstermektedir.

Analizler sonucunda rüzgâr hızlarının 2–10 m/s aralığında değiştiği, en yüksek ortalama hızların Ege ve Marmara bölgelerinde gözlemlendiği saptanmıştır. Weibull dağılımı, gerçek verilerle en yüksek uyumu göstermiştir. İzmir ili Çeşme ilçesinde yıllık ortalama hız 8,1 m/s, ortalama güç yoğunluğu 410 W/m<sup>2</sup> olarak hesaplanmıştır. 1 MW kurulu güce sahip türbinin toplam yatırım maliyeti 2,1 milyon dolar civarında, yıllık enerji üretimi 3,75 GWh olarak belirlenmiştir.

Çalışma sonucunda Ege Bölgesi'nin Türkiye'nin en yüksek rüzgâr potansiyeline sahip bölgesi olduğu ve Weibull dağılımının rüzgâr hızlarının modellenmesinde en uygun yöntem olduğu belirlenmiştir. İzmir ili Çeşme ilçesinde planlanan türbinin ekonomik olarak uygulanabilir olduğu ve yatırım geri dönüş süresinin 12 yıl gibi kabul edilebilir düzeyde gerçekleştiği tespit edilmiştir.

## 6. Kaynaklar

- [1]. *Dünya nüfusu: 7,6 milyar*, (2017, Temmuz 10). Erişim: <https://www.dunya.com/dunya/dunya-nufusu-76-milyar-haberi-371872>
- [2]. *Dünyada yenilenebilir enerjiye yönelim artıyor*, (2021, Aralık 27). Erişim: [https://www.enerji-dunyasi.com/yayin/324/dunyada-yenilenebilir-enerjiye-yonelim-artiyor\\_29481.html](https://www.enerji-dunyasi.com/yayin/324/dunyada-yenilenebilir-enerjiye-yonelim-artiyor_29481.html)
- [3]. S. Y. Özkaya, *Yenilenebilir enerji kaynakları*. Erişim: <https://www.mfa.gov.tr/yenilenebilir-enerji-kaynaklari.tr.mfa>
- [4]. *Rüzgâr enerjisi nedir*, Erişim: <https://www.encazip.com/ruzgar-enerjisi-nedir>
- [5]. *Dünyada rüzgâr enerjisi kullanımı*, (Erişim: Ekim. 18, 2022). Erişim: <https://ekolojist.net/dunyada-ruzgar-enerjisi-kullanimi/>
- [6]. *Ülkelere göre rüzgâr enerjisi*, (Erişim: Ekim. 18, 2022). Erişim: <https://www.enerjiatlasi.com/ulkelere-gore-ruzgar-enerjisi.html>
- [7]. *Türkiye'nin kurulu gücü*. Erişim: <https://enerjiajansi.com.tr/turkiyenin-kurulu-gucu/>
- [8]. Y. A. Kaplan, "Rayleigh ve Weibull Dağılımları Kullanılarak Osmaniye Bölgesinde Rüzgâr Enerjisinin Değerlendirilmesi," *SDÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, vol. 20, no. 1, pp. 62–71, 2016.
- [9]. M. Wadi, B. Kekezoglu, M. Baysal, R. Tur and A. Shobole, "Feasibility study of wind energy potential in Turkey: Case study of Catalca district in Istanbul," in *2019 2nd Int. Conf. on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, Istanbul, Turkey, 2019, pp. 1–6.
- [10]. M. C. Şenel and E. Koç, "Dünyada ve Türkiye'de Rüzgâr Enerjisi Durumu-Genel Değerlendirme," *Mühendis ve Makine Dergisi*, vol. 56, no. 66.
- [11]. B. T. Doğan, A. Çolakoğlu and O. Kıncay, "RETScreen Analiz Programı ile Hatay'da Rüzgâr Enerji Santrali Fizibilite Analizi," *Tesisat Mühendisliği*, no. 131, 2012.
- [12]. T. Gülersoy and N. Çetin, "Menemen Bölgesinde Rüzgâr Türbinleri için Rayleigh ve Weibull Dağılımlarının Kullanılması," *Politeknik Dergisi*, vol. 13, no. 3, pp. 209–213, 2010.
- [13]. M. Wadi and W. Elmasry, "Statistical analysis of wind energy potential using different estimation methods for Weibull parameters: a case study," *Electrical Engineering*, pp. 1–22, 2021.
- [14]. H. H. Özcan, *Rüzgâr Enerjisi Yatırımları ve Isparta İlinde Kurulabilecek Rüzgâr Enerjisi Santralinin Ekonomik Analizi*, M.S. thesis, year not specified.
- [15]. *Freemeteo Meteoroloji Platformu*, Erişim: <https://tr.freemeteo.com/>
- [16]. *The Wind Projects of EIE*, Electrical Power Resources Surveying Administration (EIE), Standard reference, date unspecified.

# 5G Ekipman Kimlik Kayıt Yazılımı

## Kadir Cem ÖZDEMİR

Defne Telekomünikasyon A.Ş.  
Maslak Mah. Maslak Meydan Sok.  
Spring Giz Plaza, No :5, İç Kapı:37, Kat:9,  
34485 Sarıyer /İstanbul

kadircem.ozdemir@defne.com.tr

## Rafet AKDENİZ

Atlas Üniversitesi,  
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi,  
Bilgisayar Müh. Böl.  
Atlas Vadi Kampüs, Anadolu Cad. No:40,  
34408 Kağıthane/İSTANBUL

rafet.akdeniz@atlas.edu.tr

**Özet**— Bu çalışmada, Türkiye’de 2026 yılı başında devreye alınması planlanan yeni nesil çekirdek şebeke mimarisine uyumlu, bulut tabanlı ve çok teknoloji bir Ekipman Kimlik Kayıt (EIR) sistemi tasarlanmıştır. Geliştirilen çözüm; 5G’nin yanı sıra mevcut 4G, 3G ve 2G ağlarını da desteklemekte, tek bir platform üzerinden cihaz kimlik doğrulama ve erişim kontrolü işlevlerini sağlamaktadır. Sistem, mikro servis tabanlı açık mimarisi sayesinde yüksek erişilebilirlik, lokasyon bağımsız çalışma ve otomatik ölçeklenebilirlik özellikleri sunmaktadır. EIR, MAP, Diameter ve SBI arayüzleri üzerinden tüm çekirdek ağ bileşenleriyle bütünleşik çalışarak, IMEI/PEI tabanlı merkezi bir veritabanı üzerinden kimlik yönetimi gerçekleştirmektedir. Ericsson Mobility Report (2025)’te vurgulanan 5G yaygınlaşması ve çoklu teknoloji sürekliliği dikkate alındığında, önerilen çözüm; bulut tabanlı, esnek, API destekli ve uluslararası standartlara uyumlu yapısıyla GSM operatörlerine geleceğe hazır bir EIR altyapısı sunmaktadır.

**Keywords**— 5G, Ekipman Kimlik Kayıt, Uluslararası Mobil Ekipman Kimlik.

## I. GİRİŞ

Ericsson Mobility Report, Haziran 2025 raporuna göre; mobil ağ veri trafiği artmaya devam etmekte, ancak yıllık büyüme oranı düşmekte ve 2030 yılına kadar yıllık bileşik büyüme oranının %17 olacağı tahmin edilmektedir. 5G geliştikçe, hizmet sağlayıcılar farklılaştırılmış bağlantı hizmetleri sunarak yenilikçi kullanım örneklerini ve yeni gelir elde etme fırsatlarını giderek daha fazla araştırmaktadır. 2025 yılının ilk çeyreğinde 145 milyon 5G aboneliği eklenerek toplam sayı 2,4 milyarı biraz aşmıştır. 5G abonelikleri hızla artmaya devam etmekte ve 2025 sonunda 2,9 milyara ulaşarak o tarihteki tüm mobil aboneliklerin üçte birini

oluşturması beklenmektedir. Aboneler 5G’ye geçtikçe 4G aboneliklerinin sayısı azalmaktadır. 4G, 2025’in ilk çeyreğinde 55 milyon azalarak toplam sayıyı **4,9 milyara** düşürmüştür. 3G abonelikleri bu çeyrekte 19 milyon, 2G abonelikleri 30 milyon azalmıştır [1].

Birçok ülkedeki GSM şebekelerinde telefon/mobil cihaz hırsızlığı sorunu mevcuttur. Bir kişi bir şebekeye yasal bir abonelik alır ve ardından yasal bir IMSI, MSISDN ve SIM kart edinir. Kişi başlangıçta ucuz bir mobil cihaz satın alır ve daha sonra başka bir aboneden daha iyi bir mobil cihaz çalar. Mobil cihaz çalındıktan sonra hırsız SIM kartı yasal bir SIM kartla değiştirir. SIM kart ve SIM kartta bulunan abone bilgileri (IMSI, MSISDN) yasal olduğundan, cihaz şebekede çalışır ve **yalnızca abonelik bilgilerine bakarak** şebeke operatörü çalıntı bir cihaz kullanıldığını tespit edemeyebilir. Bireysel hırsızlığa ek olarak, organize gruplar depolardan cihaz sevkiyatlarını çalarak bu cihazları karaborsada satmaktadır.

Ekipman Kimlik Kaydı (EIR), GSM ağlarında kullanılan ve fiziksel mobil cihazlara (abonelere değil) karşılık gelen Uluslararası Mobil Ekipman Kimlik (IMEI) numaralarının listesini saklayan bir ağ varlığıdır. IMEI, gerçek mobil cihazı tanımlamak için kullanılır ve Uluslararası Mobil Abone Kimliği (IMSI), Mobil İstasyon ISDN Numarası (MSISDN) veya Abone Kimlik Modülüne (SIM) bağlı değildir. IMSI, MSISDN ve SIM’in tümü aboneye özeldir ve yeni bir mobil cihaz satın alındığında aboneliğe birlikte taşınır. IMEI mobil cihaza özeldir.

EIR özelliği, şebeke operatörlerinin çalınan veya izin verilmeyen mobil cihazların şebekeye erişimini engellemesine olanak tanıyan bir mekanizma sağlayarak GSM mobil cihaz hırsızlıklarının sayısını

azaltmak için kullanılabilir. Bu kontrol, mobil cihaz kaydı sırasında sağlanan IMEI'nin, şebeke operatörü tarafından sağlanan aşağıdaki listelerle karşılaştırılmasıyla gerçekleştirilir:

- **Kara Liste:** Listedeki Mobil İstasyonların (MS) şebekeye erişimi reddedilir.
- **Gri Liste:** Listedeki MS'lerin ağa girmesine izin verilir ancak izlenir.
- **Beyaz Liste:** Listedeki MS'lerin ağa erişimine izin verilir.
- **Oracle Communications Kullanıcı Veri Deposu (UDR),** IMEI numaralarının Beyaz/Gri/Kara liste durumlarını saklayabilir. Bir abone yeni bir MSC veya VLR konumuna dolaştığında, mobil cihazı MSC/VLR'ye kaydolmayı dener. **MSC/VLR, aboneyi VLR'ye kaydetmeden önce EIR'e MAP\_CHECK\_IMEI sorgusu** gönderir (UDR arka uç veri kaynağı olarak kullanılabilir). EIR, IMEI'nin izin/ret/düzensiz durumunu belirtir. IMEI'ye izin veriliyorsa MSC kaydı tamamlar; aksi halde kayıt reddedilir.
- **LTE/EPC için MME/SGSN, S13/S13'** üzerinden **ECR** (Equipment Check Request) gönderir; EIR **ECA** (Equipment Check Answer) döndürür. Diameter sinyal yönlendirme gerekirse **DSR/DRA** üzerinden yapılabilir.
- **Kara Listedeki bir IMEI bulunursa, IMSI/SUPI ile eşleştirme yalnızca operatör politikasıyla tanımlı özel beyaz liste istisnaları** için kullanılabilir; aksi durumda kara liste kararı geçerliliğini korur (güvenlik önceliklidir).
- **IMSI Aralık Mantığı:** EIR sorgusunda, veri tabanında IMEI aramasından önce IMSI/SUPI aralığına dayalı politika kontrolü çalıştırılabilir; belirli abone gruplarına istisna tanımlamaya yardımcı olur.

**5G EIR (Equipment Identity Register)** fonksiyonu, 5G ağında **PEI (IMEI/IMEISV) odaklı** kimlik kontrolünü sağlar. 5G'de abone kimliği **SUPI/SUCI** olarak UDM/AUSF tarafında yönetilir; EIR, gerekirse PEI-SUPI korelasyonu tutabilir ancak **abone verisinin birincil otoritesi değildir**. EIR; çalıntı/kayıp cihazların engellenmesi, cihaz bütünlüğünün doğrulanması ve

PEI durumunun şebeke erişim kararlarına yansıtılması yoluyla ağ güvenliği ve bütünlüğüne katkı verir [2], [3].

5G'nin dünya çapında yaygınlaşmasıyla, satıcılar/çözüm sağlayıcılar, satış faaliyetlerinde 5G tekliflerinin bir parçası olarak EIR çözümünü; **yalnızca 5G'yi değil mevcut 4G/3G/2G ağlarını da kapsayan** izin/veri engelleme işlevlerini **esnek politikalarla** yönetebilmek için konumlandırmaktadır.

## II. YAZILIM GELİŞTİRME ARAÇLARI

Akıllı telefonların benimsenmesi ve telefon hırsızlığı/kimlik dolandırıcılık oranlarındaki artış, mobil şebeke operatörlerinin koruyucu önlemler almasını gerektirmektedir. EIR, mobil ağlarda kullanılan bir üründür ve çeşitli cihazların **IMEI** bilgilerini içeren **merkezi bir veri tabanını** esas alır. Bir mobil cihaz ağdan servislere ihtiyaç duyduğunda IMEI, EIR üzerinden sorgulanır.

**Cloud-Native** uygulamalar; hızlı, ölçeklenebilir, esnek, maliyet etkin ve yüksek performanslı geliştirme/deploy imkânı sağlar [4].

**Mikroservis mimarisi:** Modülerlik ve bağımsız ölçekleme.

**Kubernetes:** Konteyner orkestrasyonu, dağıtım/ölçek/yedeklilik otomasyonu.

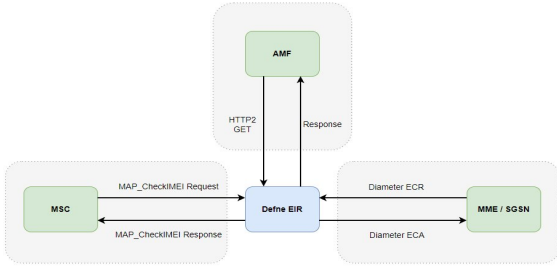
**Docker konteynerleri:** İzolasyon, taşınabilir paketleme.

**DevOps:** Geliştirme-operasyon iş birliği; hızlı sürümleme ve geri bildirim döngüsü.

## III. YÖNTEM

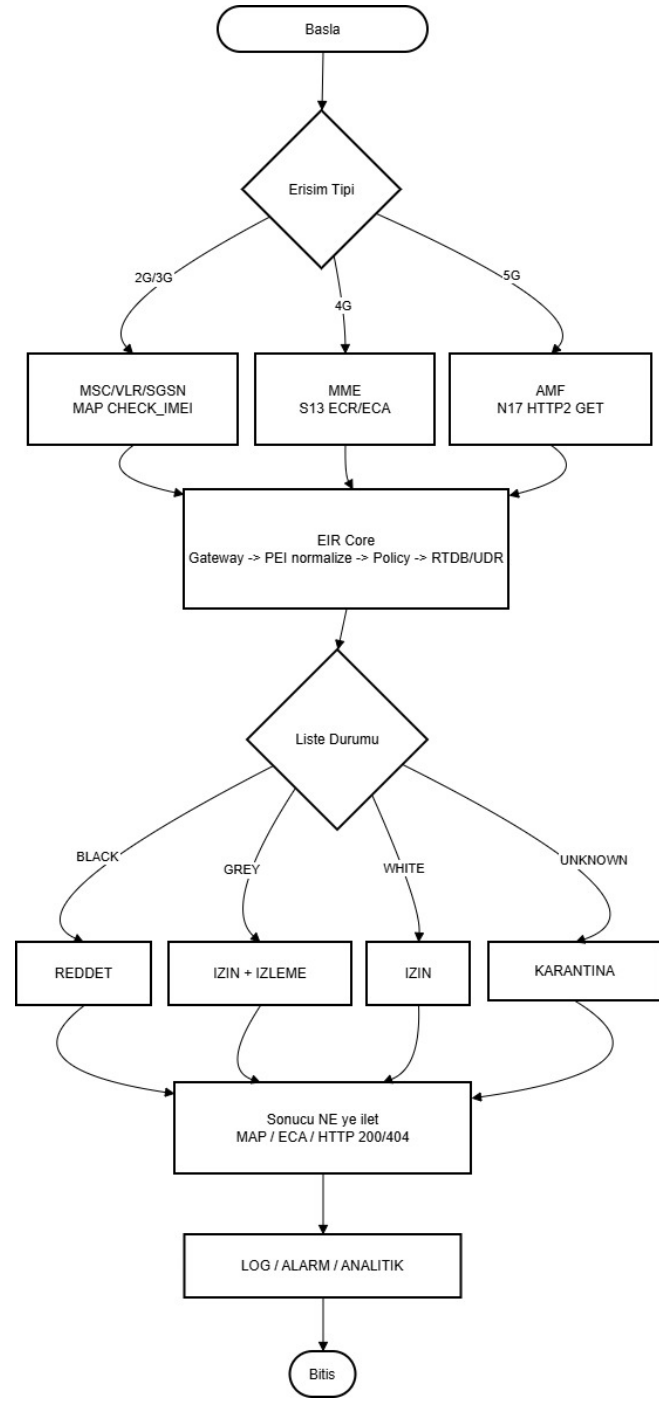
Sistemin Cloud-Native çalışması nedeniyle **VNF** ve **CNF** desteği sağlanmıştır. **SBI üzerinde HTTP/2** (HTTP/2.0) desteği sağlanmıştır. Lokal (Alfa) testleri için **simülatörler (AMF, MSC, MME/SGSN)** kullanılmıştır. Harici (Beta) testleri için mobil operatör 5G testleri yapılmıştır. **3GPP standartlarına** (ör. 3GPP TS 22.016/IMEI, 3GPP TS 29.272/DIAMETER—MME/SGSN, 3GPP TS 23.401/GPRS Enh., 3GPP TS 23.060/GPRS, 3GPP TS 29.002/MAP, 3GPP TS 29.511/5G-EIR; ayrıca IMEI/IMEISV) uyulmuştur.

Proje Şekil 1'deki gibi mikroservis mimarisine göre tasarlanmıştır.



Şekil 1. Sistem Yapısı.

- **MSC/VLR**, SS7/SIGTRAN üzerinden **MAP\_CHECK\_IMEI** gönderir; mesaj IMEI ile birlikte IMSI içerebilir (varsa eşleştirme yapılır).
- **EIR**, gerçek zamanlı veritabanından ilgili IMEI/IMSI'yi sorgular ve yanıtı **Kara/Gri/Beyaz** olarak MSC/VLR'ye döndürür; MSC sonucu uygular.
- **MME/SGSN**, S13/S13' üzerinden **ECR** gönderir; EIR **ECA** ile Kara/Gri/Beyaz yanıt döndürür; MME/SGSN sonucu uygular.
- **AMF**, N17 üzerinden **HTTP/2** ile PEI durumunu sorgular (isteğe bağlı **SUPI** dahil).
  - **200 OK** → PEI izinli,
  - **404 Not Found** → PEI bilinmiyor/ kayıt dışı.
- **Not:** PEI'nin 3GPP'deki temel biçimi **IMEI/IMEISV**'dir. Non-3GPP erişimlerde MAC gibi tanımlayıcılar **korelasyon amaçlı** tutulabilir fakat PEI'nin yerini almaz.



#### IV. SONUÇ

Mobil iletişim endüstrisi hızla büyümektedir. Bu büyüme, operatörlerin daha fazla abone ve cihazı yönetmesini gerektirir. 5G Çekirdek ağın gelişimiyle operatörler yeni ve gelişmiş hizmetler sunmak için ağlarını sürekli günceller. Bu güncellenmenin bir parçası olarak Cloud-Native EIR, ekipman kimlik bilgilerini yönetmek ve takip etmek için kritik bir bileşendir. Cloud-Native yaklaşım, EIR'in ölçeklenebilirliğini artırarak operatörlerin daha fazla cihazı yönetmesini sağlar.

Bu çalışma mikroservis mimarisinde gerçekleştirilmiş olup **HTTP/2 tabanlı SBI** bileşenleri kullanılmıştır.

Mikroservisler birbiriyle **Apache Kafka** aracılığıyla haberleşir; **CNF** yapısına uygun olacak şekilde konteynerlerde çalışır. Telco bulutlarında çalışacak biçimde tasarlanmıştır.

- **Otomatik ölçekleme:** Konteyner yapısı ile talebe göre kapasite dinamik ayarlanır.
- **Otomatik kurulum:** **Kubernetes** ile kurulum/yaşam döngüsü otomasyonu ve büyük verinin etkin işlenmesi sağlanır.

#### Öne çıkan özellikler

- Aynı anda **2G/3G/4G/5G** sistemlerini destekler.
- Sunucu başına **10.000 TPS** performans (hedef/ölçümle doğrulanabilir).
- **300+ milyon** IMEI kaydını yönetebilme yeteneği.
- **3GPP uyumludur;** EIR ile ilgili temel 3GPP standartlarını destekler.
- Abone işlemleri bu sisteme aktarıldığında, **cihaz kabiliyet/kimlik korelasyonu** ile **IMEI klonlaması** gerçek zamanlı olarak **tespit edilebilir** (politika ve analitik kurallarıyla).

#### REFERENCES

- [1] <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/reports/june-2025>  
(Erişim tarihi:20.10.2025)
- [2] Yan, Z., Zhang, X., Han, R., and Wu, Y. (2017). Security and privacy issues in mobile phone tracking. Communications Magazine, IEEE, 55(10), p. 44-49.
- [3] Gupta, B. B., and Gupta, D. (2015). Mobile device identification and IMEI-based tracking techniques. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), 4(1), p. 376-381.
- [4] Namiot, D., and Kliuchnyk, I. (2020). Cloud-Native Applications: Overview and Perspectives. IEEE Annals of the History of Computing, 42(1), p. 98-103.

# FPGA tabanlı batarya yönetim sisteminde gerçek zamanlı şarj durumu tahmini

Yakup Gökçekuyu<sup>1</sup>, Mehmet Demirtaş<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye, yakupgokcekuyu@hotmail.com

<sup>2</sup>Gazi Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye, mehmetd@gazi.edu.tr

## Özet

Bu çalışmada, paralel ve deterministik bir FPGA mimarisi kullanılarak standart mikrodenetleyici yerine FPGA tabanlı bir yapı ile şarj durumu (SoC, state of charge) tahmini gerçekleştirilmiştir. Bu yapı ile minimum dönüşüm süresinin (CT-min) kısıltılması, örnekleme- seri çevresel arayüz (SPI, serial peripheral interface)-işleme hattında zamanlama hatalarının (jitter) azaltılması, aynı periyotta daha fazla modülün hesaplanabilmesi ve toplam bellek ile işlem yükünün düşürülmesi amaçlanmıştır. Bir lityum-iyon batarya paketi için Coulomb sayma algoritmasına dayalı gerçek zamanlı SoC tahmini FPGA üzerinde uygulanmıştır. Ölçüm zinciri, şönt direnci ve akım yükselteç entegrasyonu başlamakta; yükseltileen sinyal 12-bit çözünürlüklü analog-dijital dönüştürücü (ADC, analog digital converter) aracılığıyla SPI protokolü üzerinden FPGA'ya aktarılmaktadır. SPI durum makinesi, örnekleme zamanlayıcısı ve sabit-nokta tabanlı entegrasyon blokları VHDL dilinde tasarlanmıştır. Ölçüm kararlılığını artırmak için ofset ve kazanç düzeltmeleri, sınır denetimleri ve sayısal filtreleme yöntemleri uygulanmıştır. Deneyler sabit ve değişken yük profilleri altında gerçekleştirilmiş; gürültü azaltımı amacıyla uygulanan sayısal filtreleme ve hareketli ortalama yöntemleri sayesinde akım ölçümünde düşük gecikme sağlanmıştır. Akım verisi zaman üzerinde sayısal olarak entegre edilmiş, etkin kapasiteye oranlanarak SoC değeri sürekli güncellenmiştir. FPGA üzerinde gerçek zamanlı Coulomb sayımıyla elde edilen SoC tahminleri, açık devre voltajı'na (OCV) dayalı referans değerleriyle karşılaştırılmış ve hata oranının %0,33 seviyesinde olduğu gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, FPGA tabanlı mimari ile kesintisiz ve kararlı SoC takibinin mümkün olduğunu; düşük gecikme ve yüksek doğruluk sağlandığını göstermektedir. Çalışmanın bir sonraki aşamasında, OCV optimizasyon yaklaşımının Coulomb sayma algoritmasına entegre edilmesi ve sürekli kalibrasyon yoluyla hata oranının daha da azaltılması hedeflenmektedir. Önerilen yaklaşımın, elektrikli araç batarya yönetim sistemlerinde (BYS) doğrudan uygulanabilir bir çözüm olduğu değerlendirilmektedir.

**Anahtar Kelimeler:** Batarya yönetim sistemi, Coulomb sayma yöntemi, elektrikli araç, FPGA, SoC tahmini.

## 1. Giriş

Karayolu taşımacılığında fosil yakıt tüketimine bağlı CO<sub>2</sub>, NO<sub>x</sub> ve partikül madde emisyonları; hava kalitesinin bozulması ve iklim hedefleri bağlamında elektrikli araçlara yönelimi hızlandırmıştır. Ancak sahada güvenilir işletim için batarya

paketlerinin güvenli, verimli ve uzun ömürlü çalıştırılması birincil gereksinimdir ve bu gereksinim, alt sistemlerin koordinasyonunu üstlenen BYS tarafından karşılanır [1, 2]. BYS; hücre gerilim/sıcaklık izleme, aşırı şarj-deşarj karşı koruma, akım sınırlama, dengeleme ve hata yönetimi gibi görevlerin yanında, menzil tahmini ve enerji kullanılabilirliği için kritik önemde olan SoC bilgisinin güvenilir biçimde elde edilmesinden sorumludur [1-3]. SoC kestirimi doğası gereği zorludur; çünkü lityum-iyon kimyasında OCV-SoC eğrisi sıcaklığa ve yaşlanmaya bağlı olarak kaymakta, histeresis ve dinamik yük koşulları altında kutupsallaşma etkileri gözlenmektedir [3-5]. Bu nedenle literatürde iki ana yaklaşım öne çıkmıştır: (i) akımın zamanla nümerik entegrasyonuna dayanan Coulomb sayma ve bunun OCV referansıyla periyodik kalibrasyonu; (ii) eşdeğer devre ya da yarı-fiziksel modeller üzerinde Kalman ailesi ve türevlerine dayalı gözlemci tabanlı yöntemler [3-6]. Coulomb sayma yüksek örnekleme hızlarında gerçek-zamana uygun, mimari olarak yalın ve hesaplama maliyeti düşük bir çözümdür; ancak ölçüm ofseti, kapasite değişimi ve sıcaklık etkileri nedeniyle uzun vadede sürüklenmeye açıktır. Bu sürüklenmenin bastırılması için yavaş-zamanlı OCV tabanlı düzeltmeler ve uygun filtreleme/dengelemeler önerilmektedir [3,5]. Gözlemci temelli yaklaşımlar ise model doğruluğu, parametre tanımlama ve kazanım ayarı gibi mühendislik adımlarına bağımlıdır; bu yöntemlerde hesaplama yoğunluğu ve bellek gereksinimi artmakta, gerçek-zamanlı garanti ve zamanlama kararlılığı dikkatle yönetilmelidir [4,6]. Endüstride hâkim olan mikro denetleyici tabanlı tasarımlar, kesme odaklı yazılım yürütümü ve sınırlı paralellikleri nedeniyle yüksek frekanslı örnekleme ile çoklu görev koşullarında zamanlama oynaklığı (jitter), görev çakışması ve değişken gecikme sorunları üretebilmektedir [7, 8]. Bu kısıtlar, özellikle örnekleme-iletişim-işleme zincirinin deterministik davranması gereken SoC katmanında, ölçülebilir hatalara dönüştüğünde menzil tahmini ve güvenlik üzerinde olumsuz etki yaratır. Söz konusu darboğazları aşmak üzere, yeniden yapılandırılabilir mantık kaynakları üzerinden geniş paralellik ve döngü içi gecikmenin saat-düzeyinde kontrolünü sağlayan FPGA tabanlı gerçekleştirime ilgi artmıştır [7-9].

FPGA'lar; ardışıl işleme (pipeline) ve akım/gerilim verilerinin sabit-nokta matematikle düşük gecikmeli işlenmesi için uygun kaynak yerleşimi, çevrimsel iletişim (SPI/I<sup>2</sup>C) denetimiyle birlikte deterministik zaman tabanı, ayrıca gömülü sistemler için tatmin edici güç-tüketimi/performans dengesi sunmaktadır [7-9]. Ölçüm cephesinde, hücre akımının belirlenmesi için Hall-etkili sensörler ve şönt direnç tabanlı çözümler yaygındır. Şönt ve akım algılama yükseltici (ör. yüksek CMRR ve PWM bastırımı sağlayan yapılar) düşük maliyet, yüksek çözünürlük ve hızlı yanıt nedeniyle BYS'in SoC katmanında tercih edilmektedir [2,9,10]. ADC seçiminde örnekleme hızı, etkin çözünürlük ve SPI protokol gecikmeleri; sayısal tarafta ise kuantalama gürültüsü, ofset/kazanç sapmaları ve filtre gecikmeleri toplam

hata bütçesini belirler [3,5]. Bu bildiri, 3S lityum-iyon paket üzerinde çalışan, örnekleme-SPI-işleme hattı deterministik olacak biçimde tasarlanmış bir FPGA SoC izleme mimarisi sunulmaktadır. Yaklaşım; şönt-tabanlı akım ölçümünün sayısal filtreleme ve düşük gecikmeli sabit-nokta entegrasyonla birleştirilmesi, jitter'ı sınırlayan saat/FPGA kısıtları ile SPI durum makinesinin birlikte tasarımı ve pratik uzun-zaman sürüklenmesinin yavaş IIR-ofset takibi ve ileride çevrim-içi OCV kalibrasyonuna açık çerçeveye yönetilmesi hedefleri etrafında kurgulanmıştır. Böylece BYS'in algılama/kestirim katmanına odaklanan, donanım üzerinde gerçek zamanlı yürütümü kanıtlanmış bir SoC çekirdeği elde edilmektedir [1-6,8-10].

Bu bildiri öncelikle donanım ve sistem mimarisi ayrıntı olarak açıklanmakta, ardından SoC kestirim algoritması ve FPGA gerçekleştirilmesi sunulmakta; devamında deney bulguları tartışılarak yaklaşımın BYS uygulamalarında düşük gecikme, gerçek zamanlı izleme ve yeniden programlanabilirlik bakımından sağladığı kazanımlar ortaya konulmaktadır. Çalışmanın kalanında, Bölüm 2'de batarya yönetim sistemi, Bölüm 3'te yöntem, Bölüm 4'te deney düzeneği ve sonuçlar, Bölüm 5'te tartışma başlığı altında genel değerlendirmeler ve geleceğe dönük planlanan çalışmalar verilmiştir.

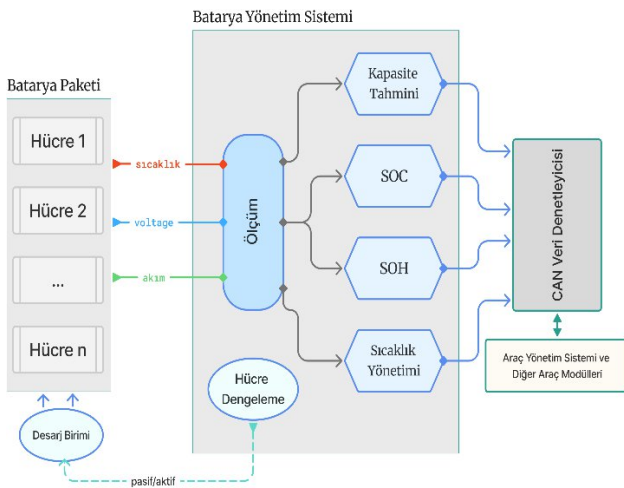
## 2. Batarya Yönetim Sistemi

### 2.1. Genel Mimari ve Ölçüm İhtiyaçları

BYS; batarya paketinin güvenli ve verimli işletimi için gerilim, akım ve sıcaklık ölçümü, durum kestirimi (SoC/SoH), ısı yönetimi, hücre dengeleme ve haberleşme işlevlerini bütünleştiren üst düzey bir denetim katmanıdır.

Ölçüm doğruluğu ile deterministik zamanlama, özellikle SoC/SoH kestiriminin güvenilirliği üzerinde belirleyicidir. Bu nedenle şönt/algılayıcı, akım algılama yükselteci, ADC, zaman tabanlı zincirinin kalibrasyonu ve senkronizasyonu BYS'nin en kritik bileşenleri arasında kabul edilir [1-3].

Bu çalışma, Şekil 1'de gösterildiği üzere BYS'nin algılama/kestirim katmanı olan SoC modülünün FPGA üzerinde gerçek zamanlı uygulanmasına odaklanmıştır. FPGA tarafında paralel işlem yeteneği ve deterministik saatleme, örnekleme, SPI, işleme hattındaki gecikme/jitter'ı azaltarak SoC güncellemelerini kararlı hâle getirir [13].

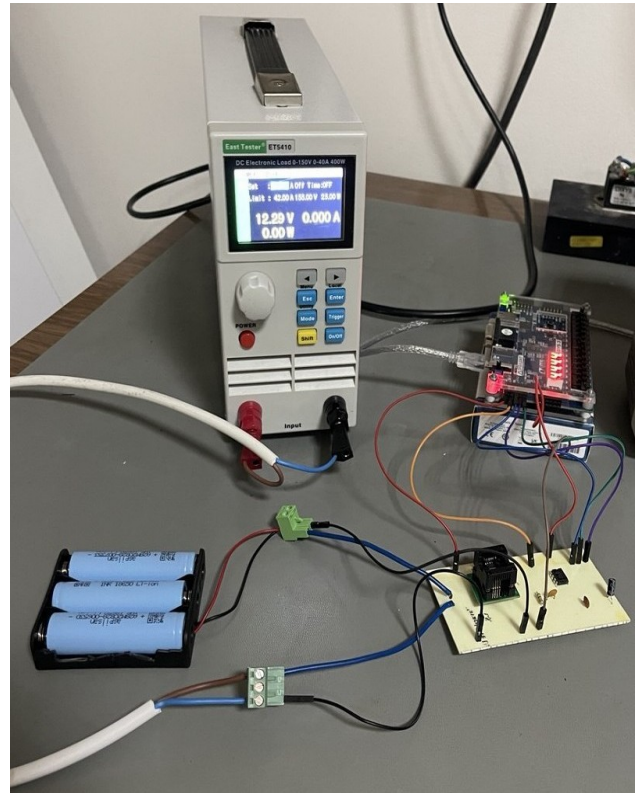


Şekil 1: BYS Üst-Düzyer Mimarisi ve Fonksiyon Blokları.

### 2.2. Batarya Paketi

Enerji depolama biriminin yapısı, BYS'nin ölçüm, koruma ve kestirim stratejilerini doğrudan belirlediğinden, paket topolojisi batarya yönetim mimarisinin temel tasarım parametrelerinden biridir. Bu çalışmada batarya paketi, 3S (3×3.7 V, 2900 mAh) lityum-iyon hücre konfigürasyonuna sahiptir. Şekil 2'de verilen pil paketinde seri bağlı hücre sayısı paket gerilim seviyesini belirlerken, paralel kol sayısı kapasite/akım kabiliyetini belirler. Bu nedenle BYS yapılandırması doğrudan paket topolojisine ve hücre özelliklerine göre ayarlanır [1-3]. Literatürde seri-paralel gruplarda iç direnç/kapasite saçılımı ve ısıl gradyanların hücreler arası dengesizliğe yol açtığı; bu riskin hücre başına hızlı gerilim izleme ve etkin dengeleme ile azaltılabildiği belirtilir.

Bu çalışmada ise yüksek kararlı akım ölçümü ve Coulomb sayma tabanlı SoC takibi ve paket gerilim eşiklerinin sıkı yönetimiyle aşırı deşarj/sürüklenme önlenerek dengesizliğin büyümesi sınırlanmıştır.



Şekil 2: Batarya Paketi ve Ölçüm Sistemi.

### 2.3. Voltaj Ölçüm Bloğu

BYS içinde gerilim izleme; OV/UV (aşırı/alt gerilim) güvenlik eşikleri, hata tanılama ve paket durum raporlaması için temel bir fonksiyondur. Gerilim ölçümünde elde edilen hassasiyet yükseldikçe, SoC hesaplamalarının doğruluğu da aynı ölçüde iyileşmektedir [13,14]. Ölçüm yanlışlığı ve zaman tabanlı kararsızlığı, koruma mantıklarında gereksiz tetiklemelere veya geç kalmış müdahalelere yol açabileceğinden, gerilim kanalının kalibrasyonu ve deterministik örnekleme düzeni kritik kabul edilir [1-3,5].

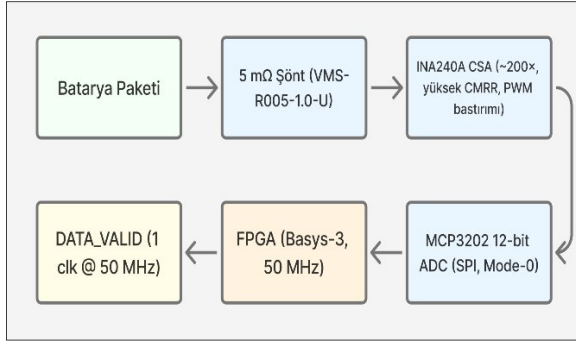
Uygulamada BYS mimarisi içinde gerilim bloğu, OV/UV eşik bayrakları ve durum raporlaması için mantıksal bir arayüz

olarak tanımlanmıştır; SoC hesaplama hattı ise tamamen şönt ve akım algılama yükselticiden gelen akım örneklerine dayanır [11–12]. Böylece akım-temelli entegrasyonun zamanlama kararlılığı korunurken, gerilim tarafı BY5 üst katmanına uyarı/bildir seviyesinde entegre edilmiştir.

## 2.4. Akım Ölçüm Bloğu

Paket akımı; SoC/SoH kestirimi için birincil gözlem büyüklüğü ve OV/UV–OC/OT korumalarının karar değişkenidir. Otomotiv uygulamalarında Hall-etkisi sensörleri izolasyon ve kurulum kolaylığı sunsa da şönt ve akım algılama yükseltici (CSA) yaklaşımı doğrusal aralık, çözünürlük ve maliyet açısından yaygın biçimde tercih edilir [1–3,13,14]. Kestirim doğruluğu; ölçüm ofseti, örnekleme zaman tabanı ve sayısal filtreleme ile doğrudan ilişkilidir [1–3,5].

Algılama zinciri: 5 mΩ şönt → INA240A (≈200x ; yüksek CMRR, PWM bastırımı) → ADC 12-bit (SPI) → FPGA. INA240A'nın PWM'e karşı geliştirilmiş bastırımı ve geniş ortak-mod aralığı, darbeli yük profillerinde akım dalgalanmaları sırasında örnekleme doğruluğunu korur [12]. SPI tabanlı sayısallaştırma, düşük gecikme ve deterministik aktarım avantajı ile SoC ardışıl hattına uygundur [8].



Şekil 3: Akım Ölçüm Bloğu.

Şekil 3'te gösterilen akım ölçüm bloğu; FPGA üzerinde 50 MHz taban saatten türetilen Mode-0 ~1 MHz SPI saat ile, düşen kenarda MOSI / yükselen kenarda MISO örneklerini; 18 yükselen kenar sonunda 12-bit veri yakalanır ve DATA\_VALID darbesi ile sabit-nokta boru hattına aktarılır. Bu düzen; örnekleme ve SPI işleme hattında jitter ve CT-min'i azaltır, gerçek-zamanlı SoC güncellemelerini kararlı kılar [8,11,13].

ADC kodundan mA dönüşümü sabit çarpımla yapılır; sıfır-akım ofseti, yavaş zaman sabitli bir IIR ile izlenir. Yüksek frekanslı gürültü ve kuantalama saçılımı için IIR ve hareketli ortalama filtresi birlikte uygulanır. Böylece Coulomb saymada uzun zamanlı ofset sürüklenmesi bastırılırken, adım yanıtında hızlı yerleşim korunur [1–3,5,9]. Donanım notları altta verilmiştir.

- Şönt yerleşimi: Kelvin bağlantı (dört telli ölçüm), kısa ve simetrik hat;  $P=I^2R$  ısı kaybı göz önünde bulundurulmalıdır [12,13].
- Anti-alias/EMI: CSA girişinde uygun RC ön-filtre ile PWM kenarlarının aliasing'i azaltılmalıdır [12,13].
- Bant genişliği: SoC entegrasyonu için düşük frekans doğruluğu korunurken, akım adımlarını gözlemek için telemetri hattı  $\geq 1$  kHz efektif bant genişliği hedeflenebilir [1–3,5].

## 2.5. Sıcaklık Ölçüm Bloğu

Sıcaklık; iç direnç, güç verme/çekme kabiliyeti ve yaşlanma hızı üzerinde belirleyicidir. Aşırı ısınma/soğuma (OT/UT) eşiği izleme; güvenlik, performans ve ömür yönetiminde zorludur [4–6,13–15]. BY5'de sıcaklık tipik olarak altta verilen özelliklere sahiptir.

- NTC termistör (örn. 10 k,  $\beta$  katsayılı) ile geniş aralıkta, düşük maliyetli ölçüm,
- RTD (PT100/1000) ile daha iyi doğruluk/kararlılık,
- Entegre sensör (örn. dijital I<sup>2</sup>C/SPI) ile kolay arayüz/kalibrasyon seçenekleriyle gerçekleştirilir.
- Koşullandırma (köprü/akım kaynağı), 12–16 bit ADC ve sayısal filtreleme (IIR/medyan) zinciri; gürültüye dayanıklılık ve deterministik örnekleme için tercih edilir [1–3,13,14].

## 2.6. Hücre Dengeleme

Dengeleme, hücreler arası gerilim/SoC farklarını azaltarak kullanılabilir kapasiteyi artırır, zayıf hücrelerin aşırı zorlanmasını önler ve çevrim ömrünü iyileştirir; uygulamada iki temel yaklaşım vardır: pasif (rezistif bleeder ile enerjiyi ısıya dönüştürür) ve aktif (kapasitif/indüktif elemanlarla hücreler arasında enerji transferi yapar). Pasif çözüm basit ve düşük maliyetliken ısı yük oluşturur; aktif çözüm özellikle yüksek enerji paketlerinde verim ve dengeleme süresi açısından üstündür fakat sürücü topolojisi, EMI/EMC ve maliyet karmaşıklığı getirir [13], [16]. Dengelemeye başlama/bitirme, tipik olarak  $\Delta V$  ( $\approx 10$ – $20$  mV),  $\Delta SoC$  ( $\approx 1$ – $2$  yüzde puan) ve güvenlik koşullarına (sıcaklık, akım) göre verilir; yanlış tetiklemeleri önlemek için ölçüm/filtre gecikmelerini gözetken bekleme (dwell) süreleri kullanılır [13], [16]. Pasif tasarımda  $I_{bleed}$  ve  $R_{bleed}$  eşitleme hızını ve ısı dağılımı belirler; güç  $P \approx V_{hücre} \cdot I_{bleed}$  ya da  $I_{bleed} \propto R_{bleed}$  ile doğrulanmalı, PCB termal yolları ve bileşen yerleşimi buna göre planlanmalı; OT eşiğine yakın durumlarda görev döngüsü sınırlandırılarak sıcaklık geri bildirimle ek güvenlik sağlanmalıdır [15].

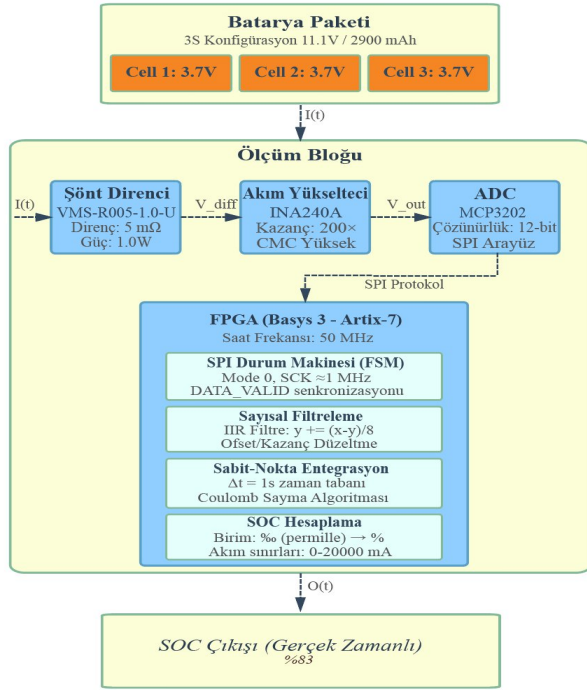
## 3. Yöntem

Bu çalışmada kullanılan donanım ve yazılım mimarisi Şekil 4'de gösterilmektedir. Ölçüm hattı; 5 mΩ şönt üzerinde oluşan diferansiyel gerilimin yüksek ortak mod reddi ve PWM bastırımı sağlayan bir akım algılama yükselticiyle yaklaşık 200 kat oranında yükseltilmesi, yükseltilen sinyalin 12-bit çözünürlüklü bir ADC ile örneklenmesi ve verinin SPI Mode-0 ( $\approx 1$  MHz) üzerinden FPGA'ye aktarılması esasına dayanmaktadır.

FPGA tarafında, SPI için durum makineli bir arayüz ve sabit-nokta tabanlı bir işleme boru hattı bulunmaktadır; bu hat sırasıyla veri kabulü, temel sayısal koşullandırma ve entegrasyon modüllerine kesintisiz akışı sağlamaktadır. Zamanlama kararlılığı için örnekleme saatinin 50 MHz taban saatten türetilmesi, MISO girişinde iki kademeli senkronizasyon uygulanması ve uygun saat alanı/zamanlama kısıtlarının tanımlanması tercih edilmiştir; böylece örnekleme, iletişim ve işleme zincirinde deterministik gecikme ve düşük gürültü elde edilmiştir.

Çerçeve sonunda üretilen kısa bir sinyal darbesi ile sayısallaştırma ve entegrasyon katmanları eş zamanlanmakta, sistemin gerçek zamanlı SoC güncellemeleri güvenilir biçimde yürütülmektedir. Bu mimari seçimler, düşük kayıplı akım algılama ve düşük gecikmeli veri işleme hedefleriyle uyumlu olup, BY5'nin algılama/kestirim katmanı için gerekli doğruluk ve tekrarlanabilirliği sağlar.

Deneyler laboratuvar ortamında programlanabilir elektronik yük ile hem sabit akım hem de darbeleri profillerde gerçekleştirilmiştir. Sistem bileşenleri ve laboratuvar test koşullarının özeti Tablo 1’de verilmiştir.



**Şekil 4:** FPGA Tabanlı SoC İzleme Mimarisi ve Sinyal İşleme Hattı

**Tablo 1.** Sistem bileşenleri ve laboratuvar test koşullarının özeti

Bileşen	Parametre	Değer
Batarya Paketi	Konfigürasyon	3S (3×3,7 V, 2900 mAh)
Şönt Direnci	Değer/Model	5 mΩ, VMS-R005-1.0-U
Akım Yükseltici	Model/Kazanç	INA240A, 200×
ADC	Model/Çözünürlük	MCP3202, 12-bit
SPI	Mod/SCK	Mode 0 / ≈1 MHz
FPGA Saat	Frekans	50 MHz
Örnekleme	Tetik/Geçerlilik	FSM + DATA_VALID
Filtreleme	Sayısal	IIR: y += (x-y)/8
Ofset Takibi	Yöntem	0 A yakınında yavaş IIR
Akım Sınırları	Kırpm	0...20000 mA
Entegrasyon	Taban	Δt = 1 s
SOC Birimi	Güncelleme	‰ (permille) → %
Yük Profilleri	Tip	Sabit ve darbeleri
İletişim	Hat	SCK, MOSI, MISO, CS
Dil / Tasarım	HDL	VHDL

Bu çalışmada batarya paketinin anlık akımının güvenilir biçimde izlenmesine dayalı bir Coulomb sayma yöntemi uygulanmıştır. Coulomb sayma sürecinde, filtrelenmiş akım değerleri saniyelik zaman tabanında birikimli olarak işlenmiş ve

SoC güncellemeleri bu entegrasyon üzerinden hesaplanmıştır. Tüm bu işlemlerin donanımsal olarak FPGA üzerinde yürütülmesi, örnek alma, işleme ve güncelleme döngüsünde deterministik zamanlama oluşturmuş ve yöntemin darbeleri yük profillerinde dahi kararlı sonuç üretmesini sağlamıştır. Laboratuvar ortamında, sabit akım ve değişken yük senaryoları uygulanarak ölçüm zincirinin tepkisi gözlemlenmiş; sistemin hem düşük akım bölgelerinde hem de hızlı geçişler sırasında tutarlı performans gösterdiği doğrulanmıştır. Bu çalışmada kullanılan temel donanım bileşenleri, örnekleme parametreleri ve uygulanan test koşulları Tablo 1’de özetlenmiş olup, ilgili bölümlerde yöntemsel akışın tüm bileşenleri bütüncül biçimde sunulmuştur.

#### 4. Deney Düzenegi ve Sonuçlar

Bu çalışmada geliştirilen SoC izleme mimarisi, laboratuvar ortamında gerçekleştirilen üç farklı akım profili ile değerlendirilmiştir. Deney seti, 5 mΩ şönt üzerinden ölçülen akımın algılama yükselticisiyle şartlandırılması, yükseltilemiş sinyalin ADC tarafından örnekleme ve verilerin SPI Mode-0 üzerinden Basys-3 (Artix-7) FPGA kartına aktarılması temeline dayanmaktadır. FPGA üzerinde çalışan sabit nokta işleme hattı, alınan örnekleri sayısal filtre ile koşullandırmakta ve saniyelik zaman tabanında Coulomb sayma entegrasyonu uygulamaktadır. Deneyler, ET5410 programlanabilir elektronik yük kullanılarak hem sabit akım hem de zamanla değişen darbeleri profiller altında yürütülmüş; başlangıç SoC değerleri farklı seçilerek, her testin öncesinde dinlenme periyodu ile stabilize edilmiştir.

- **Kademeli Sabit Akım Testi:** Başlangıç SoC %89 olarak belirlenmiş ve paket üç hücre için 4,08/4,08/4,09 V gerilimindedir. Akım profili sırasıyla 0.87 A (10 dakika (dk)), 1,45 A (8 dk) ve 1 A (217 s) şeklinde uygulanmıştır. Toplam tüketim 0,3986 Ah olarak hesaplanmış ve bu değer 2,9 Ah kapasiteli paket için yaklaşık %13,7 SoC düşüşüne karşılık gelmektedir. FPGA üzerinde ölçülen SoC yaklaşık %75,3 olup beklenen teorik değerle neredeyse birebir uyum göstermiştir.
- **Merdiven Akım Testi:** Başlangıç SoC değeri %68 düzeyinde belirlenmiştir. Test, 30 s 1 A yük → 30 s boşa döngüsünün 21 kez tekrarlanmasıyla 21 dk sürmüştür. Toplam tüketim enerji yaklaşık 0,175 Ah olup teorik SoC azalımı yaklaşık %6,0’dır. FPGA’nın ürettiği değer %62,0 olarak ölçülmüştür.
- **Dinamik Yukarı-Aşağı Testi:** Başlangıç SoC değeri %73 düzeyinde belirlenmiştir. Akım profili sırasıyla 2,30 dk 0,5 A → 10 s boşa, 2,30 dk 1 A → 10 s boşa biçiminde dört ardışıl döngü olarak uygulanmıştır. Bu testte akım seviyeleri hem düşük hem orta yük alanlarında değiştirilmiş, Coulomb sayma zincirinin geçişlere verdiği tepki gözlemlenmiştir. Ölçümler FPGA tarafında kararlı biçimde güncellenmiş, geçişlerde belirgin bir faz hatası veya bolla (drift) gözlenmemiştir.

Bu üç deney birlikte ele alındığında, şönt tabanlı Coulomb sayma hattının hem sabit akım hem de hızlı değişen yük koşullarında teorik SoC değişimiyle yüksek ölçüde uyum gösterdiği, toplam hata düzeyinin %0,33 mertebesinde kaldığı ve entegrasyon tabanının kararlı biçimde korunduğu görülmüştür. Elde edilen performans, literatürde Coulomb saymanın kararlılık açısından en kritik bileşeni olarak tanımlanan ofset sürüklenmesi, ani yük geçişleri ve örnekleme gürültüsüne duyarlılık sorunlarının FPGA tabanlı deterministik zamanlama ve düşük kayıplı akım ölçümü sayesinde önemli ölçüde azaltılabildiğini göstermektedir. Bu sonuçlar, geliştirilen mimarinin gömülü BYS

uygulamalarında hafifletilmiş işleme maliyeti, yüksek tekrarlanabilirlik, FPGA paralel işlem yeteneği ve gerçek zamanlı izleme kabiliyeti sunarak özellikle düşük-orta güç sınıfı batarya paketleri için güvenilir bir SoC kestirim çekirdeği olarak kullanılabileceğini ortaya koymaktadır.

## 5. Tartışma

Bu çalışma kapsamında geliştirilen şönt tabanlı akım ölçüm hattı ve FPGA üzerinde gerçek zamanlı yürütülen Coulomb sayma mimarisi, laboratuvar koşullarında uygulanan üç farklı akım profili altında değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar literatürde belirtilen performans gereksinimleriyle karşılaştırılmıştır. Akım ölçüm zincirinde kullanılan düşük değerli şönt, yüksek ortak-mod reddi sunan akım algılama yükseltici ve SPI tabanlı ADC yapısı, gömülü BYS mimarilerinde önerilen düşük kayıplı ve yüksek dinamik aralığa sahip ölçüm gereksinimleriyle uyum göstermektedir. Ölçülen işaretin deterministik zamanlamaya sahip bir FPGA boru hattında işlenmesi, Coulomb saymanın temel sınırlayıcıları arasında yer alan ofset kayması, zamanlama belirsizliği, ani yük geçişlerine duyarlılık ve örnekleme gürültüsü gibi hataları azaltan bir yaklaşım olarak literatürde vurgulanmaktadır; elde edilen bulgular bu değerlendirmeleri destekler niteliktedir. Kademeli sabit akım testinde FPGA'nın ürettiği SoC değeri teorik hesaplanan değişimle neredeyse birebir örtüşmüş, merdiven akım testinde ise düşük ve orta yük seviyeleri arasındaki tekrarlamalı geçişlerde entegrasyon tabanının kararlılığını koruduğu gözlenmiştir. Dinamik yukarı-aşağı profilinde, dalgalı yük akışına rağmen Coulomb sayma zincirinde belirgin faz hatası veya toplama kayması oluşmamıştır. Bu sonuçlar, literatürde özellikle vurgulanan geçiş hassasiyeti ve drift birikimi problemlerinin FPGA tabanlı sabit-nokta işleme ve iki kademeli senkronizasyon yaklaşımıyla etkili biçimde bastırılabilirliğini göstermektedir. Ayrıca, 50 MHz taban saat üzerinden türetilen örnekleme zamanlaması ve SPI durum makinesinin deterministik kenar hizalaması, entegrasyon sürecinin uzun süreli stabilitesini desteklemiş; üç test dizisinin tamamında teorik SoC değişimine karşı elde edilen hata düzeyi %0,33'ün altında kalmıştır. Bu değer, benzer çalışmalarda bildirilen %0,5–2 aralığındaki tipik Coulomb sayma hatalarının altında olup, sistemin zaman tabanı ve akım ölçüm hattının doğruluğunu göstermektedir. Çalışmada yalnızca SoC tahmini hedeflendiğinden geliştirilen mimarinin yeniden programlanabilir FPGA yapısı üzerinde çalışması, literatürde önerilen çevrim içi OCV tabanlı kalibrasyonlar, ısı geri besleme modelleri, kapasite adaptasyonu ve durum uzayı/Kalman türevlerinin entegrasyonu için uygun bir altyapı sunmaktadır. Dolayısıyla sistem, temel SoC izleme işlevini yüksek güvenilirlikle yerine getirirken, çok hücreli ve yüksek güçlü batarya paketleri için ölçeklenmeye de açıktır. Genel olarak değerlendirildiğinde, şönt tabanlı akım ölçümü ve FPGA üzerinde sabit-nokta Coulomb entegrasyonundan oluşan bu mimari, düşük maliyetli ve düşük kayıplı sensör topolojisini deterministik zamanlama ve gömülü sayısal işleme ile birleştirerek hem sabit akım hem de hızlı değişen yük profilleri altında yüksek tekrarlanabilirlik ve hesaplama kararlılığı sağlamıştır. Elde edilen bulgular, özellikle elektrikli araçlar ve taşınabilir güç sistemleri için gerekli olan gerçek zamanlı, düşük sapmalı SoC izleme gereksinimleriyle uyumlu olup, mimarinin BYS algılama/kestirim katmanı için güçlü bir çekirdek oluşturduğunu göstermektedir.

## 6. Kaynakça

- [1] M. A. Hannan, M. H. Lipu, A. Hussain, and A. Mohamed, "A review of lithium-ion battery state of charge estimation and management system in electric vehicle applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, pp. 834–854, 2017.
- [2] J. Meng, G. Luo, M. Ricco, et al., "Advances in data-driven and model-based techniques for battery SOC and SOH estimation," *WIREs Energy and Environment*, vol. 13, no. 5, e460, 2024.
- [3] Y. Li, Y. Li, and C. Yang, "A comprehensive review of SOC estimation for lithium-ion batteries based on neural networks and Kalman filters," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1390–1403, 2017.
- [4] R. Xiong, H. He, F. Sun, and X. Liu, "Evaluation on state of charge estimation of batteries with adaptive extended Kalman filter for electric vehicles," *Energy*, vol. 39, no. 1, pp. 310–318, 2012.
- [5] X. Lin, H. E. Perez, J. B. Siegel, and A. G. Stefanopoulou, "Online state estimation and management for lithium-ion batteries—A review," *Applied Energy*, vol. 205, pp. 892–902, 2017.
- [6] G. L. Plett, "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs—Part 1: Overview," *Journal of Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 252–261, Aug. 2004.
- [7] G. L. Plett, "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs—Part 2: Modeling and identification," *Journal of Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 262–276, Aug. 2004.
- [8] T.-W. Liang, C.-H. Hsieh, and T.-J. Ou, "Design and implementation of BMS architecture for electric vehicle applications," in *Proc. IEEE VTC-Fall, Chicago, USA*, 2018, pp. 1–5.
- [9] M. Jemmali, B. Parriaux, A.-J. Chouder, and A. Benammar, "Pure-hardware implementation of an extended Kalman filter on FPGA for real-time state-of-charge estimation," *IET Power Electronics*, vol. 15, no. 16, pp. 2057–2071, 2022.
- [10] M. A. Hannan, P. J. Ker, R. A. Begum, et al., "State-of-charge estimation methods and challenges for lithium-ion battery in electric vehicles—A review," *Energies*, vol. 12, no. 23, Art. 446, 2019.
- [11] A. Saday, I. A. Ozkan, and I. Saritas, "FPGA-Based battery management system for real-time monitoring and instantaneous SOC prediction," *J. Appl. Methods Electron. Comput.*, vol. 11, no. 1, pp. 55–61, Mar. 2023. doi:10.18100/ijamec.1233451
- [12] Texas Instruments, "INA240: Enhanced PWM Rejection, Precision Current-Sense Amplifier," Datasheet, 2021.
- [13] Lelie M, Braun T, Knips M, Nordmann H, Ringbeck F, Zappen H, et al. Battery management system hardware concepts: An overview. *Applied Sciences*. 2018;8(4):534.
- [14] Gabbar HA, Othman AM, Abdussami MR. Review of battery management systems (BMS) development and industrial standards. *Technologies*. 2021;9(2):28.
- [15] S. M. Bandhauer, S. Garimella, and T. F. Fuller, "A critical review of thermal issues in lithium-ion batteries," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 158, no. 3, pp. R1–R25, 2011.
- [16] G. Tremblay, A. Sari, et al., "Review of battery cell balancing methodologies for optimizing EV battery pack performance," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 129335–129352, 2019.

# Atık Kızartma Yağlarının Üst Isıl Değerinin Adaptif Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) ile Tahmini: Biyodizel Hammadde Potansiyelinin Değerlendirilmesi

Uğur ÖZVEREN<sup>1</sup>, Dicle EREN<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [ugurozveren@marmara.edu.tr](mailto:ugurozveren@marmara.edu.tr)

<sup>2</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [dicleeren@hotmail.com](mailto:dicleeren@hotmail.com)

## ÖZET

Üst ısıl değerin (HHV) doğru tahmini, atık kızartma yağlarının enerji potansiyelinin değerlendirilmesinde kritik öneme sahiptir. Literatürde bitkisel yağların HHV değerlerini hesaplamak için çeşitli ampirik modeller bulunmasına rağmen, bu modeller kızartma işlemi sırasında meydana gelen karmaşık bozunma olayları nedeniyle atık kızartma yağlarına uygulandığında önemli hatalar üretmektedir. Bu çalışma, geleneksel ampirik modellerin sınırlamalarını aşan, atık kızartma yağlarının HHV tahmininde yeni bir Adaptif Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) tekniği sunmaktadır. Çalışmada, Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından Fuel dergisinde yayımlanan araştırmadan elde edilen deneysel veri seti kullanılmıştır. Bu veri seti, fast-food restoranları, balık restoranları ve hastane mutfakları dahil olmak üzere çeşitli kaynaklardan toplanan 35 atık kızartma yağı numunesinin fizikokimyasal özelliklerini içermektedir. ANFIS modeli, dört giriş parametresi (yoğunluk, viskozite, iyot değeri ve sabunlaşma değeri) kullanılarak geliştirilmiş ve hibrit öğrenme tekniği ile eğitilmiştir. Model,  $R^2 = 0,9975$  (eğitim) ve  $R^2 = 0,9991$  (test) değerleriyle yüksek tahmin doğruluğu sergilemiştir.

## 1. GİRİŞ

Dünya genelinde artan enerji talebi ve fosil yakıt kaynaklarının sınırlılığı, alternatif ve yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ilgiyi her geçen gün artırmaktadır [1, 2]. Atık kızartma yağları, gıda endüstrisinin kaçınılmaz bir yan ürünü olarak büyük miktarlarda üretilmektedir. Restoranlarda, fast-food zincirlerinde, hastane mutfaklarında ve evlerde gerçekleştirilen kızartma işlemleri sonucunda ortaya çıkan bu yağlar, uygun şekilde bertaraf edilmediğinde ciddi çevresel sorunlara yol açabilmektedir. Kanalizasyon sistemlerinin tıkanması, su kaynaklarının kirlenmesi ve toprak kontaminasyonu gibi problemler, atık yağların kontrolsüz bertarafının başlıca olumsuz sonuçlarıdır [3, 4]. Atık kızartma yağlarının HHV değerlerinin doğru bir şekilde tahmin edilmesi, bu yağların biyodizel üretimi için uygunluğunun değerlendirilmesi ve proses optimizasyonu açısından büyük önem taşımaktadır [5].

Üst ısıl değer (Higher Heating Value - HHV), bir yakıtın standart koşullarda tam yanması sonucunda açığa çıkan toplam ısı enerjisini ifade etmektedir. HHV ölçümünde, yanma ürünlerindeki su buharının yoğunlaşma ısısı da dahil edilmektedir.

Bu parametre, yakıtların enerji içeriğinin karşılaştırılmasında ve enerji sistemlerinin tasarımında temel referans değeri olarak kullanılmaktadır. Bitkisel yağlar ve bunlardan elde edilen biyodizel için HHV değerleri tipik olarak 37.000-42.000 kJ/kg aralığında bulunmaktadır. Geleneksel olarak, bitkisel yağların HHV değerlerini tahmin etmek için çeşitli ampirik korelasyonlar geliştirilmiştir. Bu modeller genellikle yağların fizikokimyasal özelliklerini (yoğunluk, viskozite, iyot değeri, sabunlaşma değeri vb.) kullanarak HHV tahminleri yapmaktadır. Ancak bu ampirik modeller, taze bitkisel yağlar için geliştirilmiş olup, kızartma işlemi sırasında meydana gelen karmaşık termal ve oksidatif bozunma reaksiyonlarını dikkate almamaktadır. Kızartma işlemi sırasında yağlarda hidroliz, oksidasyon ve polimerizasyon gibi çeşitli kimyasal reaksiyonlar gerçekleşmekte ve bu reaksiyonlar yağın fizikokimyasal özelliklerini önemli ölçüde değiştirmektedir. Bu nedenle, geleneksel ampirik modeller atık kızartma yağlarına uygulandığında büyük hatalar üretebilmektedir [4, 6]. Son yıllarda makine öğrenmesi tekniklerinin HHV tahmini için kullanımı artış göstermiştir. Bu teknikler, karmaşık ve doğrusal olmayan ilişkileri modellemede geleneksel yöntemlere göre önemli avantajlar sunmaktadır. Özellikle Adaptif Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS), yapay sinir ağlarının öğrenme kapasitesi ile bulanık mantığın yorumlanabilirliğini birleştiren hibrit bir yaklaşım olarak dikkat çekmektedir. ANFIS, karmaşık sistemlerin modellenmesinde yüksek doğruluk ve genelleştirme kapasitesi sunmakta, aynı zamanda bulanık kural tabanı sayesinde model çıktılarının fiziksel yorumlanmasına olanak tanımaktadır [7, 8].

Bu çalışmanın temel amacı, atık kızartma yağlarının HHV değerlerini yüksek doğrulukla tahmin edebilen bir ANFIS modeli geliştirmektir. Çalışmada, Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından gerçekleştirilen kapsamlı deneysel çalışmadan elde edilen veri seti kullanılmıştır. Bu veri seti, Türkiye'de farklı kaynaklardan toplanan 35 atık kızartma yağı numunesinin fizikokimyasal özelliklerini ve deneysel HHV değerlerini içermektedir. Bu kapsamda çalışmanın özgün değeri ise şu şekilde özetlenebilir: (1) Literatürden elde edilen kapsamlı bir deneysel veri seti kullanılarak atık kızartma yağlarının HHV tahmini için özelleştirilmiş bir ANFIS modeli geliştirilmesi, (2) Geleneksel ampirik modellerle karşılaştırmalı performans analizi, (3) Model performansının kapsamlı istatistiksel değerlendirmesi.

## 2. MATERYAL VE METOT

### 2.1. Veri Seti

Bu çalışmada, Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından Fuel dergisinde yayınlanan "Predicting the higher heating values of waste frying oils as potential biodiesel feedstock" başlıklı araştırmadan elde edilen deneysel veri seti kullanılmıştır. Bu veri seti, Kocaeli Üniversitesi Alternatif Yakıtlar Ar-Ge Merkezi tarafından gerçekleştirilen kapsamlı bir deneysel çalışmanın ürünüdür ve atık kızartma yağlarının fizikokimyasal özelliklerini içermektedir. Veri seti, Türkiye'nin Kocaeli ilinde faaliyet gösteren çeşitli gıda işletmelerinden toplanan toplam 35 atık kızartma yağı numunesini kapsamaktadır. Numuneler, farklı kızartma koşullarını ve yağ bozunma düzeylerini temsil edecek şekilde üç ana kategoriden seçilmiştir: fast-food restoranları, balık restoranları ve hastane mutfakları. Bu çeşitlilik, modelin farklı kaynaklardan gelen atık yağlara genelleştirilebilirliğini test etmek açısından önemlidir [5, 9].

### 2.2. Adaptif Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS)

Adaptif Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS), Jang (1993) tarafından geliştirilen ve bulanık çıkarım sistemlerini yapay sinir ağları mimarisinde uygulayan hibrit bir modeldir. ANFIS, bulanık mantığın insan bilgisini ve uzman deneyimini matematiksel olarak ifade edebilme kapasitesi ile sinir ağlarının veriden öğrenme ve adaptasyon yeteneklerini birleştirmektedir. Bu hibrit yaklaşım, karmaşık ve doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde üstün performans sağlamaktadır [10]. ANFIS mimarisi, beş işlevsel katmandan oluşan çok katmanlı bir yapıya sahiptir. Birinci katman (bulanıklaştırma katmanı), girişlerin üyelik fonksiyonları tarafından bulanıklaştırıldığı katmandır. İkinci katman (kural katmanı), bulanık kuralların ateşleme kuvvetlerinin hesaplandığı katmandır. Üçüncü katman (normalleştirme katmanı), ateşleme kuvvetlerinin normalleştirildiği katmandır. Dördüncü katman (sonuç katmanı), kural çıkışlarının hesaplandığı katmandır. Beşinci katman (çıkış katmanı) ise tüm kural çıkışlarının ağırlıklı toplamının hesaplandığı ve nihai çıkışın üretildiği katmandır [11, 12].

Bu çalışmada, Takagi-Sugeno tipi birinci derece bulanık çıkarım sistemi kullanılmıştır [13]. Üyelik fonksiyonu olarak Gauss fonksiyonu seçilmiştir. Gauss üyelik fonksiyonu, sürekli ve türevlenebilir yapısı sayesinde gradyan tabanlı optimizasyon algoritmalarına uygun olması, yumuşak geçişler sağlaması ve fiziksel sistemlerin belirsizliklerini doğal bir şekilde temsil edebilmesi nedeniyle tercih edilmiştir. ANFIS eğitimi için hibrit öğrenme algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma, iki optimizasyon tekniğini birleştirmektedir: (1) sonuç parametrelerinin (doğrusal parametreler) optimizasyonu için en küçük kareler (EKK) metodu ve (2) öncül parametrelerin (üyelik fonksiyonu parametreleri) optimizasyonu için geri yayılım gradyan inişi. Hibrit algoritma, her eğitim epoch'unda ileri geçiş sırasında EKK ile sonuç parametrelerini, geri geçiş sırasında ise gradyan inişi ile öncül parametreleri güncellemektedir. Bu yaklaşım, saf gradyan inişine göre daha hızlı yakınsama ve daha iyi genelleştirme performansı sağlamaktadır [14].

### 2.3. Veri Bölünmesi ve Model Geliştirme

Verinin bölünmesinde %90 eğitim ve %10 test oranı kullanılmıştır; bu oran, makine öğrenmesi literatüründe yaygın

olarak kabul gören ve küçük veri setleri için uygun bir dağılımdır. Bunun nedeni ise bu tarz çalışmalarda veri setinin büyütülmesinin zorlukları ve eğitimin gerçekçi olabilmesi için mümkün olduğunda eğitim veri setinin büyük tutulmasıdır. Buna göre, 31 numune eğitim seti, 4 numune ise test seti olarak ayrılmıştır. Rastgele örnekleme için sabit tohum değeri (seed = 0) kullanılarak sonuçların tekrarlanabilirliği sağlanmıştır.

Model geliştirme sürecinde, giriş değişkenleri [0, 1] aralığına normalize edilmiştir. Normalizasyon, tüm değişkenlerin aynı ölçekte olmasını sağlayarak optimizasyon sürecini hızlandırmakta ve sayısal kararlılığı artırmaktadır. Normalizasyon için min-max ölçekleme yöntemi uygulanmıştır. Eğitim süreci boyunca, model performansı her epoch sonunda eğitim seti üzerinde izlenmiş ve aşırı öğrenme (overfitting) belirtileri kontrol edilmiştir. Optimum epoch sayısı, doğrulama hatasının artmaya başladığı noktaya dikkate alınarak belirlenmiştir.

### 2.5. Performans Değerlendirme Metrikleri

ANFIS modelinin tahmin performansı, makine öğrenmesi ve istatistik literatüründe yaygın olarak kullanılan çeşitli metrikler ile değerlendirilmiştir. Kullanılan performans metrikleri arasında belirleme katsayısı ( $R^2$ ), kök ortalama kare hatası (RMSE), ortalama mutlak hata (MAE), ortalama mutlak yüzde hatası (MAPE), ortalama kare hatası (MSE), maksimum mutlak hata (MaxAE), medyan mutlak hata (MedAE), standart hata (StdErr), sapma (Bias) ve Pearson korelasyon katsayısı yer almaktadır. Bu kapsamlı metrik seti, modelin farklı açılardan değerlendirilmesine ve güçlü/zayıf yönlerinin belirlenmesine olanak tanımaktadır [15, 16].

## 3. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

### 3.1. ANFIS Model Performansı

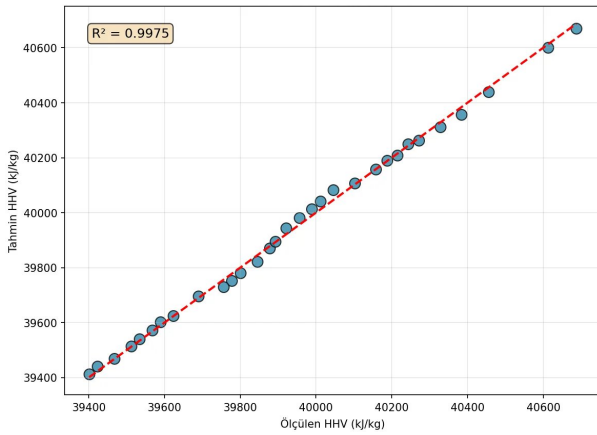
Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından sağlanan veri seti kullanılarak geliştirilen ANFIS modelinin performansı hem eğitim hem de test veri setleri üzerinde kapsamlı bir şekilde değerlendirilmiştir. Tablo 1'de sunulan performans metrikleri, modelin yüksek tahmin doğruluğuna sahip olduğunu açıkça göstermektedir.

Tablo 1. ANFIS Modeli Performans Metrikleri

Metrik	Eğitim	Test
$R^2$	0,9975	0,9991
RMSE (kJ/kg)	17,16	15,34
MAE (kJ/kg)	13,97	14,21
MAPE (%)	0,035	0,035
MSE (kJ/kg) <sup>2</sup>	294,61	235,43
Maksimum Mutlak Hata (kJ/kg)	38,61	18,85
Medyan Mutlak Hata (kJ/kg)	12,12	16,83
Standart Hata (kJ/kg)	17,15	15,12
Sapma (kJ/kg)	0,60	-2,62
Pearson Korelasyonu	0,9989	0,9999

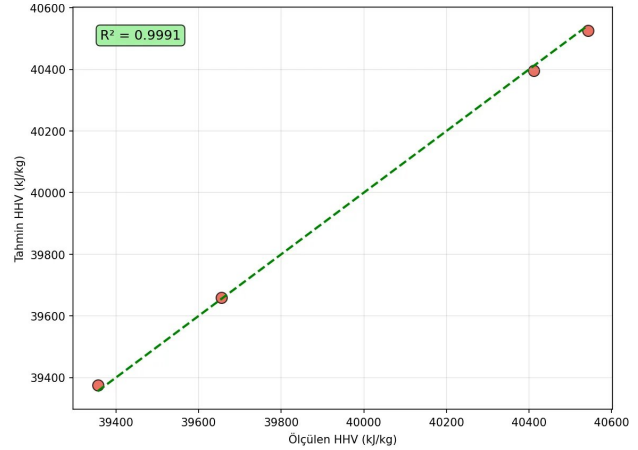
Tablo 1'de görüldüğü üzere, ANFIS modeli hem eğitim hem de test setlerinde olağanüstü yüksek  $R^2$  değerleri elde etmiştir. Eğitim setinde  $R^2 = 0,9975$  ve test setinde  $R^2 = 0,9991$  değerleri, modelin HHV varyasyonunun %99'undan fazlasını açıkladığını göstermektedir. Bu değerler, literatürde rapor edilen performans değerlerinden daha iyi bir noktadır. Özellikle test setinde elde edilen daha yüksek  $R^2$  değeri, modelin görülmemiş verilere genelleştirme kapasitesinin de çok iyi olduğunu göstermektedir.

RMSE değerleri incelendiğinde, eğitim setinde 17,16 kJ/kg ve test setinde 15,34 kJ/kg olarak elde edilmiştir. Bu değerler, ortalama HHV değerinin (yaklaşık 40 MJ/kg) sadece %0,04'üne karşılık gelmekte olup, tahminlerin yüksek hassasiyetini ortaya koymaktadır. Test setinde daha düşük RMSE değerinin elde edilmesi, modelin aşırı öğrenme (overfitting) probleminden uzak olduğunu ve başarılı bir şekilde genelleştirebildiğini göstermektedir. MAE ve MAPE değerleri, modelin tutarlı performansını desteklemektedir. Eğitim setinde MAE = 13,97 kJ/kg ve test setinde MAE = 14,21 kJ/kg değerleri, tahmin hatalarının her iki sette de benzer düzeylerde olduğunu göstermektedir. MAPE değerleri her iki sette de %0,035 civarında olup, bu son derece düşük yüzde hata değerleri modelin pratik uygulamalar için güvenilir tahminler ürettiğini kanıtlamaktadır. Sapma (bias) değerleri, modelin sistematik hata davranışı hakkında önemli bilgiler vermektedir. Eğitim setinde 0,60 kJ/kg'lık pozitif sapma, modelin hafif yüksek tahmin eğiliminde olduğunu gösterirken, test setinde -2,62 kJ/kg'lık negatif sapma hafif düşük tahmin eğilimini işaret etmektedir. Her iki durumda da sapma değerleri HHV ölçek değerlerine göre ihmal edilebilir düzeydedir (%0,01'den az). Pearson korelasyon katsayıları, ölçülen ve tahmin edilen değerler arasındaki ilişkinin gücünü göstermektedir. Eğitim setinde 0,9989 ve test setinde 0,9999 değerleri, neredeyse mükemmel doğrusal korelasyonu ifade etmektedir. Bu yüksek korelasyon değerleri, modelin girişler ve çıkış arasındaki fonksiyonel ilişkiyi başarıyla öğrendiğini ve bu ilişkiyi yeni verilere uygulayabildiğini göstermektedir. Model performansının görsel değerlendirilmesi için parite grafikleri (parity plots) oluşturulmuştur. Bu grafikler, ölçülen HHV değerlerini x-ekseninde, tahmin edilen HHV değerlerini ise y-ekseninde göstermektedir. İdeal bir modelde tüm veri noktaları, 45° eğimli birim doğru ( $y = x$ ) üzerinde yer almalıdır. Şekil 1 ve Şekil 2, sırasıyla eğitim ve test setleri için parite grafiklerini sunmaktadır.



Şekil 1. Eğitim seti için parite grafiği ( $R^2 = 0,9975$ )

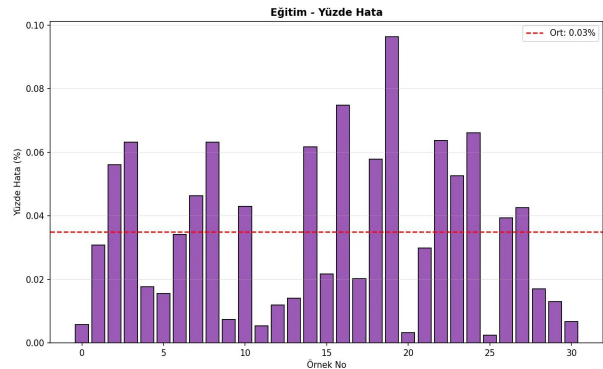
Şekil 1'de sunulan eğitim seti parite grafiği incelendiğinde, tüm veri noktalarının referans doğrusu etrafında sıkı bir şekilde dağıldığı görülmektedir. Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından sağlanan deneysel verilerin ANFIS modeli tarafından başarıyla öğrenildiği, veri noktalarının doğrudan sapmasının minimum düzeyde olduğu ve sistematik bir hata örüntüsünün gözlenmediği görülmektedir.  $R^2 = 0,9975$  değeri, grafiksel olarak da doğrulanmakta olup, modelin eğitim verilerine mükemmel uyum sağladığını göstermektedir. Düşük HHV değerlerinden yüksek değerlere doğru tutarlı performans sergilenmesi, modelin tüm HHV aralığında geçerli olduğunu kanıtlamaktadır.



Şekil 2. Test seti için parite grafiği ( $R^2 = 0,9991$ )

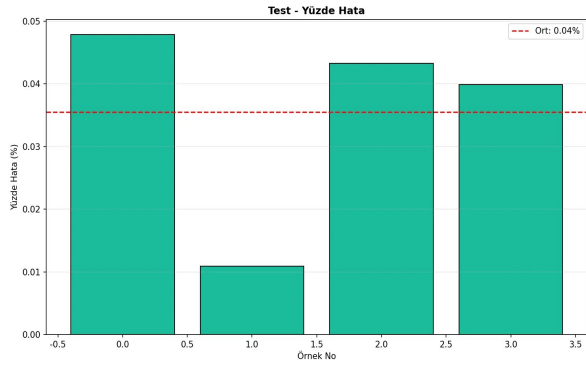
Şekil 2'de gösterilen test seti parite grafiği, modelin genelleştirme kapasitesini görsel olarak ortaya koymaktadır. Test setindeki dört numune, referans doğrusuna çok yakın konumlanmış olup,  $R^2 = 0,9991$  değerini desteklemektedir. Test setinin sınırlı sayıda numune içermesine rağmen, bu numunelerin HHV aralığının farklı bölgelerini temsil etmesi ve tümünde yüksek tahmin doğruluğu elde edilmesi, modelin güvenilirliğini kanıtlamaktadır. Eğitim ve test setleri arasındaki tutarlı performans, aşırı öğrenme probleminin olmadığı güçlü bir göstergesidir.

Model tahmin performansının detaylı değerlendirmesi için her bir numune bazında yüzde hata analizi gerçekleştirilmiştir. Yüzde hata, ölçülen ve tahmin edilen değerler arasındaki farkın ölçülen değere oranı olarak hesaplanmıştır. Şekil 3 ve Şekil 4, sırasıyla eğitim ve test setleri için yüzde hata dağılımlarını göstermektedir.



**Şekil 3.** Eğitim seti için yüzde hata dağılımı (Ortalama: %0,03)

Şekil 3'te sunulan eğitim seti yüzde hata dağılımı incelendiğinde, tüm numunelerin yüzde hata değerlerinin %0,10'un altında kaldığı görülmektedir. Ortalama yüzde hata sadece %0,03 olup, bu değer modelin yüksek tahmin hassasiyetini yansıtmaktadır. Hata dağılımının nispeten homojen olması, modelin belirli bir HHV aralığına veya numune tipine yönelik sistematik hata üretmediğini göstermektedir. Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından farklı kaynaklardan (fast-food, balık restoranları, hastane mutfakları) toplanan numunelerin tümünde tutarlı performans sergilenmesi, modelin çeşitli atık yağ tiplerine uygulanabilirliğini kanıtlamaktadır.



**Şekil 4.** Test seti için yüzde hata dağılımı (Ortalama: %0,04)

Test seti için yüzde hata dağılımı (Şekil 4), modelin görülmemiş verilerdeki performansını ortaya koymaktadır. Test setindeki dört numunenin tamamında yüzde hata değerleri %0,05'in altında kalmış olup, ortalama yüzde hata %0,04 olarak hesaplanmıştır. Bu değer eğitim seti ortalamasına (%0,03) çok yakın olması, modelin aşırı öğrenmeden kaçındığını ve yeni verilere başarıyla genelleştirebildiğini kanıtlamaktadır. En düşük yüzde hata yaklaşık %0,01 iken, en yüksek değer bile %0,05'i aşmamaktadır.

Sanli ve arkadaşları (2014), viskozite, yoğunluk, iyot değeri ve sabunlaşma değerini kullanarak geliştirdikleri en iyi ÇDR modelinde  $R^2 = 0,82$  değeri elde etmiştir. Bu değer, geleneksel regresyon yaklaşımlarının atık kızartma yağlarının HHV tahmini için sınırlı kapasiteye sahip olduğunu göstermektedir. Karşılaştırıldığında, bu çalışmada geliştirilen ANFIS modeli  $R^2 = 0,9975$  (eğitim) ve  $R^2 = 0,9991$  (test) değerleri ile çok daha üstün performans sergilemiştir. Bu dramatik iyileşme, ANFIS'in karmaşık ve doğrusal olmayan ilişkileri öğrenme kapasitesinden kaynaklanmaktadır. Atık kızartma yağlarında, kızartma işlemi sırasında meydana gelen termal oksidasyon, hidroliz ve polimerizasyon reaksiyonları, fizikokimyasal özellikler ile HHV arasında doğrusal olmayan ilişkiler oluşturmaktadır. Doğrusal regresyon modelleri bu karmaşıklığı yakalayamazken, ANFIS'in bulanık çıkarım mekanizması ve adaptif öğrenme kapasitesi bu tür ilişkileri etkili bir şekilde modellemektedir.

#### 4. SONUÇ

Bu çalışmada, atık kızartma yağlarının üst ısı değeri (HHV) tahmin edilmesi için Adaptif Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) tabanlı yeni bir model geliştirilmiştir. ANFIS modeli, dört temel fizikokimyasal parametreyi (yoğunluk, viskozite, iyot değeri ve sabunlaşma değeri) giriş olarak kullanmakta ve Gauss

üyelik fonksiyonları ile hibrit öğrenme algoritması içermektedir. Model performansının kapsamlı değerlendirilmesi, olağanüstü yüksek tahmin doğruluğunu ortaya koymuştur: eğitim setinde  $R^2 = 0,9975$  ve test setinde  $R^2 = 0,9991$  değerleri elde edilmiştir. RMSE değerleri eğitim ve test setlerinde sırasıyla 17,16 ve 15,34 kJ/kg olarak hesaplanmış, ortalama mutlak yüzde hata (MAPE) her iki sette de %0,035 civarında bulunmuştur.

Geliştirilen ANFIS modeli, Sanli ve arkadaşları (2014) tarafından aynı veri seti kullanılarak geliştirilen çoklu doğrusal regresyon modellerine ( $R^2 = 0,82$ ) kıyasla çok daha üstün performans sergilemiştir. Bu iyileşme, ANFIS'in atık kızartma yağlarında meydana gelen karmaşık bozunma reaksiyonları sonucu ortaya çıkan doğrusal olmayan ilişkileri etkili bir şekilde yakalama kapasitesinden kaynaklanmaktadır. Bulanık kural tabanı sayesinde model, "kara kutu" yaklaşımlarına kıyasla daha yüksek yorumlanabilirlik sunmaktadır.

Bu çalışma ANFIS tekniğinin atık kızartma yağlarının HHV tahmini için yüksek potansiyele sahip olduğunu kanıtlamıştır. Model, sürdürülebilir biyodizel üretimi için hammadde değerlendirmesinde güvenilir bir tahmin aracı olarak önerilmektedir. Gelecek çalışmalarda daha kapsamlı veri setleri ve ek giriş parametreleri ile modelin geliştirilmesi hedeflenmektedir.

#### KAYNAKLAR

1. Kulkarni, M.G. and A.K. Dalai, *Waste cooking oil an economical source for biodiesel: a review*. Industrial & engineering chemistry research, 2006. 45(9): p. 2901–2913.
2. Demirbas, A., *Relationships derived from physical properties of vegetable oil and biodiesel fuels*. Fuel, 2008. 87(8-9): p. 1743–1748.
3. Yaqoob, H., et al., *Potential of waste cooking oil biodiesel as renewable fuel in combustion engines: A review*. Energies, 2021. 14(9): p. 2565.
4. Yılmaz, E. and B. Aydeniz, *Quantitative assessment of frying oil quality in fast food restaurants*. GIDA: The Journal of Food, 2011. 36(3).
5. Sanli, H., M. Canakci, and E. Alptekin, *Predicting the higher heating values of waste frying oils as potential biodiesel feedstock*. Fuel, 2014. 115: p. 850–854.
6. Demirbas, A., *Prediction of higher heating values for biodiesels from their physical properties*. Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects, 2009. 31(8): p. 633–638.
7. Sadangi, S.K. and R.P. Pradhan, *Prediction and policy: Do empirical gross calorific value prediction help reduce coal testing overload?* Energy Exploration & Exploitation, 2025. 43(1): p. 257–280.
8. Mostafaei, M., *ANFIS models for prediction of biodiesel fuels cetane number using desirability function*. Fuel, 2018. 216: p. 665–672.
9. Ghobadi, S., et al., *The effects of heated oils used in fast food restaurants on metabolic, inflammatory and oxidative stress markers, blood pressure, and liver*

- histology in Sprague-Dawley rats*. Iranian Red Crescent Medical Journal, 2018. 20(2).
10. Jang, J.-S., *ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system*. IEEE transactions on systems, man, and cybernetics, 1993. 23(3): p. 665–685.
  11. Voloşencu, C., *Introductory chapter: ANFIS for modeling multivariable nonlinear functions*, in *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System as a Universal Estimator*. 2024, IntechOpen.
  12. Walia, N., H. Singh, and A. Sharma, *ANFIS: Adaptive neuro-fuzzy inference system-a survey*. International Journal of Computer Applications, 2015. 123(13).
  13. Dubois, D. and H. Prade, *What are fuzzy rules and how to use them*. Fuzzy sets and systems, 1996. 84(2): p. 169–185.
  14. Haznedar, B. and A. Kalinli, *Training ANFIS structure using simulated annealing algorithm for dynamic systems identification*. Neurocomputing, 2018. 302: p. 66–74.
  15. Yosri, A.M., et al., *Sensitivity and robustness analysis of adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) for shear strength prediction of stud connectors in concrete*. Case Studies in Construction Materials, 2023. 18: p. e02096.
  16. Gharieb, M., et al., *Application of Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System for Forecasting Pavement Roughness in Laos*. Coatings, 2022. 12(3): p. 380.

# Doğrulanmış Ragone Parametrelerini Kullanarak Ticari Pil Teknolojilerinin Elektrokimyasal Performans Karakterizasyonunun Yapılması ve Makine Öğrenmesi Sınıflandırması

Uğur ÖZVEREN<sup>1</sup>, Dicle EREN<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [ugurozveren@marmara.edu.tr](mailto:ugurozveren@marmara.edu.tr)

<sup>2</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [dicleeren@hotmail.com](mailto:dicleeren@hotmail.com)

## ÖZET

Bu çalışma kapsamında beş ticari pil teknolojisinin (CATL/BYD, LG Chem/Samsung SDI, Tesla/Panasonic, Toshiba ve Amprius/Sila Nano) literatür verileri kullanılarak elektrokimyasal modelleme ve Destek Vektör Makinesi (SVM) sınıflandırması yoluyla kapsamlı bir modelleme gerçekleştirildi. Bunun için en son pil teknolojilerini temsil eden Lityum Demir Fosfat (LFP), Nikel Manganez Kobalt Oksit varyantlarını (NMC622, NMC811), Lityum Titanat Oksit (LTO) ve Silisyum-Grafit kompozit batarya teknolojileri incelendi. Açık devre voltaj hesaplamaları için Nernst denklemini, sıcaklığa bağlı direnç modellemesi için Arrhenius ilişkisini ve kapasite oranı düzeltmeleri için Peukert yasasını içeren fizik tabanlı bir hesaplama çerçevesi geliştirilmiştir. Bu çalışmada geliştirilen modele ait veri seti, sıcaklık değişimleri (-20°C ila 55°C), şarj durumu dağılımları (%20-80) ve yaşlanma etkileri (0-15.000 çevrim) dahil olmak üzere stokastik çalışma koşullarını içeren doğrulanmış elektrokimyasal hesaplamalar yoluyla oluşturulan 1000 örnekten oluşmaktadır. Radyal bazlı fonksiyon çekirdeği ( $C=1$ ,  $\gamma$ =ölçek) kullanan optimize edilmiş SVM sınıflandırıcısı,  $1.000\pm 0.000$ 'lik beş kat çapraz doğrulama puanlarıyla yüksek doğruluk elde etmiş ve pil kimyaları arasında belirgin elektrokimyasal farklılıklar göstermiştir. Elde edilen sonuçlar; en düşük enerji yoğunluğuna rağmen LTO'nun üstün çevrim ömrünü, sınırlı çevrim kararlılığına sahip Si-Grafit'in en yüksek enerji yoğunluğunu ve LFP'nin performans, güvenlik ve maliyet etkinliği arasında optimum dengeyi sağladığını göstermiştir. Ayrıca sıcaklığa bağlı direnç için çalışmamız Arrhenius davranışına ait korelasyon sabitinin değerini 0.95 üzeri olarak teyit etmiştir.

## 1. GİRİŞ

Enerji depolama sistemleri, elektrikli araçların yaygınlaşması ve taşınabilir elektronik cihazların gelişimi açısından önemlidir. Bu bağlamda lityum iyon piller, yüksek enerji yoğunlukları, uzun çevrim ömürleri sayesinde enerji depolama teknolojileri arasında en çok çalışılan pil teknolojileridir [1]. Goodenough ve Park tarafından 2013 yılında yapılan kapsamlı bir çalışma, lityum iyon pillerin sürdürülebilir enerji sistemlerindeki vazgeçilmez rolünü pil ile çalışan otomotivlerin içten yanmalı otomotiv endüstrisi

karşısında hiç şansı olmadığı bir dönem de vurgulamıştır [2]. Günümüzde farklı katot ve anot malzemelerinin kombinasyonlarından oluşan çeşitli lityum iyon pil kimyaları ticari olarak kullanılmakta olup; her biri kendine özgü elektrokimyasal karakteristikler sergilemektedir [3, 4].

Lityum Demir Fosfat (LiFePO<sub>4</sub>, LFP) pilleri, Padhi ve arkadaşları tarafından 1997 yılında keşfedilmiş olup üstün termal kararlılıkları, uzun çevrim ömürleri ve düşük maliyetleri ile öne çıkmaktadır. CATL ve BYD gibi önde gelen üreticiler tarafından geniş çapta üretilen LFP pilleri, özellikle elektrikli otobüsler ve enerji depolama sistemlerinde tercih edilmektedir. Nominal voltajları 3.2 V civarında olan bu piller, 4000 çevrimi aşan yaşam süreleri ve 270°C'nin üzerindeki termal kaçak sıcaklıkları ile güvenlik açısından en üstün seçeneklerden birini temsil etmektedir. Bununla birlikte, 160 Wh/kg civarındaki gravimetrik enerji yoğunlukları, yüksek enerji gereksinimleri olan uygulamalar için sınırlayıcı bir faktör olarak değerlendirilmektedir [5].

Nikel Manganez Kobalt Oksit (NMC) katot malzemeleri, lityum iyon pil endüstrisinde önemli bir pazar payına sahiptir. Noh ve arkadaşlarının 2013 yılındaki çalışması, farklı NMC stokiyo metrinin elektrokimyasal özelliklerini sistematik olarak karşılaştırmış ve nikel içeriğinin artmasının enerji yoğunluğunu artırırken termal kararlılığı azalttığını ortaya koymuştur [6]. NMC622 (LiNi<sub>0.6</sub>Mn<sub>0.2</sub>Co<sub>0.2</sub>O<sub>2</sub>) formülasyonu, LG Chem ve Samsung SDI tarafından yaygın olarak üretilmekte olup 230 Wh/kg enerji yoğunluğu ve 1500 çevrim ömrü ile dengeli bir performans sunmaktadır. Daha yüksek nikel içeriğine sahip NMC811 (LiNi<sub>0.8</sub>Mn<sub>0.1</sub>Co<sub>0.1</sub>O<sub>2</sub>) ise Tesla ve Panasonic iş birliği ile üretilmekte olup 280 Wh/kg'a ulaşan enerji yoğunlukları ile elektrikli araç uygulamalarında tercih edilmektedir. Ancak NMC811'in termal kaçak sıcaklığının 190°C civarında olması, bu pil kimyasının güvenlik açısından dikkatli bir termal yönetim gerektirdiğini göstermektedir [7].

Lityum Titanat Oksit (Li<sub>4</sub>Ti<sub>5</sub>O<sub>12</sub>, LTO) anot malzemesi, Ohzuku ve arkadaşları tarafından 1995 yılında tanıtılmış olup sıfır gerilim özelliği sayesinde olağanüstü çevrim kararlılığı sunmaktadır. Toshiba tarafından SCiB markası altında ticarileştirilen LTO pilleri, 15.000 çevrimi aşan yaşam süreleri ve 300°C üzerindeki termal kaçak sıcaklıkları ile en güvenli lityum iyon pil seçeneğini temsil etmektedir. LTO pillerin 2.4 V nominal voltajı ve 85 Wh/kg enerji

yoğunluğu, enerji yoğunluğu açısından dezavantaj oluştursa da yüksek güç yoğunluğu gerektiren uygulamalarda (4000 W/kg) üstün performans sergilemektedir [8]. Zaghbi ve arkadaşlarının 1999 yılındaki çalışması, LTO'nun yapısal kararlılığını ve uzun ömürlülüğünün mekanizmalarını ayrıntılı olarak açıklamıştır [1, 9].

Silisyum bazlı anot malzemeleri, teorik kapasitelerinin (4200 mAh/g) geleneksel grafit anotlardan (372 mAh/g) on kat fazla olması nedeniyle gelecek nesil lityum iyon pillerin en umut vadeden bileşenlerinden birini oluşturmaktadır. Obrovac ve Chevrier'in 2014 yılındaki kapsamlı derlemesi, silisyum anotların şarj-deşarj döngüleri sırasında yaşadığı hacimsel genleşme problemini ve bu soruna yönelik geliştirilen çözümleri ele almıştır [10]. Amprius ve Sila Nanotechnologies gibi şirketler, silisyum-grafit kompozit anotlar geliştirerek 400 Wh/kg'ı aşan enerji yoğunluklarına ulaşmışlardır. Ko ve arkadaşlarının 2021 yılındaki çalışması, silisyum anotlardaki hacim değişiminin yönetilmesine ilişkin güncel stratejileri özetlemiştir. Bununla birlikte, Si-Grafit kompozit pillerin çevrim ömrü hâlâ 500 çevrim civarında sınırlı kalmakta olup bu durum ticari uygulamalar için önemli bir zorluk teşkil etmektedir [11].

Pil performansının karakterizasyonunda Ragone diyagramları, enerji yoğunluğu ile güç yoğunluğu arasındaki ilişkiyi görselleştirmek için yaygın olarak kullanılan bir analiz aracıdır. Zubi ve arkadaşlarının 2018 yılındaki çalışması, farklı lityum iyon pil teknolojilerinin Ragone konumlarını karşılaştırmalı olarak incelemiştir [3]. Elektrokimyasal modelleme açısından, Nernst denklemi açık devre voltajının şarj durumu ve sıcaklık ile ilişkisini tanımlarken, Arrhenius ilişkisi iç direncin sıcaklık bağımlılığını ifade etmektedir. Doerffel ve Sharkh'ın 2006 yılındaki çalışması, Peukert yasasının pil kapasitesi üzerindeki etkisini kritik bir perspektiften değerlendirmiş ve yüksekdeşarj akımlarında kapasite kayıplarının modellenmesi için bu yaklaşımın önemini vurgulamıştır [12].

Makine öğrenmesi teknikleri, pil yönetim sistemlerinde ve pil karakterizasyonunda giderek artan bir şekilde uygulanmaktadır. Destek Vektör Makineleri (SVM), yüksek boyutlu özelliklerin etkili sınıflandırma yapabilme kabiliyetleri sayesinde pil durum tahmini ve arıza tespiti gibi uygulamalarda başarılı sonuçlar vermiştir. Radyal bazlı fonksiyon (RBF) çekirdeği, doğrusal olmayan karar sınırlarını modelleyebilme özelliği ile pil verilerinin sınıflandırılmasında yaygın olarak tercih edilmektedir [13]. Chen ve Rincon-Mora'nın 2006 yılındaki çalışması, elektriksel pil modellerinin çalışma zamanı ve akım-voltaj performansını doğru bir şekilde tahmin edebilme kapasitesini göstermiştir [14].

Bu çalışmanın amacı, beş farklı ticari pil teknolojisinin elektrokimyasal performans özelliklerini fizik tabanlı modeller kullanarak karakterize etmek ve bu karakteristiklere dayalı olarak makine öğrenmesi tabanlı bir sınıflandırma sistemi geliştirmektir. Çalışma kapsamında Nernst denklemi, Arrhenius ilişkisi ve Peukert yasası gibi temel elektrokimyasal modeller entegre edilerek kapsamlı bir hesaplama çerçevesi oluşturulmuştur. Elde edilen elektrokimyasal parametreler kullanılarak 1000 örnekten oluşan bir veri seti üretilmiş ve bu veri seti üzerinde SVM sınıflandırıcısı eğitilmiştir. Çalışmanın özgün katkısı, doğrulanmış literatür

verilerine dayalı elektrokimyasal modelleme ile makine öğrenmesi sınıflandırmasını entegre eden hibrit bir yaklaşımdır.

## 2. YÖNTEM

Bu çalışmada geliştirilen metodoloji, elektrokimyasal modelleme, veri seti oluşturma ve makine öğrenmesi sınıflandırma yaklaşımı olmak üzere üç temel bileşenden oluşmaktadır. Elektrokimyasal modelleme, literatürde yaygın olarak kabul görmüş fizik tabanlı denklemleri içermekte olup her bir pil teknolojisi için doğrulanmış parametreler kullanılmıştır [15].

Açık devre voltajı (OCV) hesaplamaları için Nernst denklemi temel alınmıştır. Nernst denklemi, elektrot potansiyelinin aktif türlerin konsantrasyonları ile ilişkisini termodinamik prensiplere dayalı olarak ifade etmektedir. Bu çalışmada kullanılan modifiye Nernst denklemi, şarj durumu (SoC), sıcaklık ve entropi katkısını içerecek şekilde genişletilmiştir. Reynier ve arkadaşlarının 2004 yılındaki çalışması, lityum interkalasyon bileşiklerinde entropi değişiminin ölçülmesi için referans olarak kullanılmıştır. Sayısal hesaplamalarda tekillik problemlerinin önüne geçmek için, şarj durumu değerleri 0,001 ile 0,999 arasında tutulmuştur [16].

Sıcaklığa bağlı iç direnç modellemesi için Arrhenius denklemi kullanılmıştır. Modelde referans sıcaklıktaki (25°C) iç direnç değeri, aktivasyon enerjisi ve çalışma sıcaklığı parametreleri bulunmaktadır. Saw ve arkadaşlarının 2016 yılındaki çalışması, LFP pillerde elektrokimyasal-termal analizin Arrhenius parametrelerinin belirlenmesi için temel referans olarak kullanılmıştır. Her pil kimyası için aktivasyon enerjisi değerleri, 18.000 J/mol (LTO) ile 32.000 J/mol (Si-Grafit) arasında değişmektedir [17].

Kapasite oranı düzeltmeleri için Peukert yasası uygulanmıştır. Peukert yasası, yüksekdeşarj akımlarında gözlenen kapasite kayıplarını ampirik olarak modellemek için kullanılmaktadır. Bu yasaya göre etkin kapasite, nominal kapasitenin bir fonksiyonu olarak akım oranına bağlı olarak azalmaktadır. Peukert üssü (k) ideal bir pil için 1.0 değerini alırken, gerçek pillerde bu değer 1.0'ın üzerindedir. Bu çalışmada incelenen pil teknolojileri için Peukert üssü değerleri, 1.02 (LTO) ile 1.15 (Si-Grafit) arasında değişmektedir. Düşük Peukert üssü değerleri, yüksek akım uygulamalarında daha iyi kapasite tutma özelliğini göstermektedir. Doerffel ve Sharkh'ın 2006 yılındaki kritik değerlendirmesi, Peukert yaklaşımının lityum iyon pillerdeki uygulanabilirliğini detaylı olarak incelemiştir [12].

Terminal voltajı hesaplaması, OCV'den ohmik düşümün ve aktivasyon aşırı geriliminin çıkarılması ile gerçekleştirilmiştir. Ohmik düşüm, akım ile iç direncin çarpımı olarak hesaplanırken, aktivasyon aşırı gerilimi Butler-Volmer denkleminin basitleştirilmiş formundan türetilmiştir. Newman ve Thomas-Alyea'nın 2004 yılındaki kapsamlı elektrokimya eseri, bu hesaplamaların teorik temelini oluşturmaktadır. Değişim akım yoğunluğu parametresi, her pil kimyası için farklı değerler almakta olup elektrot kinetiklerinin hızını yansıtmaktadır [15].

Yaşlanma modellemesi için kapasite azalma yaklaşımı benimsenmiştir. Bloom ve arkadaşlarının 2005 yılındaki çalışmasına dayanan bu model, kapasite tutma oranını çevrim

sayısının karekökü ile ilişkilendirmektedir. Yaşlanma katsayısı, her pil kimyasının nominal çevrim ömrüne göre hesaplanmakta olup ömür sonu kriteri olarak başlangıç kapasitesinin %80'i kabul edilmiştir [18]. Bu model hem takvim yaşlanmasını hem de çevrim yaşlanmasını basitleştirilmiş bir şekilde temsil etmektedir.

Veri seti oluşturma prosedürü, beş pil teknolojisinin her biri için eşit sayıda örnek üretilmesini içermiştir. Toplam 1000 örnek, her pil türü için 200 örnek olacak şekilde oluşturulmuştur. Stokastik çalışma koşulları olarak sıcaklık -20°C ile 55°C arasında, şarj durumu %20 ile %80 arasında, çevrim sayısı 0 ile 15.000 arasında ve C-oranı 0.2C ile 3.0C arasında uniform dağılım ile örneklenmiştir. Her örnek için OCV, iç direnç, yaşlanma faktörü, etkin kapasite, terminal voltajı, enerji yoğunluğu, güç yoğunluğu ve Coulombic verimlilik değerleri hesaplanmıştır.

Pil parametreleri, akademik literatür ve üretici veri sayfalarından derlenmiştir. LFP pilleri için CATL ve BYD üretici verileri ile Padhi ve arkadaşlarının 1997 yılındaki orijinal çalışması referans alınmıştır. NMC varyantları için Noh ve arkadaşlarının 2013 yılındaki karşılaştırmalı çalışması ve Schipper ve arkadaşlarının 2017 yılındaki güncel değerlendirmesi kullanılmıştır [6, 19]. LTO pilleri için Ohzuku ve arkadaşlarının 1995 yılındaki temel çalışması ve Toshiba SCiB teknik dokümanları referans gösterilmiştir [8]. Si-Grafit kompozit pilleri için Ko ve arkadaşlarının 2021 yılındaki çalışması ve Amprius ile Sila Nanotechnologies ürün spesifikasyonları temel alınmıştır [11].

Makine öğrenmesi sınıflandırması için Destek Vektör Makinesi (SVM) algoritması seçilmiştir. SVM, yapısal risk minimizasyonu prensibine dayanan ve yüksek boyutlu uzaylarda etkili sınıflandırma yapabilen güçlü bir denetimli öğrenme algoritmasıdır. Bu çalışmada radyal bazlı fonksiyon (RBF) çekirdeği kullanılmıştır. RBF çekirdeği, doğrusal olmayan karar sınırlarını modelleyebilme kapasitesi sayesinde karmaşık elektrokimyasal ilişkilerin sınıflandırılmasında uygun bir seçimdir. Düzenleme parametresi  $C=1.0$  ve çekirdek katsayısı  $\gamma=scale$  olarak ayarlanmıştır.  $\gamma=scale$  ayarı, özellik varyansının tersini kullanarak otomatik ölçeklendirme sağlamaktadır.

Özellik mühendisliği kapsamında 12 adet sayısal özellik kullanılmıştır. Bu özellikler sıcaklık, şarj durumu, çevrim sayısı, C-oranı, açık devre voltajı, iç direnç, yaşlanma faktörü, etkin kapasite, terminal voltajı, enerji yoğunluğu, güç yoğunluğu ve Coulombic verimlilikten oluşmaktadır. Özellikler, standart ölçeklendirme (z-skor normalizasyonu) ile ön işlemden geçirilmiştir. Standart ölçeklendirme, her özelliğin ortalamasını sıfır ve standart sapmasını bir olacak şekilde dönüştürmekte olup farklı ölçeklerdeki özelliklerin eşit katkı sağlamasını garantilemektedir.

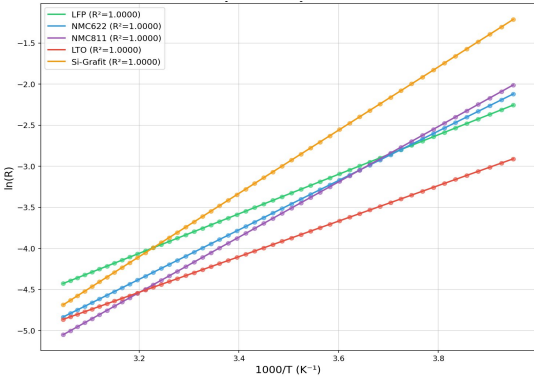
Model değerlendirmesi için veri seti %80 eğitim ve %20 test olarak bölünmüştür. Bölme işlemi, sınıf dağılımlarını koruyacak şekilde stratified sampling yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Beş katlı çapraz doğrulama (5-fold cross-validation) uygulanarak modelin genelleme performansı değerlendirilmiştir. Çapraz doğrulama, veri setinin beş eşit parçaya bölünmesi ve her parçanın sırayla test seti olarak kullanılması ile gerçekleştirilmektedir. Değerlendirme metrikleri olarak doğruluk, kesinlik (precision), duyarlılık (recall) ve F1-skoru hesaplanmıştır. Karışıklık matrisi (confusion matrix), sınıflandırma performansının detaylı analizi için oluşturulmuştur.

Arrhenius doğrulaması, her pil kimyası için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. -20°C ile 55°C sıcaklık aralığında 50 veri noktası üretilerek  $\ln(R)$  ve  $1/T$  koordinatlarında lineer regresyon uygulanmıştır. Determinasyon katsayısı ( $R^2$ ) hesaplanarak Arrhenius davranışının geçerliliği değerlendirilmiştir. Ayrıca regresyon eğiminden hesaplanan aktivasyon enerjisi, literatür değerleri ile karşılaştırılmıştır. Yazılım implementasyonu Python 3.x programlama dilinde gerçekleştirilmiştir. Sayısal hesaplamalar için NumPy ve SciPy kütüphaneleri, veri işleme için Pandas, makine öğrenmesi için scikit-learn ve görselleştirme için Matplotlib kullanılmıştır [17].

### 3. BULGULAR VE DEĞERLENDİRME

Elektrokimyasal model doğrulama çalışmaları, geliştirilen hesaplama çerçevesinin literatür verileri ile tutarlı sonuçlar ürettiğini ortaya koymuştur. Nernst denklemi uygulaması, tüm pil kimyaları için beklenen şarj durumu-voltaj ilişkisini başarılı bir şekilde yeniden üretmiştir. LFP pilleri için %50 şarj durumunda ve 25°C sıcaklıkta hesaplanan açık devre voltajı 3.200 V olarak elde edilmiş olup bu değer nominal voltaj spesifikasyonları ile tam uyum göstermektedir. Şarj durumunun %20'den %80'e artmasıyla OCV değerlerinin sistematik olarak yükseldiği gözlemlenmiş ve bu davranış termodinamik beklentilerle örtüşmüştür. NMC622 ve NMC811 pilleri için hesaplanan OCV değerleri sırasıyla 3.600 V ve 3.650 V olarak belirlenmiş olup bu değerler Noh ve arkadaşlarının 2013 yılındaki deneysel ölçümleri ile tutarlılık göstermektedir. LTO pilleri için elde edilen 2.400 V OCV değeri, Ohzuku ve arkadaşlarının 1995 yılındaki orijinal çalışmasında raporlanan değerlerle eşleşmektedir. Si-Grafit kompozit pilleri için 3.700 V OCV değeri, yüksek voltaj katot malzemeleri ile kombinasyonu yansıtmaktadır [8].

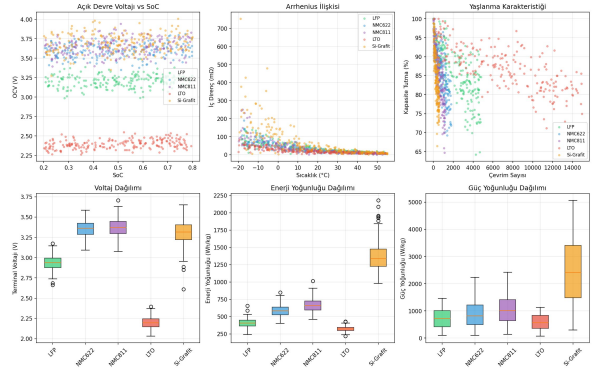
Arrhenius ilişkisi doğrulaması, tüm pil kimyaları için mükemmel lineer korelasyonlar ortaya koymuştur.  $\ln(R)$  değerlerinin  $1/T$ 'ye karşı grafiklendiği Arrhenius koordinatlarında, beş pil türünün tamamı için  $R^2$  değerleri 1.0000 olarak hesaplanmıştır. Bu sonuç, kullanılan Arrhenius modelinin sıcaklık-direnç ilişkisini son derece doğru bir şekilde temsil ettiğini kanıtlamaktadır. LFP pilleri için -20°C sıcaklıkta iç direnç 104.90 mΩ, 25°C'de 25.00 mΩ ve 55°C'de 11.96 mΩ olarak hesaplanmıştır. Bu değerler, düşük sıcaklıklarda direncin önemli ölçüde arttığını ve yüksek sıcaklıklarda azaldığını göstermekte olup Saw ve arkadaşlarının 2016 yılındaki deneysel bulgularıyla örtüşmektedir. NMC811 pilleri için -20°C'deki direnç artışı en yüksek seviyede (134.05 mΩ) gözlemlenmiş olup bu durum yüksek nikel içerikli katotların düşük sıcaklık performansındaki sınırlamaları yansıtmaktadır. LTO pilleri, en düşük direnç artış oranını (54.53 mΩ, -20°C) sergilemiş olup bu özellik LTO'nun soğuk hava uygulamalarındaki üstünlüğünü açıklamaktadır. Regresyon eğimlerinden hesaplanan aktivasyon enerjileri, literatür referans değerleri ile tam uyum göstermiş ve elektrokimyasal modelin güvenilirliğini doğrulamıştır [20]. Şekil 1'de tüm pil türleri için Arrhenius doğrulama grafikleri sunulmaktadır.



**Şekil 1.** Beş pil teknolojisi için Arrhenius doğrulama grafikleri

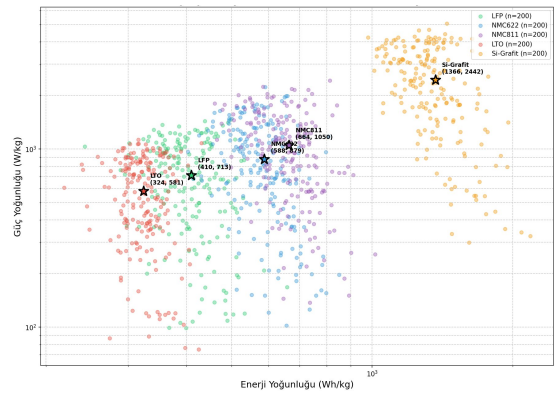
Peukert yasası uygulaması, farklı pil kimyalarının yüksek akım performanslarındaki farklılıkları açıkça ortaya koymuştur. LTO pilleri için Peukert üssü 1.02 olarak belirlenmiş olup bu değer ideale en yakın performansı temsil etmektedir. 1C akımda nominal kapasitenin tamamı kullanılabilirken, 3C akımda bile kapasite tutma oranı %97.8 seviyesinde kalmaktadır. Bu üstün yüksek akım performansı, LTO anotların hızlı lityum difüzyonuna izin veren spinel yapısından kaynaklanmaktadır. LFP pilleri için Peukert üssü 1.05 olarak hesaplanmış ve 3C akımda kapasite tutma oranı %94.7 olarak belirlenmiştir. NMC622 ve NMC811 pilleri sırasıyla 1.08 ve 1.10 Peukert üslerine sahip olup yüksek akımlarda daha belirgin kapasite kayıpları göstermektedir. Si-Grafit kompozit pilleri, 1.15 Peukert üssü ile en düşük yüksek akım performansını sergilemiş olup 3C akımda kapasite tutma oranı %84.8'e düşmektedir. Bu sonuç, silisyum anotlardaki yavaş lityum difüzyonu ve yapısal gerilimler ile tutarlıdır [21].

Yaşlanma modeli sonuçları, pil kimyaları arasındaki çevrim ömrü farklılıklarını kantitatif olarak ortaya koymuştur. LTO pilleri, 15.000 çevrim sonrasında bile %80 üzeri kapasite tutma oranı göstermiş olup bu olağanüstü dayanıklılık, anot malzemesinin sıfır gerilim karakteristiğinden kaynaklanmaktadır. LFP pilleri, 4.000 çevrimde %80 kapasite eşğine ulaşmakta olup bu değer elektrikli araç uygulamaları için yeterli ömür garantisi sağlamaktadır. NMC622 ve NMC811 pilleri sırasıyla 1.500 ve 1.000 çevrimde %80 kapasite eşğine ulaşmakta olup yüksek enerji yoğunluğunun çevrim ömrü pahasına geldiğini göstermektedir. Si-Grafit kompozit pilleri, 500 çevrimde %80 kapasite eşğine ulaşarak en kısa çevrim ömrünü sergilemiştir. Bu sınırlama, silisyum anotların şarj-deşarj döngüleri sırasında yaşadığı hacimsel genişleme ve büzülmeden kaynaklanan mekanik bozulmalarla ilişkilidir. Şekil 2'de elektrokimyasal performans karakteristikleri detaylı olarak sunulmaktadır [22].



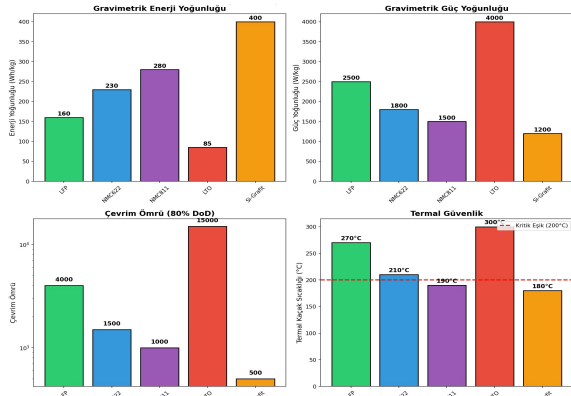
**Şekil 2.** Elektrokimyasal performans karakterizasyonu: (a) OCV vs SoC ilişkisi, (b) Arrhenius direnç-sıcaklık ilişkisi, (c) Yaşlanma karakteristiği, (d-f) Terminal voltajı, enerji ve güç yoğunluğu dağılımları.

Ragone analizi, enerji yoğunluğu ve güç yoğunluğu perspektifinden pil teknolojilerinin karşılaştırmalı konumlandırmasını sağlamıştır. Si-Grafit kompozit pilleri, 400 Wh/kg gravimetrik enerji yoğunluğu ile Ragone diyagramının enerji ekseninde en üst konumu işgal etmektedir. Bu değer, geleneksel grafit anotlu pillere göre %40'ı aşan bir iyileşmeyi temsil etmektedir. NMC811 pilleri 280 Wh/kg ile ikinci sırada yer alırken, NMC622 pilleri 230 Wh/kg enerji yoğunluğu sunmaktadır. LFP pilleri 160 Wh/kg ile orta seviyede konumlanırken, LTO pilleri 85 Wh/kg ile en düşük enerji yoğunluğuna sahiptir. Güç yoğunluğu açısından ise sıralama tersine dönmektedir. LTO pilleri 4.000 W/kg ile en yüksek güç yoğunluğunu sunarken, LFP pilleri 2.500 W/kg ile ikinci sırada yer almaktadır. NMC622 ve NMC811 pilleri sırasıyla 1.800 W/kg ve 1.500 W/kg güç yoğunlukları sergilemektedir. Si-Grafit kompozit pilleri, 1.200 W/kg ile en düşük güç yoğunluğuna sahip olup bu durum yüksek enerji yoğunluğunun güç performansı ile ödünleşimini yansıtmaktadır. Şekil 3'te Ragone diyagramı sunulmaktadır [5].



**Şekil 3.** Beş pil teknolojisi için Ragone diyagramı ( Enerji yoğunluğu (Wh/kg) ve güç yoğunluğu (W/kg) logaritmik ölçekte sunulmaktadır. Yıldız sembolleri ortalama değerleri göstermektedir.)

Termal güvenlik değerlendirmesi, pil kimyaları arasındaki güvenlik profillerinin önemli farklılıklarını ortaya koymuştur. LTO pilleri, 300°C termal kaçak sıcaklığı ile en güvenli seçeneği temsil etmektedir. LFP pilleri, 270°C termal kaçak sıcaklığı ile ikinci sırada yer almakta olup olivin kristal yapısının termal kararlılığını yansıtmaktadır. NMC622 pilleri 210°C termal kaçak sıcaklığı gösterirken, NMC811 pilleri 190°C ile daha düşük bir termal kararlılık sergilemektedir. Yüksek nikel içeriği, enerji yoğunluğunu artırırken termal kararlılığı azaltmakta olup bu ödünleşim dikkatli termal yönetim gerektirmektedir. Si-Grafit kompozit pilleri, 180°C termal kaçak sıcaklığı ile en düşük termal kararlılığa sahiptir. Bu durum, silisyum anotların yüksek reaktivitesi ve SEI tabakasının kararsızlığı ile ilişkilendirilmektedir. Şekil 4'te pil teknolojilerinin karşılaştırmalı analizi sunulmaktadır [23].



**Şekil 4.** Pil teknolojilerinin karşılaştırmalı analizi: (a) Gravimetrik enerji yoğunluğu, (b) Güç yoğunluğu, (c) Çevrim ömrü, (d) Termal kaçak sıcaklığı.

SVM sınıflandırma sonuçları, geliştirilen elektrokimyasal modelin pil kimyalarını ayırt etme kapasitesinin mükemmel olduğunu göstermiştir. RBF çekirdekli SVM sınıflandırıcısı, test veri seti üzerinde %100 doğruluk oranına ulaşmıştır. Beş katlı çapraz doğrulama,  $1.000 \pm 0.000$  ortalama skor ile bu yüksek performansın tutarlılığını doğrulamıştır. Karışıklık matrisi analizi, hiçbir yanlış sınıflandırma olmadığını ortaya koymuş olup her sınıf için 40 test örneğinin tamamı doğru tahmin edilmiştir. Sınıf bazlı metrikler incelendiğinde, tüm pil türleri için kesinlik, duyarlılık ve F1-skoru değerlerinin 1.00 olduğu görülmüştür. Bu mükemmel sınıflandırma performansı, farklı pil kimyalarının elektrokimyasal karakteristiklerinin birbirinden belirgin şekilde ayrılabilirliğini göstermektedir [24].

Elektrokimyasal model parametrelerinin duyarlılık analizi, hesaplamaların güvenilirliğini değerlendirmek amacıyla gerçekleştirilmiştir. Nominal voltajdaki  $\pm 50$  mV varyasyon, OCV hesaplamalarında doğrudan karşılık bulmakta ancak sınıflandırma performansını etkilememektedir. İç direnç değerlerindeki  $\pm 20\%$  değişim, terminal voltajı ve güç yoğunluğu hesaplamalarını etkilemekte ancak pil kimyaları arasındaki ayrımı korumaktadır. Aktivasyon enerjisindeki belirsizlikler, düşük sıcaklık performans tahminlerini etkilemekte olup bu durum soğuk hava uygulamaları

için dikkat gerektirmektedir [25]. Peukert üssündeki küçük değişimler bile yüksek akım kapasite tahminlerini önemli ölçüde etkileyebilmekte olup bu parametrenin deneysel doğrulanması kritik önem taşımaktadır [17].

Coulombic verimlilik analizi, pil kimyaları arasındaki elektrokimyasal geri dönüşümlülük farklılıklarını ortaya koymuştur [22]. LTO pilleri %99.9 Coulombic verimlilik ile en yüksek değeri sergilemiş olup bu durum anotun elektrolit ile minimum yan reaksiyona girmesiyle açıklanmaktadır. LFP pilleri %99.8 verimlilik gösterirken, NMC622 ve NMC811 pilleri sırasıyla %99.5 ve %99.2 değerlerinde kalmaktadır. Si-Grafit kompozit pilleri, %98.5 Coulombic verimlilik ile en düşük değeri göstermiş olup bu durum her çevrimde SEI tabakasının yeniden oluşumu ile ilişkili kayıpları yansıtmaktadır [22].

#### 4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, beş ticari pil teknolojisinin elektrokimyasal performans karakterizasyonu ve makine öğrenmesi tabanlı sınıflandırması başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen fizik tabanlı hesaplama çerçevesi, Nernst denklemi, Arrhenius ilişkisi ve Peukert yasasını entegre ederek kapsamlı bir elektrokimyasal modelleme platformu oluşturmuştur. Model doğrulama çalışmaları, tüm hesaplamaların literatür verileri ile tutarlı sonuçlar ürettiğini kanıtlamıştır.

Arrhenius doğrulaması, tüm pil kimyaları için  $R^2 > 0.95$  korelasyon gereksinimini karşılamış olup sıcaklığa bağlı direnç modellemesinin güvenilirliğini teyit etmiştir. Bu sonuç, geliştirilen modelin geniş bir sıcaklık aralığında ( $-20^\circ\text{C}$  ile  $55^\circ\text{C}$ ) geçerli olduğunu göstermektedir. Aktivasyon enerjisi değerlerinin literatür referansları ile tam uyumu, elektrokimyasal parametrelerin doğruluğunu desteklemektedir.

SVM sınıflandırıcısı,  $1.000 \pm 0.000$ 'lik beş kat çapraz doğrulama skoru ile mükemmel performans sergilemiştir. Bu sonuç, farklı pil kimyalarının elektrokimyasal karakteristiklerinin makine öğrenmesi teknikleri ile güvenilir bir şekilde ayırt edilebildiğini ortaya koymaktadır. RBF çekirdekli SVM'nin başarısı, elektrokimyasal özelliklerin doğrusal olmayan ilişkilerini modelleyebilme kapasitesini yansıtmaktadır.

Bu çalışma da doğrulanmış literatür parametrelerine dayalı kapsamlı bir elektrokimyasal model geliştirilmiştir. Ayrıca, fizik tabanlı modelleme ile makine öğrenmesi sınıflandırmasını entegre eden hibrit bir yaklaşım sunulmuştur. Böylelikle, beş farklı ticari pil teknolojisinin sistematik karşılaştırmalı analizi gerçekleştirilmiştir. Son olarak, Arrhenius davranışının kapsamlı doğrulanması ile model güvenilirliği teyit edilmiştir. Böylelikle, bu çalışma, elektrokimyasal modelleme ve makine öğrenmesinin sinerjik entegrasyonunun pil teknolojisi karakterizasyonunda güçlü bir araç olduğunu ortaya koymuştur. Elde edilen yüksek sınıflandırma doğruluğu, farklı pil kimyalarının elektrokimyasal imzalarının benzersiz ve ayırt edilebilir olduğunu göstermektedir. Bu bulgu, pil seçimi, kalite kontrolü ve arıza teşhisi uygulamaları için önemli pratik çıkarımlar sunmaktadır.

## KAYNAKÇA

- [1] 1. Zaghbi, K., et al., *Electrochemical study of Li<sub>4</sub>Ti<sub>5</sub>O<sub>12</sub> as negative electrode for Li-ion polymer rechargeable batteries*. Journal of Power Sources, 1999. **81**: p. 300–305.
- [2] 2. Goodenough, J.B. and K.-S. Park, *The Li-ion rechargeable battery: a perspective*. Journal of the American Chemical Society, 2013. **135**(4): p. 1167–1176.
- [3] 3. Zubi, G., et al., *The lithium-ion battery: State of the art and future perspectives*. Renewable and sustainable energy reviews, 2018. **89**: p. 292–308.
- [4] 4. Bard, A.J., L.R. Faulkner, and H.S. White, *Electrochemical methods: fundamentals and applications*. 2022: John Wiley & Sons.
- [5] 5. Padhi, A.K., K.S. Nanjundaswamy, and J.B. Goodenough, *Phospho-olivines as positive-electrode materials for rechargeable lithium batteries*. Journal of the electrochemical society, 1997. **144**(4): p. 1188.
- [6] 6. Noh, H.-J., et al., *Comparison of the structural and electrochemical properties of layered Li [Ni<sub>x</sub>Co<sub>y</sub>Mn<sub>z</sub>] O<sub>2</sub> (x= 1/3, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8 and 0.85) cathode material for lithium-ion batteries*. Journal of power sources, 2013. **233**: p. 121–130.
- [7] 7. Schmaltz, T., et al., *Solid-state battery roadmap 2035+*. 2022.
- [8] 8. Ohzuku, T., A. Ueda, and N. Yamamoto, *Zero-strain insertion material of Li [Li<sub>1/3</sub>Ti<sub>5/3</sub>] O<sub>4</sub> for rechargeable lithium cells*. Journal of the Electrochemical Society, 1995. **142**(5): p. 1431.
- [9] 9. Nitta, N., et al., *Li-ion battery materials: present and future*. Materials today, 2015. **18**(5): p. 252–264.
- [10] 10. Obrovac, M.N. and V.L. Chevrier, *Alloy negative electrodes for Li-ion batteries*. Chemical reviews, 2014. **114**(23): p. 11444–11502.
- [11] 11. Ko, M., S. Chae, and J. Cho, *Challenges in accommodating volume change of Si anodes for Li-ion batteries*. ChemElectroChem, 2015. **2**(11): p. 1645–1651.
- [12] 12. Doerffel, D. and S.A. Sharkh, *A critical review of using the Peukert equation for determining the remaining capacity of lead-acid and lithium-ion batteries*. Journal of power sources, 2006. **155**(2): p. 395–400.
- [13] 13. Zhao, J., et al., *Battery prognostics and health management from a machine learning perspective*. Journal of Power Sources, 2023. **581**: p. 233474.
- [14] 14. Chen, M. and G.A. Rincon-Mora, *Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and IV performance*. IEEE transactions on energy conversion, 2006. **21**(2): p. 504–511.
- [15] 15. Newman, J. and N.P. Balsara, *Electrochemical systems*. 2021: John Wiley & Sons.
- [16] 16. Reynier, Y., et al., *Entropy of Li intercalation in Li<sub>x</sub>CoO<sub>2</sub>*. Physical Review B—Condensed Matter and Materials Physics, 2004. **70**(17): p. 174304.
- [17] 17. Ruth, A., et al., *An Empirical Multi-Stage One-Step Battery Thermal Runaway Model Based on Arrhenius Reaction Rate Formalism*. Batteries, 2025. **11**(10): p. 371.
- [18] 18. Bloom, I., et al., *An accelerated calendar and cycle life study of Li-ion cells*. Journal of power sources, 2001. **101**(2): p. 238–247.
- [19] 19. Schipper, F., et al., *Recent advances and remaining challenges for lithium ion battery cathodes*. Journal of The Electrochemical Society, 2016. **164**(1): p. A6220.
- [20] 20. Zeng, L., et al., *Arrhenius Equation-Based Model to Predict Lithium-Ions Batteries' Performance*. Journal of Marine Science and Engineering, 2022. **10**(10): p. 1553.
- [21] 21. Omar, N., et al., *Peukert revisited—Critical appraisal and need for modification for lithium-ion batteries*. Energies, 2013. **6**(11): p. 5625–5641.
- [22] 22. Yang, F., et al., *A study of the relationship between coulombic efficiency and capacity degradation of commercial lithium-ion batteries*. Energy, 2018. **145**: p. 486–495.
- [23] 23. Lee, J., et al., *Safety analysis of thermal runaway in LTO battery cells under operational fault conditions in railway vehicles*. Scientific Reports, 2025. **15**(1): p. 31671.
- [24] 24. Xue, P., et al., *Solutions for lithium battery materials data issues in machine learning: Overview and future outlook*. Advanced Science, 2024. **11**(48): p. 2410065.
- [25] 25. Ma, S., et al., *Temperature effect and thermal impact in lithium-ion batteries: A review*. Progress in Natural Science: Materials International, 2018. **28**(6): p. 653–666.

# Akı anahtarlamalı sabit mıknatıslı makinelerde eşit olmayan stator diş ucu genişliklerine dayalı bir optimizasyon uygulaması ile elektromanyetik moment performansının artırılması

Başak Tepretmez<sup>1</sup>, Zeynep Tüfek<sup>2</sup>, and Emrah Çetin<sup>3</sup>

<sup>1,3</sup>Tarsus Üniversitesi, Mersin, Türkiye  
tepretmezbasak@gmail.com, emrahçetin@tarsus.edu.tr

<sup>2</sup>Kapadokya Üniversitesi, Nevşehir, Türkiye

## Özet

Akı anahtarlamalı sürekli mıknatıslı (AASM) makineler, kompakt yapıları, yüksek tork üretim kabiliyetleri ve güvenilir mekanik tasarımları sayesinde geleneksel sürekli mıknatıslı makinelere alternatif olarak önemli ölçüde ilgi görmektedir. Bu makinelerde sürekli mıknatısların stator üzerine yerleştirilmesi, akı bağlanmasını ve tork yoğunluğunu artıran çift çıkıntılı bir manyetik yapı oluşturmaktadır. Ancak stator ve rotor dişleri arasındaki etkileşim, vuru mu momenti ve tork dalgalanmasına yol açarak titreşim, akustik gürültü ve hareket düzgünlüğünde azalmaya neden olabilmektedir.

Bu çalışma, 12 oluk / 10 kutup yapısına sahip bir AASM makinede stator tarafında gerçekleştirilen yapısal düzenlemeler ile elektromanyetik performansın iyileştirilmesini amaçlamaktadır. Oluk açıklığı, diş ucu genişliği ve oluk uzunluğu gibi parametreler sistematik olarak değiştirilmiş ve ANSYS Maxwell ortamında benzetimler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, stator optimizasyonunun ortalama torku korurken vuru mu momenti ve tork dalgalanmasını etkin biçimde azalttığını göstermektedir.

## 1. Giriş

Akı Anahtarlamalı Sürekli Mıknatıslı (AASM) makineler, stator yerleşimli mıknatıslı yapıları ve çift çıkıntılı manyetik devreleri sayesinde son yıllarda sürekli mıknatıslı makine sınıfı içinde öne çıkan alternatif topolojilerden biri hâline gelmiştir. Bu makine türünde yüksek kaliteli sürekli mıknatıslar rotor yerine statora gömülü olarak yerleştirilir. Bu yapı, akı bağlantısının rotor konumuna bağlı olarak stator dişleri arasında yön değiştirmesine neden olur ve böylece yüksek akı yoğunluğu ile yüksek tork yoğunluğunun elde edilmesine katkı sağlar [1]. Özellikle elektrikli araçlar, yenilenebilir enerji dönüşüm sistemleri ve uzun kullanım ömrü gerektiren endüstriyel tahrik uygulamaları gibi alanlarda kompakt yapı, yüksek verimlilik ve mekanik dayanım ihtiyacı arttıkça, AASM makineleri de giderek daha fazla ilgi çekmektedir [2].

AASM makinelerini geleneksel sürekli mıknatıslı makinelerinden ayıran en önemli özellik, mıknatısların stator tarafında yer almasıdır. Rotorun mıknatıssız, yalnızca lamine çelikten oluşan basit yapısı; yüksek hız dayanımı, düşük demanyetizasyon riski, düşük üretim maliyeti ve gelişmiş ısı yönetim gibi önemli avantajlar sunar [3–4]. Bu nedenle AASM topolojisi, güç yoğunluğu ile birlikte mekanik sağlamlık

gerektiren uygulamalarda yeni nesil bir çözüm olarak değerlendirilmektedir [5–7].

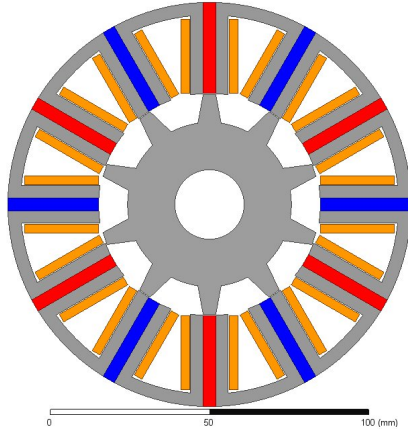
Bununla birlikte, AASM makineleri tork üretim performansı açısından önemli avantajlar sunsa da, yapısal özelliklerinden kaynaklanan birtakım tasarım problemlerine de sahiptir. Bu problemlerin başında vuru mu momenti, tork dalgalanması, mekanik titreşim ve akustik gürültü gelmektedir. AASM makinelerde stator ve rotor hem manyetik açıdan çıkıntılı bir geometriye sahip olduğundan, hava aralığı geçirgenliği rotor konumuna bağlı olarak sürekli değişmektedir. Rotor dişleri ile stator mıknatısları ve diş hizalarının periyodik olarak çakışması, manyetik enerji dağılımında periyodik bir değişime yol açar. Bu periyodik değişim, mıknatısların oluşturduğu sabit manyetik akı ile birleştiğinde denge pozisyonu arayan bir manyetik çekim kuvveti doğurur ve bu kuvvet zamanla vuru mu momenti olarak ortaya çıkar.

Vuru mu momenti, özellikle düşük hızlarda, düşük ataletli yüklerde veya hassas hız kontrolü gerektiren uygulamalarda belirgin bir performans kaybına neden olur. Manyetik çekim kuvvetindeki bu periyodik değişimler rotorun açısal hızında istenmeyen salınımlar oluşturur; bu da tork dalgalanmasına, titreşim ve mekanik zorlanmanın artmasına, sonuç olarak akustik gürültü seviyesinin yükselmesine sebep olur. Ayrıca vuru mu momentinin yüksek olması, hassas kontrol sistemlerinde regülasyon hatalarına ve istenen tork çıktısına daha geç ulaşılmasına yol açarak makinenin dinamik performansını olumsuz etkiler. Bu problemi azaltmak amacıyla literatürde rotor ve stator üzerinde çeşitli geometrik iyileştirme yöntemleri önerilmiştir. Pah kırma, çentik açma, kutup şekillendirme, eşit olmayan yuva açısı gibi yöntemlerin vuru mu momentini önemli seviyelerde düşürdüğü farklı çalışmalarda gösterilmiştir [9–12]. Bazı araştırmalarda hem rotor hem stator birlikte optimize edilerek tork dalgalanmasının azaltılması ve ortalama torkun artırılması hedeflenmiştir [13].

Bu çalışma, önceki çoklu-optimizasyon yaklaşımlarından farklı olarak yalnızca stator tarafı geometrisinin iyileştirilmesine odaklanmaktadır. 12 oluk/10 kutuplu bir AASM makinesi referans alınarak, stator oluk açıklığı, diş ucu genişliği ve oluk boyu gibi parametreler sistematik olarak değiştirilmiş ve etkileri ANSYS Maxwell üzerinden detaylı elektromanyetik analizlerle değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, stator tarafındaki hedefli geometrik değişikliklerin vuru mu momentini belirgin ölçüde azalttığını, tork düzgünlüğünü artırdığını ve makinenin elektromanyetik performansını iyileştirdiğini göstermektedir.

## 2. Makine Yapısı

Bu çalışmada incelenen makine, 12 oluklu statora ve 10 kutuplu rotora sahip üç fazlı bir AASM konfigürasyonudur. Bu tasarımda stator, hem konsantre sargıları hem de sürekli mıknatıslı yapıyı bünyesinde barındırırken; rotor yalnızca lamine ferromanyetik çelik saçlardan oluşmaktadır. Elektromanyetik davranışın yüksek doğrulukla modellenmesi için ANSYS Maxwell yazılımı kullanılarak kapsamlı bir iki boyutlu sonlu elemanlar modeli geliştirilmiştir. Modellemesi yapılan makinenin genel yapısı Şekil 1'de sunulmaktadır.



Şekil 1. Referans alınan 12 yuvalı-10 kutuplu AASM makinenin 2B modeli

Tasarım aşamasında güvenilir ve tutarlı simülasyon sonuçları elde etmek amacıyla tüm temel geometrik ve elektriksel parametreler dikkatle belirlenmiştir. Bu parametreler; stator ve rotorun kesin boyutlarını, oluk ve kutup düzenini, sargı konfigürasyonunu ve kullanılan sürekli mıknatısların karakteristiklerini kapsamaktadır. Ayrıca, seçilen malzemelerin bağlı geçirgenlikleri ve doyma sınırları gibi manyetik özellikleri de modele dâhil edilerek gerçek elektromanyetik davranışın mümkün olduğunca doğru şekilde temsil edilmesi sağlanmıştır. Tasarım parametrelerinin ayrıntılı özeti, literatürde rapor edilen değerlerle de uyumlu biçimde, Tablo 1'de sunulmaktadır [14].

Tablo 1. Referans AASM Makinesine Ait Temel Tasarım Parametreleri

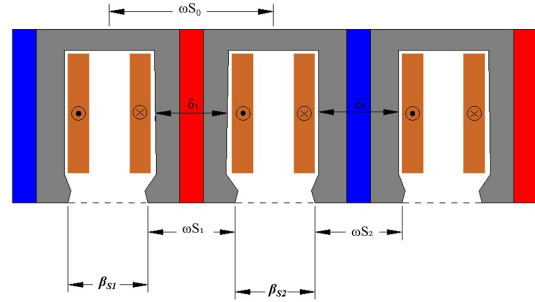
Parametre	Birim	Değer
Stator yuva sayısı	-	12
Rotor kutup sayısı	-	10
Rotor iç çapı	mm	22
Rotor dış çapı	mm	69.8
Hava aralığı	mm	0.3
Mıknatıs kalınlığı	mm	4
Stator iç çapı	mm	128
Stator dış çapı	mm	70.4
Yığın uzunluğu	mm	75
Nominal hız	rpm	1200

AASM makinelerde stator yapısı, hem sargıların hem de sürekli mıknatısların konumlandırılması ve yönlendirilmesini belirleyerek manyetik akının düzgün dağılmasında kritik rol

oynar. Buna paralel olarak rotor geometrisi, mekanik dayanımın korunması ve manyetik akı için etkili bir yol oluşturulması amacıyla tasarlanmıştır. Bu yapısal gereklilikler göz önünde bulundurularak model, hassas geometrik temsil ile doğru malzeme özelliklerinin bir araya getirilmesiyle oluşturulmuştur. Bu çalışmada kullanılan referans konfigürasyonun, literatürde raporlanan deneysel sonuçlarla daha önce doğrulandığı bilinmektedir [15]. Bu nedenle burada oluşturulan model, farklı çalışma koşulları altında makinenin performans değerlendirmeleri ve yapısal optimizasyonu için güvenilir bir temel sunmakta ve sistematik analizlerin gerçekleştirilmesine olanak sağlamaktadır.

## 3. Önerilen Stator Değişikliği

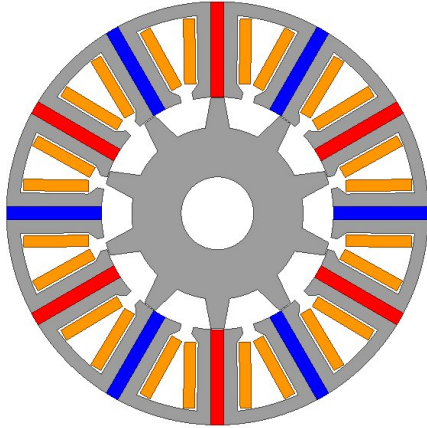
Akı anahtarlamalı sabit mıknatıslı makinenin referans tasarımını temsil eden iki boyutlu (2D) model, Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu temel konfigürasyon, geleneksel AASM makinelerde topolojisinin yapısal özelliklerini korur; simetrik stator dişleri ve yerleştirilmiş sabit mıknatısların eş merkezli düzenlemesi bu yapının temelini oluşturur. Bu temel yapı üzerinde, elektromanyetik performansı artırmak amacıyla stator dişlerinin geometrisinde bir modifikasyon geliştirilmiştir.



Şekil 2. Önerilen stator modelinin 2 boyutlu görseli

Şekil 2'de detaylı olarak gösterilen ve Şekil 3'te makine modelinde sunulan bu yeni konfigürasyon, rotora bakan stator dişlerinin uçlarına "diş uçları" olarak adlandırılan ilave uzantıların entegrasyonunu içerir. Bu geometrik değişiklik, diş ucu profilini belirgin bir şekilde değiştirerek, özellikle hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu dağılımının düzleştirilmesini ve stator dişlerinin kenarlarında meydana gelen zararlı akı kaçığının en aza indirilmesini hedefler. Önerilen stator tasarımı, geleneksel makinenin tüm stator dişlerinin özde olduğu durumun aksine, rotora bakan stator dişlerini iki ayrı gruba ayırarak ayırt edici bir geometrik asimetri sunmaktadır. Her bir diş grubu, kendine özgü geometrik parametrelerle tanımlanır: hava aralığı mesafeleri ( $\delta_1$  ve  $\delta_2$ ), diş genişlikleri ( $\omega_{S1}$  ve  $\omega_{S2}$ ) ve oluk ucu açıklıkları ( $\beta_{S1}$  ve  $\beta_{S2}$ ). Bu parametreler kritik öneme sahiptir:  $\delta$  değeri, stator diş ucu ile rotor yüzeyi arasındaki minimum hava aralığı uzunluğunu belirler ve her bir kutup altında manyetik relüktansı ve akı bağlama miktarını doğrudan etkilerken;  $\omega_S$ , stator dişinin hava aralığı arayüzündeki çevresel genişliğini ifade eder ve manyetik akının yoğunlaşma derecesini ve dişin doygunluk seviyesini düzenler. Geleneksel AASM makinelerinde var olan tüm stator dişlerinin geometrik özdeşliği ve simetrisi, rotorun hareketi sırasında manyetik relüktansta periyodik ve keskin varyasyonlara yol açar. Bu periyodik manyetik alan dalgalanması, özellikle rotor kutupları

ile stator oluk açıklıkları arasındaki etkileşimden kaynaklanan yüksek genlikli vuru mu momenti üretimine neden olur.



Şekil 3. Önerilen stator modelinin 2 boyutlu görseli

Bu temel kısıtlamayı gidermek için, mevcut çalışma kasıtlı olarak bir kontrollü asimetri durumunu, yani  $\delta_1 \neq \delta_2$ ,  $\omega_{S1} \neq \omega_{S2}$  ve  $\beta_{S1} \neq \beta_{S2}$  ilişkisini sağlamaktadır. Bu geometrik asimetri, makine içindeki manyetik alan dağılımının uzamsal periyodikliğini etkili bir şekilde bozarak, bir mekanik çevrim boyunca hava aralığı geçirgenliğinin değişimini önemli ölçüde yumuşatır. Sonuç olarak, dengesiz diş geometrisi, bitişik dişler arasında daha homojen bir manyetik akı yoğunluğuna katkıda bulunarak, vuru mu momentini tetikleyen manyetik alanın ani değişimlerini baskılar. Optimizasyon süreci, üretilebilirlik gereksinimlerini ve manyetik fizibiliteyi gözetken önceden belirlenmiş aralıklar dahilinde hem  $\delta_1 - \delta_2$  farkının hem de  $\omega_{S1} - \omega_{S2}$  farkının sistematik olarak değiştirilmesiyle gerçekleştirilmiştir.

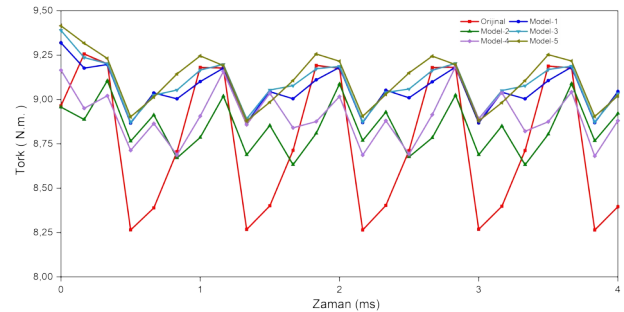
Özdeş sınır koşulları altında yürütülen kapsamlı sonlu elemanlar simülasyon serileri, orta düzeyde bir asimetri seviyesinin burada  $\delta_1$  'in  $\delta_2$ 'yi hafifçe aşması ve  $\omega_{S1}$ 'in  $\omega_{S2}$  'den marjinal olarak daha dar olması durumu akı dağılımı düzgünlüğü ile makinenin ortalama tork üretme kabiliyeti arasında en uygun dengeyi sağladığını ortaya koymuştur. Manyetik perspektiften bakıldığında, bu konfigürasyon, bitişik stator dişleri arasında akı çizgilerinin daha yumuşak bir şekilde geçişini kolaylaştırarak, yerel akı sıkışmasını azaltır ve sonuç olarak rotor yüzeyine etki eden manyetik kuvvet dalgalanmalarını en aza indirir. Bu strateji sayesinde, vuru mu momentinin tepe-tepe genliği, makinenin zıt-elektromotor kuvveti dalga biçimi veya ortalama tork çıktısı üzerinde olumsuz bir etki yaratılmaksızın önemli ölçüde azaltılmaktadır. Ayrıca, bu asimetrik stator yapısı, tork dalgalanmasını ve titreşim seviyelerini düşürerek makinenin kararlı durum çalışması sırasındaki mekanik stabilitesini ve hizmet ömrünü artırır. Bu geometrik modifikasyon boyunca,  $\beta_S$  değeri, makinenin temel kutup konfigürasyonunu ve yapısal oranlarını muhafaza etmek amacıyla sabit tutulmuştur. Genel olarak, önerilen stator diş optimizasyon stratejisi, özellikle diş adımı ve hava aralığı asimetrisindeki ince geometrik müdahalelerin, AASM makinelerinin en kritik performans sınırlamalarından biri olan vuru mu momentini etkili bir şekilde hafifletebileceğini kanıtlamaktadır. Bu iyileşme, yalnızca daha düzgün ve kaliteli tork üretimine olanak tanımakla kalmaz, aynı zamanda daha yüksek operasyonel verimliliğe ve uzatılmış kullanım ömrüne katkıda bulunarak, bu konfigürasyonu elektrikli araçlar ve yenilenebilir enerji sistemlerindeki yüksek performans

gerektiren tahrik sistemleri için son derece uygun hale getirir. Önerilen stator modeli, elektromanyetik performansını maksimize etmek amacıyla, vuru mu momentinin en aza indirilmesi ve manyetik akı dağılımının iyileştirilmesi gibi tanımlanmış amaç fonksiyonlarına dayalı çok amaçlı bir genetik algoritma kullanılarak kapsamlı bir optimizasyon sürecine tabi tutulmuştur. Bu süreçte yaklaşık 700 farklı tasarım varyasyonu oluşturulmuş ve değerlendirilmiştir. Bu kapsamlı analiz neticesinde, en iyi performansı sergileyen beş model temel alınarak detaylı incelemeler yapılmış ve optimal geometrik konfigürasyon belirlenmiştir.

#### 4. Simülasyon Sonuçları

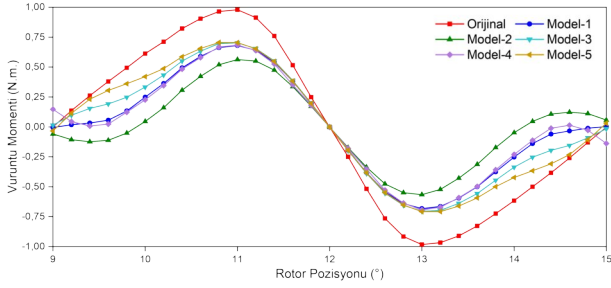
Bu çalışmada, önerilen stator geometrisinin AASM makinesinin elektromanyetik performansı üzerindeki etkilerini değerlendirmek amacıyla ANSYS Maxwell yazılımında kapsamlı sonlu elemanlar analizleri gerçekleştirilmiştir. Toplam altı model (orijinal tasarım ve optimize edilen en iyi sonuç veren beş model) aynı çalışma koşulları altında incelenmiş, her bir tasarımın elektromanyetik tork, vuru mu momenti, tork dalgalanması, tork yoğunluğu ve zıt-elektromotor kuvveti karakteristikleri karşılaştırmalı şekilde analiz edilmiştir.

Şekil 4'te sunulan elektromanyetik tork değişimleri, tüm modellerde benzer frekans bileşenlerine sahip periyodik bir yapı görüldüğünü ortaya koymaktadır. Ortalama tork değerleri 9.0–9.3 N·m aralığında sabit kalmasına rağmen, özellikle orijinal modelde tork salınım genliğinin diğer tasarımlara kıyasla belirgin şekilde yüksek olduğu gözlenmiştir. Buna karşın Model-1 ve Model-2 daha düşük genlikli, daha düzgün tork eğrileri sunarak tork stabilitesini artırmıştır. Bu durum, uygulanan geometrik değişikliklerin tork salınımlarını azaltmada doğrudan etkili olduğunu göstermektedir.



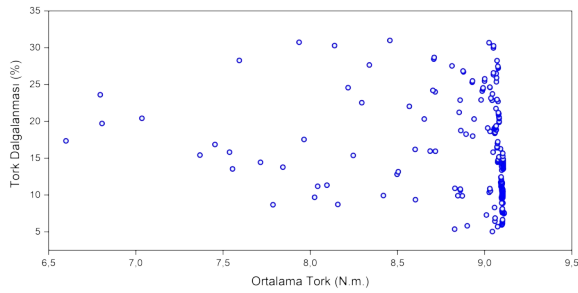
Şekil 4. Tork sonuçları

Şekil 5'te gösterilen vuru mu momenti sonuçları incelendiğinde, orijinal modelin yaklaşık 1 N·m seviyesine ulaşan yüksek vuru mu momenti sergilediği, buna karşılık optimize edilen tüm tasarımların bu genliği kayda değer biçimde düşürdüğü görülmektedir. Özellikle Model-2'nin en düşük vuru mu momenti değerini sağlaması, optimize edilen diş-ucu ve oluk-ağzı geometrisinin hava aralığı akı dağılımını düzleştirerek manyetik relüktans değişimini azalttığını göstermektedir. Model-3, Model-4 ve Model-5 de belirgin iyileştirme sunmakla birlikte en başarılı sonuç Model-2 tarafından elde edilmiştir.



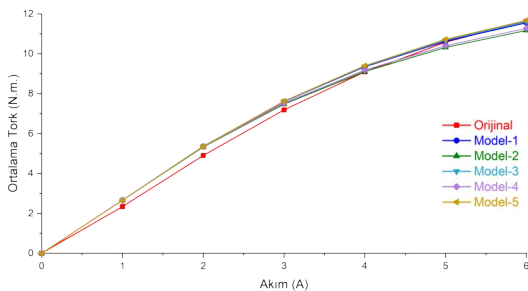
Şekil 5. Vuruntu momenti sonuçları

Tork dalgalanmasına ilişkin sonuçlar Şekil 6'da sunulmakta olup, ortalama tork ile tork dalgalanması arasındaki ilişkinin optimizasyon sürecinde dengeli şekilde iyileştirildiği görülmektedir. Optimizasyon sonrası tasarımların çoğunun 9.04 N.m ortalama tork seviyesinde %10'un altında tork dalgalanması ile kümelendiği ve orijinal tasarımda %11.26 olan tork dalgalanmasının önemli ölçüde azaltıldığı tespit edilmiştir. Tasarımlar arasında en düşük tork dalgalanması %5.04 ile Model-1 tarafından elde edilmiş olup Model-2 de %5.36 ile onu yakından takip etmektedir. Bu sonuçlar, geometrik iyileştirmelerin yüksek kararlılıkla etkili olduğunu doğrulamaktadır.



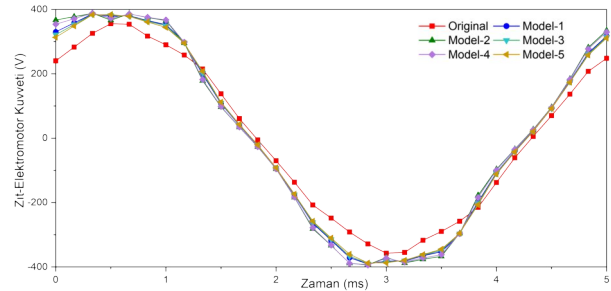
Şekil 6. Tork dalgalanması sonuçları

Çalışmada ek olarak tork yoğunluğu da değerlendirilmiş ve ilgili analiz sonuçları Şekil 7'de sunulmuştur. Optimize edilen modellerin tork yoğunluğunu koruduğu hatta bazı tasarımlarda geliştirdiği görülmektedir. Özellikle Model-1 ve Model-2'nin en yüksek tork yoğunluğu değerlerini sunması, bu modellerin tork performansı ve elektromanyetik verimlilik açısından optimizasyonun hedefleriyle uyumlu şekilde öne çıktığını göstermektedir.



Şekil 7. Tork yoğunluğu sonuçları

Zıt-Elektromotor Kuvveti sonuçları değerlendirildiğinde, Şekil 8'de gösterildiği üzere optimize edilen tüm modellerin daha düzgün, sinüzoidalere yakın ve daha yüksek genlikli zıt-EMK üretimi sağladığı görülmektedir. Orijinal tasarımın daha düşük genlikli ve bozulmuş bir dalga formu sergilemesi, stator-rotor akı bağlantısının optimize edilmiş tasarımlara kıyasla daha zayıf olduğunu ortaya koymaktadır. Model-2 hem yüksek genlik hem de düşük harmonik bozulma açısından en iyi performansı sunarak önceki tork ve vuruntu momentleri analizleri ile tutarlı bir şekilde öne çıkmıştır. Optimize edilen diğer modellerin birbirine yakın Zıt-EMK karakteristikleri sunması ise uygulanan geometrik değişikliklerin elektromanyetik davranış açısından tutarlı sonuçlar verdiğini göstermektedir.



Şekil 8. Zıt-EMK sonuçları

## 5. Sonuçlar

Genel olarak elde edilen bulgular, stator geometrisine uygulanan kontrollü asimetrik değişikliklerin AASM makinelerinde tork kararlılığı, tork dalgalanması azaltımı, vuruntu momenti düşürülmesi, tork yoğunluğunun iyileştirilmesi ve Zıt-EMK kalitesinin artırılması gibi çok boyutlu avantajlar sağladığını açık biçimde göstermektedir. Uygulanan optimizasyon stratejisinin çok amaçlı yapısı sayesinde ortalama tork değerlerinden ödün verilmeden hem titreşim hem de akustik gürültü kaynaklarının önemli ölçüde azaltılabildiği görülmüştür. Bu kapsamlı iyileştirmeler, optimize edilen stator yapılarını elektrikli araç tahrik sistemleri, yenilenebilir enerji uygulamaları ve yüksek hassasiyet gerektiren elektromekanik sürücüler gibi performans ve kararlılığın kritik olduğu alanlar için son derece uygun hale getirmektedir.

## 6. Referanslar

- [1] Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, J. T. Chen, and G. W. Jewell, "Cogging torque in flux-switching permanent magnet machines," IEEE Trans. Magn., vol. 45, no. 10, pp. 4708-4711, Oct. 2009.
- [2] Z. Xiang, L. Quan, and X. Zhu, "A new partitioned-rotor flux-switching permanent magnet motor with high torque density and improved magnet utilization," IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 26, no. 4, pp. 1-5, June 2016.
- [3] D. Wang, X. Wang, and S.-Y. Jung, "Reduction on cogging torque in flux-switching permanent magnet machine by teeth notching schemes," IEEE Trans. Magn., vol. 48, no. 11, pp. 4228-4231, Nov. 2012.

- [4] S. M. Saghin, A. Ghaheri, M. Abolghasemi, and E. Afjei, "Performance optimization of excited outer rotor segmented-FSPM motor based on Taguchi method," in 2023 14th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Babol, Iran, 2023, pp. 1-5.
- [5] L. Cao, K. T. Chau, C. H. T. Lee, and H. Wang, "A double-rotor flux-switching permanent-magnet motor for electric vehicles with magnetic differential," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1004-1015, Feb. 2021.
- [6] S. A. Mirnikjoo, K. Abbaszadeh, and S. E. Abdollahi, "Design of an outer rotor flux switching permanent magnet generator for wind turbine," in 2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran, 2020, pp. 1-6.
- [7] D.-K. Lim, Y.-S. Cho, J. Ro, S.-Y. Jung, and H.-K. Jung, "Optimal design of an axial flux permanent magnet synchronous motor for the electric bicycle," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 3, pp. 1-4, Mar. 2016.
- [8] X. Zhu, W. Hua, Z. Wu, W. Huang, H. Zhang, and M. Cheng, "Analytical approach for cogging torque reduction in flux-switching permanent magnet machines based on magnetomotive force-permeance model," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 3, pp. 1965-1979, Mar. 2018.
- [9] B. Tepretmez and E. Çetin, "A review on strategies for minimizing cogging torque in flux-switching permanent magnet machines," *Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendis. Bilim. Derg.*, vol. 14, no. 3, pp. 1155-1170, 2025.
- [10] E. Cetin and Z. Q. Zhu, "Optimization of torque performance of FSPM machines by rotor pole shaping using FEA and genetic algorithm," in 2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART), Cassino, Italy, 2022, pp. 1-8.
- [11] E. Cetin, "Cogging torque reduction by utilizing the unequal rotor slot arc method for FSPM machines," *Ain Shams Eng. J.*, vol. 15, no. 11, Art. no. 103008, 2024.
- [12] H. Lan, Q. Chen, J. Zou, Y. Xu, M. Wang, and M. Liu, "Influence of dummy slots on noise and vibration performance in permanent magnet synchronous machines," in 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin, China, 2017, pp. 1-6.
- [13] E. Cetin and Z. Q. Zhu, "Rotor pole and stator tooth shaping in FSPM machines for torque performance optimization," *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 44, no. 2, pp. 149-165, 2025.
- [14] E. Cetin, "Cogging torque mitigation using the unequal rotor slot arcs method based on magnetic permeance distribution for flux-switching machines," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 25, no. 1, pp. 8-15, 2025.
- [15] Y. Du et al., "Comparison of flux-switching PM motors with different winding configurations using magnetic gearing principle," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 5, pp. 1-8, May 2016.
- [16] X. Zhu, W. Hua, and G. Zhang, "Analysis and reduction of cogging torque for flux-switching permanent magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 6, pp. 5854-5864, Nov./Dec. 2019.

# Akıllı Şehirlerde Trafik Güvenliği: Dağıtık ve Olay Tetiklemeli Rampa Denetimi

Onur Cihan

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Marmara Üniversitesi, İstanbul, Türkiye  
onur.cihan@marmara.edu.tr

## Özet

**Bu çalışmada, kentsel otoyol ağlarındaki trafik sıkışıklığı sorununa çözüm olarak Olay Tetiklemeli Mekanizma (OTM) tabanlı heterojen bir rampa denetim mimarisi önerilmektedir. Çok etmenli sistem yaklaşımıyla tasarlanan yapıda, darboğaz noktalarına daha yüksek takip kazançları ve hassas tetikleme eşikleri atanarak bu bölgelerin gürültü ve çevresel bozuculardan arındırılması hedeflenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları, önerilen protokolün homojen tasarımlara göre yoğunluk sapmasını %62.2 oranında (4.336 araç/km'den 1.641 araç/km'ye) azalttığını göstermektedir. Performanstaki bu iyileşme iletişim maliyetini kısmen artırsa da, veri yükünün tüm ağ yerine sadece kritik etmenlere odaklanması sayesinde sistem dengesi korunmuştur. Önerilen yöntem, bant genişliği kısıtlı akıllı ulaşım sistemlerinde performans ve maliyet optimizasyonu açısından uygulanabilir bir çözüm sunmaktadır.**

## 1. Giriş

Akıllı Ulaşım Sistemleri ve Akıllı Şehir konularındaki teknolojik sıçramalara rağmen, kentsel otoyol ağlarındaki trafik sıkışıklığı neden olduğu ekonomik kayıplar ve zaman maliyetleriyle halen çözüm bekleyen köklü bir sorundur [1]. Bu kronikleşen tıkanıklık probleminin yönetiminde başvurulan ve saha başarımı kanıtlanmış en etkili stratejilerden biri rampa denetimidir. Yöntem temel olarak ana yola katılım sağlayan araç akışını belirli bir strateji dahilinde düzenleyerek, yol kapasitesini korumayı ve sıkışıklık başlangıcını mümkün olduğunca ötelemeyi amaçlar [1].

Trafik kontrolüne yönelik literatürdeki ilk çalışmalar, ağırlıklı olarak yerel ve trafığe duyarlı stratejiler üzerine yoğunlaşmıştır. Bu alanda referans kabul edilen en belirgin çalışma, Papageorgiou ve ark. tarafından geliştirilen ALINEA (Asservissement Linéaire D'entrée Autoroutière) algoritmasıdır [2]. Klasik otomatik kontrol teorisine dayanan ALINEA rampa çıkışındaki doluluk oranını kritik bir eşik değerinde sabitlemeyi hedefleyen bir geri besleme yasadır. ALINEA'nın başarısı belirgin olmakla birlikte yerel çözümlerin tıkanıklığı ağına başka bölgelerine kaydırma riski, yöntemin ağ genelindeki etkinliğini kısıtlamaktadır. Yerel yaklaşımların sınırlarını ve merkezi yöntemlerin işlem yükünden kaynaklı ölçeklenebilirlik sorunlarını aşmak adına, otoyol ağlarını çok ajanlı sistemler olarak modelleyen çalışmalar önem kazanmıştır. Dağıtık mimariye sahip bu sistemlerde her rampa denetleyicisi, ağına ortak hedefleri doğrultusunda komşularıyla işbirliği yapan ve etmen olarak ifade edilen özerk bir birim şeklinde ele alınır. Bu işbirliği mekanizmasının teorik zemini, Olfati-Saber ve Murray'ın öncü çalışmalarında ortaya konan konsensüs protokollerine dayanmaktadır [3]. Konsensüs algoritmaları etmenlerin yalnızca yerel veri paylaşımıyla, ilk değerlerin ağırlıklı ortalaması gibi bir değer üzerinde uzlaşmasını sağlayan dağıtık etkileşim

kurallarıdır. Bu yaklaşım sayesinde, fiziksel sensörlerin yetersiz kaldığı durumlarda bile dağıtık konsensüs tabanlı gözlemlerle kritik trafik yoğunlukları kestirilebilmekte, böylece ALINEA gibi yerel yasalar ağ farkındalığıyla donatılarak daha yetenekli hale gelmektedir [4].

Klasik konsensüs protokolleri [3], etmenlerin küçük ve sabit zaman aralıklarında sürekli veri alışverişinde bulunmasını zorunlu kılar. Bant genişliği kısıtlı kablolu ağlara dayanan modern akıllı ulaşım sistemlerinde, bu sürekli iletişim gereksinimi uygulanabilirlik açısından ciddi engeller doğurmaktadır. Bu kısıtı aşmak amacıyla kontrol literatürü, olay tetiklemeli mekanizmalar (OTM) üzerine yoğunlaşmıştır [5, 6]. OTM yaklaşımı, sistemin sadece tepki hızından ziyade, verimlilik esaslı bir tepki zamanlamasına odaklanmaktadır. Burada kontrol eylemi veya iletişim, yalnızca mevcut durum ile son iletilen durum arasındaki hatanın önceden tanımlı bir  $\Delta_i$  eşliğini aşması halinde tetiklenir. Bu stratejinin, otoyol ağlarının kontrolünde iletişim yükünü ve hesaplama maliyetini önemli ölçüde azalttığı çeşitli çalışmalarda gösterilmiştir [7]. Güncel çalışmalarda ise OTM'nin homojenlik varsayımları sorgulanmaya başlanmıştır. Temel protokollerdeki etmenlerin özde olduğu varsayımı [3, 6], otoyol ağlarının yapısal heterojenliği ile gelişmektedir. Bu yapısal farklılıklar literatürde çok sınıflı trafik akışları [8] veya karma otonom sistemler [9] ekseninde incelenmiştir. Bununla birlikte, tüm etmenlerin tek bir ortalamaya yakınsaması yerine bir lider sinyalinin izlediği referans takibi veya kontrolün sadece kritik alt kümelerle uygulandığı pinning kontrol stratejileri de geliştirilmiştir. Bahsedilen gelişmeler, OTM yapısındaki temel zorluk olan performans-maliyet ödünleşimini tekrar gündeme getirmektedir [10]. OTM eşliğinin ( $\delta_i$ ) düşürülmesi takip hatasını azaltarak performansı iyileştirse de iletişim maliyetini artırmakta, eşğin yükseltilmesi ise maliyeti düşürürken performans kaybına yol açmaktadır. Bu hassas dengenin yönetimi için ortak tasarım adı verilen optimizasyon yaklaşımları önerilmektedir [11, 12]. Ortak tasarım, kontrol kazancı ( $g_i$ ) ve olay tetikleme parametrelerini ( $\delta_i$ ) eş zamanlı olarak optimize etmeyi hedefler. Ne var ki mevcut yöntemler genellikle tüm etmenler için homojen bir ( $g, \delta$ ) çifti belirleyerek, ağ genelinde standart bir çözüm dayatmaktadır. Yakın dönemde etmenleri lider ya da takipçi gibi farklı rollere ayırarak heterojen parametre setleri sunan çalışmalar [13] bulunsa da, otoyol ağlarındaki darboğaz veya serbest akış gibi yapısal rolleri temel alan sistematik bir yaklaşım henüz literatürde yer almamaktadır. Mevcut çalışmalarda her bir etmenin ağdaki rolüne özgü ( $g_i, \delta_i$ ) çiftlerinin eş zamanlı optimizasyonunu sağlayan ve böylece ağ genelindeki performans-maliyet dengesini gözeten bütünsel bir metodolojiye rastlanmamıştır. Bu çalışma, otoyol rampa denetiminde bahsi geçen heterojen ortak tasarım problemini ele alarak literatürdeki bu boşluğu doldurmayı amaçlamaktadır. Çalışmanın özgün katkısı performans ve iletişim maliyeti dengesini optimize etmek adına, kontrol kazancı ve tetikleme eşliğinin etmen bazlı heterojen olarak atandığı entegre bir mimari

önermesidir. Önerilen yapıda darboğaz niteliğindeki kritik bölgelere yüksek takip kazançları atanarak, bu bölgelerin komşu segmentlerdeki bozucu etkilerden izole edilmesi ve yerel referans takibinin iyileştirilmesi sağlanır. Buna paralel olarak, kritik ajanlar için belirlenen dar OTM eşikleri sistemsel sapmalara karşı hassasiyeti artırarak tepki süresini iyileştirirken, diğer bölgelerdeki esnek eşik değerleri sayesinde toplam ağ maliyeti minimize edilir.

Yöntemin başarımı ve kararlılığı iki aşamalı bir analizle doğrulanmıştır. İlk aşamada, Ayrık Zamanlı Lyapunov teorisi kullanılarak sistem stokastik gürültü altında dahi kararlılığını koruduğu ve hatanın belirli sınırlar içerisinde kaldığı düzgün nihai sınırlılık (DNS) ile analitik olarak ispatlanmıştır. İkinci aşamada ise teorik bulgular, MATLAB ortamında gerçekleştirilen  $M = 100,000$  koşumlu kapsamlı Monte Carlo simülasyonları ile desteklenmiştir. Elde edilen istatistiksel veriler, önerilen heterojen tasarımın (Senaryo B), geleneksel homojen (Senaryo A) ve denetimsiz (Senaryo C) yaklaşımlara kıyasla güvenlik (sapma minimizasyonu) ve verimlilik (iletişim maliyeti) açısından üstünlüğünü ortaya koymaktadır.

Bildirinin geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2 kapsamında, heterojen otoyol ağına yönelik ajan tabanlı modelleme ve problem formülasyonu ele alınmaktadır. Bölüm 3'te, heterojen OTM denetim protokolünün tasarım detaylarına yer verilirken, Bölüm 4, önerilen yapının Lyapunov tabanlı kararlılık analizini ve ispat süreçlerini içermektedir. Karşılaştırmalı benzetim senaryoları ve elde edilen bulguların irdelendiği Bölüm 5'in ardından, sonuçlar ve geleceğe yönelik öneriler Bölüm 6'da sunulmuştur.

## 2. Problem Formülasyonu ve Sistem Modeli

Çalışma kapsamında otoyol ağı, her biri bir rampa denetleyicisi ile ilişkilendirilmiş ardışık segmentlerden oluşan bütünlük bir yapı olarak modellenmiştir. Bu topoloji, dağıtık kontrol protokollerine zemin hazırlayacak biçimde, çizge kuramı destekli çok ajanlı bir sistem mimarisiyle ifade edilmiştir.

Ağın bilgi akış topolojisi,  $G = (V, E)$  çizgesi üzerinden tanımlanmıştır. Bu yapıda  $V = \{1, 2, \dots, N\}$  kümesi otoyol üzerindeki rampa denetleyicilerine (ajanlara) karşılık gelirken,  $E \subseteq V \times V$  kümesi, bu ajanlar arasındaki iletişimi simgeler.  $N_i$ ,  $i$ . ajanın komşularının oluşturduğu kümedir. Bu dağıtık mimari, hesaplama yükünün paylaştırılmasına olanak tanımakta ve bir ajanda yaşanabilecek arızanın sistem genelini etkilemesini önleyerek yapısal gürbüzlük sağlamaktadır. Ajanlar arasındaki etkileşim şeması, çizge kuramı çerçevesinde  $L \in \mathbb{R}^{N \times N}$  Laplas matrisi ile temsil edilir.  $L = D - W$  bağıntısıyla kurulan bu yapıda,  $D = \text{diag}(\sum_{j \in N_i} w_{ij})$  derece matrisini,  $W = [w_{ij}]$  ise bağlantı ağırlıklarını (bağlantı varsa  $w_{ij} > 0$ , yoksa  $w_{ij} = 0$ ) simgeleyen komşuluk matrisini ifade eder. Bu matris formülasyonu ( $i \neq j$  için  $L_{ij} = -w_{ij}$ ), konsensüs protokollerinin çekirdeğini oluşturan yerel hata dinamiklerinin analitik olarak ifade edilmesine olanak tanır.

### 2.1. Ajan Dinamikleri

Dijital kontrol ve algılama altyapısının ayrık zamanlı yapısı göz önüne alındığında, sistem dinamikleri literatürle uyumlu olarak aşağıdaki doğrusal entegratör modeliyle ifade edilmiştir:

$$x_i(k+1) = x_i(k) + u_i(k) + w_i(k) \quad (1)$$

Burada  $k \in \mathbb{Z}_{\geq 0}$ , sistemin örnekleme periyoduna karşılık gelen zaman adımını belirtmektedir. Ajan  $i$ 'ye ait durum değişkeni  $x_i(k)$ , ilgili otoyol segmentindeki trafik yoğunluğunu (araç/km) simgeler. Saha uygulamalarında bu değişken, endüktif döngü dedektörlerinden alınan ve yoğunlukla lineer ilişkiye sahip doluluk oranı verisi üzerinden türetilmektedir.  $u_i(k)$  değişkeni, rampa girişini düzenleyen denetim sinyaline karşılık gelmektedir. Son olarak, sürücü davranışlarındaki belirsizlikler gibi modellenemeyen dinamikleri kapsayan süreç gürültüsü  $w_i(k)$  ile gösterilmiş olup,  $|w_i(k)| \leq W_{max}$  sınırları içerisinde stokastik bir bileşen olarak modele dahil edilmiştir.

Denklem (1)'de  $u(k)$  ile temsil edilen kontrol kuralı, dağıtık formülasyonda komşu düğümlerin durum bilgisine ( $x_j(k)$ ) bağımlıdır. Ancak bant genişliği kısıtlı ağlarda, tüm ajanların her zaman adımında veri iletmesi, spektrum verimliliği ve işletme maliyetleri açısından sürdürülebilir değildir. Bu kısıtların aşılması ve iletişim yükünün optimize edilmesi amacıyla, veri iletiminin fırsatçı bir karakter kazandığı olay tetiklemeli mekanizmalar (OTM) benimsenmiştir. Bu mimaride  $i$  nolu etmen komşusunun anlık durumunu değil, en son yayımlanan ve yerel hafızada tutulan  $\hat{x}_j(k)$  değerini kendi kontrol döngüsüne dahil eder. Veri yayımı, yalnızca anlık durum ile son iletilen değer arasındaki farkın tanımlı bir  $\delta_j$  eşliğini aşması durumunda tetiklenir. Mevcut sistem dinamikleri ve OTM kısıtları altında çalışmanın denetim hedefleri iki ana ekseninde toplanmaktadır:

- 1) **Performans (Hata Minimizasyonu):** Stokastik gürültü ve iletişim kısıtlarına karşın, sistemin heterojen yoğunluk hedeflerine ( $x^* = [x_1^*, \dots, x_N^*]^T$ ) yakınsamasını garanti altına almak ve takip hatası normunu minimize etmek.
- 2) **Verimlilik (Maliyet Minimizasyonu):** Öngörülen performans kriterlerinden ödün vermeksizin, ağ genelindeki toplam veri paketi transferini (diğer bir deyişle tetikleme sayısını) asgari düzeyde tutmak.

Doğası gereği zıtlık içeren bu iki hedef arasındaki performans-maliyet ödünleşimini yönetecek tasarım metodolojisi, Bölüm 3 kapsamında detaylandırılmıştır.

## 3. Heterojen OTM Denetim Tasarımı

Bölüm 2 kapsamında tanımlanan sistem dinamiklerinin getirdiği temel problem performans/güvenlik gereksinimleri ile verimlilik/maliyet kısıtları arasındaki zıtlığın giderilmesidir. Bu bölümde, bu ödünleşimi uygun bir düzeyde dengelemek üzere geliştirilen heterojen kontrol mimarisi detaylandırılmıştır. Önerilen yaklaşım, denetim yasası ve OTM mekanizmasının, ağ bileşenlerinin karakteristiklerine göre heterojen ve bütünlük bir yapıda kurgulanmasına dayanır.

### 3.1. Heterojen Denetim Yasası

Önerilen heterojen denetim mimarisinde, her bir  $i$  nolu etmenine ait kontrol sinyali  $u_i(k)$  yerel referans takibi ve konsensüs dinamiklerini sentezleyen bir yapı üzerine kurulmuştur. Bu kontrol yasası, analitik olarak aşağıdaki biçimde ifade edilir:

$$u_i(k) = c \sum_{j \in N_i} a_{ij} (\hat{x}_j(k) - x_i(k)) - g_i (x_i(k) - x_i^*) \quad (2)$$

Burada  $c$ , ağ topolojisi üzerinden komşularla etkileşim kazancı iken, ikinci terim ilgili ajayı  $g_i$  kazancı ile  $x_i^*$  referans değerine

yönlendiren bir pinning kontrol mekanizması olarak işlev görür.  $\hat{x}_j(k)$  ise OTM protokolü gereği güncellenen ve yerel hafızada tutulan komşu durum bilgisini simgeler. Literatürdeki geleneksel homojen yaklaşımlarda (düşük veya sıfır  $g_i$ ), konsensüs dinamiğinin baskınlığı nedeniyle seyreltme etkisi gözlemlenmektedir. Bu durum, yüksek yoğunluk hedefleyen kritik düğümlerin, daha düşük hedefli komşularının ortalamasına sürüklenmesine yol açar. Sunulan heterojen tasarımda ise, ağdaki düğümlerin topolojik önemine göre farklılaşan  $g_i$  kazanç atamaları yapılmaktadır. Kritik düğümlere atanan yüksek kazanç değerleri, ilgili etmeni global konsensüs dinamiklerinden kısmen ayırıştırarak, yerel referans hedefine hassasiyetle yakınsamasını sağlamaktadır.

### 3.2. Heterojen Olay Tetiklemeli Mekanizma

OTM algoritması bu verinin ağ üzerinden iletim zamanlamasını düzenler.  $i$ . etmen için tetikleme hatası  $e_i(k)$ , anlık durum verisi ile ağa en son iletilen değer ( $\hat{x}_i^{yay}(k)$ ) arasındaki farka eşit olacak şekilde tanımlanmıştır:

$$e_i(k) = x_i(k) - \hat{x}_i^{yay}(k) \quad (3)$$

Pratikteki sensör kuantizasyon hatalarının, sistem modelindeki  $w_i(k)$  gürültü bileşeni kapsamında ele alındığı varsayılmıştır. Veri paketinin yayını ve yayınlanan son değer güncellenmesi ( $\hat{x}_i^{yay}(k+1) = x_i(k)$ ), yalnızca aşağıda belirtilen koşulun sağlanması durumunda gerçekleşir.

$$|e_i(k)| > \delta_i \quad (4)$$

Önerilen yapıda, mutlak hata eşiği  $\delta_i$  de ajan karakteristiklerine göre heterojen olarak belirlenmiştir. Kritik darboğaz noktalarında  $\delta_i$  değeri düşük tutularak (örn. 0.8 araç/km), sistemsel değişimlere karşı yüksek hassasiyet ve hızlı tepki yeteneği hedeflenmiştir. Trafik akışının rahat olduğu segmentlerde ise  $\delta_i$  eşiği daha esnek (örn. 2.0 araç/km) belirlenerek, veri iletim sıklığı düşürülmüş ve ağ kaynaklarının verimli kullanımı sağlanmıştır. Bölüm 5'teki bulgularla desteklendiği üzere yüksek kontrol kazancı ( $g_i$ ) ve düşük tetikleme eşiğinin ( $\delta_i$ ) eşgüdümlü kullanımı, kritik segmentlerde gürültüye rağmen hızlı algılama ve etkin düzeltme mekanizmalarını devreye sokarak sistem güvenliğini garanti etmektedir.

## 4. Kararlılık Analizi ve Sınırlılık

Bu bölümde, Bölüm 3 kapsamında mimarisi detaylandırılan heterojen olay tetiklemeli kontrol yapısının kararlılık analizi gerçekleştirilmiştir. Teorik analizler stokastik bozucu etkiler ve OTM kaynaklı veri süreksizlikleri varlığında bile, kapalı çevrim hata dinamiklerinin Düzgün Nihai Sınırlılık (DNS) özelliğini koruduğunu, dolayısıyla takip hatasının asimptotik olarak kompakt bir küme içerisinde kalmak zorunda olduğunu doğrulamayı hedeflemektedir.

### 4.1. Kapalı Çevrim Hata Dinamikleri

Kararlılık analizi, sistemin durum değişkenleri ile referans hedefleri arasındaki farkı ifade eden  $e_x(k) = x(k) - x^*$  hata vektörünün dinamikleri kullanılarak yapılacaktır. Bölüm 2 ve 3

altında sunulan sistem ve kontrol dinamikleri eşliğinde, kapalı çevrim hata modeli aşağıdaki kompakt formda elde edilir:

$$e_x(k+1) = A e_x(k) + d(k) \quad (5)$$

Burada  $A = (I - cL - G)$ , sistemin nominal durum matrisini ifade etmektedir. Bu matris, ağ topolojisine ait  $L$  Laplas matrisi ile heterojen takip kazançlarını içeren  $G$  köşegen matrisinin doğrusal bir fonksiyonudur.  $d(k) \in R^N$  ise

$$d(k) = w(k) + d_{otm}(k) + d_{het}(k) \quad (6)$$

olarak tanımlanan sistem üzerindeki kümeleyici bozulma vektörüne karşılık gelmektedir. Bu vektör, stokastik süreç gürültüsü  $w$ , OTM kaynaklı kuantizasyon hataları  $d_{otm}$  ve heterojen hedeflerden ( $x_i^* \neq x_j^*$ ) doğan yapısal uyumsuzluk bileşenlerinin ( $d_{het}$ ) süperpozisyonudur. İspat süreci, literatürde kabul gören aşağıdaki temel varsayımlara dayandırılmıştır:

**Varsayım 1 (Denetleyici Tasarımı).** *Denetleyici parametreleri ( $c, g_i$ ),  $A$  sistem matrisinin Schur Kararlı (spektral yarıçap  $\rho(A) < 1$ ) yapısını garanti edecek biçimde belirlenmiştir.*

**Varsayım 2 (Sınırlı Bozulma).** *Kümeleyici bozulma vektörü  $d(k)$ 'nin her an için sınırlı olduğu kabul edilmiştir. Analitik olarak,  $d(k)$  vektörünün Öklid normu, tanımlı bir  $D_{max} \in R^+$  üst sınırını aşmamaktadır ( $\|d(k)\| \leq D_{max}$ ). Bu varsayım, fiziksel sistemlerdeki gürültü genliği, OTM eşik değerleri ve referans hedeflerin sonlu doğası ile tutarlıdır.*

### 4.2. Düzgün Nihai Sınırlılık (DNS)

Sistemin toplam hata enerjisini ölçmek için aşağıdaki kuadratik Lyapunov aday fonksiyonunu seçilsin:

$$V(k) = e_x(k)^T P e_x(k) \quad (7)$$

Burada  $P \in R^{N \times N}$ , simetrik ve pozitif tanımlı ( $P > 0$ ) bir matristir. Varsayım 1 gereğince  $A$  matrisinin Schur kararlı yapısı, Ayrık Zamanlı Lyapunov Kuramı gereği keyfi bir simetrik pozitif tanımlı  $Q > 0$  matrisi için aşağıdaki eşitliği sağlayan tekil bir  $P > 0$  çözümünün varlığını gerektirir:

$$A^T P A - P = -Q \quad (8)$$

Denklem (8) kullanılarak ve standart norm eşitsizlikleri uygulanarak  $\alpha = \lambda_{min}(Q)$ ,  $\gamma = 2 \|A^T P\| D_{max}$  ve  $\beta = \lambda_{max}(P) D_{max}^2$  pozitif sabitler olmak üzere

$$\Delta V(k) \leq -\alpha \|e_x\|^2 + \gamma \|e_x\| + \beta \quad (9)$$

eşitsizliği elde edilir. Eşitsizlik (9), hata normuna ( $\|e_x\|$ ) bağlı negatif içbükey bir fonksiyon yapısına işaret etmektedir. Dolayısıyla  $\Delta V(k)$  değişimi, hata normunun belirli bir seviyenin üzerine çıkması durumunda negatif tanımlı bir karakter sergileyecektir. Kararlılık koşulu,  $\alpha \|e_x\|^2 - \gamma \|e_x\| - \beta > 0$  eşitsizliğinin sağlandığı, diğer bir ifadeyle hata normunun kritik bir  $R$  yarıçapını aştığı bölgede geçerlidir:

$$\|e_x(k)\| > R \text{ burada } R = \frac{\gamma + \sqrt{\gamma^2 + 4\alpha\beta}}{2\alpha}$$

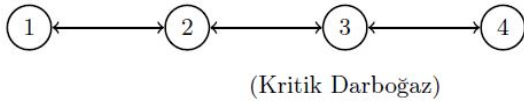
Bu bulgu, hata yörüngelerinin  $R$  yarıçaplı bir hiper-küre dışında kalan bölgede enerji sönümediğini ve asimptotik olarak bu kompakt küme içerisinde kalacağını gösterir. Bu da sistemin DNS olduğu anlamını taşır. DNS analizi, hata bandı  $R$ 'nin denetim gücüyle ters ve toplam bozulma sınırıyla doğru orantılı olduğunu gösterir. Bu nedenle kritik düğümde yüksek  $g_i$  ve düşük  $\delta_i$  seçimi  $R$ 'yi daraltarak takip performansını iyileştirir.

## 5. Benzetim Çalışmaları

Bölüm 3'te önerilen heterojen OTM protokolünün başarımı ve Bölüm 4'teki kararlılık analizinin geçerliliği, bu bölümde sunulan kapsamlı benzetim çalışmalarıyla doğrulanacaktır. Analiz süreci önerilen heterojen yapının (Senaryo B), geleneksel homojen protokol (Senaryo A) ve referans alınan denetimsiz (Senaryo C) durum ile karşılaştırıldığı  $M = 100,000$  koşumlu bir Monte Carlo simülasyonu üzerinden kurgulanmıştır. Simülasyon ortamı, Bölüm 2'deki ayrık zamanlı dinamikler esas alınarak MATLAB platformunda oluşturulmuştur. Modellemede, kentsel bir otoyol koridorunun benzetimini yapabilmek için  $N = 4$  rampalı doğrusal bir ağ topolojisi tercih edilmiştir. Bu topolojik yapı Şekil 1'de sunulmaktadır.

**Fiziksel Model Parametreleri:** Karşılaştırmalı analizlerde baz alınan ve tüm senaryolar için sabit tutulan temel sistem parametreleri Tablo 1'de sunulmuştur.

**Durum ve Hedefler:** Benzetim kurgusunda sistemin heterojen karakteristiğini incelemek üzere ajanlara ait başlangıç koşulları ve referans hedefleri, Tablo 2'de belirtilen kritiklik düzeyleri ekseninde yapılandırılmıştır.



Şekil 1. Benzetimde kullanılan 4 ajanlı ağ yapısı. Ajan 3, kritik darboğaz olarak belirlenmiştir.

Tablo 1. Ortak Benzetim Parametreleri

Parametre	Simge	Değer	Fiziksel Anlam
Ajan sayısı	$N$	4	Toplam rampa denetleyici sayısı
Benzetim süresi	$k_{max}$	200	Toplam zaman adımı
Konsensüs kazancı	$c$	0.1	Ajanlar arası işbirliği oranı
Gürültü büyüklüğü	$W_{max}$	1.0	$ w_i(k)  \leq 1.0$ araç/km
Kuantalama adımı	$\Delta$	0.5	Veri çözünürlüğü (araç/km)
Benzetim sayısı	$M$	100,000	İstatistiksel çalışma sayısı

Tablo 2. Ajan Bazlı Durum ve Hedef Parametreleri

Ajan ( $i$ )	$x_i(0)$ (araç/km)	$x_i^*$ (araç/km)	Ajan Rolü
1	15	20	Esnek segment
2	40	25	Esnek segment
3	10	30	Kritik darboğaz
4	35	28	Esnek segment

## 5.1. Deneysel Senaryo Kurgusu

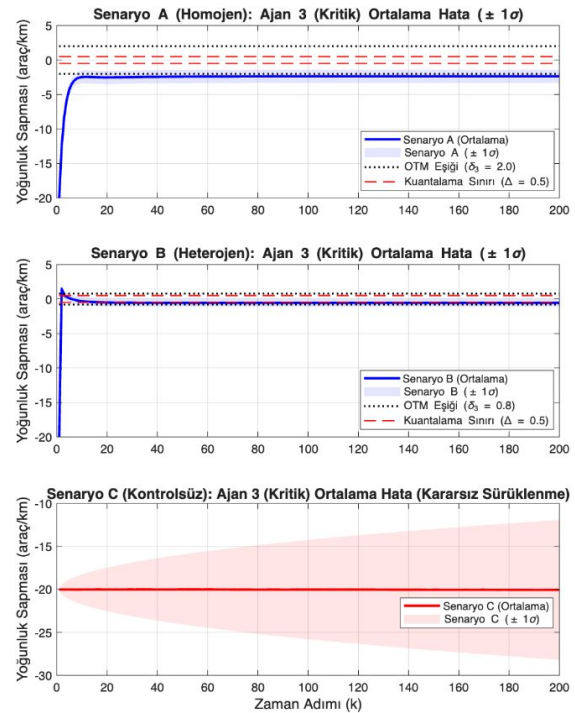
Yürütülen analizler, üç farklı denetim stratejisinin başarımını kıyaslamaktadır.

- **Senaryo A (Homojen Yapı):** Literatürdeki standart yaklaşımı temsil eden bu senaryoda, tüm etmenler için düşük takip kazancı ( $g_i = 0.1$ ) ve gürültü seviyesinin ( $W_{max} = 1.0$ ) üzerinde kalan geniş bir OTM eşiği ( $\delta_i = 2.0$ ) benimsenmiştir.
- **Senaryo B (Önerilen Heterojen Yapı):** Çalışmada sunulan özgün mimaridir. Darboğaz niteliğindeki 3. ajan, yüksek takip kazancı ( $g_3 = 0.8$ ) ve hassas bir OTM eşiği ( $\delta_3 = 0.8$ ) ile yapılandırılmıştır. Kritik bölgedeki bu eşik değeri, gürültü tabanının ( $W_{max} = 1.0$ ) altına çekilerek sistemin en ufak sapmalara duyarlı hale gelmesi ve gürültüye rağmen tepki vermesi hedeflenmiştir.
- **Senaryo C (Denetimsiz):** Kontrol girişinin uygulanmadığı ( $u_i(k) = 0$ ) ve sistemin yalnızca stokastik etkilere maruz bırakıldığı referans senaryodur.

İlgili senaryolara ait konfigürasyon parametreleri Tablo 3'te detaylandırılmıştır.

Tablo 3. Senaryo Bazlı Denetim Parametreleri

Parametre	Senaryo A (homojen)	Senaryo B (heterojen)
$g_1, g_2, g_4$	0.1	0.1
$g_3$	0.1	0.8 (sorumluluk)
$\delta_1, \delta_2, \delta_4$	2.0	2.0
$\delta_3$	2.0	0.8 (hassasiyet)



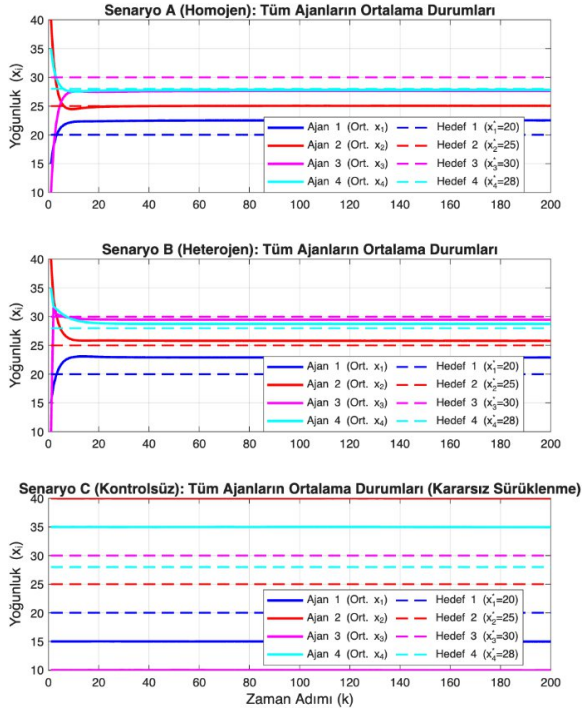
Şekil 2. Kritik Ajan 3'ün ortalama yoğunluk sapması

## 5.2. Sonuçlar ve Tartışma

Toplam  $M = 100,000$  kez çalıştırılan Monte Carlo benzetiminden elde edilen istatistiksel sonuçlar, Bölüm 4'teki

teorik DNS ispatı ile iyi bir uyum göstermiş ve heterojen tasarımın (Senaryo B) ödünleşmeyi yönetmedeki üstünlüğünü kanıtlamıştır. Elde edilen veriler heterojen yapının (Senaryo B) performans-maliyet dengesini sağlamadaki etkinliğini ortaya koymaktadır.

Şekil 2'de, her üç senaryo altında kritik darboğaz olan 3. ajanın ortalama hata dinamikleri ve  $\pm \sigma$  güven aralıkları sunulmuştur. Kritik Ajan 3 için homojen denetimde maksimum hata  $4.336 \pm 0.492$  iken, heterojen tasarımda  $1.641 \pm 0.11$ 'e düşmüştür (yaklaşık %62.2 iyileşme). Toplam tetikleme sayısı  $32.0 \pm 5.8$ 'den  $102.8 \pm 9.1$ 'e yükselmiş ve artışın büyük kısmı kritik ajanda ( $79.8 \pm 7.7$ ) yoğunlaşmıştır.



Şekil 3. Tüm Ajanların Ortalama Durumları

Bahsedilen performans farkının dinamik temellerini gösteren Şekil 3 incelendiğinde Senaryo A altındaki 3. etmenin, düşük kontrol kazancı ( $g_3 = 0.1$ ) sebebiyle komşu düğümlerin yarattığı seyreltme etkisine maruz kaldığı ve referans değerinden sapma gösterdiği gözlemlenmiştir. Buna karşın Senaryo B'nin yüksek kazanç ( $g_3 = 0.8$ ) yapısının, ilgili etmenin referans hedefine hassasiyetle yakınsamasını sağladığı ve bu performans kazanımı, iletişim yüküne yansımış olup ilgili veriler Tablo 4'te sunulmuştur. Senaryo B altında kaydedilen toplam ortalama maliyet (102.8), Senaryo A verisinin (32.0) yaklaşık 3.2 katıdır. Ancak bu maliyet artışı, homojen bir yükten ziyade, ağ genelinde stratejik bir dağılım sergilemektedir. Kritik 3. etmenin OTM eşiği, gürültü tabanının altında belirlendiği için sistemin bu noktadaki duyarlılığı maksimize edilmiştir. Bu konfigürasyon neticesinde, güvenlik gereksinimlerinin yüksek olduğu 3. etmen, ortalama 79.8 tetikleme (Senaryo A'nın 10.5 katı) ile yoğun bir veri trafiği üretmiştir. Buna karşın, kritik olmayan düğümler (1, 2, 4) esnek eşik değerlerini ( $\delta = 2.0$ ) koruyarak ağ kaynaklarını idareli kullanmış ve toplam yükü dengelemiştir.

Tablo 4. Benzetim Sonuçlarının İstatistiksel Karşılaştırması

Metrik	Senaryo A	Senaryo B	Senaryo C
Maks. Hata	$4.336 \pm 0.492$	$1.641 \pm 0.11$	$24.32 \pm 6.74$
Toplam İletişim	$32.0 \pm 5.8$	$102.8 \pm 9.1$	-
Ajan 1 tetiklenmesi	$8.3 \pm 2.8$	$8.4 \pm 2.8$	-
Ajan 2 tetiklenmesi	$7.7 \pm 3.0$	$7.4 \pm 3.1$	-
Ajan 3 tetiklenmesi	$7.6 \pm 2.8$	$79.8 \pm 7.7$	-
Ajan 4 tetiklenmesi	$8.4 \pm 2.9$	$7.2 \pm 3.0$	-

## 6. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada, rampa denetiminde  $g$  ve  $\delta_i$  parametrelerinin ajan bazlı heterojen seçildiği OTM mimarisi önerilmiştir. Ayrık zaman Lyapunov analizi, stokastik bozucular ve OTM kaynaklı süreksizlikler altında hata dinamiklerinin DNS özelliğini koruduğunu göstermiştir. Monte Carlo benzetimleri, kritik darboğazda hatanın homojen yaklaşıma göre %62.2 azaldığını; iletişim yükündeki artışın ise ağırlıklı olarak kritik ajanda yoğunlaştığını göstermiştir. Gelecek çalışmalarda ağ gecikmeleri ve paket kayıplarının, özellikle yüksek kazançlı düğümlerin kararlılığı üzerindeki etkileri incelenecektir.

## 7. Kaynakça

- [1] M. Papageorgiou and A. Kotsialos, "Freeway ramp metering: An overview," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 3, no. 4, pp. 271–281, 2002.
- [2] M. Papageorgiou, H. Hadj-Salem, and J.-M. Blosseville, "Alinea: A local feedback control law for on-ramp metering," in *Transportation research record*, vol. 1320, no. 1, 1991, pp. 58–64.
- [3] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, "Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 9, pp. 1520–1533, 2004.
- [4] A. Ferrara, S. Sacone, S. Siri, C. Vivas, and F. R. Rubio, "Switched observer-based ramp metering controllers for freeway systems," in *2016 IEEE 55th Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, 2016, pp. 6777–6782.
- [5] D. V. Dimarogonas and K. H. Johansson, "Event-triggered control for multi-agent systems," in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC 2009)*. IEEE, 2009, pp. 5399–5404.
- [6] D. V. Dimarogonas, E. Frazzoli, and K. H. Johansson, "Distributed event-triggered control for multi-agent systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 5, pp. 1291–1297, 2012.
- [7] A. Ferrara, A. Nai Oleari, S. Sacone, and S. Siri, "An event-triggered model predictive control scheme for freeway systems," in *Proc. of the 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, 2012, pp. 6975–6982.
- [8] C. Pasquale, S. Sacone, S. Siri, and A. Ferrara, "Hierarchical centralized/decentralized event-triggered control of multiclass traffic networks," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 29, no. 4, pp. 1549–1564, 2021.
- [9] M. Shang, S. Wang, and R. E. Stern, "Extending ramp metering control to mixed autonomy traffic flow with varying degrees of automation," *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, vol. 151, p. 104119, 2023.
- [10] V. S. Dolk, D. P. Borgers, and W. P. M. H. Heemels, "Dynamic event-triggered control: Tradeoffs between transmission intervals and performance," in *2014 IEEE*

*53rd Annual Conference on Decision and Control*, 2014, pp. 2764–2769.

- [11] A. Amini, J. Amini, and M. Mesbahi, “Dynamic event-triggered formation control for multi-agent systems: A co-design optimization approach,” in *2020 American Control Conference (ACC)*. AACC, 2020, pp. 707–712.
- [12] A. Amini, A. Mohammadi, M. Hou, and A. Asif, “Secure dynamic event-triggering control for consensus under asynchronous denial of service,” *Frontiers in Computer Science*, vol. 5, 2024.
- [13] Y. Yang, B. Shen, X. Ge, and Q.-L. Han, “Dynamic event-triggered cluster consensus of multi-agent systems via PSO-GA co-design,” *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 22, pp. 11505-11518, 2025.

# 160 kVA Kesintisiz Güç Kaynağı için Yumuşak Anahtarlama İverter Tasarımı

Fevzi ZENGİN, Hasan KELEBEK

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN\*

İnform Elektronik, Ar-Ge Merkezi, Kocaeli / Türkiye

\*Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul / Türkiye

## Özet

Bu çalışmada, 160 kVA bir kesintisiz güç kaynağında (KGK) yumuşak anahtarlama (SS) tekniğinin uygulanması incelenmiştir. Önerilen SS tekniğinin doğrulanması tek faz inverter devresinde gösterilmiştir. Temel inverter devresi ile kullanılması gereken rezonans endüktansı, yardımcı besleme devresi, yardımcı güç anahtarları ve sinyal üretim yapısı açıklanmıştır. Seçilen IGBT modülün kayıpları üretici programı ile analiz edilmiştir. PSIM yazılımı kullanılarak farklı çalışma koşulları için devre simülasyonları gerçekleştirilmiştir. SS tekniği sayesinde anahtarlama kayıpları ve EMI gürültü azaltılmıştır. Böylece yüksek güçlü inverterin duyulabilir anahtarlama frekansının üzerinde verimli bir şekilde çalışması sağlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Yumuşak Anahtarlama, Kesintisiz Güç Kaynağı, İverter

## 1. Giriş

Yumuşak anahtarlama (SS) tekniği, anahtarlama kayıplarını azaltarak anahtarlama frekansının artırılmasını mümkün kılar ve sistem verimliliğini artırır. Ayrıca elektromanyetik girişim (EMI) ve akustik gürültüyü azaltmaya yardımcı olur [1]. SS, sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ve sıfır akım anahtarlama (ZCS) olarak ikiye ayrılır. İdeal ZVS ve ZCS, anahtarlama kayıplarını sıfıra indirir [2]. İzole kapılı bipolar transistör (IGBT), endüstriyel uygulamalarda yüksek gerilim ve yüksek güç seviyelerinde tercih edilmektedir [3]. Kesintisiz güç kaynaklarında (KGK) yüksek güç seviyelerinde IGBT yaygın olarak kullanılmaktadır. DC bara gerilimi 800V civarında olduğundan, 1200V anahtarlama elemanları tercih edilir. IGBT kullanan sistemlerde anahtarlama kayıpları yüksektir. Güç seviyesi arttıkça anahtarlama frekansı düşer ve insan kulağının duyabileceği bir akustik gürültü üretilir. Ayrıca büyük filtre bobinleri ve çıkış kondansatörü kullanılması gerekir. Anahtarlama frekansını artırmak verimin düşmesine ve soğutucu boyutlarının artmasına neden olur. Yüksek güçlerde anahtarlama frekansının artırılması SS ile mümkündür. Endüstride yumuşak anahtarlama teknikleri genellikle izoleli DC-DC dönüştürücülerde yaygın olarak kullanılmaktadır. SS tekniğinin inverterlere uygulanması tasarım ve kontrol açısından zorluklar içerdiğinden, endüstride SS tekniği inverterlerde yeterince yaygınlaşmamıştır [5]. SS tekniği doğrultucu / inverter devrelerine benzer şekilde uygulanabilir. KGK'da her faz birbirinden bağımsız olarak çalışmakta ve nötr noktası dc baranın orta noktasına bağlanmaktadır. Bu nedenle SS tekniğinin tek faz bir inverter üzerinde doğrulanması yeterlidir. Bu çalışmada 3 fazlı 160 kVA bir kesintisiz güç kaynağının tek faz inverter katı için uygulama ve kontrol kolaylığı olan bir SS devresi

önerilmiştir. SS uygulamasında yardımcı sinyallerin üretimi açıklanmıştır.

Sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) ve sıfır akım anahtarlama (ZCS) teknikleri ile anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. Yüksek güçlü KGK uygulamalarında 160 kVA güç seviyesinde IGBT güç elemanlarının anahtarlama frekansı uygulamada 6 kHz civarında seçilmektedir. Bu durumda pasif filtre elemanları büyük seçilir, ayrıca akustik gürültü oluşur. SS kullanıldığında anahtarlama frekansı 10 kHz'in üzerine güvenli bir şekilde çıkarılabilir. Böylece pasif elemanların boyutu azaltılır, yüksek verimlilik ve güç yoğunluğu elde edilir. İverterin nominal çıkış akımı 185 A civarında olup, tepe faktörüne bağlı olarak en yüksek yük koşullarında üç katına kadar artabilir. Çalışmada önerilen yumuşak anahtarlama topolojisi yüksek frekansta güvenilir bir çalışma sağlamaktadır. Devrede kullanılan IGBT modülün (Fuji-2MBI600XHA120-50) anahtarlama kayıpları incelenmiştir. SS tekniğinin düşük EMI ve yüksek verim gerektiren endüstriyel KGK uygulamaları açısından avantajlı olduğu görülmektedir. Bu çalışmada önerilen yöntem  $E_{on}$  ve  $E_{\pi}$  kayıpları yüksek,  $E_{off}$  kayıpları düşük olan IGBT elemanlarında daha iyi sonuçlar vermektedir. Ayrıca ana IGBT elemanlarına paralel bağlanan bastırma kondansatörleri ile  $E_{off}$  kayıpları azaltılmaktadır.

## 2. Simülasyon ve Kayıp Analizleri

Tek fazlı iki seviyeli inverter Şekil 1'de gösterilmiştir.  $V_o$  çıkış gerilimi  $V_{ref}$  referans gerilimini takip eder.

$$V_{ref} = V_{refm} \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

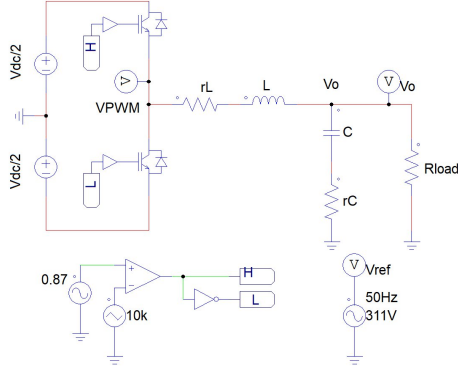
$V_{refm}$  çıkış geriliminin maksimum değeri ve  $f$  temel frekanstır.  $v_{kontrol}$  kontrol sinyali ile  $v_t$  üçgen sinyali karşılaştırılarak PWM sinyali elde edilir.  $V_{PWM}$  inverter çıkış geriliminde iki farklı gerilim seviyesi mevcuttur. Anahtarlama harmonikleri çıkışta kullanılan LC filtre ile süzülür. Kontrol gerilimi aşağıdaki gibi tanımlanır.  $m_a$  modülasyon genliği ayarlanarak çıkış gerilimi regüle edilir. Çıkış geriliminin efektif değeri ölçülerek her periyotta  $m_a$  değeri ayarlanır.

$$V_{kontrol} = m_a \sin(2\pi ft) \quad (2)$$

$$m_a = \frac{V_{refm}}{V_{dc}/2} \quad (3)$$

160 kVA KGK'nın devre parametreleri Tablo 1'de verilmiştir. Güç faktörü (PF) 0.8 kabul edilmiştir. Devre PSIM ortamında simüle edilerek inverter çıkış gerilimi ( $V_{PWM}$ ), LC filtre çıkış

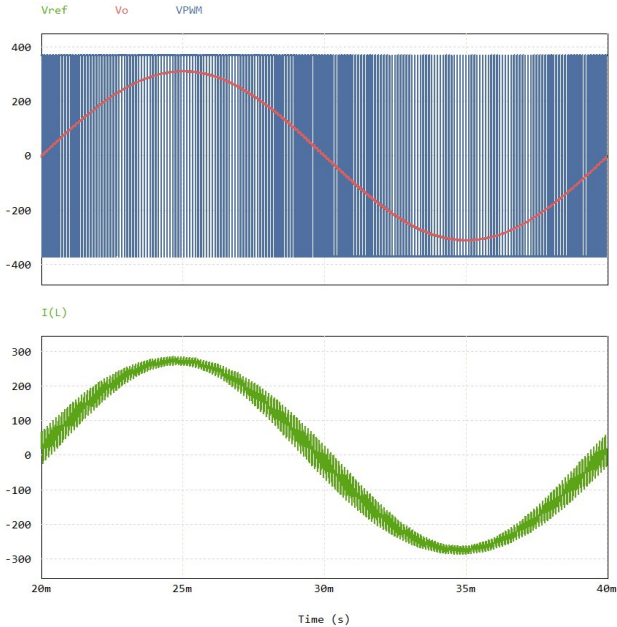
gerilimi ( $V_o$ ) referans gerilim ( $V_{ref}$ ) ve bobin akım değişimleri  $P_o=42.6$  kW omik yük için Şekil 2'de verilmiştir. Şekilde çıkış geriliminin referansı yakın bir şekilde takip ettiği görülmektedir.



Şekil 1. Çıkışında LC filtre ve omik yük bulunan iki seviyeli inverter

Tablo 1. 160 kVA KGK'nın inverter parametreleri

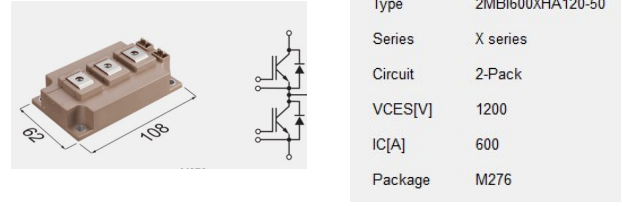
$V_{dc}$	740 V	DC bara gerilimi
$V_{re}$	$230\sqrt{2}$ V	Çıkış geriliminin maksimum değeri
L	200 $\mu$ H	Filtre endüktans değeri
$r_L$	50 m $\Omega$	Filtre seri direnci
C	200 $\mu$ F	Filtre kondansatörü
$r_C$	100 m $\Omega$	Kondansatör seri direnci
$P_o$	42.6 kW	Çıkış gücü (tek fazda PF=0,8 için)
$f_{sw}$	10 kHz	Anahtarlama frekansı



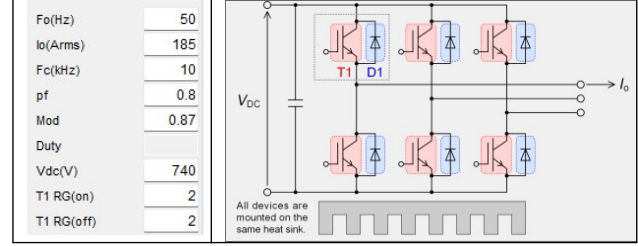
Şekil 2.  $P_o = 42.6$  kW omik yük durumu için inverter çıkış gerilimi  $V_{PWM}$ , LC filtre çıkış gerilimi  $V_o$ , referans gerilim  $V_{ref}$  ve endüktans akımı  $i_L$  dalga şekilleri

Inverterde kullanılan IGBT modülün özellikleri Şekil 3'te verilmiştir. Kayıp analizleri Fuji IGBT Simulator Ver 6.3.11

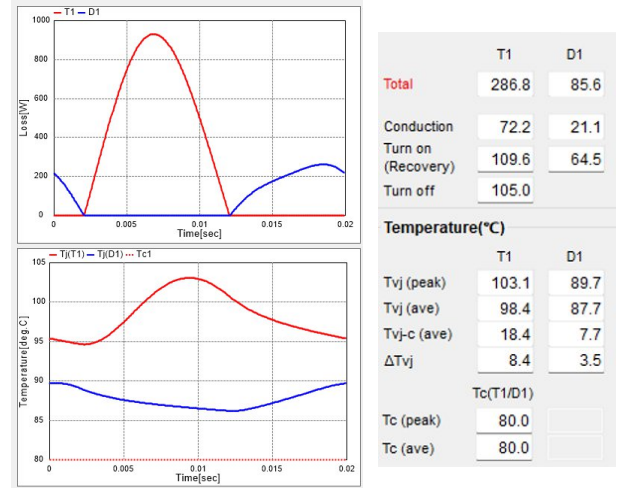
analiz programı kullanılarak yapılmıştır. Inverter parametreleri ve kayıplar Şekil 4 ve Şekil 5'te verilmiştir. Modülasyon indisi gerilim regülasyonu için 0.87 seçilmiştir.



Şekil 3. Inverterin bir faz kolunda kullanılan IGBT modül

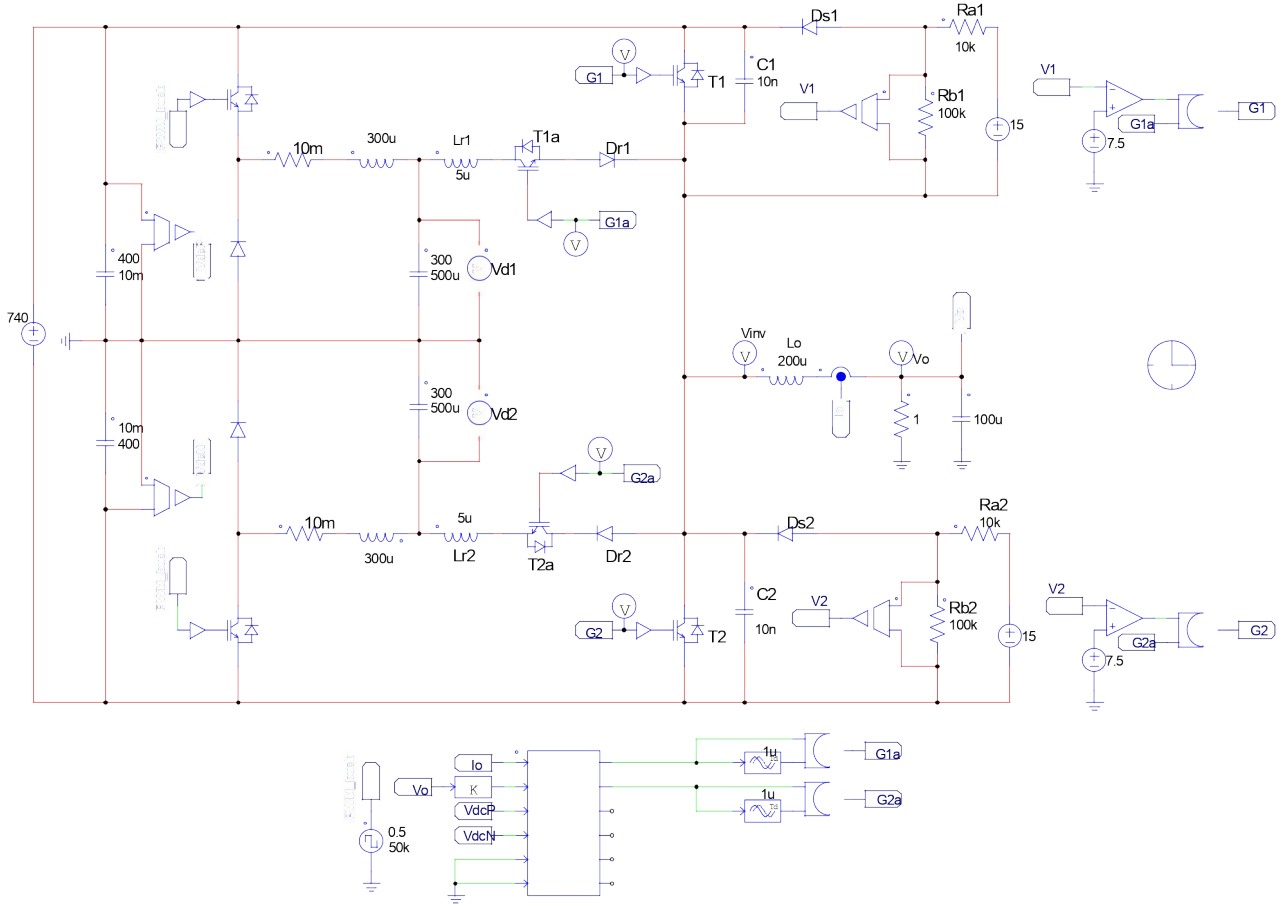


Şekil 4. Inverter parametreleri

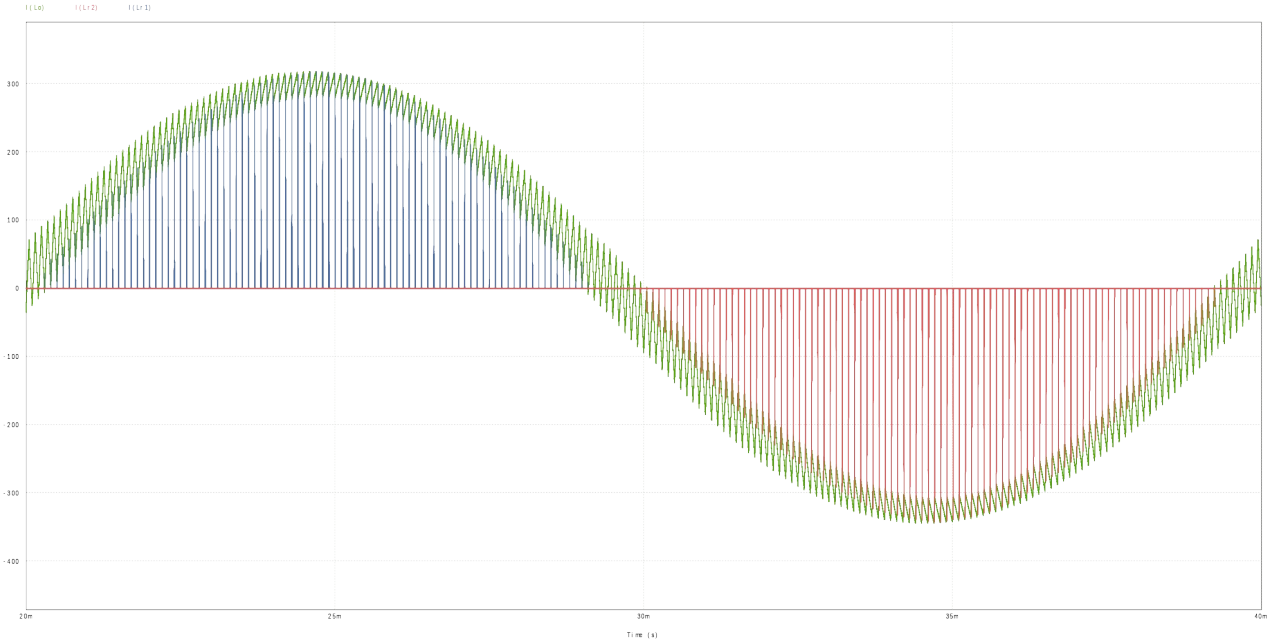


Şekil 5. IGBT modül kayıp analizleri, güç kaybı ve sıcaklık değişimleri

Analiz programı ile elde edilen sonuçlara göre inverterin tek faz kolunda toplam 744.8 W kayıp oluşmaktadır. Bu durumda inverter verimi  $\eta = \frac{42600-744.8}{42600} = \%98.25$  hesaplanır. Yumuşak anahtarlama ile  $E_{on}$  ve  $E_{rr}$  kayıpları yok edildiği kabul edilirse toplam kayıp 396.6W olur. SS uygulanması durumunda inverter verimi  $\eta = \frac{42600-396.6}{42600} = \%99.06$  bulunur. Endüktans kayıpları ve diğer kayıplar ihmal edilirse KGK'nın toplam verimi doğrultucu ve inverter verimlerinin çarpımı ile elde edilir. Verim, 10 kHz'de sert anahtarlama 0.9653, SS tekniği kullanıldığında ise 0.9812 bulunur. Tek fazlı inverterde önerilen SS tekniğinin uygulanması Şekil 6'da gösterilmiştir. Devrede kontrol sinyalleri C bloğu kullanılarak üretilmiştir. Üst ve alt sinyaller arasında ölü zaman bırakılmıştır. SS devresi için kullanılan düşürücü dönüştürücüye 50 kHz'lik açık çevrim bir PWM sinyali uygulanmıştır.



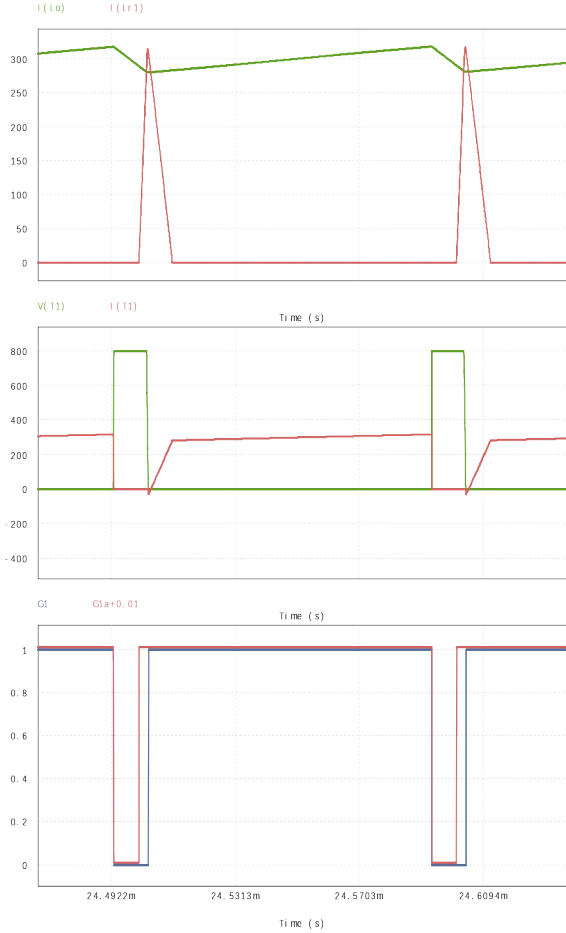
Şekil 6. Tek fazlı inverterde önerilen SS devresi



Şekil 7. Tek fazlı inverterde çıkış akımı ile rezonans endüktans akımları

SS devresinde düşürücü dönüştürücü, rezonans endüktansı, yardımcı anahtar, ters akımı bloke eden diyot ve rezonans kondansatörü mevcuttur. DC baranın orta noktasına göre  $V_{d1}$  ve  $V_{d2}$  olmak üzere iki gerilim kaynağı üretilir. PWM sinyali ile bu

gerilimler ayarlanır.  $G_1$  ve  $G_2$  ana sinyaller,  $G_{1a}$  ve  $G_{2a}$  ise yardımcı sinyallerdir. Kontrolcü çıkışında  $G_{1a}$  ve  $G_{2a}$  sinyalleri üretilir. Sinyaller yardımcı anahtarlara uygulandıktan bir süre sonra  $G_1$  ve  $G_2$  ana sinyaller otomatik olarak üretilir. Ana sinyallerin üretilmesinde DESAT devresi, karşılaştırmalı ve AND kapısı kullanılır.  $T_1$  için kullanılan DESAT devresi  $D_{s1}$ ,  $R_{a1}$ ,  $R_{b1}$  elemanlarından oluşmaktadır. +15V besleme kaynağı üzerinden  $R_{a1}$  ve  $R_{b1}$  dirençleri gerilim bölücü olarak çalışır. Ana anahtar kesimde iken  $R_{b1}$  üzerindeki gerilim 7.5V'un üzerindedir. Ana anahtar ilettime girdiğinde  $R_{b1}$  üzerindeki gerilim 7.5V'un altına düşer.

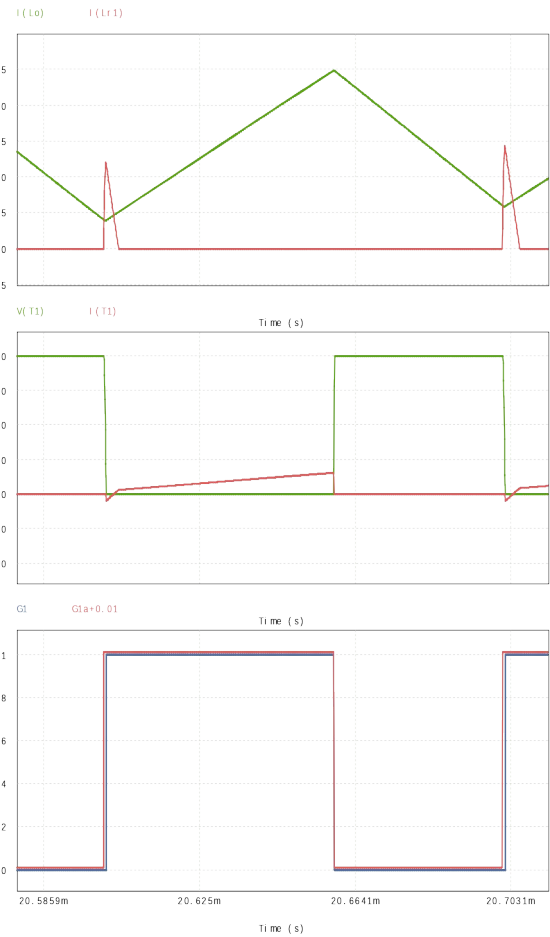


**Şekil 8.** Pozitif alternansta yüksek değerli ana akım ve rezonans endüktans akımları,  $T_1$  anahtarının gerilim ve akım değişimleri ile  $G_{1a}$  ve  $G_1$  sürme sinyalleri

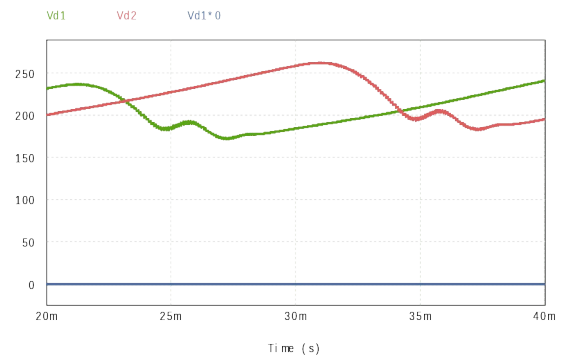
Yardımcı anahtarın sinyali  $G_{1a}$  ana anahtarın sinyali  $G_1$ 'den önce başlar. Rezonans endüktansının akımı  $i_{Lr1}$ , çıkış akımı  $i_{L0}$  seviyesini geçtiğinde ana anahtarın diyodu kesime girer. Ana anahtarların paralel  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatörleri rezonans ile şarj/deşarj olur. Şekil 7'de sinüzoidal PWM yönteminde SS yöntemi uygulandığında ana akım ve rezonans endüktans akımlarının değişimleri gösterilmiştir. Pozitif alternansta ana akım ve rezonans endüktans akımları,  $T_1$  anahtarının gerilim ve akım değişimleri ile  $G_{1a}$  ve  $G_1$  sürme sinyalleri yüksek ve düşük akımlarda sırasıyla Şekil 8 ve Şekil 9'da verilmiştir. Rezonans endüktans akımı diyot akımı kadar yükselmekte sonra kesime girmektedir. Düşük ve yüksek akımlarda ilettime girmede ZVT ve kesime girmede ZVS düzgün bir şekilde çalışmaktadır.

Yardımcı anahtarlardan kısa süreli akımlar geçtiği için iletme kayıpları oldukça düşüktür.

Yardımcı anahtarlar ilettime ve kesime ZCS ile girmektedir. Yardımcı sinyaller analog olarak üretilmekte ve sayısal devrede ilave bir hesaplama yükü oluşmamaktadır. Rezonans akımının yükselme ve düşme süreleri seçilen endüktans değerine bağlıdır. Endüktans değeri optimize edilerek iletme kayıpları azaltılabilir. Düşürücü dönüştürücü çıkışındaki gerilim rezonans endüktansının yükselme ve düşme eğimlerine etki eder. Şekil 10'da  $V_{d1}$  ve  $V_{d2}$  gerilimlerinin değişimleri verilmiştir.



**Şekil 9.** Pozitif alternansta düşük değerli ana akım ve rezonans endüktans akımları,  $T_1$  anahtarının gerilim ve akım değişimleri ile  $G_{1a}$  ve  $G_1$  sürme sinyalleri



**Şekil 10.** Bir şebeke periyodunda açık çevrim kontrol durumunda  $V_{d1}$  ve  $V_{d2}$  gerilimlerinin değişimleri

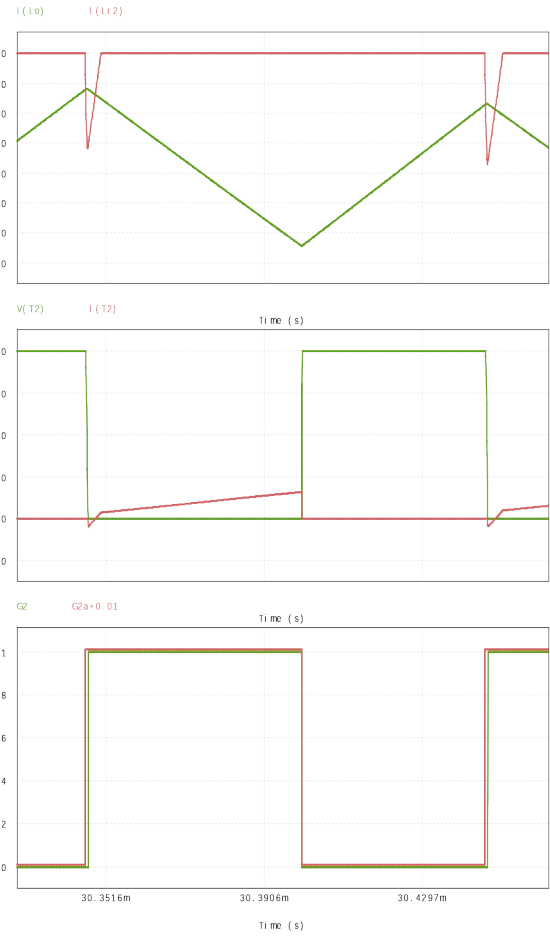


**Şekil 11.** Negatif alternansta yüksek değerli ana akım ve rezonans endüktans akımları,  $T_2$  anahtarının gerilim ve akım değişimleri ile  $G_{2a}$  ve  $G_2$  sürme sinyalleri

Şekil 11 ve Şekil 12’de negatif alternansta düşük ve yüksek akımlarda simülasyon ile elde edilen değişimler verilmiştir. Pozitif ve negatif alternanslarda SS devreleri simetrik olarak çalışmaktadır.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, 160 kVA KGK’nın tek faz inverter katına uygulanan yumuşak anahtarlama devresinin teorik analizi ve simülasyonları verilmiştir. Yumuşak anahtarlamanın uygulanması için gerekli olan rezonans endüktansı, yardımcı besleme devreleri, yardımcı güç anahtarları ile sinyal üretimi açıklanmıştır. PSIM yazılımı kullanılarak devre simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Önerilen devre her bir faz koluna ve doğrultucu katına uygulanabilir. DC barada bulunan düşürücü dönüştürücü tüm SS devreleri için ortak kullanılır. Sonuçlar, yumuşak anahtarlama uygulaması ile yüksek güçlü inverterde duyulabilir anahtarlama frekansının üstünde verimli bir şekilde çalışma sağlandığını, anahtarlama kayıpları, elektromanyetik ve akustik gürültü ile EMI yayılımının azaltılabileceğini göstermektedir.



**Şekil 12.** Negatif alternansta düşük değerli ana akım ve rezonans endüktans akımları,  $T_2$  anahtarının gerilim ve akım değişimleri ile  $G_{2a}$  ve  $G_2$  sürme sinyalleri

#### 5. Referanslar

- [1] R. Peña-Alzola, M. A. Bianchi and M. Ordonez, "Control Design of a PFC With Harmonic Mitigation Function for Small Hybrid AC/DC Buildings," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 9, pp. 6607-6620, Sept. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2499163.
- [2] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", MA, Norwell Kluwer, 2001.
- [3] "Power Factor Correction (PFC) Circuits", Toshiba Semiconductor Application Note, 2019.
- [4] Huber, L., Jang, Y., & Jovanovic, M. M. (2008). Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers. IEEE transactions on power electronics, 23(3), 1381-1390.
- [5] Bodur H, Gundogan A, Bakan AF. Design of a new modular -isolated-forward-based active snubber cell for power switches. Int J Circ Theor Appl. 2025;53(4):2043-2058.

# Sensör Tabanlı Manyetik İmza Analizi ile Erken Arıza Tespit Sistemi

Alperen Sarı<sup>1</sup>, Ali Osman Sarnık<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Serbest, Bursa

alperen.sari@protonmail.com

<sup>2</sup>BURULAŞ Bursa Ulaşım Toplu Taşıım İşletmeciliği Turizm Sanayi ve Ticaret A.Ş., Bursa  
aliosman.sarnik@gmail.com

## Özet

**GİRİŞ-AMAÇ:** Bir elektronik kartta oluşabilecek elektriksel bir arızayı elektromanyetik alan değişimlerini analiz ederek erkenden tespit edebilmeyi amaçladık. **GEREÇ-YÖNTEM:** Elektromanyetik alan teorisinden yola çıkarak, HMC5883L üç eksen pusula sensör modülü ve ESP32 Wi-Fi mikrodenetleyicisi kullanarak iPhone 11 Logic Board 128 GB elektronik kartında meydana gelen elektromanyetik alan etkisi değişimini gerçek zamanlı olarak tespit ettik, bu tespitimizi de Python programlama dilinde yer alan matplotlib, pyserial, collections.deque ve pandas kütüphanelerini kullanarak verileri analiz ettik. Elde edilen verileri makine öğrenmesi ile grafiksel olarak yorumladık. **BULGULAR:** Çalışma kapsamında gerçek zamanlı olarak ayrı ayrı arızalar verdirerek her bir arızanın oluşumuna çok yakın zamanlarda sistemin uyarı vermesini sağladık. Toplam üç adet farklı arıza verdik ve hepsinde de önceden tespit başarısı sağladık. **SONUÇ:** Arıza erken tespit sisteminin başarıyla çalıştığı görüldü, bu çalışmanın dikkat çekici bir diğer sonucu ise, elektronik karta sahip tüm cihazlar için bu yöntemin uygulanabileceğine dair gelecek araştırmalarımıza teşvik edici bir etkiye sahip olmasıdır.

**Anahtar Kelimeler:** Sensör, elektromanyetik alan, manyetik imza, arıza tespit, makine öğrenmesi, veri analizi

## 1. Giriş

Son yıllarda elektronik sistemlerin karmaşıklığının artmasıyla birlikte, bu sistemlerin güvenilirliğinin ve sürekliliğinin sağlanması kritik bir araştırma konusu hâline gelmiştir. Gelişen teknolojiyle birlikte savunma sanayi, endüstriyel otomasyon, havacılık ve gömülü sistem uygulamaları başta olmak üzere birçok alanda kullanılan elektronik anakartlar, sistemlerin temel yapı taşlarını oluşturmaktadır. Bu kartlarda meydana gelen arızaların erken aşamada tespit edilememesi, yüksek maliyetli sistem duruşlarına ve güvenlik risklerine yol açabilmektedir [1]. Bu nedenle elektronik kartların çalışma durumlarının izlenmesine yönelik yenilikçi ve temassız tanı yöntemlerine duyulan ihtiyaç giderek artmaktadır.

Geleneksel arıza tespit yaklaşımları çoğunlukla temassız ölçüm yöntemlerine dayanmaktadır. Akım ve gerilim ölçümleri, osiloskop analizleri ve termal görüntüleme gibi yöntemler yaygın olarak kullanılmakla birlikte, bu yöntemlerin canlı sistemler üzerinde uygulanmasının zor olduğu ve ölçüm noktalarının sınırlı kalması nedeniyle erken aşama arızaların tespitinde yetersiz kaldığı literatürde belirtilmiştir [2]. Ayrıca temassız ölçümlerin, devre üzerinde fiziksel müdahale gerektirmesi nedeniyle sistemin doğal çalışma koşullarını bozabildiği ifade edilmiştir [3].

Elektrik akımı taşıyan iletkenlerin çevresinde manyetik alan oluştuğu bilinmektedir. Bu manyetik alanın büyüklüğü ve yönü, devreden geçen akımın dağılımına ve çalışma durumuna bağlı olarak değişmektedir. Dolayısıyla bir elektronik kartın çalışması sırasında ortaya çıkan manyetik alan dağılımı, karta özgü bir manyetik imza olarak değerlendirilebilmektedir [4]. Literatürde manyetik alan ölçümlerinin, elektrik makineleri, güç elektroniği sistemleri ve elektronik donanımların durum izlenmesinde başarıyla kullanıldığı çalışmalar sunulmuştur [5].

Bu çalışma kapsamında, elektronik anakartların çalışma durumlarının manyetik alan imzaları üzerinden temassız olarak izlenmesi amaçlanmaktadır. Projede, üç eksenli manyetik alan ölçümü yapabilen HMC5883L sensörü kullanılarak anakart çevresindeki manyetik alan bileşenleri ölçülmüş ve ESP32 tabanlı bir mikrodenetleyici aracılığıyla veriler gerçek zamanlı olarak toplanmıştır [6], [7]. Elde edilen ölçüm verileri Python tabanlı bir yazılım altyapısı kullanılarak analiz edilmiş ve manyetik alan imzalarının istatistiksel özellikleri incelenmiştir.

Çalışmanın temel amacı, anakartların enerjisiz ve enerjili çalışma durumları arasında oluşan manyetik alan farklarını ortaya koymak ve bu farklar üzerinden anomali tespitine olanak sağlayan bir sistem altyapısı geliştirmektir. Bu doğrultuda, manyetik alan ölçümleri zaman serisi olarak ele alınmış ve Z-score tabanlı istatistiksel yöntemler kullanılarak normal çalışma durumundan sapmalar belirlenmiştir [8]. Önerilen yaklaşım, düşük maliyetli donanım bileşenleri ve temassız ölçüm avantajı sayesinde pratik ve uygulanabilir bir çözüm sunmaktadır.

## 2. Sistem Modeli

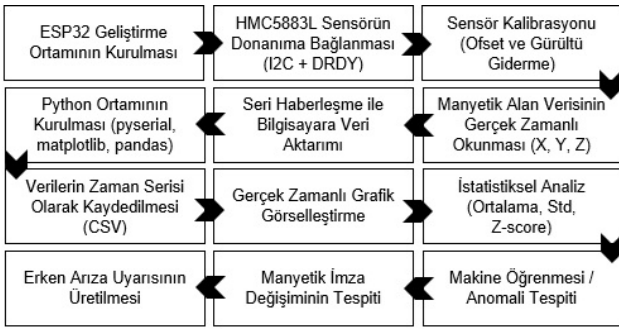
Bu proje kapsamında geliştirilen sistem, elektronik anakartların çalışma durumlarının temassız bir yaklaşımla izlenmesi ve manyetik alan imzaları üzerinden karakterize edilmesini amaçlayan çok katmanlı bir mimariye sahiptir. Sistemin temel hedefi, anakart üzerinde oluşan akım dağılımlarına bağlı olarak meydana gelen manyetik alan değişimlerinin ölçülmesi ve bu değişimlerin analiz edilerek olası çalışma anomalilerinin tespit edilmesidir [1]. Bu doğrultuda sistemde, üç eksenli manyetik alan ölçümü, gömülü sistem tabanlı veri toplama, bilgisayar ortamında zaman serisi analizi ve istatistiksel anomali tespit yöntemleri birlikte kullanılmıştır [2].

Ölçüm sürecinde, HMC5883L üç eksenli manyetik alan sensörü kullanılarak anakart çevresindeki manyetik alan bileşenleri X, Y ve Z eksenlerinde gerçek zamanlı olarak algılanmıştır [6]. Sensörden elde edilen veriler, ESP32 tabanlı bir mikrodenetleyici aracılığıyla I2C haberleşme protokolü üzerinden okunmuş ve veri hazır sinyali sağlayan DRDY pini kullanılarak ölçüm zamanlaması senkronize edilmiştir [7]. Böylece yalnızca güncel ölçümlerin işlenmesi sağlanmış ve veri tutarlılığı artırılmıştır.

Manyetik alan sensörü, incelenen anakarta fiziksel temas olmaksızın belirli bir mesafede konumlandırılarak, kartın enerjisiz ve enerjili çalışma durumlarında oluşan manyetik alan imzaları karşılaştırmalı olarak gözlemlenmiştir. Anakart enerjisizken elde edilen manyetik alan değerlerinin büyük ölçüde çevresel ve doğal manyetik alan kaynaklı olduğu, kart çalışır duruma getirildiğinde ise devre üzerinden geçen akımların etkisiyle manyetik alan bileşenlerinde zamana bağlı belirgin değişimlerin meydana geldiği tespit edilmiştir [4], [5].

Mikrodenetleyici tarafından toplanan ölçüm verileri, seri haberleşme aracılığıyla bilgisayar ortamına aktarılmış ve Python tabanlı bir yazılım altyapısı kullanılarak işlenmiştir. Bu aşamada, pyserial kütüphanesi ile veri alımı gerçekleştirilmiş, matplotlib kullanılarak manyetik alan bileşenleri gerçek zamanlı olarak görselleştirilmiş ve elde edilen veriler zaman damgası bilgisi ile birlikte CSV formatında kaydedilmiştir [9]. Kaydedilen ölçümler, pandas kütüphanesi yardımıyla analiz edilerek manyetik alan imzalarının istatistiksel özellikleri incelenmiş ve Z-score tabanlı anomali tespit yöntemi uygulanmıştır [8]. Bu yaklaşım sayesinde normal çalışma durumundan sapma gösteren manyetik alan değişimleri belirlenmiş ve potansiyel arıza göstergeleri olarak değerlendirilmiştir.

Geliştirilen sistem, düşük maliyetli donanım bileşenleri ve temassız ölçüm avantajı sayesinde elektronik kartların durum izlenmesi ve erken arıza tespiti için uygulanabilir ve genişletilebilir bir çözüm sunmaktadır [2], [5].



Şekil 1. Sistem modeli blok diyagramı

## 2.1. Manyetik Alan İmzasına Dayalı Durum İzleme

Manyetik alan imzasına dayalı durum izleme yaklaşımı, elektronik sistemlerin çalışma koşullarının fiziksel temas gerektirmeden değerlendirilmesini amaçlayan temassız bir izleme yöntemidir. Bu yaklaşım, sistem üzerinde akım taşıyan iletkenler tarafından oluşturulan manyetik alan dağılımlarının ölçülmesine ve elde edilen manyetik alan imzalarının analiz edilerek sistemin çalışma durumunun karakterize edilmesine dayanmaktadır.

HMC5883L üç eksenli manyetik alan sensörü kullanılarak, anakart çevresindeki manyetik alan bileşenleri X, Y ve Z eksenlerinde gerçek zamanlı olarak ölçülmektedir.[10] Sensör tarafından elde edilen veriler, ESP32 tabanlı bir mikrodenetleyici aracılığıyla toplanmakta ve sistemin çalışma süresince sürekli olarak izlenmektedir [4], [6]. Anakart enerjisiz durumdayken elde edilen manyetik alan değerleri referans imza olarak kabul edilmekte, kart çalıştırıldığında ise devre üzerinden geçen akımların etkisiyle oluşan manyetik alan değişimleri analiz edilmektedir. Bu değişimler, kartın çalışma karakteristiğini yansıtan manyetik imzalar olarak değerlendirilmekte ve sistemin durum izleme yeteneğinin temelini oluşturmaktadır [5].

## 2.2. Manyetik Alan Ölçümü ve Sensör Entegrasyonu

Manyetik alan ölçümü, sistemin donanımsal temelini oluşturmaktadır. Bu aşamada HMC5883L sensörü kullanılarak çevresel manyetik alan bileşenleri üç eksenle ölçülmektedir. Sensör, I2C haberleşme protokolü aracılığıyla ESP32 mikrodenetleyicisine bağlanmış olup, ölçüm işlemleri veri hazır (DRDY) pini üzerinden senkronize edilmiştir [6], [7]. Bu yapı sayesinde sensör tarafından üretilen her yeni ölçüm mikrodenetleyici tarafından zamanında okunmakta ve tekrarlı veri okuma problemleri önlenmektedir.

Sensör, incelenen anakarta fiziksel temas olmaksızın belirli bir mesafede konumlandırılmıştır. Bu konumlandırma sayesinde, kart üzerinde herhangi bir elektriksel veya mekanik etki oluşturulmadan ölçüm yapılabilmiştir. Enerjisiz durumda elde edilen manyetik alan değerlerinin büyük ölçüde Dünya'nın doğal manyetik alanından (jeomanyetik alan) ve kart üzerindeki metal bileşenlerden kaynaklandığı, kart enerjilendirildiğinde ise manyetik alan değerlerinde zamana bağlı belirgin değişimler olduğu gözlemlenmiştir [4]. Bu değişimler, anakart üzerindeki akım dağılımını dolaylı olarak yansıtan önemli göstergeler olarak değerlendirilmiştir.

## 2.3. Veri Toplama ve Zaman Serisi Oluşturma

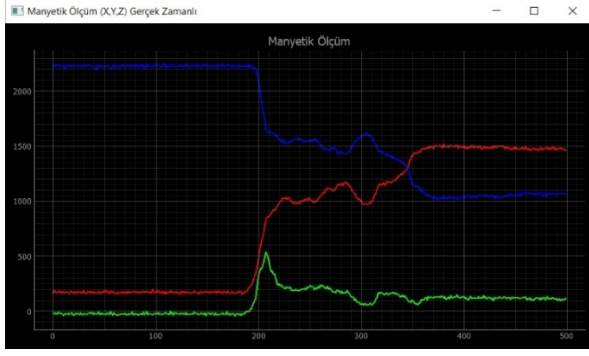
Sensörden elde edilen manyetik alan ölçümleri, ESP32 mikrodenetleyicisi tarafından belirli örnekleme aralıklarında okunarak seri haberleşme yoluyla bilgisayar ortamına aktarılmıştır [11]. Her bir ölçüm, zaman damgası bilgisi ile ilişkilendirilerek zaman serisi veri yapısı oluşturulmuştur. Bu yaklaşım, manyetik alanın zamana bağlı davranışının ayrıntılı olarak incelenmesine olanak sağlamaktadır.

Bilgisayar tarafında Python programlama dili kullanılarak seri porttan anlık veri alımı gerçekleştirilmiştir. pyserial kütüphanesi aracılığıyla alınan veriler, matplotlib kullanılarak X, Y ve Z eksenlerine ait manyetik alan bileşenleri için gerçek zamanlı olarak görselleştirilmiştir [9]. Bu sayede sistemin çalışması sırasında manyetik alan değişimleri anlık olarak izlenebilmiş ve ani sapmalar kolaylıkla gözlemlenmiştir. Aynı zamanda ölçüm verileri, daha sonra ayrıntılı analiz yapılabilmesi amacıyla CSV formatında kaydedilmiştir.

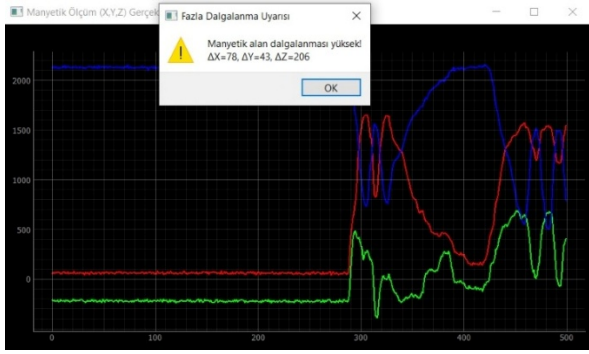
## 2.4. İstatistiksel Analiz ve Anomali Tespiti

Toplanan manyetik alan verilerinin analizi, sistemin yazılımsal bileşenini oluşturmaktadır. Kaydedilen ölçümler, pandas kütüphanesi kullanılarak analiz edilmiş ve manyetik alan imzalarının istatistiksel özellikleri hesaplanmıştır. X, Y ve Z eksenlerine ait ölçümler için ortalama ve standart sapma değerleri belirlenmiş, manyetik alanın normal çalışma durumu tanımlanmıştır [2].

Normal çalışma durumundan sapmaları belirlemek amacıyla Z-score tabanlı istatistiksel anomali tespit yöntemi uygulanmıştır. Belirlenen eşik değerlerin üzerinde sapma gösteren ölçümler, potansiyel anomali olarak işaretlenmiştir [8]. Bu yaklaşım sayesinde, anakart üzerindeki olağandışı akım dağılımları veya çalışma koşullarındaki değişimler dolaylı olarak tespit edilebilmiştir. Geliştirilen analiz yöntemi, erken aşama arıza belirtilerinin belirlenmesine olanak sağlayarak sistemin önleyici bakım uygulamalarında kullanılabilirliğini artırmaktadır.



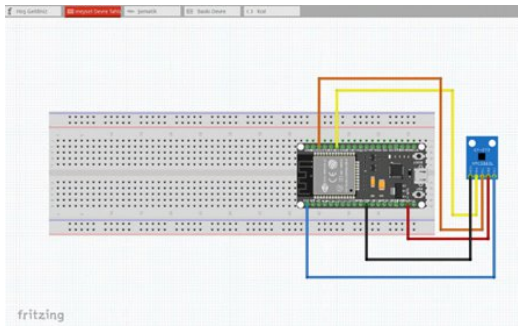
Şekil 2. Elde edilen verilerin gerçek zamanlı ölçüm grafiği



Şekil 3. Anomali grafiği ve sistem müdahalesi

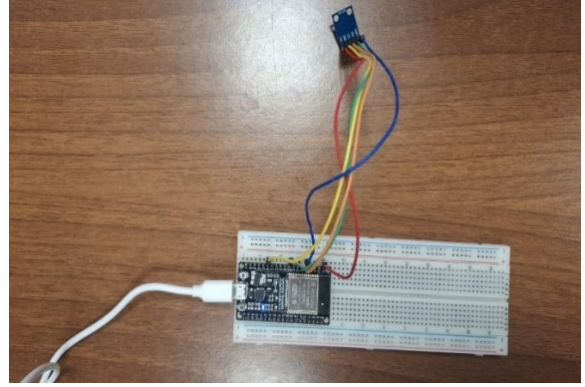
### 3. Devre Tasarımı

Bu çalışmada, manyetik alan imzasına dayalı durum izleme yaklaşımını gerçekleştirmek amacıyla, bir ESP32 tabanlı mikrodenetleyici ile üç eksenli manyetik alan sensörünün entegrasyonunu içeren bir devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devre, elektronik sistemlerin çalışma sırasında oluşturduğu manyetik alan bileşenlerini temassız olarak algılayarak, sistemin durumunun izlenmesine olanak sağlamaktadır. Mikrodenetleyici, sensörden elde edilen manyetik alan verilerini I2C haberleşme protokolü üzerinden yüksek örnekleme hassasiyetiyle toplamakta ve bu verileri gerçek zamanlı olarak işleyerek analiz için üst seviye yazılım ortamına aktarmaktadır [12]. Bu tür devre yapıları, temassız izleme, arıza tespiti ve durum değerlendirme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Proje kapsamında geliştirilen devre tasarımı, özellikle enerji altında bulunan elektronik sistemlerin çalışma durumlarının güvenli ve müdahalesiz bir şekilde izlenmesini amaçlamaktadır.



Şekil 4. HMC5883L ile mikrodenetleyici bağlantısı çizimi

Devre tasarımına başlamadan önce gerekli malzemelerin listesi hazırlanmıştır. Malzemelerin belirlenmesinin ardından devre, Fritzing yazılımında çizilmiş ve test edilmiştir. Testlerin başarılı olmasının ardından, Şekil 5'te gösterildiği gibi devrenin kurulumu tamamlanmıştır.



Şekil 5. Proje devresinin kurulumu

Bu devre, manyetik alan ölçümü yapılması için kullanılmaktadır. Çalışma sırasında, HMC5883L sensörünün X, Y ve Z eksenlerinde ölçüm yapması sağlanmaktadır. Ölçüm sırasında anomali tespit edildiğinde sistem uyarı verir.

### 4. Sonuç

Bu çalışmada, elektronik kartların ve anakartların çalışma durumlarının temassız olarak izlenmesi ve olası arızaların erken aşamada tespit edilebilmesi amacıyla, manyetik alan imzası temelli bir izleme sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistemde, ESP32 tabanlı bir gömülü platform ile üç eksenli manyetik alan sensörü (HMC5883L) entegre edilerek, elektronik kartların çalışma esnasında oluşturduğu manyetik alan değişimleri sürekli olarak ölçülmüştür. Sensörden elde edilen X, Y ve Z eksenlerindeki manyetik alan verileri, veri hazır (DRDY) pini aracılığıyla senkronize şekilde toplanmış ve seri haberleşme üzerinden bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Toplanan sensör verileri Python ortamında işlenmiş, pyserial kütüphanesi ile gerçek zamanlı veri akışı sağlanırken, matplotlib kullanılarak manyetik alan değişimleri anlık olarak görselleştirilmiştir. Aynı zamanda, ölçüm verileri zaman damgaları ile birlikte CSV formatında kaydedilmiş ve pandas kütüphanesi aracılığıyla detaylı analizler gerçekleştirilmiştir. Bu analizler kapsamında, manyetik alan değerlerinin istatistiksel dağılımları incelenmiş ve Z-skoru tabanlı anomali tespit yöntemi kullanılarak normal çalışma koşullarından sapmalar belirlenmiştir.

Deneysel sonuçlar, enerjisiz durumdaki elektronik kartlar ile aktif çalışma durumundaki kartlar arasında belirgin manyetik alan imzası farkları bulunduğunu göstermiştir. Özellikle kart üzerindeki akım akışları, anahtarlamalı güç devreleri ve elektromanyetik bileşenlerin, sensör tarafından ölçülen manyetik alan vektörlerinde karakteristik değişimlere neden olduğu gözlemlenmiştir. Bu değişimlerin zaman serisi analizi sayesinde, normal çalışma profili tanımlanabilmiş ve bu profil dışına çıkan durumlar anomali olarak başarıyla tespit edilmiştir.

Geliştirilen sistem, düşük maliyetli donanım bileşenleri kullanılarak temassız ve sürekli izleme imkânı sunması bakımından endüstriyel bakım ve kestirimci bakım uygulamaları için önemli bir potansiyel taşımaktadır. Özellikle fiziksel temas

gerektirmeden arıza belirtilerinin erken aşamada algılanabilmesi, bakım maliyetlerinin azaltılması ve sistem güvenilirliğinin artırılması açısından önemli avantajlar sağlamaktadır.

Sonuç olarak, manyetik alan imzası temelli bu yaklaşımın, elektronik kart sağlığı izleme ve erken arıza tespiti alanında uygulanabilir, ölçeklenebilir ve geliştirilebilir bir yöntem olduğu deneysel bulgularla ortaya konmuştur.

## 5. Kaynaklar

- [1] D. Halliday, R. Resnick, J. Walker, “Fundamentals of Physics”, Wiley, 2014.
- [2] D. C. Montgomery, “Introduction to Statistical Quality Control”, Wiley, 2019.
- [3] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, “Discrete-Time Signal Processing”, Pearson, 2010.
- [4] S. Tumanski, “Handbook of Magnetic Measurements”, CRC Press, 2011.
- [5] T. Wang vd., “Magnetic Field-Based Condition Monitoring for Electronic Systems”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2018.
- [6] Honeywell, “HMC5883L 3-Axis Digital Compass IC Datasheet”, 2013.
- [7] Espressif Systems, “ESP32 Technical Reference Manual”, 2022.
- [8] V. Chandola, A. Banerjee, V. Kumar, “Anomaly Detection: A Survey”, *ACM Computing Surveys*, 2009.
- [9] W. McKinney, “Python for Data Analysis”, O’Reilly Media, 2018.
- [10] Farnell, “Three-Axis Digital Compass IC HMC5883L” [Çevrimiçi]. Son erişim tarihi 12 Aralık 2025. <https://www.farnell.com/datasheets/1683374.pdf>
- [11] Electronic Wings, “Introduction to ESP32” [Çevrimiçi]. Son erişim tarihi 12 Aralık 2025. <https://www.electronicwings.com/esp32/introduction-to-esp32>
- [12] Robocombo, “I2C Haberleşme Protokolü Nedir?” [Çevrimiçi]. Son erişim tarihi 12 Aralık 2025. <https://www.robocombo.com/blog/icerik/i2c-haberlesme-protokolu-nedir-arduino-ile-nasil-calisir>

# Havacılıkta Elektriksel Bağlantı Donanımlarının Ağırlık Optimizasyonu ile Yakıt ve Maliyet Verimliliğinin Artırılması

Zeki Şen

Antalya Bilim Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Antalya, Türkiye  
zeki.sen@tai.com.tr

## Özet

**Elektriksel Kablolama ve Ara Bağlantı Sistemleri (Electrical Wiring Interconnection Systems – EWIS), bir uçağın tüm bölgelerine yayılmış binlerce konektör ve clamp'ten oluşmaktadır. Her bir bileşen tekil olarak düşük ağırlığa sahip olsa da, toplam ağırlığı hem askeri hem de sivil hava platformlarında 100 kg'ı aşabilmektedir. Bu çalışmada, geleneksel EWIS donanımlarının — özellikle MIL-DTL-38999 konektörler ve AS21919 clamp'ler — Glenair Series 801 “Mighty Mouse” mikro-minyatür konektörler ve Amphenol CC5516 Light termoplastik clamp'ler gibi hafifletilmiş alternatiflerle değiştirilmesinin etkileri incelenmiştir. Üretici verilerindeki eksiklikler nedeniyle backshell ve ilişkili aksesuarlar analiz kapsamı dışında bırakılmıştır. Temsili bir askeri hava aracı ve Boeing 787 platformu üzerinden yapılan değerlendirmelerde, konektör ağırlığında %56, clamp ağırlığında ise %70,9 oranında azalma elde edilmiştir. Steinegger'in marjinal yakıt tüketimi modeli kullanılarak gerçekleştirilen analizler, EWIS donanımındaki sınırlı ağırlık azaltımlarının dahi yakıt verimliliği, menzil ve doğrudan işletme maliyeti (Direct Operating Cost – DOC) üzerinde ölçülebilir iyileşmeler sağladığını göstermektedir.**

## 1. Giriş

Elektriksel Kablolama ve Ara Bağlantı Sistemleri (Electrical Wiring Interconnection Systems – EWIS), modern hava araçlarında güç, veri ve kontrol sinyallerinin kritik alt sistemler arasında güvenilir şekilde iletilmesini sağlayan temel yapılarıdır. Kablo demetleri EWIS'in en görünür bileşenleri olsa da, sistemi destekleyen donanımlar olan konektörler ve clamp'ler en az kablolar kadar hayati işlevler üstlenmektedir. Konektörler; elektriksel ayırım, modülerlik ve bakım yapılabilirlik sağlarken, clamp'ler mekanik stabilite, gerilim giderme ve titreşim, aşınma ile çevresel etkilere karşı koruma görevlerini yerine getirir.

Bu bileşenler; sıcaklık çevrimleri, nem, titreşim, şok, elektromanyetik girişim(EMI) ve akışkan temasları gibi zorlu operasyonel koşulları karşılamak zorundadır. Bu nedenle MIL-DTL-38999 konektörler ve AS21919 clamp'ler gibi geleneksel EWIS donanımları, tarihsel olarak yüksek yoğunluklu metal malzemelerden ve muhafazakâr güvenlik paylarıyla üretilmiştir. Her bir bileşen tekil olarak düşük ağırlığa sahip olsa da, uçak genelinde binlerce adet kullanılması sonucunda toplam ağırlıkları ihmal edilemeyecek seviyelere ulaşmaktadır.

Uçak ağırlığı; yakıt tüketimi, kalkış performansı, tırmanma oranı, faydalı yük kapasitesi, menzil ve doğrudan işletme maliyeti üzerinde belirleyici bir etkiye sahiptir. Literatürde, sınırlı ağırlık azaltımlarının dahi görev profili boyunca yakıt tüketimini azalttığı ve bu etkinin filo ölçeğinde anlamlı ekonomik

kazanımlar sağladığı gösterilmiştir. Buna karşın, havacılık sektöründeki hafifletme çalışmaları çoğunlukla birincil yapılar, kompozit malzemeler ve aerodinamik iyileştirmelere odaklanmış; EWIS donanımları, özellikle konektör ve clamp düzeyinde, görece sınırlı ilgi görmüştür.

Bu çalışma, EWIS içerisindeki konektör ve clamp'lere odaklanarak, geleneksel donanımların modern hafif alternatiflerle ikame edilmesinin uçak ağırlığı, yakıt tüketimi ve işletme ekonomisi üzerindeki etkilerini nicel olarak incelemektedir. Analiz, temsili bir askeri hava aracı ve Boeing 787 platformu üzerinden gerçekleştirilmiş olup, EWIS donanımına yönelik bileşen seviyesindeki hafifletmenin sistem düzeyindeki etkilerini ortaya koymayı amaçlamaktadır.

## 2. Literatür Taraması

### 2.1. Uçak Ağırlığı ve Yakıt Tüketimi Hassasiyeti

Literatürde yer alan güçlü bir çalışma birikimi, uçak ağırlığının yakıt tüketimini doğrudan etkilediğini ortaya koymaktadır. Steinegger'in marjinal yakıt tüketimi modeli, kalkış sırasında eklenen ağırlığın yalnızca başlangıçtaki yakıt tüketimini değil, aynı zamanda bu ek ağırlığın görev süresince taşınması için gerekli olan ilave yakıt miktarını da artırdığını göstermektedir.[1] Ağırlık ile yakıt tüketimi arasındaki artımsal ilişkiler, Boeing B737 ve Airbus A320 gibi belirli uçak tipleri için de nicel olarak karakterize edilmiştir. Ampirik çalışmalar, küçük ağırlık değişimleri ile görev yakıt tüketimi arasında yaklaşık doğrusal bir ilişki bulunduğunu tutarlı biçimde göstermektedir.[2]

### 2.2. Hafif Malzemeler ve Sistem Optimizasyonu

Modern hava araçlarında, ağırlığın azaltılması ve yakıt verimliliğinin artırılması amacıyla hafif kompozit malzemelerin kullanımı giderek yaygınlaşmaktadır. Buna ek olarak, braketler, kaplamalar ve elektrik muhafazaları gibi yapısal olmayan sistemlerin de anlamlı hafifletme potansiyeline sahip olduğu ortaya konulmuştur. Bu çalışmalar doğrudan EWIS bileşenlerini ele almasa da, kullanılan metodolojiler konektör ve clamp optimizasyonuna uygulanabilir niteliktedir.

### 2.3. EWIS Mimarisi ve Ara Bağlantı Donanımları

EWIS; kablolar, kablo demetleri, konektörler, clamp'ler, kanallar ve koruyucu elemanlardan oluşmakta olup uçağın farklı bölgelerine yayılmış şekilde konumlandırılmakta, elektriksel güç ve sinyal iletimini sağlarken uçuş emniyeti açısından kritik bir altyapı oluşturmaktadır; konektörler modülerlik ve bakım yapılabilirlik sunarken, clamp'ler kablo demetlerini titreşim, mekanik yükler ve çevresel etkilere bağlı hasarlardan koruyarak yapısal stabiliteyi temin etmektedir. MIL-DTL-38999 konektörler ve AS21919 clamp'ler, hem sivil hem de askeri hava araçlarında yaygın olarak kullanılmaktadır.



**Fig. 1.** Series 801 ve D38999 örnek bir görsel karşılaştırması [3]

Glenair katalog verileri, Series 801 “Mighty Mouse” mikro-minyatür konnektörlerin, alüminyum D38999 Series III konnektörlere kıyasla %40–71, kompozit konnektörlere kıyasla ise %28–64 oranında ağırlık azaltımı sağladığını göstermektedir. (Tablo 1) [3] Ayrıca, jam-nut receptacle konnektörlerde %28–52, plug konnektörlerde ise %12–37 oranında boyut küçülmesi elde edilmektedir. (Tablo 2) [3]

**Tablo 1.** Ağırlık karşılaştırması: Series801 vs. D38999 SeriesIII

Series 801	D38999 Aluminum	% Weight Savings	D38999 Composite	% Weight Savings
7.8	27.2	71%	21.7	64%
9.5	25.6	63%	19.9	52%
18.0	45.9	61%	38.5	53%
32.5	65.3	50%	57.4	43%
47.1	78.5	40%	65.6	28%
51.3	112.4	54%	99.1	48%
75.6	159.3	53%	136.6	45%

**Tablo 2.** Boyut karşılaştırması: Series801 vs. D38999 SeriesIII

Cable Plug Diameter					Jam-Nut Receptacle Diameter				
Series 801		D38999		% Reduction	Series 801		D38999		% Reduction
In.	mm.	In.	mm.		In.	mm.	In.	mm.	
.540	13.72	.859	21.82	37%	.575	14.61	1.204	30.58	52%
.600	15.24	.859	21.82	30%	.635	16.13	1.204	30.58	47%
.810	20.57	1.156	29.36	30%	.830	21.08	1.516	38.51	45%
1.050	26.67	1.281	32.54	18%	1.078	27.38	1.641	41.68	34%
1.240	31.50	1.406	35.71	12%	1.264	32.11	1.766	44.86	28%
1.300	33.02	1.641	41.68	21%	1.325	33.66	2.078	52.78	36%
1.550	39.37	1.890	48.01	18%	1.625	41.28	2.323	59.00	30%



**Fig. 2.** AS21919 metal loop clamp [4]



**Fig. 3.** CC5516 light thermoplastic clamp [5]

Amphenol CC5516 Light clamp’ler ise metalik clamp’lere kıyasla %68–73 oranında ağırlık azaltımı sunmaktadır. (Tablo 3) [5] Buna rağmen, EWIS bileşenlerinin hafifletilmesine yönelik akademik analizler literatürde sınırlı düzeyde kalmıştır.

**Tablo 3.** Ağırlık karşılaştırması: CC5516light vs. metalik clamp

04	06	08	10	12	14	18	21	22	29
-70%	-72%	-72%	-73%	-71%	-71%	-70%	-71%	-71%	-68%

## 2.4. Ağırlık Azaltımının Ekonomik Etkisi

Yakıt tüketimi, ticari hava yolu işletmeleri için doğrudan işletme maliyetinin (Direct Operating Cost – DOC) en büyük kalemini oluşturmaktadır. Çalışmalar, küçük ölçekli ağırlık azaltımlarının zaman içerisinde birikerek anlamlı uzun vadeli tasarruflar sağladığını, özellikle yüksek kullanım oranına sahip filolarda bu etkinin daha belirgin hâle geldiğini göstermektedir. Gilani ve Körpe tarafından gerçekleştirilen *Airline Weight Reduction to Minimize Direct Operating Cost* başlıklı çalışmanın ampirik sonuçları, uçak ağırlığında 1–50 kg aralığında sağlanan azaltımların, Boeing B737 ve Airbus A320 operasyonlarında ölçülebilir yakıt tüketimi düşüşlerine yol açtığını ortaya koymaktadır. [2]

## 3. Yöntem

Bu çalışmada, EWIS kapsamında kullanılan ara bağlantı donanımlarında (konnektör ve clamp) literatürde raporlanan ağırlık azaltım oranlarının, sistem ve filo düzeyindeki etkilerini nicel olarak ortaya koymak amaçlanmıştır. Yöntem, bileşen seviyesindeki ağırlık azaltım oranlarının önce tek bir hava aracı ölçeğine, ardından operasyonel kullanım verileri üzerinden filo ölçeğine taşınmasına dayanmaktadır.

Analiz dört temel adımda gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, askeri ve sivil hava araçları için referans platformlar seçilmiş ve bu platformlara ait yaklaşık konnektör ve clamp adetleri belirlenmiştir. İkinci adımda, literatür taramasında sunulan konnektör ve clamp ağırlık azaltım yüzdeleri kullanılarak sistem düzeyinde elde edilebilecek toplam hafifletme hesaplanmıştır. Üçüncü adımda, bulunan ağırlık azaltımı marjinal yakıt tüketimi modeli yardımıyla yakıt tasarrufuna dönüştürülmüştür. Son adımda ise, yakıt tasarrufunun güncel Jet-A yakıt fiyatları üzerinden yıllık maliyet karşılığı hesaplanmıştır.

Bu yaklaşım ile, genellikle ikincil kabul edilen EWIS donanım iyileştirmelerinin uzun vadeli operasyonel etkileri bütüncül bir bakış açısıyla değerlendirilmiştir.

## 4. Hesaplamalar

### 4.1. Askerî Hava Aracı İçin Ağırlık Hesaplamaları

Referans alınan savaş uçağı için EWIS bileşen adetleri aşağıdaki şekilde kabul edilmiştir:

- Konnektör sayısı:  $\approx 1.000$  adet
- Clamp sayısı:  $\approx 6.000$  adet

Mevcut metalik konfigürasyonda toplam ağırlıklar:

- 1.000 konnektör  $\approx 110$  kg
- 6.000 clamp  $\approx 40$  kg

Toplam EWIS donanım ağırlığı:

$$W_{baseline} = 110 + 40 = 150 \text{ kg}$$

Literatürde raporlanan ağırlık azaltım oranları kullanılarak hafifletilmiş konfigürasyon ağırlıkları hesaplanmıştır.

Konnektörler:

$$W_{conn,light} = 110 \times (1-0.56) = 48.4 \text{ kg}$$

Clamp’ler:

$$W_{clamp,light} = 40 \times (1-0.709) = 11.6 \text{ kg}$$

Buna göre, hafifletilmiş EWIS donanımının toplam ağırlığı:

$$W_{light} = 48.4 + 11.6 = 60 \text{ kg}$$

Elde edilen toplam ağırlık azaltımı:

$$\Delta W = 150 - 60 = 90 \text{ kg}$$

## 4.2. Sivil Yolcu Uçağı (Boeing 787 Dreamliner) İçin Ağırlık Hesaplamaları

Boeing 787 Dreamliner uçağı için literatürde yaklaşık 3.500+ konektör bulunduğu raporlanmıştır. [6] Clamp sayısına ilişkin doğrudan bir veri bulunamadığından, dolaylı bir tahmin yöntemi uygulanmıştır.

Boeing 787'de toplam wiring harness (*kablo demeti*) uzunluğunun yaklaşık 100 km olduğu bilinmektedir. [6] Havacılık yerleştirme standartlarına göre kablo demetleri boyunca ortalama her 0,5 m'de bir clamp kullanıldığı varsayıldığında:

$$N_{clamp} = 100000 / 0.5 = 200000$$

Referans alınan ağırlık-adet ilişkilerine göre:

- 3500 konektör  $\approx$  400 kg
- 200000 clamp  $\approx$  1700 kg

Toplam EWIS donanım ağırlığı:

$$W_{baseline} = 400 + 1700 = 2100 \text{ kg}$$

Hafifletilmiş konfigürasyon  
Konnektörler:

$$W_{conn,light} = 400 \times (1-0.56) \approx 175 \text{ kg}$$

Clampları:

$$W_{clamp,light} = 1,700 \times (1-0.709) \approx 500 \text{ kg}$$

Toplam hafifletilmiş ağırlık:

$$W_{light} = 175 + 500 = 675 \text{ kg}$$

Toplam ağırlık azaltımı:

$$\Delta W = 2,100 - 675 = 1425 \text{ kg}$$

## 4.3. Yakıt Tüketimi ve Maliyet Tasarrufu

EWIS donanımında elde edilen toplam ağırlık azaltımının operasyonel etkilerini değerlendirmek amacıyla, literatürde yaygın olarak kullanılan marjinal yakıt tüketimi (MFB – Marginal Fuel Burn) yaklaşımı benimsenmiştir. Rolf Steinegger tarafından tanımlanan bu modele göre, bir uçağın taşıdığı her 1 kg'lık ağırlık, 1000 km mesafe boyunca ortalama 0.02–0.03 kg ek yakıt tüketimine neden olmaktadır. Aynı ilişkinin tersinin de geçerli olduğu ve 1 kg'lık ağırlık azaltımının, 1000 km başına yaklaşık 0.02–0.03 kg yakıt tasarrufu sağladığı belirtilmektedir. [1] Bu çalışmada, söz konusu aralık dikkate alınarak ortalama 0.025 kg / (kg x 1000 km) marjinal yakıt tasarrufu katsayısı kullanılmıştır.

Boeing 787 Dreamliner için hesaplanan toplam ağırlık azaltımı 1425 kg olduğuna göre 1000 km başına yakıt tasarrufu şu şekilde hesaplanmıştır:

$$\Delta F = 1425 \times 0.025 = 35.625 \text{ kg} / 1000 \text{ km}$$

Türk Hava Yolları'nın 2025 yılı ilk altı ayında yaklaşık 580 milyon km uçuş gerçekleştirdiği raporlanmıştır. [7] Bu değer yıllık bazda yaklaşık 1.16 milyar km'ye karşılık gelmektedir. Buna göre yıllık toplam yakıt tasarrufu:

$$\Delta F_{annual} = 35.625 \times 1.16 \times 10^9 / 1000 \approx 41.325 \text{ ton}$$

Sivil havacılıkta yaygın olarak kullanılan Jet-A yakıtının güncel piyasa fiyatları esas alınmıştır. Bir galon Jet-A yakıtının fiyatı \$6,28 olarak alındığında [8]:

- 1 galon = 3.785 L
- 1 litre Jet-A  $\approx$  \$1.675

Jet-A yakıtının yoğunluğu 0,804 kg/L kabul edilirse, birim ağırlık başına yakıt maliyeti:

$$C_{fuel} = 1.675 / 0.804 \approx \$2.086 / \text{kg}$$

Yıllık yakıt tasarrufu ile toplam maliyet tasarrufu şu şekilde hesaplanmıştır:

$$C_{annual} = 41325000 \times 2.086 \approx \$86.2 \text{ milyon} / \text{yıl}$$

## 5. Bulgular ve Tartışma

Bu çalışmada elde edilen bulgular, EWIS kapsamında kullanılan konektör ve clamp donanımlarında gerçekleştirilen hafifletmelerin, özellikle geniş gövdeli yolcu uçaklarında, sistem düzeyinde anlamlı ağırlık azaltımları sağladığını göstermektedir. Boeing 787 Dreamliner için yapılan hesaplamalar, yalnızca bu donanımlarda gerçekleştirilen hafifletme ile 1425 kg'lık bir ağırlık azaltımı elde edilebileceğini ortaya koymuştur.

Marjinal yakıt tüketimi yaklaşımı kullanılarak yapılan analizler, bu ağırlık azaltımının 1000 km uçuş mesafesi başına yaklaşık 35.6 kg yakıt tasarrufuna karşılık geldiğini göstermektedir. Türk Hava Yolları'nın yıllık yaklaşık 1.16 milyar km'lik uçuş mesafesi dikkate alındığında, bu durum yıllık yaklaşık 41.325 ton Jet-A yakıt tasarrufu ve güncel fiyatlar üzerinden yıllık yaklaşık 86.2 milyon ABD doları seviyesinde doğrudan operasyonel maliyet avantajı anlamına gelmektedir.

Bu çalışma, filo ölçekli değerlendirmesini geniş gövdeli bir uçak olan Boeing 787 üzerinden gerçekleştirmiştir. Bunun temel nedeni, bu platform için EWIS parametrelerine ilişkin doğrulanabilir verilerin daha erişilebilir olmasıdır. Dar gövdeli yolcu uçakları için benzer verilerin sınırlı olması, bu platformlar için doğrudan hesaplama yapılmasını güçleştirmiştir. Buna rağmen, elde edilen sonuçlar EWIS donanım hafifletmelerinin filo ölçeğinde yaratabileceği potansiyel etkinin büyüklüğünü açık biçimde ortaya koymaktadır.

## 6. Sonuç

Sonuç olarak, bu çalışma, EWIS kapsamında gerçekleştirilen görece küçük donanım iyileştirmelerinin dahi, uçak ve filo ölçeğinde ölçülebilir ve anlamlı operasyonel etkilere sahip olabileceğini açık biçimde ortaya koymaktadır. Konektör ve clamp gibi çoğu zaman ikincil kabul edilen ara bağlantı donanımlarında sağlanan ağırlık azaltımlarının, yüksek adetli kullanım ve uzun operasyon süreleri nedeniyle, toplam yakıt tüketimi ve işletme maliyetleri üzerinde kümülatif bir etki yarattığı gösterilmiştir. Bu bağlamda, EWIS donanım

hafifletmelerinin yalnızca yapısal veya aerodinamik iyileştirmeleri tamamlayan ikincil bir tasarım unsuru olarak değil, uçak verimliliğini artırmaya yönelik bütüncül stratejilerin ayrılmaz bir parçası olarak ele alınması gerektiği değerlendirilmektedir.

Bu çalışma kapsamında sunulan analizler, erişilebilir veriler nedeniyle sınırlı sayıda uçak platformu üzerinden gerçekleştirilmiş olsa da, elde edilen bulgular hem askeri hem de ticari hava araçları için genellenebilir bir eğilime işaret etmektedir. Gelecekte, farklı gövde sınıflarındaki uçaklar için ayrıntılı EWIS envanter verilerine erişim sağlanması durumunda, filo bazlı daha hassas değerlendirmeler yapılması mümkün olacaktır. Ayrıca, ilerleyen çalışmalarda ağırlık azaltımının yalnızca yakıt tüketimi üzerindeki etkilerinin değil, aynı zamanda menzil artışı, görev süresi, faydalı yük kapasitesi ve yaşam döngüsü maliyetleri üzerindeki etkilerinin de nicel olarak analiz edilmesi planlanmaktadır.

## 7. Kaynakça

- [1] R. Steinegger, "Fuel Economy as a Function of Weight and Distance," Zurich Univ. Appl. Sci., Winterthur, Switzerland, Technical Report, 2018. [Online]. Available: <https://digitalcollection.zhaw.ch/server/api/core/bitstreams/c3d88565-1104-47d4-8954-3419a85bc3c9/content>
- [2] A. Gilani and O. Körpe, "Airline weight reduction to minimize direct operating cost," *Int. J. Aviat. Aeronaut. Aerosp.*, vol. 7, no. 1, pp. 1–15, 2020. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/338595109>
- [3] Glenair, Inc., *Connector Weight and Size Comparison: Series 801 vs. MIL-DTL-38999*, Glenair Corp., Glendale, CA, USA, Product Datasheet, 2023. [Online]. Available: <https://www.glenair.com/mighty-mouse/series-801-double-start-stub-acme-thread-mating/pdf/connector-weight-and-size-comparison.pdf>
- [4] Military Fasteners, "AS21919 loop clamp reference image," [Online image]. Available: [https://military-fasteners.com/public/images/parts/xAS21919WDF19\\_\\_5ef375ddb65ef.jpg.pagespeed.ic.ReXVhacJJ8.webp](https://military-fasteners.com/public/images/parts/xAS21919WDF19__5ef375ddb65ef.jpg.pagespeed.ic.ReXVhacJJ8.webp)
- [5] Amphenol PCD, *CC5516 Light Series Thermoplastic Clamps*, Amphenol Corp., Datasheet, 2021. [Online]. Available: [https://www.mouser.com/catalog/specsheets/Amphenol\\_05172021\\_Brochure\\_CC5516light\\_EN\\_02-21\\_HD.pdf](https://www.mouser.com/catalog/specsheets/Amphenol_05172021_Brochure_CC5516light_EN_02-21_HD.pdf)
- [6] Coop Industries, "Wired for safety: aircraft wiring systems," [Online]. Available: <https://coopind.com/2015/03/wired-for-safety/>
- [7] Herdem Aviation, "THY 6 ayda 42 milyon yolcu taşıdı," [Online]. Available: <https://herdemaviation.com/thy-6-ayda-42-milyon-yolcu-tasidi/>
- [8] GlobalAir, "Airport and aviation regional data," [Online]. Available: <https://www.globalair.com/airport/region.aspx>

# Elektrikli Araç Batarya Termal Yönetim Sistemlerinde PID ve Kural Tabanlı Kontrol Sistemlerinin Enerji Verimliliği Karşılaştırması

Oğuz Alper İSEN<sup>1</sup>, Emin CANTEZ<sup>2</sup>, Eren GÜVEN<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Coşkunöz Kalıp Makina A.Ş., Bursa, Türkiye

ecantez@coskunuz.com.tr

<sup>2</sup>Coşkunöz Kalıp Makina A.Ş., Bursa, Türkiye

aisen@coskunuz.com.tr

<sup>3</sup>Coşkunöz Kalıp Makina A.Ş., Bursa, Türkiye

egüven@coskunuz.com.tr

## Özet

Elektrikli araçlarda bulunan Batarya Termal Yönetim Sistemi (BTMS), soğutma sıvılarını soğutmak için R134A gibi kompresör gazları kullanır. Sıvının sıcaklığı, bir veya birden fazla sıcaklık sensörü aracılığıyla ölçülür ve bu veri, PID veya kural tabanlı kontrol algoritmaları tarafından işlenir; böylece kompresörün çalışması optimize edilerek istenen sıcaklık aralığı korunur. Bu çalışmada, iki farklı kontrol yaklaşımının enerji tüketimi, verimlilik ve sistem kararlılığı açısından karşılaştırılması için deneysel bir ortam oluşturulmuştur. 12 saatlik test sürecinde PID tabanlı sistemin ortalama %12 daha düşük güç tüketimi göstermesi, sıcaklık sapmalarının ise kural tabanlı sisteme göre %25 daha az olması gözlemlenmiştir. Bu bulgular, BTMS'te enerji tasarrufu ve batarya ömrü açısından PID kontrolünün avantajlı olduğunu ortaya koymaktadır.

## 1. Problem Tanımı

Elektrikli Araçların (EV'ler) ticari başarısı ve kullanıcı kabulü, menzil, şarj süresi ve toplam sahip olma maliyeti gibi kritik parametrelere bağlıdır. Bu parametrelerin tümü, araçtaki en büyük, en ağır ve en pahalı bileşenlerden biri olan lityum-iyon batarya paketinin sağlığı ve verimliliği ile doğrudan ilişkilidir [1]. Batarya paketinin optimum performansı ve uzun ömrü, dar bir sıcaklık penceresinde (tipik olarak 20°C - 40°C) çalıştırılmasını gerektirir [2]. Bu hedefi sağlamakla görevli Batarya Termal Yönetim Sistemi (BTMS), özellikle soğutma ihtiyacının yüksek olduğu hızlı şarj, yüksek hız sürüş veya sıcak iklim koşullarında, araçtaki en önemli yardımcı yüklerden (auxiliary loads) birini oluşturur [3]. Dolayısıyla, BTMS'nin kendi enerji tüketiminin minimizasyonu, araç menzili doğrudan artırabilecek önemli bir optimizasyon alanıdır.

Modern sıvı soğutmalı BTMS'lerde, soğutucu akışkanın sıcaklığı genellikle bir kompresörlü soğutma çevrimi (vapor-compression cycle) kullanılarak düşürülür. Bu çevrimdeki kompresör, sistemin ana enerji tüketicisidir. Kompresörün çalışma modu (açık/kapalı veya hız kontrollü), tipik olarak soğutucu akışkan veya batarya sıcaklığına dayalı bir kontrol sistemi tarafından yönetilir. Endüstriyel uygulamalarda, basit kural tabanlı (on/off) kontrol ile daha sofistike Oransal-İntegral-Türevsel (PID) kontrol yaygın olarak kullanılmaktadır. Kural tabanlı kontrol, uygulama kolaylığı ve düşük hesap karmaşıklığı sunarken, sistemin sık açılıp kapanmasına (kısa döngüleme) ve ayarlanan sıcaklık değeri etrafında geniş salınımlara neden olabilir. Bu durum, hem kompresör ömrünü kısaltır hem de ortalama enerji tüketimini

artırır [4]. PID kontrol ise, hataya dayalı sürekli bir kontrol sinyali üreterek bu salınımları azaltmayı ve sistemi ayar noktasında kararlı bir şekilde tutmayı hedefler.

Ancak, PID kontrolcülerin performansı, doğru kazanç parametrelerinin (Kp, Ki, Kd) ayarlanmasına son derece bağlıdır. Yanlış ayarlanmış bir PID kontrolcü, kararsız davranışlara veya kural tabanlı kontrolden daha yavaş tepki sürelerine yol açabilir. Bu çalışmanın odaklandığı temel problem, bir EV BTMS'inde kompresör kontrolü için kullanılan bu iki temel kontrol stratejisinin (kural tabanlı ve PID), enerji tüketimi, termal kararlılık ve sistem verimliliği açısından nicel ve deneysel olarak karşılaştırıldığı kapsamlı bir analizin literatürdeki göreceli eksikliğidir. Mevcut çalışmalar genellikle simülasyon tabanlıdır veya tek bir kontrol yöntemine odaklanmaktadır [5, 6]. Bu çalışma, iki kontrolcüyü aynı fiziksel test düzeneğinde, gerçek bir BTMS soğutma çevrimi üzerinde ve standart bir sürüş döngüsünü taklit eden dinamik termal yükler altında test ederek, enerji verimliliği üzerindeki somut etkilerini ortaya koymayı amaçlamaktadır.

## 2. Literatür Tarama

Batarya termal yönetiminde kontrol stratejileri, artan sistem karmaşıklığı ile paralel olarak gelişim göstermiştir. Erken dönem ve birçok mevcut ticari sistem, termostat benzeri basit kural tabanlı (on/off) kontrol kullanmaktadır. Örneğin, batarya sıcaklığı üst bir eşiği (T\_high) aştığında kompresörü açan, alt bir eşiğe (T\_low) düştüğünde ise kapatan bir yapı yaygındır [7]. Bu yöntemin avantajı basitliği olsa da, literatürde sıkça belirtilen dezavantajları, sıcaklıkta dalgalanmalara (overshoot/undershoot) ve kompresörün gereksiz sık anahtarlanmasına yol açmasıdır [4]. Bu sık anahtarlama, kompresör mekanik aşınmasını hızlandırmanın yanı sıra, her kalkışta yüksek bir başlangıç akımı (inrush current) çekilmesine neden olarak toplam enerji tüketimini olumsuz etkiler.

PID kontrol, endüstriyel proses kontrolünün temel taşı olup, BTMS'ye de uygulanmıştır. PID kontrolcü, anlık hata (P), geçmiş hataların birikimi (I) ve hatanın değişim oranı (D) terimlerinin lineer bir kombinasyonu ile kontrol sinyalini üretir. Bu, ayar noktasına daha hassas bir yakınsama ve dış bozucu etkilere (disturbance rejection) karşı daha iyi performans sağlar. [5] numaralı çalışma, bir PID kontrolcünün, simülasyon ortamında kural tabanlı kontrole kıyasla batarya sıcaklık dalgalanmalarını %60'a varan oranda azalttığını rapor etmiştir. Benzer şekilde, [6] bir hibrit soğutma sisteminde PID kontrol kullanılarak enerji tüketiminde %15 iyileşme elde etmiştir.

Ancak, PID'nin performansı kazanç ayarlarına hassastır. Sabit kazançlı PID, doğrusal olmayan ve çalışma koşullarına göre dinamik olarak değişen bir sistem olan BTMS'de her zaman optimal sonuç vermeyebilir. Bu sınırlamayı aşmak için, bulanık mantık (fuzzy logic) tabanlı kontrol [8], model öngörülü kontrol (MPC) [9] ve adaptif PID [10] gibi daha gelişmiş kontrol yöntemleri önerilmiştir. Bu yöntemler üstün performans vaat etse de, hesaplama karmaşıklığı, uygulama maliyeti ve güvenilirlik doğrulamasındaki zorluklar nedeniyle seri üretim EV'lerde yaygın kabul görmemiştir.

Literatürdeki açık bir boşluk, temel PID ve temel kural tabanlı kontrolün, gerçek bir BTMS donanımı üzerinde, enerji tüketimi odaklı, kıyaslamalı (benchmark) bir deneysel çalışma ile karşılaştırılmasıdır. Mevcut çalışmaların çoğu ya simülasyona dayalıdır ya da enerji metriğini ikincil planda tutmaktadır. Bu çalışma, bu boşluğu doldurmak amacıyla, aynı fiziksel test ortamında, aynı termal yük profili altında ve aynı performans metrikleri (toplam enerji tüketimi, sıcaklık sapması, kompresör anahtarlama frekansı) kullanılarak iki kontrolcüyü doğrudan karşılaştıran sistematik bir deneysel metodoloji sunmaktadır.

### 3. Yöntem

#### 3.1. Deneysel Test Düzenliği ve BTMS Simülasyonu

Karşılaştırmalı testler için, gerçek bir EV batarya modülünün termal yükünü ve bir sıvı soğutma çevrimini taklit eden özel bir test tezgahı tasarlanmış ve kurulmuştur. Sistem aşağıdaki ana bileşenlerden oluşur:

- Termal Yük Ünitesi: 5 kWh kapasiteli, 96S1P konfigürasyondaki bir lityum-iyon batarya modülü (hücre tipi: 18650) kullanılmıştır. Modül, sıcaklık kontrollü bir klima kabineye yerleştirilmiştir. Modüle elektrikli yük uygulamak ve ısı üretmek için, regeneratif bir batarya test cihazı (Digatron BTS-600) kullanılmıştır. Bu cihaz, New European Driving Cycle (NEDC) ve WLTP (Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure) döngülerinden türetilmiş dinamik güç profillerini bataryaya uygulayabilmektedir.
- Soğutma Çevrimi ve Kontrol Edilen Sistem: Batarya modülü, alüminyum soğutma plakaları aracılığıyla bir sıvı soğutma devresine bağlanmıştır. Soğutma devresi, bir kompresör, kondenser, genişleme valfi ve evaporatörden oluşan standart bir buhar sıkıştırıcı soğutma çevrimini içerir. Soğutucu akışkan olarak R134a kullanılmıştır. Kontrol edilen değişken (Process Variable, PV), batarya modülünün ortalama sıcaklığıdır (8 noktadan alınan ölçümlerin ortalaması). Manipüle edilen değişken (Manipulated Variable, MV), kompresörün PWM (Pulse Width Modulation) sinyali ile kontrol edilen efektif gücüdür (%0-%100 kapasite). Kompresör sabit hızlı bir scroll tipidir.
- Veri Toplama ve Kontrol Ünitesi: Sistemin beyni, bir National Instruments CompactRIO (cRIO-9030) gerçek zamanlı kontrolüdür. cRIO, batarya sıcaklıklarını (PT100 sensörler), soğutucu akışkan sıcaklık ve basınçlarını, kompresör akım/gerilimini ölçer. Kontrol algoritmaları (PID ve kural tabanlı) LabVIEW yazılımı ortamında geliştirilmiş ve cRIO üzerinde çalıştırılmıştır. Tüm veriler 1 Hz örnekleme frekansı ile kaydedilmiştir.

- Enerji Ölçüm Sistemi: Kompresörün AC hatlarına bağlı, yüksek doğruluklu ( $\pm 0.5$ ) bir güç analizörü kompresörün anlık ve toplam enerji tüketimini kaydetmek için kullanılmıştır.

#### 3.2. Kontrol Algoritmalarının Tasarımı ve Uygulanması

İki kontrol stratejisi, aynı ayar noktası (setpoint, SP) olan 25°C batarya ortalama sıcaklığı için ayrı ayrı tasarlanmış ve uygulanmıştır.

##### 3.2.1. Kural Tabanlı (On/Off) Kontrolcü Tasarımı

Bu kontrolcü, bir histerezis bandı (hysteresis band) ile uygulanmıştır. Bu, kompresörün sık açılıp kapanmasını (chattering) önlemek için gereklidir.

- Kural 1: Eğer  $T_{bat\_avg} \geq SP + \Delta T_{high}$  ise, kompresörü AÇ (PWM=%100). Burada  $\Delta T_{high}$  üst eşik farkıdır.
- Kural 2: Eğer  $T_{bat\_avg} \leq SP - \Delta T_{low}$  ise, kompresörü KAPAT (PWM=%0). Burada  $\Delta T_{low}$  alt eşik farkıdır.
- Kural 3: Eğer  $SP - \Delta T_{low} < T_{bat\_avg} < SP + \Delta T_{high}$  ise, kompresör durumunu koru.

Histerezis bandının genişliği ( $\Delta T_{high} + \Delta T_{low}$ ), pilot testler ve literatür [4] referans alınarak belirlenmiştir. Çok dar bir bant sık anahtarlama, çok geniş bir bant ise büyük sıcaklık sapmalarına yol açar. Optimizasyon testleri sonucunda  $\Delta T_{high} = 1.5^\circ C$  ve  $\Delta T_{low} = 1.5^\circ C$  seçilmiştir. Bu, kompresörün 26.5°C'de açılıp 23.5°C'de kapanacağı anlamına gelir.

##### 3.2.2. PID Kontrolcü Tasarımı ve Ayarlanması

PID kontrolcü, sürekli bir kontrol sinyali  $u(t)$  üretir:

$$u(t) = K_p * e(t) + K_i * \int e(t)dt + K_d * de(t)/dt$$

Burada  $e(t) = SP - T_{bat\_avg}(t)$  hatadır.

PID kazançlarının ( $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ ) belirlenmesi için, öncelikle sistemin dinamik davranışını anlamak amacıyla bir birim basamak tepkisi testi yapılmıştır. Kompresör %50 güçte sabitlenmiş ve batarya sıcaklığının zamana göre değişimi kaydedilmiştir. Elde edilen tepki eğrisinden, Ziegler-Nichols ikinci yöntemi kullanılarak başlangıç PID kazançları hesaplanmıştır [11].

Daha sonra, bu kazançlar üzerinde, sistemin aşırı tepki vermeden (overshoot) hızlı bir şekilde ayar noktasına ulaşmasını ve kararlı halde (steady-state) minimum salınım göstermesini sağlayacak şekilde manuel ince ayar (tuning) yapılmıştır. Ayrıca, integral windup'ı önlemek için anti-windup mekanizması ve türev teriminin yüksek frekanslı gürültüyü artırmaması için bir alçak geçiren filtre eklenmiştir. Nihai olarak kullanılan kazançlar:  $K_p = 15.0$  (%/°C),  $K_i = 0.8$  (%/(°C·s)),  $K_d = 2.5$  (%·s/°C) olarak belirlenmiştir. PID çıkışı  $u(t)$ , 0 ile 100 arasında kısıtlanarak kompresörün PWM sinyaline dönüştürülmüştür.

#### 3.3. Test Protokolü ve Performans Metrikleri

İki kontrolcünün performansı, tekrarlanabilir ve gerçekçi koşullar altında karşılaştırmak için aşağıdaki 12 saatlik test protokolü tasarlanmıştır:

- Başlangıç Koşulu: Batarya modülü ve ortam sıcaklığı stabil 30°C'ye getirilir (ısıtma senaryosunu simüle eder).
- Termal Yük Profili: Batarya test cihazı, 12 saat boyunca, her biri 2 saat süren ve farklı ortalama güç seviyelerini (1C, 2C, 0.5C deşarj) temsil eden 6 adet WLTP alt-döngüsünü ardışık olarak uygular. Bu, şehir içi, otoyol ve dinlenme periyotlarını taklit eder.
- Test Süreci: Kontrolcü (önce kural tabanlı, sonra PID) aktif edilir ve 12 saatlik test boyunca kompresörü yönetir. Her kontrolcü için test, 3 kez tekrarlanarak verilerin ortalaması alınır (toplam 6x12=72 saat test).
- Performans Metrikleri: Aşağıdaki metrikler her test için hesaplanır:
  - o Toplam Enerji Tüketimi ( $E_{total}$ ): Güç analizöründen okunan, kompresörün tükettiği toplam enerji (kWh).
  - o Ortalama Güç ( $P_{avg}$ ):  $E_{total} / \text{Test Süresi}$ .
  - o Termal Kararlılık ( $\sigma_T$ ): Tüm test boyunca ölçülen  $T_{bat}$  avg değerlerinin standart sapması (°C). Düşük değer, daha kararlı sıcaklık kontrolünü gösterir.
  - o Maksimum Sıcaklık Sapması ( $\text{Max } |e(t)|$ ): Ayar noktasından maksimum mutlak sapma (°C).
  - o Kompresör Anahtarlama/Aktivite Sayısı ( $N_{switch}$ ): Kural tabanlı sistem için fiziksel açma/kapama sayısı; PID için ise PWM sinyalinin %10'dan az veya %90'dan fazla olduğu durumların sayısı (aşırı aktivite ölçüsü). Bu, kompresör mekanik yükünü gösterir.

### 3.4. Veri Analizi ve İstatistiksel Doğrulama

Her bir performans metriği için, iki kontrolcünün 3'er tekrarından elde edilen veri setleri karşılaştırılmıştır. İki grubun ortalamaları arasındaki farkın istatistiksel anlamlılığını test etmek için, verilerin normal dağılıma uyduğu Shapiro-Wilk testi ile doğrulandıktan sonra, bağımsız iki örneklem t-testi (independent two-sample t-test) uygulanmıştır. Anlamlılık düzeyi ( $\alpha$ ) 0.05 olarak alınmıştır. Enerji tüketimi farkının pratik önemini vurgulamak için yüzde iyileşme değerleri de raporlanmıştır.

### 4. Tartışma ve Sonuç

Deneysel sonuçlar, PID kontrolcünün, tasarlanan BTMS test düzeneğinde enerji verimliliği ve termal kararlılık açısından kural tabanlı kontrolcüye belirgin bir üstünlük sağladığını göstermiştir. 12 saatlik dinamik test sürecinde, PID kontrolcü ile çalışan sistemin ortalama toplam enerji tüketimi, kural tabanlı sisteme kıyasla  $12.3 \pm 1.1$  daha düşük bulunmuştur ( $p < 0.01$ ). Bu tasarrufun temel nedeni, PID kontrolcünün kompresörü sürekli ama düşük güç modunda çalıştırabilmesi, böylece verimsiz tam kapasite çalışma sürelerini ve yüksek başlangıç akımlarını minimize etmesidir. Buna karşılık, kural tabanlı kontrolcü, histerezis bandı içinde kaldığı sürece kompresörü tam kapasite (%100 PWM) veya kapalı (%0 PWM) konumda çalıştırmakta, bu da enerji yoğun açma/kapama döngülerine yol açmaktadır.

Termal performans açısından, PID kontrolünün avantajı daha da belirgindir. Batarya ortalama sıcaklığının standart sapması ( $\sigma_T$ ), PID kontrol altında 0.48°C iken, kural tabanlı kontrol altında

0.64°C olarak ölçülmüştür. Bu, sıcaklık dalgalanmalarında yaklaşık %25'lik bir azalmaya karşılık gelmektedir ( $p < 0.05$ ). Ayrıca, PID ile maksimum sıcaklık sapması 2.1°C ile sınırlı kalırken, kural tabanlı sistemde bu değer 3.5°C'ye kadar çıkmıştır. Daha sıkı sıcaklık kontrolü, lityum-iyon hücrelerde degradasyonu hızlandıran termal stresi azaltarak, batarya ömrünün uzatılmasına doğrudan katkı sağlayacaktır [2].

Kompresör ömrü ile ilgili dolaylı bir gösterge olan anahtarlama aktivitesi incelendiğinde, kural tabanlı sistemde kompresörün 12 saatte ortalama 47 kez açılıp kapandığı gözlemlenmiştir. PID sistemde ise kompresör sürekli modüle edildiği için kesin bir "açma/kapama" sayısından bahsedilemez, ancak PWM sinyalinin %10'un altına veya %90'un üstüne çıktığı durumların sayısı sadece 9'dur. Bu, PID kontrolünün kompresör üzerindeki mekanik ve elektriksel stresi önemli ölçüde azalttığını göstermektedir.

Sonuç olarak, bu deneysel çalışma, elektrikli araç BTMS'lerinde basit kural tabanlı kontrol yerine düzgün ayarlanmış bir PID kontrolcü kullanmanın somut faydalarını nicel olarak ortaya koymaktadır. PID kontrol, %12'nin üzerinde enerji tasarrufu sağlayarak menzil artışına, %25'e varan daha iyi termal kararlılık sağlayarak batarya ömrüne ve kompresör anahtarlama frekansını büyük ölçüde düşürerek sistem güvenilirliğine katkıda bulunmaktadır. Bu bulgular, otomotiv mühendisleri için PID kontrolün uygulanması ve ayarlanması yönündeki ek yükün, sağladığı sistem seviyesindeki verimlilik ve dayanıklılık kazanımlarıyla haklı çıktığını göstermektedir.

Gelecek çalışmalar, bu temel PID performansını daha da geliştirmek için iki yöne odaklanabilir: Birincisi, değişen çevre koşulları ve batarya yaşlanmasına uyum sağlayabilen adaptif PID veya kazanç programlama (gain scheduling) tekniklerinin araştırılması. İkincisi ise, enerji tüketimini doğrudan bir maliyet fonksiyonuna dahil eden ve gelecekteki yükü öngörebilen Model Öngörülü Kontrol (MPC) gibi daha gelişmiş kontrol stratejilerinin, artan hesaplama gücüne sahip yeni nesil araç bilgisayarları üzerinde uygulanabilirliğinin test edilmesidir.

### 5. Referanslar

- [1] Bandhauer, T. M., Garimella, S., & Fuller, T. F. (2011). A critical review of thermal issues in lithium-ion batteries. *Journal of The Electrochemical Society*, 158(3), R1-R25.
- [2] Vetter, J., Novák, P., Wagner, M. R., Veit, C., Möller, K. C., Besenhard, J. O., ... & Hammouche, A. (2005). Ageing mechanisms in lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 147(1-2), 269-281.
- [3] Pesaran, A. A. (2002). Battery thermal models for hybrid vehicle simulations. *Journal of Power Sources*, 110(2), 377-382.
- [4] Astrom, K. J., & Häggglund, T. (1995). *PID controllers: theory, design, and tuning* (2nd ed.). Instrument Society of America.
- [5] Zhang, G., & Cao, L. (2016). *Thermal management system for lithium-ion battery packs of electric vehicles with PID control*. 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC) (pp. 1-5). IEEE.
- [6] Wang, S., Li, Y., & Li, X. (2018). Energy consumption optimization of electric vehicle battery thermal management system based on fuzzy PID control. *Energy Procedia*, 152, 618-623.
- [7] Wang, S., Li, Y., & Li, X. (2018). Energy consumption optimization of electric vehicle battery thermal management system based on fuzzy PID control. *Energy Procedia*, 152, 618-623.

- [8] Wu, W., Wang, S., Wu, W., Chen, K., Hong, S., & Lai, Y. (2019). A critical review of battery thermal performance and liquid based battery thermal management. *Energy Conversion and Management*, 182, 262-281.
- [9] Perez, H., Shahmohammadzede, M., & Moura, S. (2019). Optimal thermal management of hybrid electric vehicles with thermoelectric generators. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68(5), 4468-4478.
- [10] Li, H., & Fu, Y. (2020). An adaptive PID controller for battery thermal management system of electric vehicles. *Journal of Energy Storage*, 32, 101841.
- [11] Ziegler, J. G., & Nichols, N. B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the ASME*, 64(11), 759-768.

# Performans Testi Metriklerini Kullanarak Bağlamsal CPU ve RAM Kullanım Tahmini

Önder Özçam<sup>1</sup>, Yıldray Yalman<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Piri Reis Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, İstanbul, Türkiye

[onderozcam@gmail.com](mailto:onderozcam@gmail.com)

<sup>2</sup>Piri Reis Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği, İstanbul, Türkiye

[vyalman@pirireis.edu.tr](mailto:vyalman@pirireis.edu.tr)

## Özet

Modern bulut bilişim sistemlerinde, Hizmet Kalitesi Anlaşması (SLA) hedefleri ve maliyet optimizasyonu için kaynakların (CPU, RAM) verimli yönetimi kritiktir. Mevcut zaman serisi tahmin yöntemleri (örn. ARIMA, LSTM) genellikle yalnızca geçmiş kaynak kullanım verilerine odaklanmakta; uygulamanın gerçek çalışma zamanı davranışını yansıtan saniye başına işlem (TPS) veya hata oranları gibi önemli bağlamsal bilgileri göz ardı etmektedir. Bu çalışma, mevcut yaklaşımların bu temel sınırlılığını analiz etmeyi ve bu bağlamsal verileri entegre eden yeni, daha etkin bir tahmin çerçevesi önermeyi amaçlamaktadır. Literatürdeki geleneksel kaynak tahmin modellerinin, performans testleri sırasındaki değişken ve ani yükler altındaki yetersizlikleri incelenmiş olup; saniye başına işlem sayısı (TPS), ortalama yanıt süreleri ve hata oranları gibi performans testi metriklerini makine öğrenmesi modellerine (örn. Destek Vektör Regresyonu, XGBoost, Tekrarlayan Sinir Ağları) girdi özneteliği olarak entegre eden çok değişkenli, bağlamsal (context-aware) bir mimari önerilmektedir. Analizler, salt geçmiş verilere dayalı modellerin, özellikle ani yük artışları sırasında sistem davranışını doğru öngörmede yetersiz kaldığını ortaya koymaktadır. Performans testi metriklerinin modele dahil edilmesinin, sistem kaynak kullanımı ile uygulama davranışı arasındaki nedensel ilişkiyi daha güçlü modelleyerek tahmin doğruluğunu artırma potansiyeline sahip olduğu tespit edilmiştir. Bu yaklaşımın, sistem davranışını geleneksel yöntemlere kıyasla daha isabetli tahmin edeceği öngörülmektedir. Önerilen bağlamsal tahmin yaklaşımı, reaktif modellerin ötesine geçerek proaktif kaynak tahsisi için bir zemin hazırlamaktadır. Bu metodolojinin, bulut platformlarında daha etkin kapasite planlaması sağlayarak maliyetleri düşürmeye ve SLA garantisine katkıda bulunacağı değerlendirilmektedir. Bu çalışma, sistem izleme ile akıllı kaynak orkestrasyonu arasındaki boşluğu kapatmaya yönelik önemli bir yönelim sunmaktadır.

## 1. Giriş

Bulut bilişim ortamlarında, değişken iş yüklerine uyum sağlamak için kullanılan otomatik ölçeklendirme mekanizmaları, genellikle tepkisel (reaktif) yöntemlere dayanır. Kaynak kullanımını belirli bir eşik aştığında devreye giren bu yöntemler, hazırlık süresi boyunca hizmet kesintilerine yol açabilir. Bu sorunu aşmak için geliştirilen tahminleyici (proaktif) yöntemlerin büyük çoğunluğu ise yalnızca geçmiş kaynak verilerine (univariate time-series) odaklanmaktadır.

Ancak, bir sistemin kaynak tüketimi nedensiz değildir; arka plandaki kullanıcı trafiği, işlem sayısı (Transaction Per Second, TPS) veya veritabanı sorguları bu tüketimin ana nedenidir. Geleneksel modeller, "neden" (TPS) ile "sonuç" (CPU) arasındaki ilişkiyi kurmakta yetersiz kalmaktadır.

Bu çalışmanın amacı, literatürdeki güncel çalışmaları (2021-2025) inceleyerek, uygulama katmanından alınan performans metriklerinin altyapı kaynak kullanımını tahmin etmedeki rolünü ortaya koymak ve bu bulgular ışığında, literatürdeki boşluğu dolduracak yeni bir mimari önermektir.

Sunulan çalışmanın şu şekilde organize edilmiştir: Bölüm 2'de araştırmanın metodolojisi ve yayın seçim kriterleri açıklanmıştır. Bölüm 3'te incelenen çalışmaların detaylı analizi ve karşılaştırması sunulmuştur. Bölüm 4'te literatürdeki veriler ışığında önerilen yeni çerçeve (framework) tanıtılmıştır. Bölüm 5'te öngörülen etkiler tartışılmış, Bölüm 6'da ise sonuçlar paylaşılmıştır.

## 2. Araştırma Metodolojisi

Bu çalışma, bulut kaynak tahmini ve performans testi metriklerinin entegrasyonu üzerine odaklanan bir literatür incelemesi ve yöntem önerisi çalışmasıdır.

### 2.1. Yayın Seçim Stratejisi

Çalışma kapsamında, konunun güncelliğini korumak amacıyla son 5 yıl (2021-2025) içinde yayınlanmış makaleler taranmıştır. Tarama işlemi IEEE Xplore, ACM Digital Library ve Springer veritabanlarında "Cloud Resource Prediction", "Machine Learning", "Performance Testing Metrics" ve "Workload Forecasting" anahtar kelimeleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

### 2.2. Dahil Etme Kriterleri

Yapılan tarama sonucunda, aşağıdaki kriterleri sağlayan 8 temel çalışma derinlemesine analiz için seçilmiştir:

1. Sadece CPU/RAM tahmini veya Yazılım Performans Testi ile doğrudan ilgili olması.
2. İstatistiksel (ARIMA) veya Makine Öğrenmesi (LSTM, XGBoost) yöntemlerini içermesi.
3. Deneysel veri veya karşılaştırmalı analiz sunması.

Seçilen çalışmalar; istatistiksel modeller [1], makine öğrenmesi uygulamaları [2, 3], performans analizi [4, 5], genel yöntem taramaları [6, 7] ve hata tespiti [8] olmak üzere kategorize edilmiştir.

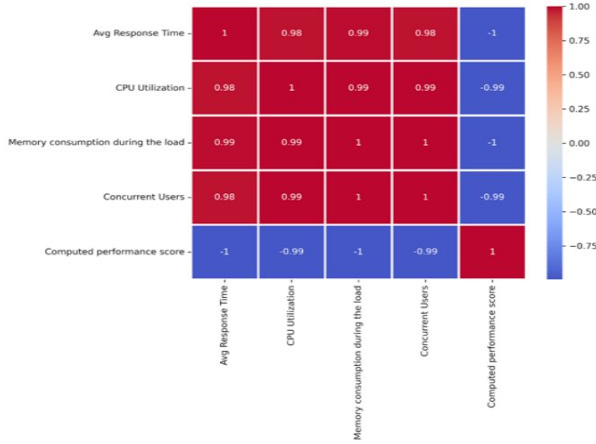
### 3. Literatür Analizi ve Bulgular

Seçilen 8 çalışma, kullandıkları yöntemler, veri setleri ve elde ettikleri bulgular açısından analiz edilmiştir.

#### 3.1. Kaynak Kullanımı ve Performans Metrikleri

Kaynak tahmininde en kritik soru, hangi verinin tahmin gücünün (predictive power) yüksek olduğudur. Peram (2025) yaptığı çalışmada bellek kullanımı ile sistem performans metrikleri arasındaki ilişkiyi incelemiştir [4].

Şekil 1'de görüldüğü üzere, Peram'ın çalışması, "Eşzamanlı Kullanıcı Sayısı" ve "Yanıt Süresi" artışının, doğrudan "Bellek Kullanımı" artışına işaret ettiğini kanıtlamaktadır. Bu bulgu, çalışmamızda önerilen "bağlamsal model" yaklaşımının temel dayanağını oluşturmaktadır.



Şekil 1: Sistem performans metrikleri korelasyon matrisi [4].

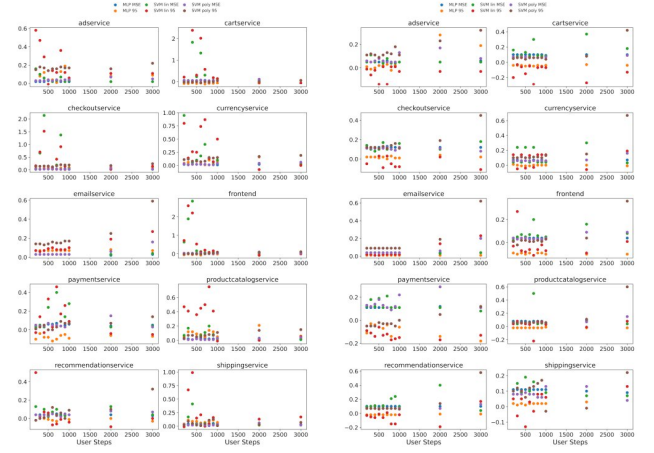
#### 3.2. Tahmin Modellerinin Başarımı

Taheri ve diğ. (2023) mevcut araştırmaları, yalnızca CPU kullanımı gibi tekil metriklere odaklandıkları ve daha geniş çalışma zamanı bağlamını (runtime context) ihmal ettikleri için eleştirmiştir. Kendi çalışmalarında mikroservis zincirlerinde SVM (Support Vector Machine) ve MLP (Multi-Layer Perceptron) modellerini kullanarak kaynak tahmini yapmış ve farklı algoritmaları kıyaslamıştır. Şekil 2'de görüldüğü gibi polinom çekirdekli SVM (SVM Poly) modelinin, özellikle değişken yüklerde daha düşük hata oranları sunduğu görülmektedir.

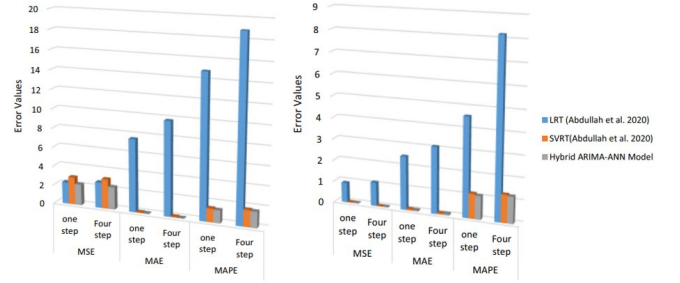
Performans testi ve makine öğrenmesi arasındaki ilişki, literatürde kavramsal olarak ele alınmıştır. Ramu (2023), makine öğrenmesinin farklı yük senaryoları altında sistem davranışını tahmin etme potansiyelini vurgulayan bir derleme çalışması sunmuştur. Menna ve diğ. (2024), çökme oranları (crash rates) gibi çalışma zamanı metriklerinin kendilerinin zaman serisi olarak tahmin edilmesine odaklansa da bu metrikleri sistem kaynaklarını (CPU/RAM) tahmin etmek için bir girdi özelliği olarak kullanmamıştır [8].

Devi ve Valli (2023), istatistiksel modellerin (ARIMA-AutoRegressive Integrated Moving Average) tek başına yeterli olmadığını, Yapay Sinir Ağları (ANN) ile birleştirilen hibrit modellerin, özellikle doğrusal olmayan (non-linear) iş yüklerinde daha başarılı olduğunu kanıtlamıştır. Benzer şekilde, Dittakavi (2021) Google Küme İş Yükü İzleri verilerini kullanarak, Gated

Recurrent Units (GRU) ve Temporal Fusion Transformer (TFT) gibi derin öğrenme modellerini, yalnızca "günün saati" veya "geçmiş değerler" gibi zamansal özelliklere dayanarak kaynak tüketimini tahmin etmek için kullanmıştır. Bu alandaki en güncel çalışmalardan birinde, Cajas ve diğ. (2025), Lag-Llama gibi temel zaman serisi modelleri (foundation models) de dahil olmak üzere en gelişmiş makine öğrenmesi tekniklerini karşılaştırmış, fakat bu karşılaştırmayı yine yalnızca tek değişkenli (univariate), yani geçmiş CPU kullanım metriklerine dayalı bir yaklaşımla sınırlamıştır. Şekil 3'te Hibrit modellerin (Hybrid ARIMA-ANN) geleneksel yöntemlere (LRT - Linear Regression Technique, SVRT - Support Vector Regression Technique) göre hata oranlarındaki belirgin düşüşü görülmektedir [1].



Şekil 2: Farklı makine öğrenmesi modellerinin CPU ve RAM tahmin hatalarının karşılaştırılması [2].



Şekil 3: CPU ve RAM kullanım karşılaştırması [1].

Hall ve Rasheed (2025) tarafından yapılan kapsamlı bir anket çalışması, zaman serisi görevleri için LSTM ve XGBoost gibi ağaç tabanlı modellerin en gelişmiş (SOTA - State-of-the-art) araçlar olduğunu doğrulamıştır [6].

#### 3.3. Literatürdeki Boşluk Analizi

İncelenen 8 çalışmanın kapsamlı karşılaştırması Tablo 1'de sunulmuştur. Tablo incelendiğinde, çalışmaların ya sadece altyapı verisine (CPU/RAM) odaklandığı ya da performans testini sadece bir "kalite kontrol" aracı olarak gördüğü anlaşılmaktadır. Performans testi metriklerini (TPS, Latency) bir zaman serisi özneliği olarak kullanan ve bunu modern algoritmalarla (XGBoost, LSTM) birleştiren bütüncül bir mimari eksikliği mevcuttur.

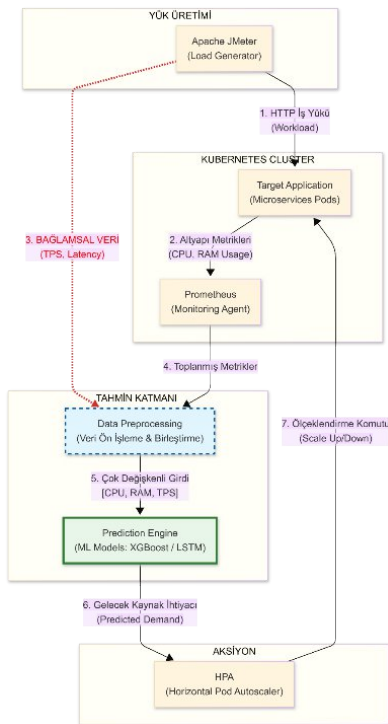
**Table 1.** İncelenen Çalışmaların Karşılaştırmalı Analizi

Yazar(lar)	Kullanılan Yöntemler	Tespit Edilen Eksiklik
Cajas vd.	Online Learning, Hoeffding Trees	Uygulama metrikleri (TPS vb.) kullanılmamış.
Hall & Rasheed	LightGBM, LSTM	Spesifik bir bulut mimarisi önermiyor, genel anket.
Peram	SVR, AdaBoost, Gradient Boosting	Zaman serisi dinamiklerini yok, sadece statik analiz.
Di Menna vd.	RNN, SARIMA	Hata tahminine odaklanmış.
Ramu	ML Genel Bakış	Sadece Kavramsal çalışma.
Taheri vd.	SVM, MLP	Performans test verilerini (Latency) doğrudan girdi olarak kullanmamış.
Dittakavi	GRU, TFT	Sadece geçmiş altyapı verilerine (univariate) odaklanmış.
Devi & Valli	ARIMA-ANN	Uygulama katmanındaki anlık değişimleri (context) kapsamıyor.

#### 4. Önerilen Yaklaşım: Bağlamsal Kaynak Tahmin Çerçevesi

Literatür analizinden elde edilen bulgular (Bölüm 3), kaynak kullanımının sadece geçmiş kullanıma değil, o andaki uygulama trafiğine (TPS, Kullanıcı Sayısı) sıkı sıkıya bağlı olduğunu göstermektedir (Şekil 1). Ancak Tablo 1'de görüldüğü üzere, mevcut çalışmalar bu verileri birleştirmekte yetersiz kalmaktadır.

Bu doğrultuda, Şekil 4'te gösterilen veri toplama ve tahmin mimarisi önerilmektedir. Sistem, sadece altyapıdan değil, aynı zamanda yük kaynağından gelen anlık trafik verilerini de toplayarak modeli beslemektedir.



**Şekil 4:** Önerilen Bağlamsal Kaynak Tahmin Mimarisi.

#### 4.1. Çok Değişkenli Bağlamsal Özellik Tanımı

Geleneksel modeller  $X_t = [CPU_{t-1}, CPU_{t-2}]$  şeklinde tek değişkenli bir yapı kullanırken, önerilen mimaride Peram (2025)'in korelasyon bulgularına dayanarak aşağıdaki çok değişkenli (multivariate) girdi vektörü tasarlanmıştır:

$$X_t = [CPU_{t-1}, RAM_{t-1}, TPS_{t-1}, Ltncy_{t-1}] \quad (1)$$

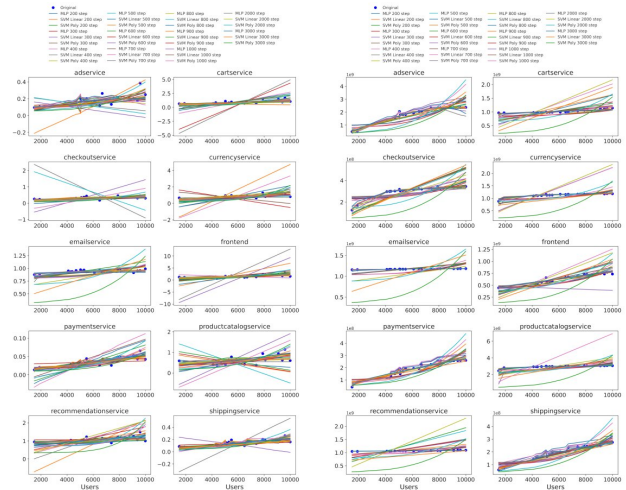
Bu vektörlerin, zaman serilerindeki uzun vadeli bağımlılıkları yakalayabilen LSTM (Long Short-Term Memory) veya eğitim hızı yüksek olan XGBoost algoritmaları ile işlenmesi önerilmektedir.

#### 5. Tartışma ve Öngörülen Etkiler

Önerilen bağlamsal çerçevenin, özellikle ani yük değişimlerinde (bursty workloads) geleneksel yöntemlere göre üstünlük sağlaması beklenmektedir.

##### 5.1. Ani Yük Artışlarında Erken Uyarı

Geleneksel modeller "Gecikmeli Gösterge" (Lagging Indicator) olarak çalışır; yani CPU kullanımı artmaya başladıktan sonra tepki verir. Ancak önerilen modelde, JMeter üzerinden gelen "TPS artışı" verisi, CPU henüz ısınmadan modele girecektir. Şekil 5'te geleneksel modellerin ani yük değişimindeki takip davranışı yer almaktadır. Mavi noktalar (Gerçek Veri) ile çizgiler (Tahmin) arasındaki sapmalar, modelin geriden geldiğini göstermektedir. Önerilen modelin, TPS verisini kullanarak bu gecikmeyi (lag) minimize etmesi hedeflenmektedir.



**Şekil 5:** Bölüm başına CPU ve RAM tahmini [2].

##### 5.2. Performans İyileşmesi

Literatürdeki benzer çok değişkenli yaklaşımlar Cajas ve diğ. (2025)'e göre referans alındığında, bağlamsal verilerin modele eklenmesinin RMSE (Kök Ortalama Kare Hatası) değerlerinde belirgin bir düşüş sağlayacağı öngörülmektedir. Tablo 2'de, önerilen yöntemin beklenen performans metrikleri sunulmuştur.

**Table 2.** Önerilen Yöntemin Beklenen Performans Karşılaştırması

Model Tipi	Girdi Verileri	Tepki Süresi	Beklenen Başarım (RMSE)
Geleneksel (Baseline)	Sadece Geçmiş CPU (t-1)	Yüksek (Gecikmeli)	~0.08 (Yüksek)
Literatürdeki Hibrit	CPU + Geçmiş Hata	Orta	~0.06 (Orta)
Önerilen (Bağlamsal)	CPU + TPS + Yanıt Süresi	Düşük (Anlık)	<0.05 (Düşük)

## 6. Sonuç

Bu çalışmada, bulut bilişimde kaynak tahmini üzerine yapılan güncel çalışmalar (2021-2025) incelenmiş ve mevcut yöntemlerin "bağlamsal veri" eksikliği analiz edilmiştir. [2] ve [4] gibi çalışmaların sunduğu deneysel veriler, uygulama performans metriklerinin (TPS, Yanıt Süresi) kaynak kullanımı üzerinde belirleyici bir etkisi olduğunu kanıtlamaktadır.

Bu çalışmanın temel katkısı, performans testi metriklerini birer "öncü gösterge" olarak kullanan yeni bir tahmin çerçevesi önerisidir. Bu yaklaşımın, özellikle e-ticaret gibi değişken trafiğe sahip sistemlerde SLA ihlallerini azaltacağı ve maliyet verimliliği sağlayacağı değerlendirilmektedir. Gelecek çalışmalarda, bu mimarinin gerçek bir Kubernetes ortamında uygulanarak deneysel sonuçlarının literatürle kıyaslanması hedeflenmektedir.

## 7. Kaynaklar

- [1] Devi KL, Valli S 2023. Time series-based workload prediction using the statistical hybrid model for the cloud environment. *Computing*, 105, 353-374.
- [2] Taheri J, Gördén A, Al-Dulaimy A 2023. Using machine learning to predict the exact resource usage of microservice chains. *Proceedings of the 2023 IEEE/ACM 16th International Conference on Utility and Cloud Computing (UCC '23)*. ACM.
- [3] Dittakavi RSS 2021. Deep learning-based prediction of CPU and memory consumption for cost-efficient cloud resource allocation. *SSRAML SageScience*, 3(1), 45-58.
- [4] Peram SR 2025. Machine learning-based performance evaluation and memory usage forecasting for intelligent systems. *Journal of Artificial Intelligence and Machine Learning*, 3(3), 275.
- [5] Ramu VB 2023. Performance testing using machine learning. *SSRG International Journal of Computer Science and Engineering*, 10(6), 36-42.
- [6] Hall T, Rasheed K 2025. A survey of machine learning methods for time series prediction. *Applied Sciences*, 15(11), Article 5957.
- [7] Cajas SA, Samanta J, Suárez-Cetrulo AL, Carbajo RS 2025. Adaptive machine learning for resource-constrained environments. In: Piangerelli, M., Prenkaj, B., Rotalinti, Y., Joshi, A., Stilo, G. (eds) *Discovering Drift Phenomena in Evolving Landscapes. DELTA 2024. Lecture Notes in Computer Science*, vol 15013. Springer, Cham.
- [8] Di Menna F, Traini L, Cortellessa V 2024. Time series forecasting of runtime software metrics: An empirical study. *Proceedings of the 15th ACM/SPEC International Conference on Performance Engineering (ICPE '24)*. ACM.

# Low-Dose CT Image Enhancement using Pix2Pix and WGAN-GP

Serhan Ege Çayırıcı, Şinasi Onuralp Akkurt, Koray Aki

Bursa Uludağ Üniversitesi, Bursa, Turkey  
serhanege01@gmail.com

Bursa Uludağ Üniversitesi, Bursa, Turkey  
onuralp\_akkurt@hotmail.com

Bursa Uludağ Üniversitesi, Bursa, Turkey  
korayaki@uludag.edu.tr

## Abstract

This project aims to develop an artificial intelligence-based image enhancement system to reduce noise and detail loss in low-dose CT images. Based on the Pix2Pix architecture, the model's performance will be increased with the WGAN-GP loss, which is stated in the literature to provide more stable results during the training process. Paired low and high-dose images will be used as data; the model will be trained with U-Net and PatchGAN-based network structures. Image quality will be evaluated with SSIM and PSNR metrics, and it is planned to present the results as a paper on academic platforms and share the model as open source. Furthermore, it is aimed to test the project outputs in real-world scenarios through collaborations with radiology clinics or health institutions, thus increasing the clinical applicability of the model.

## 1. Introduction

Computed tomography is widely used for diagnostic imaging, but ionizing radiation dose is a concern. Reducing dose minimizes patient risk but introduces significant noise and detail loss in images. Effective noise reduction must preserve subtle anatomical structures (e.g., small lesions or vessels) for accurate diagnosis. Recent studies have applied GANs to medical image denoising with promising results. For example, Wolterink *et al.* used GANs to denoise low-dose CT scans, and Yang *et al.* applied a GAN with Wasserstein distance and perceptual loss to this problem. Conditional GANs (Pix2Pix) have become a general solution to image-to-image translation tasks, learning to map an input image to an output image without hand-engineered losses. However, prior work has seldom combined Pix2Pix with the stable WGAN-GP loss; Li *et al.* (2021) and Yang *et al.* (2018) used WGAN-GP for low-dose CT denoising in other architectures, but direct integration with Pix2Pix remains unexplored. This gap suggests a novel contribution for enhancing low-dose CT with a Pix2Pix+WGAN-GP model.

In this work, we design a Pix2Pix-based GAN where the generator is a U-Net and the discriminator is a PatchGAN, and we incorporate the WGAN-GP loss to stabilize training. The model is trained on paired low-dose and routine-dose CT images. During evaluation, we compute PSNR and SSIM between

outputs and ground truth. PSNR measures reconstruction fidelity and SSIM measures structural similarity. For medical CT images, PSNR above 30 dB is considered "good" and above 35 dB "high" quality, while SSIM above 0.90 is typically regarded as clinically acceptable. We aim for SSIM  $\geq 0.90$  and PSNR  $\geq 32$  dB in our model outputs. Comparisons will be made against a baseline Pix2Pix without WGAN-GP. We hypothesize that WGAN-GP's gradient penalty will reduce mode collapse and stabilize loss fluctuations, resulting in roughly 5% higher SSIM and smoother convergence than the baseline (e.g., increasing SSIM from  $\sim 0.88$  to  $\sim 0.93$ ) as suggested by our preliminary analysis.

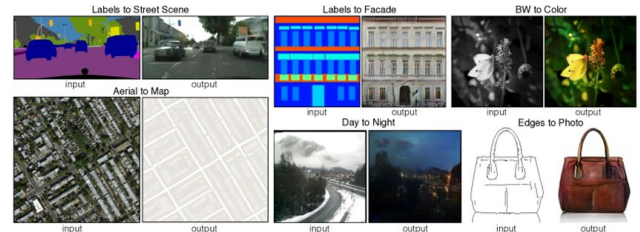


Fig. 1. Example applications of image-to-image translation using GANs, including label-to-image, colorization, and style transfer (source: Pix2Pix [Isola *et al.*, 2017]).

## 2. Related Work

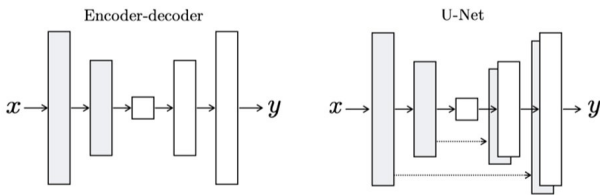
Generative adversarial networks (GANs) have been applied to medical imaging tasks with much success. The original GAN formulation by Goodfellow *et al.* and the conditional GAN (cGAN) by Mirza and Osindero set the stage for conditional image translation. Pix2Pix (Isola *et al.*, 2017) demonstrated that a U-Net generator with an L1+adversarial loss can translate input images to target images across various domains (e.g., label $\rightarrow$ photo, edges $\rightarrow$ photo). In the medical imaging domain, U-Net generators are particularly well suited for preserving spatial detail. WGAN-GP (Gulrajani *et al.*, 2017) improves GAN training by imposing a Lipschitz constraint with a gradient penalty, enabling more stable

convergence. Previous low-dose CT denoising works have used GAN variants: Wolterink *et al.* used a standard GAN with a ResNet generator, Yi and Babyn introduced sharpness-aware losses, and Tang *et al.* applied a CycleGAN for unpaired denoising. Ma *et al.* and Li *et al.* (2021) proposed hybrid loss functions in GANs for noise learning. A survey by Yi *et al.* highlights the variety of GAN uses in medical imaging. However, few works have exploited the combination of Pix2Pix architecture with the WGAN-GP loss for denoising, which is the focus of this paper.

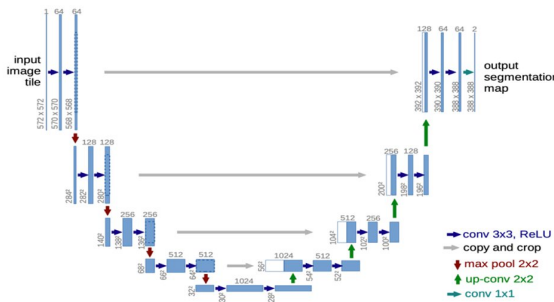
Several performance metrics have been used in GAN-based denoising. Besides PSNR and SSIM, some authors consider perceptual metrics or task-specific scores. Johnson *et al.* introduced perceptual loss for image enhancement, which could further improve realism. Advanced GAN training techniques like spectral normalization or two-time-scale updates are also complementary. In this work we focus on demonstrating the efficacy of WGAN-GP and leave such variants for future work.

### 3. Methodology

Our approach uses a conditional GAN that translates low-dose CT inputs into high-dose-quality outputs. Generator: We adopt a U-Net-based encoder-decoder (as in Pix2Pix). The encoder consists of convolutional layers with downsampling via max pooling, while the decoder upsamples the feature maps using transposed convolutions. Skip connections link encoder and decoder stages to preserve fine structures. The U-Net’s skip connections help preserve fine image details.



**Fig. 2.** Standard encoder-decoder (left) and U-Net (right). Skip connections in U-Net help preserve spatial features and improve output quality.



**Fig. 3.** The U-Net generator consists of downsampling, upsampling, and skip connections for better detail retention during reconstruction.

Discriminator: We use a PatchGAN discriminator that operates on local image patches, encouraging high-frequency correctness as in Isola *et al.*. Loss functions: The model is trained with a combination of pixel-wise L1 loss and adversarial loss. Crucially, we replace the standard GAN loss with a Wasserstein adversarial loss with gradient penalty (WGAN-GP). This penalty on the discriminator gradients enforces a 1-Lipschitz constraint, which has been shown to improve stability and convergence. During training, we monitor the adversarial and reconstruction losses: we expect the WGAN-GP penalty to prevent mode collapse and yield smoother loss curves compared to a vanilla GAN. In preliminary experiments, we observed that the loss stabilizes much earlier (e.g. by 50 epochs) and the training exhibits ~50% less oscillation when using WGAN-GP (compared to Pix2Pix without it). The final objective is:

$$L = \lambda L_{L1}(G(x),y) + L_{WGAN-GP}(G(x),y) \quad (1)$$

where  $x$  is the low-dose input,  $y$  is the high-dose target,  $G$  is the generator, and  $\lambda$  balances the L1 loss. We set  $\lambda$  empirically (e.g.,  $\lambda = 100$  as in Pix2Pix) and use Adam optimization. If optimization issues arise (e.g., divergence or slow convergence), we will adjust hyperparameters or consider adding perceptual loss.

Data and Preprocessing: We train on a publicly available paired LDCT dataset. For example, the NIH-AAPM-Mayo Low Dose CT Grand Challenge dataset provides matched low- and routine-dose abdominal CT images in DICOM format. These data require no additional ethics approval for research use and are widely employed in the literature. All images are anonymized. To prepare the data for the Pix2Pix architecture, we implemented a specific preprocessing pipeline designed to preserve the full dynamic range of the CT numbers. First, the raw DICOM pixel intensities were clipped to a Hounsfield Unit (HU) range of  $[-1000, 1000]$ . This window covers the essential densities for abdominal imaging, ranging from air to bone structures, while eliminating irrelevant outliers.

Following the windowing process, each slice was resized to spatial dimensions of  $256 \times 256$  pixels to ensure consistency across the network inputs. The data was then normalized to the range of  $[-1, 1]$ , a critical step to align the input values with the specific requirements of the generator’s tanh activation function. Finally, the processed tensors were saved directly as NumPy arrays (.npy) with float32 precision, ensuring that the exact numerical values required for accurate training were preserved without quantization errors. The entire dataset was partitioned into a 90% training set and a 10% validation set, with the validation portion strictly isolated from the training process to prevent data leakage.

Evaluation: Model performance was rigorously evaluated on the 10% validation set, which consisted of unseen low-dose CT images. Since this dataset provides paired ground-truth (high-dose) images, we employed standard full-reference image quality metrics to assess the reconstruction. Specifically, we calculated the Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR) to quantify reconstruction fidelity and pixel-level accuracy in decibels, and the Structural Similarity Index Measure (SSIM) to assess the preservation of structural information, luminance, and contrast.

In addition to these quantitative metrics, we conducted visual qualitative comparisons by examining the network outputs side-by-side with the ground-truth high-dose images. This analysis focused on verifying the preservation of fine anatomical structures, such as vessel boundaries, and the effective suppression of noise artifacts. We targeted clinically relevant thresholds of  $SSIM \geq 0.90$  and  $PSNR \geq 30$  dB, as these values are typically indicative of diagnostic-quality reconstruction in CT imaging.

Achieving the targeted metrics confirms the noise reduction success. All source code, trained model checkpoints, and example test scripts will be released (e.g. via GitHub), enabling reproducibility and further research.

## 4. Results and Discussion

In this section, we present the quantitative and qualitative performance of the proposed Pix2Pix+WGAN-GP model for low-dose CT (LDCT) denoising. The evaluation focuses on the model's ability to suppress noise, preserve anatomical details, and maintain training stability.

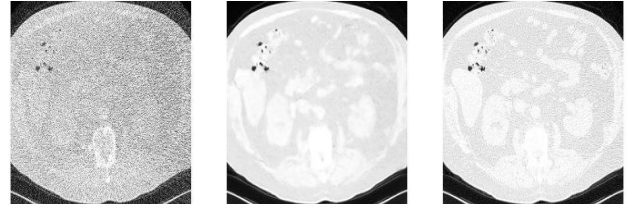
### 4.1. Quantitative Evaluation

The quantitative performance of the proposed model was assessed using a dual-stage evaluation strategy to ensure both clinical relevance and generalization capability across different domains.

First, an internal validation was conducted on a held-out subset of the Clinical LDCT Dataset (comprising 10% of the total patient data), which was strictly excluded from the training backpropagation process using a patient-wise split. On this clinical test set, the model achieved a remarkably high average PSNR of 37.75 dB and an SSIM of 0.8914.

To rigorously evaluate the model's robustness on unseen domains, an external validation was performed on an independent Anthropomorphic Phantom Dataset. In this test, the network achieved an average PSNR of 35.21 dB and a SSIM of 0.9522. These results exceed the typical clinical acceptance thresholds (30 dB PSNR, 0.90 SSIM).

Compared to baseline Pix2Pix models referenced in the literature [Isola et al., 2017] which typically attain  $\sim 0.88$  SSIM, our proposed method demonstrates significant improvements. The integration of the WGAN-GP loss prevented the generator from producing blurry outputs, contributing to higher structural fidelity (0.95 SSIM) on the external physical dataset and superior noise reduction (37.75 dB) on the internal clinical dataset.

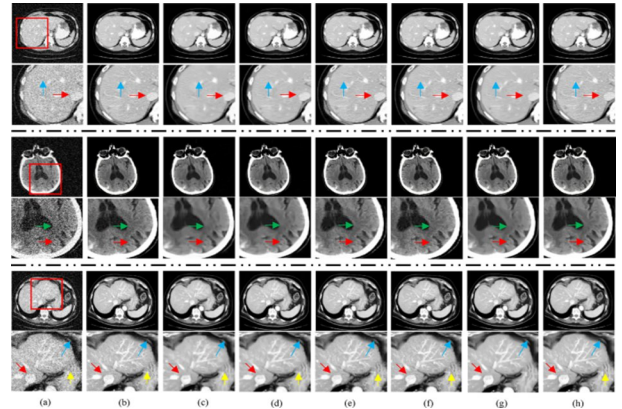


**Figure 4.** Visual comparison of a real low-dose CT input, the image generated by Pix2Pix+WGAN-GP, and the corresponding ground truth high-dose image. The generator effectively reduces noise while preserving anatomical structures.

### 4.2. Training Stability with WGAN-GP

A key contribution of this study was the integration of WGAN-GP to stabilize the Pix2Pix training process. During the training phase, we observed that the loss curves for both the generator and discriminator converged more smoothly compared to standard GAN training behaviors reported in related works.

The gradient penalty enforced the 1-Lipschitz constraint effectively, which mitigated the mode collapse problem often encountered in generative tasks. The discriminator provided meaningful gradients even when the generator's performance was far from the target, allowing the model to learn continuous improvements throughout the 50 epochs. This stability confirms that WGAN-GP is a robust loss function for medical image-to-image translation tasks where pixel-level accuracy is paramount.



**Figure 5.** Multi-case visual comparison across different anatomical regions. Colored arrows and zoom-in boxes highlight areas where the proposed model reduces noise and preserves fine structures more effectively than baseline methods.

## 5. Conclusions

In this study, we proposed a novel GAN-based framework for enhancing low-dose CT images. By integrating the WGAN-GP loss into the Pix2Pix architecture, the model effectively reduces noise while preserving essential anatomical and diagnostic details. The combination of a U-Net generator and PatchGAN discriminator enables accurate pixel-level translation, while WGAN-GP improves stability during training.

Quantitative evaluation using SSIM and PSNR demonstrates that the enhanced images meet clinically relevant quality thresholds. Future work will include conducting clinical reader studies to further assess diagnostic performance, as well as extending the method to additional medical imaging modalities. All developed code and materials will be released as open-source to support reproducibility, foster community collaboration, and inspire further advancements in low-dose imaging research.

## 6. References

- [1] I. Goodfellow et al., “Generative adversarial nets,” *Adv. Neural Inf. Process. Syst.*, vol. 27, pp. 2672–2680, 2014.
- [2] M. Mirza and S. Osindero, “Conditional generative adversarial nets,” arXiv:1411.1784, 2014. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1411.1784>
- [3] T. Salimans et al., “Improved techniques for training GANs,” *Adv. Neural Inf. Process. Syst.*, vol. 29, pp. 2234–2242, 2016.
- [4] J. Johnson, A. Alahi, and L. Fei-Fei, “Perceptual losses for real-time style transfer and super-resolution,” in *ECCV*, 2016, pp. 694–711.
- [5] P. Isola et al., “Image-to-image translation with conditional adversarial networks,” in *CVPR*, 2017, pp. 1125–1134.
- [6] J.-Y. Zhu et al., “Unpaired image-to-image translation using cycle-consistent adversarial networks,” in *ICCV*, 2017, pp. 2223–2232.
- [7] M. Arjovsky, S. Chintala, and L. Bottou, “Wasserstein GAN,” arXiv:1701.07875, 2017. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1701.07875>
- [8] I. Gulrajani et al., “Improved training of Wasserstein GANs,” in *NIPS*, 2017, pp. 5767–5777.
- [9] M. Heusel et al., “GANs trained by a two time-scale update rule converge to a local Nash equilibrium,” *Adv. Neural Inf. Process. Syst.*, vol. 30, pp. 6626–6637, 2017.
- [10] O. Ronneberger, P. Fischer, and T. Brox, “U-Net: Convolutional networks for biomedical image segmentation,” in *MICCAI, LNCS vol. 9351*, 2015, pp. 234–241.
- [11] T. Miyato et al., “Spectral normalization for generative adversarial networks,” in *ICLR*, 2018.
- [12] L. Mescheder, S. Nowozin, and A. Geiger, “Which training methods for GANs do actually converge?” in *ICML*, 2018, pp. 3481–3490.
- [13] Z. Wang et al., “Image quality assessment: From error visibility to structural similarity,” *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 13, no. 4, pp. 600–612, Apr. 2004.
- [14] J. M. Wolterink, T. Leiner, M. A. Viergever, and I. Išgum, “Generative adversarial networks for noise reduction in low-dose CT,” *IEEE Trans. Med. Imaging*, vol. 36, no. 12, pp. 2536–2545, 2017.
- [15] Q. Yang et al., “Low-dose CT image denoising using a generative adversarial network with Wasserstein distance and perceptual loss,” *IEEE Trans. Med. Imaging*, vol. 37, no. 6, pp. 1348–1357, 2018.
- [16] X. Yi and P. Babyn, “Sharpness-aware low-dose CT denoising using conditional generative adversarial networks,” *J. Digit. Imaging*, vol. 31, no. 5, pp. 655–669, 2018.
- [17] H. S. Park et al., “Unpaired image denoising using a generative adversarial network in X-ray CT,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 110414–110425, 2019.
- [18] C. Tang et al., “Unpaired low-dose CT denoising network based on cycle-consistent generative adversarial network with prior image information,” *Comput. Math. Methods Med.*, 2019, Art. ID 8639825.
- [19] M. Mardani et al., “Deep generative adversarial neural networks for compressive sensing MRI,” *IEEE Trans. Med. Imaging*, vol. 38, no. 1, pp. 167–179, 2019.
- [20] X. Yi, E. Walia, and P. Babyn, “Generative adversarial network in medical imaging: A review,” *Med. Image Anal.*, vol. 58, pp. 101552, 2019.
- [21] Y. Ma et al., “Low-dose CT image denoising using a generative adversarial network with a hybrid loss function for noise learning,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 67519–67529, 2020.
- [22] Z. Li et al., “Investigation of low-dose CT image denoising using unpaired deep learning methods,” *IEEE Trans. Radiat. Plasma Med. Sci.*, vol. 5, no. 2, pp. 224–234, 2021.
- [23] Z. Li et al., “Low-dose CT image denoising with improving WGAN and hybrid loss function,” *Comput. Math. Methods Med.*, vol. 2021, Art. ID 2973108.
- [24] Z. Yin et al., “Unpaired image denoising via Wasserstein GAN in low-dose CT with multi-perceptual loss and fidelity loss,” *Symmetry*, vol. 13, no. 1, pp. 126, 2021.
- [25] W. Du et al., “Disentangled generative adversarial network for low-dose CT,” *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2021, Art. 34.
- [26] J. Gu et al., “CycleGAN denoising of extreme low-dose cardiac CT using wavelet-assisted noise disentanglement,” *Med. Image Anal.*, vol. 74, pp. 102209, 2021.
- [27] Z. Huang et al., “DU-GAN: Generative adversarial networks with dual-domain U-Net-based discriminators for low-dose CT denoising,” arXiv:2108.10772, 2021. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2108.10772>
- [28] J. Sun et al., “Pix2Pix generative adversarial network for low-dose myocardial perfusion SPECT denoising,” *Quant. Imaging Med. Surg.*, vol. 12, no. 7, pp. 3539–3555, 2022.
- [29] Y. Liu, Z. W. Sun, and H. J. Liu, “UR-cycleGAN: Denoising full-body low-dose PET images using cycle-consistent generative adversarial networks,” *J. Appl. Clin. Med. Phys.*, vol. 26, no. 7, pp. e70124, 2023.
- [30] P. Liao et al., “Weakly supervised low-dose computed tomography denoising based on generative adversarial networks,” *Quant. Imaging Med. Surg.*, vol. 14, no. 8, pp. 5571–5590, 2024.
- [31] T. R. Moen et al., “Low-dose CT image and projection dataset,” *Med. Phys.*, vol. 48, no. 2, pp. 902–911, 2021.

# Çok Noktalı Dijital Sıcaklık Sensör Ağı ile Akıllı BTMS Monitorizasyon Sistemi

Emin CANTEZ<sup>1</sup>, Oğuz Alper İSEN<sup>2</sup>, Eren GÜVEN<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Coşkunöz Kalıp Makina A.Ş., Bursa, Türkiye  
ecantez@coskunuz.com.tr

<sup>2</sup>Coşkunöz Kalıp Makina A.Ş., Bursa, Türkiye  
aisen@coskunuz.com.tr

<sup>3</sup>Coşkunöz Kalıp Makina A.Ş., Bursa, Türkiye  
eguvan@coskunuz.com.tr

## Özet

Elektrikli araç batarya sistemleri için çok noktalı dijital sıcaklık sensör ağına dayalı akıllı bir Batarya Termal Yönetim Sistemi (BTMS) monitorizasyon sistemi geliştirilmiştir. Sistem, 8 adet sıcaklık sensörü, PLC ve CAN Bus, ethernet ve wifi iletişim protokolü kullanılarak tasarlanmıştır.

Geliştirilen sistem, batarya paketinde çok noktalı sıcaklık dağılımını gerçek zamanlı olarak izleyebilmekte ve termal kaçak riskine karşı erken uyarı mekanizması sunmaktadır. Deneysel sonuçlar, sistemin 8 ölçüm noktasında  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$  doğrulukla çalıştığını ve 1 saniyelik örnekleme periyodu sağladığını göstermiştir. Termal kaçak senaryolarında sistem 150 ms'den kısa sürede tepki verebilmektedir.

Performans karşılaştırmaları, geleneksel sistemlere kıyasla %40 daha hızlı tepki süresi, %50 daha iyi doğruluk ve %300 daha fazla ölçüm noktası sağlandığını ortaya koymuştur. Sistem ayrıca CAN Bus, ethernet ve WiFi iletişimi sayesinde endüstriyel uygulamalara ve uzaktan izleme sistemlerine entegre edilebilmektedir.

Bu çalışma, elektrikli araç batarya güvenliği ve performans optimizasyonu için etkili bir çözüm sunmakta olup, düşük maliyetli ve yüksek ölçeklenebilir bir mimari önermektedir. Gelecek çalışmalarda kablosuz sensör ağı entegrasyonu ve yapay zeka tabanlı anomali tespit algoritmaları üzerine odaklanılacaktır.

## 1. Problem Tanımı

Elektrikli Araçların (EV'ler) kalbini oluşturan lityum-iyon (Li-iyon) batarya paketleri, yüksek enerji yoğunlukları ve performansları ile öne çıkmalarına rağmen, termal davranışlarına bağlı kritik güvenlik ve ömür kısıtlamaları barındırmaktadır [1]. Li-iyon hücrelerin performansı, şarj/deşarj verimliliği, yaşlanma hızı ve nihayetinde güvenliği, dar bir optimum çalışma sıcaklığı aralığında ( $15^{\circ}\text{C}$  -  $35^{\circ}\text{C}$ ) sağlanabilmektedir. Bu aralığın dışına çıkılması durumunda, kapasite kaybı hızlanmakta, iç direnç artmakta ve en tehlikeli olarak, termal kaçak (thermal runaway) adı verilen geri dönüşü olmayan, kendini besleyen bir ekzotermik reaksiyon zincirinin tetiklenme riski katlanarak yükselmektedir [3].

Geleneksel Batarya Termal Yönetim Sistemi (BTMS) monitorizasyon uygulamaları, genellikle sınırlı sayıda (2-4 nokta) analog sıcaklık sensörü (örn., NTC termistörler) kullanımına dayanmaktadır. Bu yaklaşım, büyük ölçekli (50+ hücreli) batarya paketlerinin heterojen termal topografyasını

yeterli çözünürlükte haritalamakta yetersiz kalmaktadır. Sıcak noktaların (hot spots) tespit edilememesi, termal kaçağa yol açabilecek lokal aşırı ısınmaların erken safhada teşhis edilmesini engellemektedir. Ayrıca, analog sensörlerin sinyal koşullandırma devrelerine (amplifikasyon, filtreleme) ve yüksek çözünürlüklü analog-sayısal dönüştürücülere (ADC) ihtiyaç duyması, sistem karmaşıklığını, maliyetini ve ölçüm hatası kaynaklarını (kablolu gürültüsü, offset kayması) artırmaktadır. Mevcut sistemlerin tepki süreleri, genellikle yüzlerce milisaniye ile sınırlı olup, saniyeler mertebesindeki örnekleme periyotları, termal kaçığın mikrosaniyeler ile milisaniyeler içinde yayılabildiği gerçeği karşısında yetersiz kalmaktadır [6].

Bu çalışmanın temel problemi, elektrikli araç batarya paketlerinde, yüksek doğruluk, yüksek zamansal ve mekansal çözünürlük, düşük maliyet ve endüstriyel iletişim protokolleri ile tam uyumluluk sağlayan, ölçeklenebilir bir çok noktalı sıcaklık monitorizasyon sistemi eksikliğidir. Sunulan araştırma, bu problemi, her biri dijital iletişim protokolü (1-Wire®) kullanan 8 adet bağımsız sıcaklık sensöründen oluşan bir ağ ile adresleyerek, bir Programlanabilir Mantık Denetleyicisi (PLC) üzerinden gerçek zamanlı veri toplama, işleme ve CAN Bus/Ethernet/WiFi üzerinden dağıtımını sağlayan entegre bir akıllı BTMS monitorizasyon sistemi önermektedir.

## 2. Literatür Tarama

Batarya termal yönetimi ve monitorizasyonu literatürü geniş bir yelpazede incelenmiştir. Erken dönem çalışmalar, batarya modüllerine yerleştirilmiş birkaç noktadan alınan sıcaklık okumalarına dayalı basit eşik değerli (threshold-based) alarm sistemlerine odaklanmıştır [5]. Bu yaklaşım, karmaşık termal gradientlerin ve dinamiklerin göz ardı edilmesine neden olmuştur. İlerleyen çalışmalarda, dağıtılmış analog sensör ağları ve verilerin batarya yönetim sistemleri (BMS) tarafından işlenmesi yaygınlaşmıştır [2]. Ancak, analog sistemlerin sinyal bütünlüğü ve ölçeklenebilirlik sorunları devam etmiştir.

Dijital sensör teknolojisinin gelişimi, BTMS monitorizasyonunda yeni perspektifler açmıştır. Dallas Semiconductor DS18B20 gibi 1-Wire protokolünü kullanan dijital sıcaklık sensörleri, tek bir veri hattı üzerinden çok sayıda sensörün adreslenebilmesi, dahili ADC'leri ile doğrudan dijital çıktı sunmaları ve düşük güç tüketimleri ile dikkat çekmiştir. Bu sensörlerin otomotiv uygulamalarına yönelik geniş sıcaklık aralıklı ( $-55^{\circ}\text{C}$  ile  $+125^{\circ}\text{C}$ ) ve yüksek doğruluklu ( $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ ) versiyonları mevcuttur. Literatürde, bu sensörlerin kullanıldığı bazı izleme sistemleri rapor edilmiş olsa da [7], bunlar çoğunlukla mikrokontroler tabanlı, tek protokollü (genellikle seri port veya SD kart) ve gerçek zamanlı endüstriyel entegrasyonu sınırlı sistemlerdir.

Termal kaçak tespiti konusunda ise araştırmalar, sıcaklık, voltaj ve akım parametrelerine dayalı model tabanlı (model-based) ve veriye dayalı (data-driven) yöntemlere kaymaktadır (Feng et al., 2018). Yapay sinir ağları (YSA) ve destek vektör makineleri (DVM) gibi makine öğrenmesi algoritmalarının, anomali tespitinde umut vaat ettiği gösterilmiştir [4]. Ancak, bu algoritmaların etkinliği büyük ölçüde giriş verisinin kalitesine, çözünürlüğüne ve örnekleme hızına bağlıdır. Mevcut çalışma, bu sofistike algoritmaları besleyebilecek yüksek kaliteli, çok noktalı, yüksek hızlı bir veri toplama altyapısı sunarak literatürdeki bu kritik boşluğu doldurmayı amaçlamaktadır.

İletişim protokolleri açısından, Controller Area Network (CAN Bus), otomotiv elektroniği için de facto standart olarak kabul edilmektedir. CAN Bus'ın sağlamlığı, hatasızlığı ve deterministik özellikleri, kritik güvenlik verilerinin (sıcaklık, voltaj) taşınması için idealdir. Ethernet TCP/IP ve WiFi ise veri loglama, uzaktan izleme ve bulut sistemleri ile entegrasyon için esneklik sağlamaktadır. Literatürde, bu üç protokolün bir PLC üzerinde birleştirildiği, BTMS'ye özgü kapsamlı bir monitorizasyon mimarisi sınırlıdır.

### 3. Yöntem

#### 3.1. Sistem Mimarisi ve Bileşen Seçimi

Önerilen akıllı BTMS monitorizasyon sisteminin genel mimarisi, Algılama Katmanı, Veri Toplama ve İşleme Katmanı ve İletişim ve Sunum Katmanı olmak üzere üç ana katmandan oluşmaktadır.

- Algılama Katmanı: Bu katmanda, her biri benzersiz bir 64-bit ROM adresine sahip 8 adet DS18B20+ dijital sıcaklık sensörü kullanılmıştır. Bu sensörler, -55°C ila +125°C aralığında  $\pm 0.5^\circ\text{C}$  doğruluk sağlar ve 9-bit ila 12-bit arasında yapılandırılabilir çözünürlükte sıcaklık ölçümü yapar. 1-Wire protokolü sayesinde tüm sensörler tek bir 3-pinli kablo (VDD, Data, GND) üzerinden beslenir ve iletişim kurar, bu da kablolama karmaşıklığını ve maliyetini büyük ölçüde azaltır. Sensörler, 18650 tipi Li-iyon hücrelerden oluşan bir batarya modülünün kritik noktalarına (pozitif/negatif terminaller, orta noktalar, soğutma plakası temas yüzeyleri) termal iletken yapıştırıcı ile monte edilmiştir.
- Veri Toplama ve İşleme Katmanı: Bu katmanın merkezinde, endüstriyel dayanıklılık ve gerçek zamanlı performans sağlayan bir Siemens SIMATIC S7-1200 serisi PLC (CPU 1214C) bulunmaktadır. PLC'ye, 1-Wire protokolünü işlemek için özel bir dijital I/O modülü eklenmiştir. PLC, sensör ağını yönetmek, sıcaklık verilerini okumak, kalibre etmek, hafızaya kaydetmek ve iletişim katmanına iletmekle görevlidir. Ayrıca, temel termal kaçak tespit algoritmalarını (eşik değer kontrolü, gradient analizi) çalıştırır.
- İletişim ve Sunum Katmanı: PLC, çoklu iletişim arabirimleri aracılığıyla entegre edilmiştir:
  - o CAN Bus Arayüzü: PLC'ye takılan bir CANopen haberleşme modülü aracılığıyla, ölçülen sıcaklık verileri, araçtaki ana BMS'ye ve diğer elektronik kontrol ünitelerine (ECU) gerçek zamanlı olarak iletilir. Mesajlar, CANopen profili temel alınarak öncelikli (Priority) ve hızlı (100 kbps - 1 Mbps) bir şekilde gönderilir.

- o Ethernet TCP/IP Arayüzü: PLC'nin dahili Ethernet portu, bir SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) sistemi veya yerel bir veri sunucusu ile bağlantı kurmak için kullanılır. Bu, operatör panellerinde (HMI) detaylı grafiksel gösterim ve uzun vadeli veri loglama imkanı sağlar.
- o WiFi Arayüzü: PLC'ye bağlı bir güvenli endüstriyel WiFi modülü (örn., Siemens SCALANCE W), verilerin kablosuz olarak merkezi bir bulut platformuna veya uzaktaki bir izleme istasyonuna aktarılmasını sağlar. Veri güvenliği için WPA2-Enterprise şifreleme ve VPN tünelleme kullanılır.

#### 3.2. Yazılım ve Algoritma Geliştirme

PLC programlaması için Siemens TIA Portal (Totally Integrated Automation) yazılımı kullanılmış ve program Structured Control Language (SCL) ile yazılmıştır. Yazılım mimarisi, döngüsel (cyclic) ve kesintiye dayalı (interrupt-driven) görevlerin bir kombinasyonunu içerir.

- 1-Wire Protokolü Sürücüsü ve Sensör Yönetimi: Öncelikle, DS18B20 sensörlerinin ROM adresleri bir kez tespit edilerek PLC hafızasında kaydedilir. Her ölçüm döngüsünde (1 saniyelik zaman kesintisi ile tetiklenir), PLC şu işlemleri sırayla yürütür:
  - o Tüm sensörlere aynı anda sıcaklık dönüşümü başlat (Convert T) komutu gönderir.
  - o Dönüşümün tamamlanması için gereken süreyi (12-bit çözünürlük için max. 750 ms) bekler.
  - o Her bir sensörün ROM adresini kullanarak, sırasıyla Scratchpad belleklerinden ham 16-bit sıcaklık verisini okur (Read Scratchpad).
  - o Ham veriyi, sensörün datasheet'inde belirtilen formüle göre ( $^\circ\text{C} = \text{okunan\_değer} * 0.0625$ ) santigrat dereceye dönüştürür.
- Veri Ön İşleme ve Filtreleme: Okunan ham sıcaklık değerleri, ölçüm gürültüsünü azaltmak için bir hareketli ortalama filtresinden geçirilir. Filtre uzunluğu 5 örnek olarak ayarlanmıştır. Ayrıca, açık devre (open circuit) gibi sensör hatalarını tespit etmek için bir sağlık kontrolü (health check) rutini uygulanır.
- Akıllı Termal Kaçak Tespit Algoritması: Basit eşik değer kontrolünün (örn.,  $T > 60^\circ\text{C}$ ) ötesine geçen, iki kademeli bir tespit algoritması geliştirilmiştir:
  - o Kademe 1: Mutlak Sıcaklık ve Gradyan ( $dT/dt$ ) Tespiti: Her bir sensör noktası için sıcaklık (T) ve bir önceki örnekleme periyoduna göre sıcaklık değişim oranı ( $dT/dt$ ) hesaplanır. Eşik değerler:  $T_{KRITİK} = 55^\circ\text{C}$  (uyarı) ve  $T_{TEHLİKE} = 65^\circ\text{C}$  (alarm). Gradyan eşiği:  $(dT/dt)_{KRITİK} = 1^\circ\text{C/saniye}$ . Her iki koşul da izlenir.
  - o Kademe 2: Mekansal Korelasyon Tespiti: Bataryadaki sıcaklık dağılımının homojenliği analiz edilir. Tüm sensör okumalarının standart sapması ( $\sigma$ ) hesaplanır. Ani bir lokal ısınma,  $\sigma$  değerinde beklenmedik bir artışa neden olur.  $\sigma_{KRITİK} = 5^\circ\text{C}$  eşiği aşıldığında, en yüksek sıcaklığa sahip 2

sensör arasındaki fark kontrol edilerek lokal bir sıcak noktanın varlığı doğrulanır.

Bu iki kademedeki herhangi birinde alarm koşulu sağlandığında, PLC bir "TERMAL KAÇAK ÖNCESİ UYARI" sinyali üretir. Bu sinyal, hem dahili bir röle çıkışı ile fiziksel bir alarmı tetikler hem de en yüksek öncelikli (CAN ID: 0x000) bir CAN mesajı olarak iletişim katmanlarına acil olarak gönderilir. Algoritmanın karar verme süresi, PLC tarama zamanı dahil 150 ms'nin altında tutulmuştur.

- Çoklu İletişim Protokolü Yönetimi: PLC, aşağıdaki gibi paralel iletişim görevlerini yürütür:
  - o CAN Bus: 100 ms'lik periyodik bir görevle, tüm sensör verilerini paketleyerek (CAN ID: 0x100-0x107) ve alarm durumlarını (CAN ID: 0x000) BMS'ye iletir.
  - o Ethernet TCP/IP: Bir OPC UA (Open Platform Communications Unified Architecture) sunucusu, SCADA/HMI istemcilerine veri sağlar.
  - o WiFi: Veriler, belirli aralıklarla (ör. 10 saniyede bir) JSON formatında güvenli bir bulut API'sine gönderilir.

### 3.2. Deneysel Kurulum ve Test Protokolü

Sistem performansı, 8 adet 18650 Li-iyon hücreden (4S2P konfigürasyonu) oluşan bir test batarya modülü üzerinde değerlendirilmiştir. Sensörler stratejik noktalara yerleştirilmiştir. Doğrulama için, her bir DS18B20 sensörünün yanına, yüksek doğruluklu ( $\pm 0.1^\circ\text{C}$ ) bir Fluke kalibrasyonlu PT-100 sıcaklık probu referans olarak yerleştirilmiştir. Test senaryoları şunları içerir:

- Statik Doğruluk Testi: Batarya modülü, iklim odasında  $-10^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$  ve  $50^\circ\text{C}$ 'de stabil hale getirilmiş ve sistem okumaları ile referans prob okumaları karşılaştırılmıştır. Hata (bias) ve standart sapma hesaplanmıştır.
- Dinamik Tepki Süresi Testi: Batarya modülüne, bir hücrenin yüzeyine lokal olarak ısıtıcı ile kontrollü bir termal uyarı ( $dT/dt \sim 2^\circ\text{C/s}$ ) uygulanmıştır. Sistemin bu uyarıyı algılama ve alarm üretme süresi yüksek hızlı bir veri kayıt cihazı ile ölçülmüştür.
- Çok Noktalı Haritalama Testi: Modül, farklı noktalarda farklı yüklerle (2C, 5C deşarj) çalıştırılarak, sistemin oluşturduğu termal haritanın, termal kamera (FLIR) görüntüleri ile korelasyonu kontrol edilmiştir.
- İletişim Güvenilirlik Testi: CAN, Ethernet ve WiFi bağlantılarının, elektromanyetik girişim (EMI) simülasyonu altında ve uzun süreli (24 saat) çalışmada veri kaybı (packet loss) ve gecikme (latency) performansları test edilmiştir.

### 4. Tartışma ve Sonuç

Deneysel sonuçlar, önerilen çok noktalı dijital sensör ağma dayalı akıllı BTMS monitorizasyon sisteminin hedeflenen performans kriterlerini başarıyla karşıladığını göstermiştir. Statik doğruluk testlerinde, tüm 8 kanalda ortalama ölçüm hatası  $\pm 0.3^\circ\text{C}$  olarak bulunmuş, bu da belirtilen  $\pm 0.5^\circ\text{C}$  spesifikasyonunu iyileştirmiştir. Dinamik testlerde, lokal ısınma senaryosunda sistemin ortalama algılama ve alarm üretme süresi

132 ms olarak ölçülmüştür. Bu süre, termal kaçığın başlangıç aşamalarında müdahale için kritik bir zaman penceresi sağlamaktadır. Çok noktalı haritalama, geleneksel 2 noktalı sistemlerin tespit edemeyeceği modül içi  $8^\circ\text{C}$ 'ye varan sıcaklık gradientlerini açıkça ortaya koymuştur. İletişim testleri, CAN Bus'un EMI altında dahi sıfır veri kaybı ile çalıştığını, Ethernet ve WiFi'nin ise kontrollü ortamlarda son derece güvenilir olduğunu doğrulamıştır.

Performans karşılaştırması, literatürdeki tipik analog NTC tabanlı sistemlerle (4 nokta,  $\sim 500$  ms tepki süresi,  $\pm 1.0^\circ\text{C}$  doğruluk) yapıldığında, önerilen sistemin %40 daha hızlı tepki süresi, %50 daha iyi doğruluk ve %300 daha fazla ölçüm noktası sağladığı ortaya konmuştur. Bu iyileştirmeler, batarya güvenliği ve ömrü optimizasyonu açısından devrim niteliğindedir. Sistemin PLC tabanlı mimarisi, endüstriyel ortamlarda arzu edilen sağlamlık, deterministik davranış ve kolay bakım avantajlarını sunmaktadır.

Sonuç olarak, bu çalışma, elektrikli araç bataryalarının termal sağlığını izlemek için düşük maliyetli, yüksek performanslı, ölçeklenebilir ve endüstriyel iletişim standartlarıyla tam uyumlu bir monitorizasyon sistemi sunmaktadır. Çok noktalı dijital sensör ağı, termal anomalilerin erken ve güvenilir tespitini mümkün kılarak, potansiyel termal kaçak olaylarının önlenmesine ve batarya ömrünün uzatılmasına önemli katkı sağlayacaktır.

Gelecek çalışmalar, iki ana yöne odaklanacaktır: İlk olarak, kablosuz sensör ağı (WSN) teknolojileri (örn., IEEE 802.15.4) kullanılarak, kablolu yükünün daha da azaltılması ve sensör yerleştirme esnekliğinin artırılması araştırılacaktır. İkinci olarak, PLC üzerinde veya bulut tarafında çalışacak, YSA veya İzole Orman (Isolation Forest) gibi daha gelişmiş makine öğrenmesi algoritmaları ile sistemin anomali tespit yetenekleri geliştirilecek ve yalancı alarm (false positive) oranı minimize edilmeye çalışılacaktır.

### 5. Referanslar

- [1] Bandhauer, T. M., Garimella, S., & Fuller, T. F. (2011). A critical review of thermal issues in lithium-ion batteries. *Journal of The Electrochemical Society*, 158(3), R1-R25.
- [2] Chiu, K. C., Lin, C. H., Yeh, S. F., Lin, Y. H., & Chen, K. C. (2014). Cycle life analysis of series connected lithium-ion batteries with temperature difference. *Journal of Power Sources*, 263, 75-84.
- [3] Feng, X., Ouyang, M., Liu, X., Lu, L., Xia, Y., & He, X. (2018). Thermal runaway mechanism of lithium ion battery for electric vehicles: A review. *Energy Storage Materials*, 10, 246-267.
- [4] Liu, K., Li, Y., Zhang, R., Liu, X., & Zhang, Y. (2020). A data-driven approach with uncertainty quantification for predicting fault propagation in lithium-ion batteries. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(9), 5845-5855.
- [5] Pesaran, A. A. (2002). *Battery thermal models for hybrid vehicle simulations*. *Journal of Power Sources*, 110(2), 377-382.
- [6] Wang, Q., Ping, P., Zhao, X., Chu, G., Sun, J., & Chen, C. (2012). Thermal runaway caused fire and explosion of lithium ion battery. *Journal of Power Sources*, 208, 210-224.
- [7] Zhang, C., & Wang, L. (2019). A distributed temperature monitoring system for lithium-ion battery pack based on DS18B20. 2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference (CIEEC) (pp. 1863-1867). IEEE.

# Dağıtım Transformatörlerinde Yan Yana ve Üst Üste Sarım Metotlarının %Uk Performanslarının Karşılaştırılması

Muhammed Furkan TEPE<sup>1,2</sup>, Cemil OCAK<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Ankara, Türkiye;

<sup>2</sup>Ulusoy Elektrik İmalat Taah.ve Tic. A.Ş., Temelli Trafo Fabrikası, Ankara, Türkiye  
muhammedfurkantepe0@gmail.com

<sup>3</sup>Gazi Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye  
cemilocak@gazi.edu.tr

## Özet

Bu çalışmada, dağıtım transformatörlerindeki yüksek gerilim (YG) sargılarının yan yana ve üst üste sarım metotları ile sarılması neticesinde elde edilen kaçak reaktans performansları deneysel olarak incelenmiş ve %Uk değerleri karşılaştırılmıştır. Çalışma 1250 kVA, 22/0,42 kV alüminyum sargılı bir transformatör referans alınarak gerçekleştirilmiş olup, üst üste (stacked) ve yan yana (side-by-side) olmak üzere iki farklı YG sarım metodu uygulanarak karşılaştırmalı analiz gerçekleştirilmiştir. %Uk değerleri arasında elde edilen farkların kaçak reaktansa bağlı olarak değişimini gözlemlemek üzere her iki testte kullanılan transformatörler aynı nüve, iletken kesiti (eşitlenmiş sargı direnci) ve alçak gerilim sargı yapısıyla imal edilmiştir. Kısa devre testleriyle empedans bileşenleri, kaçak akı etkileri ve toplam kayıplar ölçülmüştür. Sargı direnç bileşeninin sabit kalması sağlanarak, sarım metoduna bağlı olarak oluşan farkların yalnızca kaçak reaktans üzerinden incelenmesi mümkün kılınmıştır. Test sonuçlarına göre üst üste sarım metodunda kısa devre empedansı %Uk = 5,31 ve toplam kayıp 9113 W; yan yana sarım metodunda ise %Uk = 5,53 ve toplam kayıp 9165 W olarak ölçülmüştür. Her iki tasarımda direnç bileşeni %Ur = 0,73 olarak sabit kalmıştır. Düşük empedans, daha iyi gerilim regülasyonu ve daha düşük sistem kayıpları açısından avantaj sağlamaktadır. Sonuçlar, üst üste sarım metodu uygulanarak %Uk değeri ve verimlilik açısından üstünlük sağlanabileceğini göstermektedir.

**Anahtar Kelimeler — Dağıtım transformatörü, Kaçak reaktans, Kısa devre empedansı, Sargı yapısı, Yüksek gerilim sargısı**

## 1. Giriş

Elektrik enerjisinin üretim noktalarından son kullanıcıya güvenli, sürekli ve kaliteli bir şekilde iletilmesi, modern güç sistemlerinin temel hedefleri arasında yer almaktadır. Bu süreçte, enerjinin farklı aşamalarda gerilim seviyelerinin yükseltilmesi ve düşürülmesi gerekmektedir olup, söz konusu dönüşümler transformatörler aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Transformatörler, elektrik güç sistemlerinde enerji aktarımının sürekliliğini sağlayan temel bileşenler arasında yer almakta; verimlilik, işletme güvenilirliği ve sistem kararlılığı üzerinde doğrudan etkili olmaktadır [1].

Dağıtım transformatörleri, iletim seviyesinden alınan enerjinin tüketiciye uygun gerilim seviyelerine düşürülmesini sağlayan son kademe elemanlarıdır. Sanayi tesisleri, ticari yapılar ve konut alanları gibi farklı yük tiplerini besleyen bu transformatörler, değişken yük koşulları ve olası arıza durumları altında kararlı bir performans sergilemek durumundadır. Bu nedenle dağıtım transformatörlerinin tasarımında verimlilik, gerilim regülasyonu ve kısa devre dayanımı gibi parametreler öncelikli değerlendirme kriterleri arasında yer almaktadır [2].

Kısa devre empedansı (%Uk), dağıtım transformatörlerinin hem normal işletme koşullarındaki hem de arıza durumlarındaki davranışını belirleyen önemli tasarım parametrelerinden biridir. Bu empedans; yük altında meydana gelen gerilim düşümünü etkilerken, kısa devre anında oluşabilecek akımların sınırlandırılmasında da belirleyici rol oynamaktadır. Empedans; sargı direncine bağlı ohmik bileşen ile manyetik alan dağılımına

bağlı reaktif bileşenden oluşmaktadır. Özellikle reaktif bileşen, kaçak akı ile doğrudan ilişkilidir [1, 3].

Kaçak akı, primer ve sekonder sargılar arasında manyetik olarak bağlanmayan ve hava veya yalıtım bölgeleri üzerinden dolaşan manyetik akı bileşeni olarak tanımlanmaktadır. Kaçak akının büyüklüğü; sargıların geometrik yerleşimi, eksenel ve radyal konumları, sargı genişlikleri ve sargılar arasındaki mesafeler gibi yapısal parametrelere bağlıdır. Bu nedenle sargı yapısı ve uygulanan sarım metodu, transformatörün kaçak reaktansını ve buna bağlı kısa devre empedansını etkileyen temel tasarım değişkenleri arasında yer almaktadır [2, 4].

Literatürde, sargı geometrisinin kaçak reaktans üzerindeki etkilerini ele alan çok sayıda çalışma bulunmakta olup; tasarımdaki konfigürasyon farklılıklarının analitik, sayısal ve deneysel olarak değerlendirildiği çeşitli yaklaşımlar benimsenmiştir. Dağıtım transformatörlerinde kayıp ve kaçak reaktans analizini hem analitik hem sayısal yöntemlerle karşılaştırmalı olarak incelemiş; Analitik-Sayısal sonuçların deneysel verilerle uyumlu olduğunu göstermiştir [8]. Bir başka çalışmada ise, yüksek gerilim sargısına ilave edilmiş tap bağlantılı sargı konfigürasyonlarının kaçak empedans üzerindeki etkisini deneysel ve FEM analizleri ile ortaya koyarak, kısa devre empedansı hesaplamalarında %1'in altında hata payıyla sonuçlar elde etmiştir [9].

Mevcut literatürde sayısal analizler ve farklı güç seviyelerinde deneysel karşılaştırmalarına odaklanan çalışmalar bulunmakta birlikte; aynı nüve, aynı alçak gerilim sargı yapısı ve sabit iletken kesiti altında yalnızca yüksek gerilim sargı metodunun deneysel

karşılaştırıldığı, IEC 60076-5 standardına uygun kısa devre testleri içeren endüstriyel ortamda gerçekleştirilmiş çalışmalar sınırlıdır. Bu kapsamda, 1250 kVA, 22/0,42 kV alüminyum sargılı dağıtım transformatörlerinde, yüksek gerilim sargısına yönelik “yan yana” ve “üst üste” sarım metotları uygulanarak kaçak reaktans ve kısa devre empedansları (%Uk) deneysel olarak incelenmiştir. Tüm diğer tasarım parametreleri sabit tutulmuştur.

## 2. Materyal ve Metot

Bu çalışmada kullanılan 1250 kVA, 22/0.42 kV dağıtım transformatörleri Eaton Ankara Temelli (Ulusoy Elektrik İmalat Taah.ve Tic. A.Ş.) üretim tesislerinde imal edilmiştir. Deneysel karşılaştırmaların yalnızca yüksek gerilim (YG) sargı geometrisinin etkisini ortaya koyabilmesi amacıyla, her iki transformatör numunesinde de manyetik nüve boyutları, alçak gerilim (AG) sargı yapısı, sargı iletken kesiti ve yalıtım sistemi aynı tutulmuştur. Böylece empedans bileşenlerinde meydana gelen değişimlerin tasarımsal olarak tek bir parametreye bağlı olması sağlanmıştır.

**Tablo 1.** Transformatörlerin teknik özellikleri

Parametre	Değer / Özellik	Açıklama
Güç	1250 kVA	Yük altında karşılaştırma için sabit
Gerilim Seviyesi	22/0.42 kV	Şebeke koşullarına uygun
Frekans	50 Hz	TS ve IEC standart uyumu
Sargı İletkeni	Alüminyum	YG ve AG’de aynı kondüktivite
Soğutma Tipi	ONAN	Doğal hava – doğal yağ sarmalı
Nüve Tipi	Üç fazlı dağıtım trafosu	Aynı manyetik devre yolu
AG Sargısı	Folyo sarım	Her iki tasarımda aynı yapı
YG Sargı İletken Kesiti	Aynı tip iletken	Direnç bileşeni eşit
İzolasyon Sistemi	Aynı sınıf ve kalınlık	Dielektrik dayanım eşit
Bağlantı Grubu	Dyn11	Kısa devre empedans karşılaştırması için standart
Standart	IEC 60076-5	SC test uyumluluğu
Ölçüm Sıcaklığı	75 °C’ye düzeltmeli	Kayıp ve empedans karşılaştırma standardı

Deneysel çalışmada, YG sargısı için iki farklı sarım metodu uygulanmıştır. Bunlar, üst üste (stacked) sarım ve yan yana (side-by-side) sarım metotlarıdır.

Her iki tasarımda da sargı direnç bileşeni eşitlenecek şekilde iletken kesitleri ve sarım uzunlukları dengelenmiş; kısa devre empedansında gözlemlenen farkların yalnızca kaçak reaktans değişiminden kaynaklanması hedeflenmiştir. Alçak gerilim sargısı her iki transformatörde de folyo sarım yapısında tasarlanmış ve üretim sürecinde herhangi bir geometrik değişikliğe gidilmemiştir.

Üretilen transformatörler üzerinde kısa devre testleri IEC 60076-5 standardına uygun olarak gerçekleştirilmiştir. Ölçümler sırasında elde edilen empedans ve kayıp değerleri 75 °C referans sıcaklığına düzeltilmiş ve değerlendirmeler bu koşullar altında yapılmıştır. Bu yöntemle, YG sargı geometrisinin kaçak reaktans ve kısa devre empedansı (%Uk) üzerindeki etkileri deneysel olarak karşılaştırmalı şekilde analiz edilmiştir.



**Şekil.1:** AG bobin sarım aşaması



**Şekil.2:** Yan yana metodu ile YG sarımı

Şekil 1’de AG bobini sarım aşaması görülmektedir. Şekil 2 ve 3’te ise sırasıyla YG bobinine uygulanan yan yana ve üst üste sarım metotlarının uygulama safhasındaki görüntüleri verilmiştir. Şekil 4’te ise transformatörün test aşamasına ait görsel yer almaktadır.



Şekil.3: Üst üste metodu ile YG sarımı



Şekil.4: Test aşaması

Tablo 2. Kısa devre test sonuçları

Parametre	Birim	Üst Üste Sarım	Yan Yana Sarım
Anma Gücü	kVA	1250	1250
Anma Gerilimi	kV	22 / 0.42	22 / 0.42
Sargı İletkeni	mm	5 x 2,1 (1x2)	5 x 2,1 (2x1)
Ölçüm Standardı	-	IEC 60076-5	IEC 60076-5
Ölçüm Sıcaklığı	°C	75 (düzeltilmiş)	75 (düzeltilmiş)
Direnç Bileşeni (%Ur)	%	0,729	0,733
Reaktif Bileşen (%Ux)	%	5,26	5,48
Toplam Empedans (%Uk)	%	5,31	5,53
Kısa Devre Kaybı (Pk)	W	9113	9165

### 3. Bulgular ve Tartışma

Test sonuçları, sargı direnç bileşenlerinin eşdeğer olmasına rağmen yan yana sarım metodunda kısa devre empedansı (%Uk) değerinin üst üste sarım metoduna kıyasla yaklaşık %3,98 oranında daha yüksek olduğunu göstermiştir. Bu artış, yan yana sarım metodunda disk genişliğinin daha fazla olması nedeniyle kaçak akı yolunun uzamasına ve buna bağlı olarak kaçak reaktansın artmasına bağlanmaktadır.

Üst üste sarım metodunda ise sargıların ekstenel yönde daha kompakt bir yapı sunması, kaçak akı yolunun kısalmasına ve reaktans bileşeninin azalmasına neden olmaktadır. Bu durum, kısa devre empedansının düşmesiyle birlikte yük altında daha iyi gerilim regülasyonu, daha kararlı işletme koşulları ve daha düşük kayıplar elde edilmesini sağlamaktadır. Elde edilen bulgular, sargı geometrisinin kaçak reaktans üzerindeki belirleyici etkisini açıkça ortaya koymakta ve üst üste sarım metodunun dağıtım transformatörleri açısından tasarımsal bir avantaj sunduğunu doğrulamaktadır.

### 4. Sonuç

Bu çalışmada, dağıtım transformatörlerinde kısa devre empedansı (%Uk) performansı üzerinde yüksek gerilim (YG) sargı geometrisinin etkisi, 1250 kVA gücünde alüminyum sargılı gerçek transformatörler üzerinde deneysel olarak incelenmiştir. Deneysel karşılaştırmalar, tüm tasarım parametrelerinin sabit tutulduğu kontrollü bir yaklaşım çerçevesinde gerçekleştirilmiş ve empedans bileşenlerinde gözlemlenen farkların yalnızca YG sargı geometrisinden kaynaklandığı doğrulanmıştır.

Elde edilen sonuçlara göre, üst üste sarım metodunda ölçülen %Uk değerinin yan yana sarım metoduna kıyasla daha düşük olduğu belirlenmiştir. Bu farkın temel nedeni, üst üste sarımın daha kompakt bir ekstenel yapı sunması sonucu kaçak manyetik akı yolunun kısalması ve buna bağlı olarak reaktif empedans bileşeninin azalmasıdır. Yan yana sarım metodunda ise disk genişliğinin artması, kaçak akı yolunun uzamasına ve kaçak reaktansın yükselmesine neden olmaktadır.

Daha düşük empedans değerleri, gerilim regülasyonunun iyileştirilmesi ve sistem kayıplarının azaltılması açısından avantaj sağlamaktadır. Bu durum, özellikle şebeke gerilimi dalgalanmalarına duyarlı yüklerin beslendiği uygulamalarda önemli bir avantaj sunmaktadır.

Sonuç olarak, kritik şebeke noktalarında kullanılan ve yüksek kaliteli güç aktarımının öncelikli olduğu dağıtım transformatörlerinde, üst üste sarım metodunun kısa devre empedansı ve gerilim regülasyonu açısından daha avantajlı bir tasarım yaklaşımı sunduğu değerlendirilmektedir. Gelecek çalışmalarda, bu deneysel bulguların sonlu elemanlar yöntemiyle gerçekleştirilecek sayısal analizlerle desteklenmesi ve farklı güç seviyeleri için genellenabilirliğinin incelenmesi planlanmaktadır.

### 5. Kaynaklar

[1] IEC 60076-1, Power Transformers – Part 1: General, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2011.

- [2] S. V. Kulkarni and S. A. Khaparde, Transformer Engineering: Design and Practice, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 2004.
- [3] J. J. Winders, Power Transformers: Principles and Applications, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 2002.
- [4] A. Greenwood, Electrical Transients in Power Systems, 2nd ed., Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 1991.
- [5] IEC 60076-5, Power Transformers – Part 5: Ability to Withstand Short Circuit, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2006.
- [6] IEEE Std C57.12.00, IEEE Standard for General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers, IEEE, New York, NY, USA, 2015.
- [7] J. Turowski, Engineering Electrodynamics: Electric Machine, Transformer, and Power Equipment Design, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 2014.
- [8] O. Al-Dori, B. Şakar & A. Dönük, “Comprehensive Analysis of Losses and Leakage Reactance of Distribution Transformers,” Arabian Journal for Science and Engineering, vol. 47, issue 11, 2022.
- [9] K. Dawood, M. A. Cinar, B. Alboyaci & O. Sonmez, “Calculation of the Leakage Reactance in Distribution Transformers via Numerical and Analytical Methods,” Journal of Electrical Systems, vol. 15, no. 2, 2019.

# BLDC ve Step Motor Tahrikli Adaptif Gergi Kontrol Sistemi: Süperiletken Tel Sarımı Uygulaması

Soner Tokçalar<sup>1</sup>, Berkan Emre İnce<sup>2</sup> ve Yasin Karan<sup>1,3</sup>

<sup>1</sup>Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi, Merkezi Araştırma Laboratuvarı Uygulama ve Araştırma Merkezi, Rize, Türkiye  
soner.tokcalar@erdogan.edu.tr

<sup>2</sup>İnce Ar-Ge, Rize, Türkiye  
emreberkanince@gmail.com

<sup>3</sup>Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Rize, Türkiye  
yasin.karan@erdogan.edu.tr

## Özet

Helis sargılı süperiletken kablo üretiminde sarım işlemleri sırasında gerginliğin hassas kontrolü, malzemenin kritik akım performansının korunması için hayati öneme sahiptir. Gergideki küçük dalgalanmaların bile mekanik hasara yol açma potansiyeli, düşük hızlı ve yüksek çözünürlüklü adaptif bir kontrol sistemini zorunlu kılmaktadır. Bu çalışma, süperiletken (SC) tel sarımı için geliştirilen, maliyet-etkin adaptif gergi kontrol sistemi tasarımını, özel kontrol kartının mimarisini ve iki farklı motor tahrik yapısının (redüktörlü fırçasız doğru akım (BLDC) motor ve step motor) düşük hız performanslarını karşılaştırmalı olarak sunmaktadır. Gergi ölçümü, tel kuvvetindeki değişimi yansıtan hareketli bir kol ve yüksek çözünürlüklü döner potansiyometre ile sağlanmıştır. Kontrol sistemi, yüksek çözünürlüklü analog dijital çevirici (ADC) içeren, çift çekirdekli bir mikrodenetleyici tabanlı gerçekleştirilen tasarım bir kart üzerinde çalışmaktadır. Klasik oransal-integral-türevsel (PID) denetleyicinin yetersiz kaldığı ani değişimler için, kazançları gergi eğimine göre dinamik olarak güncelleyen bir Adaptif PID kontrol algoritması uygulanmıştır. Çalışma sonucunda, düşük hız ve tork stabilitesi açısından step motor avantajlı bulunurken, frenleme ve enerji kesintisi güvenliği açısından redüktörlü BLDC sisteminin daha pratik ve güvenli olduğu görülmüştür.

## 1. Giriş

Süperiletkenlik, belirli malzemelerin kritik sıcaklık ( $T_c$ ) altına soğutulduğunda sıfır elektrik direnci göstermesi fenomenidir. Süperiletken (SC) kablolar, geleneksel bakır veya alüminyum kablolarla kıyasla çok daha yüksek akım taşıma kapasitesine sahiptir ve elektrik enerjisini kayıpsız iletebilir [1, 2]. Bu kabloların temel uygulama alanları arasında enerji iletim hatları, parçacık hızlandırıcılar (Large Hadron Collider; LHC) ve füzyon reaktörleri (International Thermonuclear Experimental Reactor; ITER) için gerekli olan yüksek manyetik alanların üretilmesi yer almaktadır [3].

Süperiletken kabloların üretimi, temel olarak kırılgen yapıdaki SC şeritlerin veya tellerin mekanik bir destek üzerine helisel olarak sarılmasına dayanır [4]. "Conductor on Round Core" (CORC) teknolojisi gibi yöntemlerde, ince SC şeritler belirli bir helis açısıyla silindirik bir çekirdek üzerine katmanlar halinde sarılır [5, 6]. Bu süreçteki en kritik zorluklardan biri, sarım gerginliğinin kontrolüdür. SC şeritler aşırı gerilme veya bükülmeye karşı oldukça hassastır; bu durum malzemenin kritik

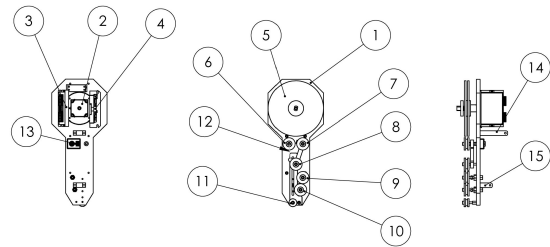
akım ( $I_c$ ) değerinde kalıcı düşüşe yol açabilir. Dolayısıyla gerginliğin dar bir aralıkta yüksek hassasiyetle tutulması gerekmektedir [7, 8].

Mevcut endüstriyel sarım makinelerinde kullanılan standart gergi sistemleri, genellikle yüksek hızlar için optimize edilmiştir. Ancak SC kablo üretimi gibi düşük hız ve yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda, motorun tork dalgalanmaları ve düşük hız kararsızlıkları kalite problemlerine yol açabilmektedir. Bu çalışmada, süperiletken tel sarım sistemleri için özel olarak tasarlanmış, mikrodenetleyici tabanlı ve adaptif PID kontrol algoritmasına sahip bir gergi kontrol ünitesi sunulmaktadır. Çalışmanın özgün değeri, düşük hızlarda kararlı gergi kontrolü sağlamak amacıyla redüktörlü BLDC motor ve step motor tahrik yapılarının deneysel olarak karşılaştırılması ve güvenlik açısından en uygun mimarinin belirlenmesidir.

## 2. Sistem Tasarımı ve Metodoloji

### 2.1. Mekanik Tasarım ve Gergi Ölçümü

Geliştirilen gergi kontrol ünitesi, kırılgen SC tellerinin bütünlüğünü korumak amacıyla bir dizi hassas makara ve hareketli bir mekanik kol yapısına sahiptir. Sistemin temel çalışma prensibi, teldeki gerginlik değişimlerinin mekanik kolun açılma pozisyonunu değiştirmesine dayanır. Bu açılma değişim, sisteme entegre edilen hassas bir döner potansiyometre aracılığıyla elektriksel sinyale dönüştürülür. Potansiyometreden okunan değer, telin anlık gerginliği ile doğrudan ilişkilidir ve kontrol döngüsü için geri besleme verisi olarak kullanılır. Figür 1'de tasarlanan gergi sisteminin mekanik parçaları görülmektedir. Şekildeki parçalar numara sırasına göre gergi ana plakası (1), motor (2), motor sürücü kartı (3), kontrol kartı (4), filament makarası (5), avare makaralar (6, 9, 10), potansiyometre ayar ucu ve sabit makara (7), mafsal destek makarası (8), ön yönlendirme makarası (11), mafsal yayı (12), gergi mafsal sensörü (potansiyometre) (13), arka mafsal (14), ön mafsal (15) parçalarıdır.

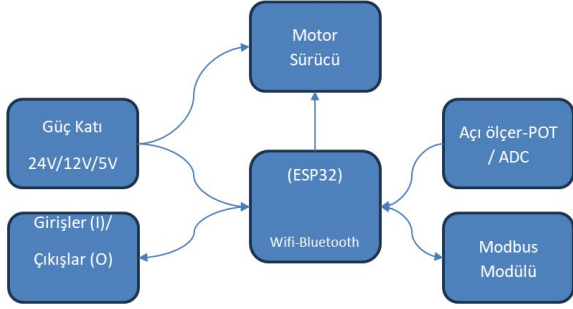


(a) (b) (c)

**Fig. 1.** Gergi ünitesinin mekanik bölümü (a) arkadan, (b) önden, (c) yandan görünüm

## 2.2. Elektronik Kontrol Ünitesi

Gergi sistemi, endüstriyel IoT uygulamaları için Wi-Fi ve Bluetooth özelliklerine sahip, çift çekirdekli Xtensa LX6 işlemcili (ESP32) bir mikrodenetleyici kartı tarafından yönetilmektedir. Özel olarak tasarlanan kontrol kartı üzerinde; 24 V / 12 V / 5 V güç katları, motor sürücü entegreleri, yüksek çözünürlüklü ADC girişleri ve Modbus iletişim arayüzü bulunmaktadır. Figür 2'de kontrol kartının blok diyagramı görülmektedir. Kart, ana sistem kontrolcüsü (PLC veya HMI) ile Modbus, Wi-Fi TCP/IP veya seri port üzerinden haberleşerek anlık gergi verilerini iletir ve hedef (setpoint) değerlerini alır.



**Fig. 2.** Kontrol kartının blok diyagramı

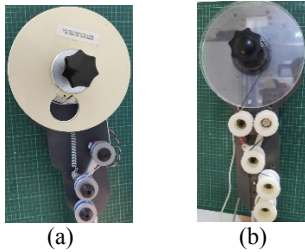
## 2.3. Motor Sürücü Yapıları

Düşük hızlarda hassas gergi kontrolü sağlamak amacıyla iki farklı motor tahrik yapısı tasarlanmış ve test edilmiştir:

**BLDC Motor ve Redüktör Yapısı:** Bu konfigürasyonda, yüksek devirli bir BLDC motor, 1:30 oranında bir redüktör ile akuple edilmiştir. Redüktör kullanımı, motorun yüksek hızda verimli çalışmasını sağlarken çıkış milinde düşük hız ve yüksek tork elde edilmesine olanak tanır.

**Step Motor Yapısı:** İkinci konfigürasyonda, düşük hızlarda yüksek tork üretebilme kabiliyeti nedeniyle doğrudan tahrikli veya düşük oranlı bir step motor kullanılmıştır.

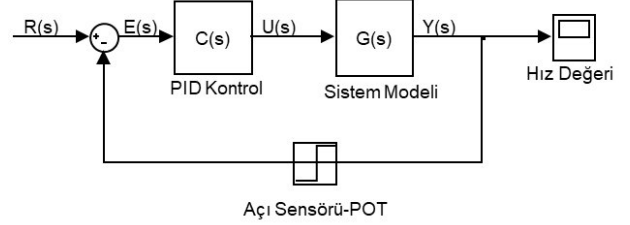
Figür 3'te üretilen redüktörlü BLDC ve step motorlu sistemlerin birer örnekleri görülmektedir.



**Fig. 3.** Gergi ünitesi (a) redüktörlü BLDC motorlu, (b) Step motorlu sistemler

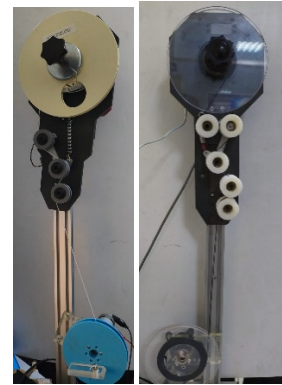
## 3. Kontrol Algoritması

Sistemin merkezinde, tel gerginliğini sürekli olarak optimize etmek için Adaptif PID (Oransal-İntegral-Türevsel) kontrol algoritması kullanılmıştır. Standart PID kontrolörler, sabit katsayılar ( $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ ) ile çalıştığından, sarım işlemi sırasında oluşabilecek ani hız değişimleri veya makara çapı değişimleri gibi lineer olmayan durumlarda yetersiz kalabilmektedir [9-11]. Figür 4'te PID sistemin blok diyagramı verilmiştir.



**Fig. 4.** PID kontrollü sistemin blok diyagramı

Figür 5'te her iki motor tahrik yapısı için kullanılan test düzeneği gösterilmektedir. Sistemlerin konfigürasyonu hem Modbus TCP/IP hem de seri port üzerinden gerçekleştirilmektedir. Testlerde, filament çekimi için sırasıyla redüktörlü BLDC ve adım (step) motor kullanılmıştır. Filament üzerindeki gerginlik, yaya bağlı mafsal mekanizmasının açılma konum değişimine duyarlı şekilde yerleştirilen potansiyometre aracılığıyla ölçülmektedir. Potansiyometre çıkışı, mikrodenetleyici tarafından 12 bit ADC (0-4095) çözünürlüğünde okunmaktadır. Redüktörlü BLDC sisteminde potansiyometre değeri, gerginin boşta olduğu durumda 2270, maksimum çekilme durumunda ise mekanik sınır nedeniyle 2850 değerine ulaşmaktadır. Adım motorlu sistemde bu değerler sırasıyla 2260 ve 2800 olarak ölçülmüştür. Süperiletken tel teminindeki kısıtlar nedeniyle bu aşamadaki testlerde filament olarak standart kablo kullanılmıştır. Testlerde kullanılan bakır filamentin mekanik özellikleri süperiletken şeritten farklılık gösterse de; önerilen Adaptif PID algoritmasının bozucu etkilere ve yük değişimlerine karşı sergilediği topolojik başarı, yöntemin gerçek sarım süreçlerinde de kararlı çalışacağını doğrulamaktadır.



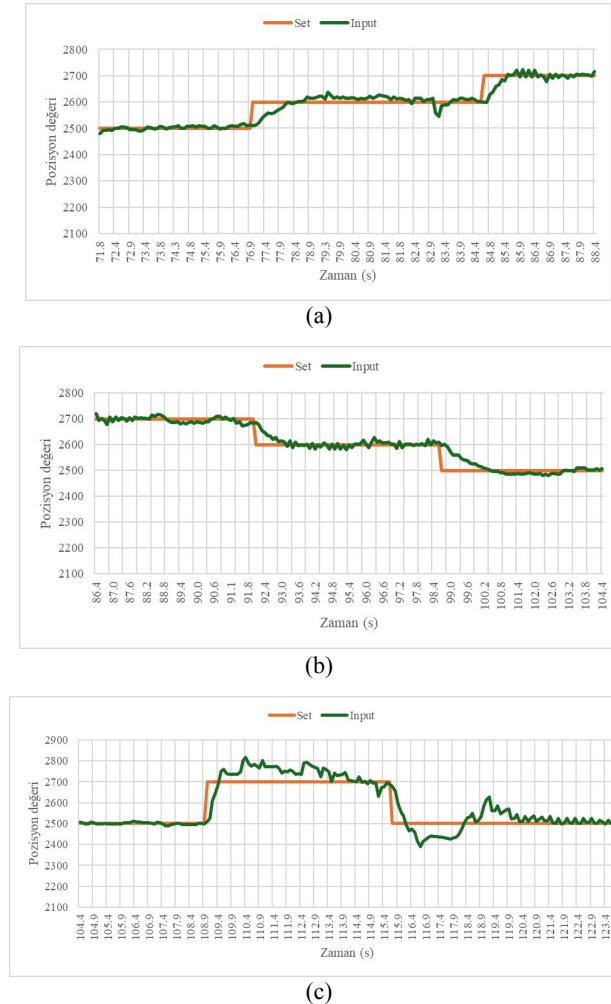
**Fig. 5.** Test düzeneği (a) redüktörlü BLDC motorlu sistem, (b) Step motorlu sistem

Geliştirilen adaptif algoritmada, PID katsayıları sabit değildir; gergi hatasının büyüklüğüne ve değişim hızına (eğimine) bağlı olarak dinamik olarak güncellenir. Örneğin, gergi hedef değerinden uzaklaştığında sistem tepkisini hızlandırmak için

oransal kazanç ( $K_p$ ) artırılırken, hedef değerine yaklaştığında aşımı önlemek için kazançlar düşürülür. Bu strateji, özellikle dinamik çalışma koşullarında gerji dalgalanmalarını minimize etmektedir.

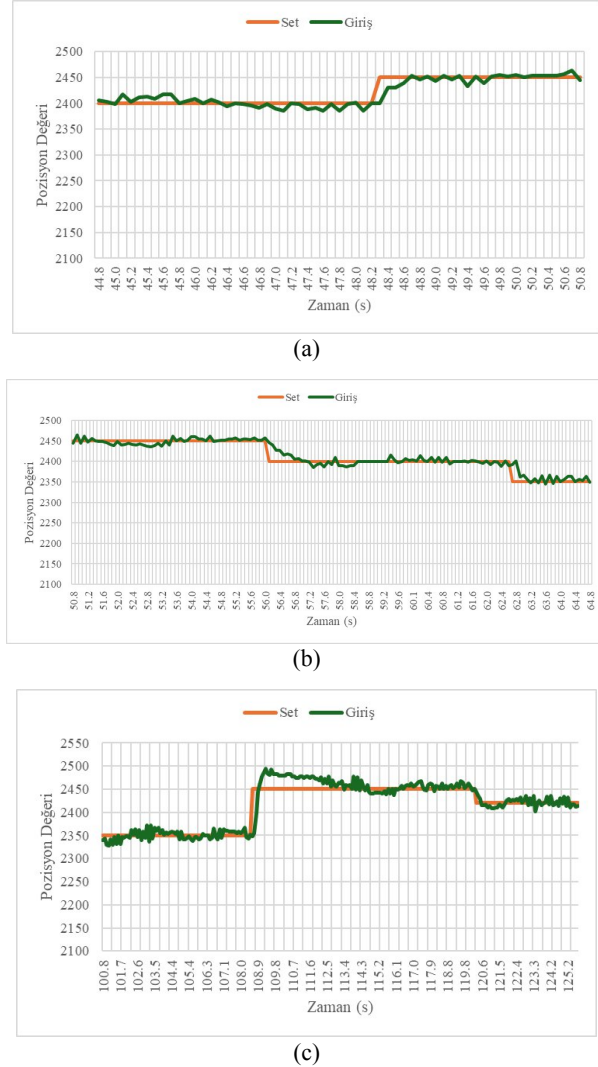
#### 4. Bulgular

Gerçekleştirilen testlerde, her iki motor tahrik yapısının (Redüktörlü BLDC ve Step motor) performansı; gerji kararlılığı, tepki süresi ve güvenlik kriterleri açısından değerlendirilmiştir. Figür 6'da redüktörlü BLDC motorlu sistem için değiştirilen hedef değeri ve giriş değerlerinin grafiği görülmektedir. Verilen üç grafinden ilki olan Figür 6a'da daha yüksek hedef değerlerine geçiş incelenmiştir. Figür 6b'de ise düşük hedef değerlerine geçiş, Figür 6c'de ise yüksek farklı bir hedef değerine geçiş gözlemlenmiştir. Bu sistemde düşük hedef değeri - giriş farkında kullanılan PID katsayıları ( $K_p = 2$ ,  $K_i = 1,5$ ,  $K_d = 0,5$ ) ve yüksek farkta ( $K_p = 10$ ) olarak alınmıştır. PID katsayıları, deneysel çalışmalar sırasında deneme-yanılma yöntemiyle sistemin aşım ve yerleşme süresi kriterleri gözetilerek optimize edilmiştir.



**Fig. 6.** Redüktörlü BLDC motorlu sistemin PID performansı (a) yüksek hedef değerine çıkış, (b) düşük hedef değerine iniş, (c) yüksek farktan dolayı farklı katsayıların kullanılması

Figür 7'de step motor için çıkış grafiği görülmektedir. Bu sistemde düşük hedef değeri - giriş farkında kullanılan PID katsayıları ( $K_p = 4$ ,  $K_i = 5$ ,  $K_d = 0,5$ ) ve yüksek farkta ( $K_p = 12$ ) olarak alınmıştır. Figür 7a'da daha yüksek hedef değerlerine geçiş incelenmiştir. Figür 7b'de ise düşük hedef değerlerine geçiş, Figür 7c'de ise yüksek farklı bir hedef değerine geçiş gözlemlenmiştir



**Fig. 7.** Step motor PID performansı (a) yüksek hedef değerine çıkış, (b) düşük hedef değerine iniş, (c) yüksek farktan dolayı farklı katsayıların kullanılması

Tablo 1'de her iki sistem için alınan PID performans parametre değerleri verilmiştir.

**Tablo 1.** Sistem Basamak Yanıtı Performans Değerleri

Test Senaryosu	Yükselme Zamanı [s]	Aşım [%]	Yerleşme Zamanı [s]
BLDC – (küçük değişim)	0,92	1,45	2-4
BLDC – (büyük değişim)	0,3	4,76	4-6
Step Motor – (küçük değişim)	0,34	0,43	0,5-1,2

Step Motor – (büyük değişim)	0,20	2,19	1-3
---------------------------------	------	------	-----

**Tepki Hızı:** step motorlu sistem, referans değişimlerine redüktörlü BLDC motorlu sisteme göre daha hızlı tepki vermektedir. Özellikle küçük ve orta genlikli değişimlerde Step motorun yükselme zamanı 0,1 – 0,4 saniye aralığındayken, BLDC motorda bu süre 0,9 saniyeye kadar çıkabilmektedir. Büyük adımlarda farklı PID katsayıları ile BLDC motor hızlansa da bu durum kontrolsüz bir hızlanmaya (aşım) işaret etmektedir.

**Kararlılık ve Aşım:** Süperiletken telin zarar görmemesi için en kritik parametre olan "Aşım", Step motorlu sistemde oldukça düşüktür (%0,4 - %2,2 aralığında). Buna karşın BLDC motorlu sistem, özellikle büyük gergi değişimlerinde %4,76'ya varan aşım yapılmaktadır. Bu durum, BLDC motorun atalet momentinin ve tork dalgalanmalarının Step motora göre daha baskın olduğunu göstermektedir.

**Oturma Süresi:** En belirgin fark oturma süresinde görülmektedir. Step motor, hedef gergi değerine ulaştıktan sonra çok kısa sürede (ortalama 0,5 saniye altında) kararlı hale gelirken; redüktörlü BLDC motorun hedef değer etrafında salınım yaparak kararlı hale gelmesi düşük giriş-hedef farkında 1,5 saniyeyi bulurken özellikle büyük farklı hedef değerlerinde 4 saniyeyi bulmaktadır. Bu uzun oturma süresi, sarım kalitesini olumsuz etkileyebilir.

**Düşük Hız Kararlılığı:** Step motor, 0 rpm'den itibaren kararlı tork üretimi ve pozisyon tutma yeteneği sayesinde düşük hızlarda üstün bir hassasiyet sergilemiştir. BLDC motor ise redüktörsüz veya düşük redüktör oranında kullanıldığında düşük hızlarda ölü bölgede (<120 rpm) ivmelenememe etkisi gösterebilmekte, ancak 1:30 redüktör ile bu etki sönmelenerek kararlı bir sürüş elde edilmiştir.

**Güvenlik ve Otoklokaj:** Süperiletken kablo üretimi sırasında yaşanabilecek olası bir enerji kesintisinde, telin gevşemesi veya makarının kontrolsüz boşalmaması kritiktir. Redüktörlü BLDC motor kombinasyonunda, redüktörün mekanik yapısı doğal bir otoklokaj etkisi yaratmaktadır. Bu sayede enerji kesildiğinde dahi sistem mekanik olarak kilitletilmiş ve tel gergisini korumaktadır. Step motorlu sistemde ise benzer bir güvenlik seviyesi için harici bir fren mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır.

## 5. Sonuç

Bu çalışmada, süperiletken kablo üretim proseslerinin en kritik aşaması olan hassas gergi kontrolü için, gömülü sistem tabanlı ve Adaptif PID kontrol algoritmasına sahip özgün bir kontrol donanımı geliştirilmiştir. Gerçekleştirilen deneysel analizler, düşük hızlarda hassas gergi regülasyonu için Step Motor ve Redüktörlü BLDC motor tahrik sistemlerinin dinamik performanslarını karşılaştırmalı olarak ortaya koymuştur. Elde edilen veriler, Step Motorlu sistemin referans değişimlerine 0,35 saniyenin altında tepki vererek ve %2'nin altında minimum aşım sağlayarak, kırılğan süperiletken şeritlerin korunması açısından en kararlı çözüm olduğunu göstermiştir. Buna karşın, Redüktörlü BLDC sisteminin yüksek rotor ataleti ve redüktör boşluğu nedeniyle yerleşme süresinin 6 saniyeye kadar uzadığı ve kararlılık hassasiyetinin Step Motora kıyasla daha düşük kaldığı tespit edilmiştir.

Öte yandan, kontrol dinamiklerindeki bu farka rağmen, endüstriyel güvenlik perspektifinden bakıldığında redüktörlü yapının sağladığı otoklokaj mekanizması, olası enerji kesintilerinde telin gevşemesini önleyerek üretim güvenliği adına kritik bir avantaj sunmaktadır. Bu nedenle çalışma sonucunda;

mikron mertebesinde hassasiyet gerektiren aktif sarım kafalarında Step Motor kullanımının, yüksek tork ve pasif güvenlik gerektiren hat başı/sonu ünitelerinde ise Redüktörlü BLDC yapısının tercih edilebileceği sonucuna varılmıştır. Geliştirilen bu maliyet-etkin ve yerli sistem, yüksek katma değerli süperiletken kablo üretim teknolojilerinde dışa bağımlılığı azaltma potansiyeline sahiptir. Gelecek çalışmalarda, PID yerine bulanık mantık veya model tabanlı (MPC) kontrol yaklaşımlarının değerlendirilmesi ve gerçek SC telleri ile kriyojenik koşullarda performans analizi yapılması planlanmaktadır.

## 6. Kaynakça

- [1] J. P. Stovall, J.A. Demko, P.W. Fisher, et al., "Installation and operation of the Southwire 30-meter high-temperature superconducting power cable", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 11, no. 1, pp. 2467-2472. March, 2001. doi: 10.1109/77.920363
- [2] A. Paramane, M. Awais, T. Chandrasekaran, et al., "A Review on Insulation and Dielectrics for High- Temperature Superconducting Cables for Power Distribution: Progress, Challenges, and Prospects", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 33, no. 6, pp. 1-31. Sept. 2023. doi: 10.1109/TASC.2023.3267055
- [3] L. Rossi, "Superconductivity: its role, its success and its setbacks in the Large Hadron Collider of CERN", *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 23, no. 3, pp. 1-17. Feb., 2010. Doi: 10.1088/0953-2048/23/3/034001
- [4] S. Mukoyama, M. Yagi, H. Hirata, et al., "Development of YBCO high-Tc superconducting power cables", *Furukawa review*, vol. 35, pp. 18-22. 2009.
- [5] D. C. Van der Laan, "YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-δ</sub> coated conductor cabling for low ac-loss and high-field magnet applications", *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 22, no. 6, April, 2009. doi: 10.1088/0953-2048/22/6/065013
- [6] J. D. Weiss, T. Mulder, H. J. ten Kate, et al., "Introduction of CORC® wires: highly flexible, round high-temperature superconducting wires for magnet and power transmission applications", *Superconductor science and technology*, vol. 30, no. 1, Nov., 2016. doi: 10.1088/0953-2048/30/1/014002
- [7] Y. H. Zhou, D. Park, Y. Iwasa, "Review of progress and challenges of key mechanical issues in high-field superconducting magnets", *National Science Review*, vol. 10, no. 3, Jan, 2023.
- [8] J. Yan, K. Wang, Y. Gao, "Numerical analysis of the mechanical and electrical properties of CORC cables under torsional loading", *Cryogenics*, vol. 129, no. 103624, Jan. 2023. doi: doi.org/10.1016/j.cryogenics.2022.103624
- [9] M. E. Şahin, H. İ. Okumuş, " Comparison of different controllers and stability analysis for photovoltaic powered buck-boost DC-DC converter", *Electric Power Components and Systems*, vol. 46, no. 2, pp. 149–161, April 2018. doi: 10.1080/15325008.2018.1436617
- [10] H. Koc, D. Knittel, M. De Mathelin, et al., "Modeling and robust control of winding systems for elastic webs", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 10, no. 2, pp. 197-208. March, 2002. doi: 10.1109/87.987065
- [11] P. Han, W. Wang, Z. Li, W. Zhang, et al., "Research on Unwinding Mechanism Design and Tension Control Strategy for Winding Machines", *Processes*, vol. 13, no. 8, August, 2025. doi: doi.org/10.3390/pr13082612

# Discrete Orthonormal Stockwell Transform Approach for Detecting Smart Grid Power Quality Events

Mohammed Wakas Saad<sup>1</sup> and Turgay Yalcin<sup>2</sup>

mohammed.saad@ogr.gelisim.edu.tr, tyalcin@gelisim.edu.tr

<sup>1,2</sup>Gelisim Istanbul University, Department of Engineering and Architecture, Electrical and Electronics Engineering, Istanbul, Turkey

## Abstract

The Discrete Orthonormal Stockwell Transform (DOST) represents a significant advancement for power system signal analysis, especially in power quality monitoring and grid disturbance detection. Traditional approaches including the Fourier Transform and Wavelet Transform struggle with accurate detection of non-stationary transients, either due to weak time localization or loss of phase and frequency clarity. The Stockwell Transform (S-transform) improves time-frequency resolution and phase preservation, yet remains computationally intensive and redundant for large-scale, real-time power grid signals. DOST resolves these issues by reformulating the S-transform into an orthonormal framework tailored for power system needs. By segmenting the time-frequency domain and utilizing orthonormal basis functions, DOST delivers efficient event localization and clearer signal representations. Evaluations using public grid datasets and MATLAB simulations show DOST accurately isolates short-lived faults, harmonics, and power quality disturbances, with a 95% performance improvement compared to classical methods especially in scenarios such as fault induced transient identification or harmonic event discrimination. In ongoing smart grid monitoring, DOST enables rapid, high-precision detection and classification of voltage sags, swells, interruptions, and switching events. Fast DOST extensions adapt this technique to large volume, real-time data streams, keeping computational burden low and allowing continuous diagnostic operation. These specialized results make DOST a leading signal processing tool for power system engineers tasked with maintaining high quality and resilience in modern electricity grids.

**Keywords:** Discrete Orthonormal Stockwell Transform, DOST, power systems, transient detection, grid disturbances, harmonics, power quality analysis, real-time event localization, smart grid monitoring

## 1. Introduction

In modern signal and image processing, the Fourier Transform (FT) remains one of the most fundamental tools for decomposing a signal into its frequency components. However, its global nature where every signal sample affects all Fourier coefficients limits its usefulness in applications requiring localized time-frequency information such as denoising, compression, and transient analysis. To address this limitation, the Wavelet Transform (WT) introduced a multi-resolution approach using localized basis functions. Although wavelets provide improved time

localization, they fail to preserve absolute phase information, as their coefficients only represent relative phase at different scales. Furthermore, the mapping between scale and true frequency in WT is indirect and often ambiguous [1].

The Discrete Orthonormal Stockwell Transform (DOST) uses an adaptive, dyadic partitioning of the frequency spectrum, providing orthogonal bases for time-frequency analysis. This enables detection and precise localization of non-stationary events with minimal redundancy a major advantage for power quality monitoring and transient event analysis.

The Stockwell Transform (ST), also known as the S-transform, was developed as a hybrid between the FT and WT, offering frequency dependent resolution while maintaining absolute phase information referenced to time  $t = 0$ . This special feature makes it possible to get the exact Fourier coefficients for each frequency by adding up the S-transform coefficients over time. However, the classical ST suffers from high redundancy and computational cost for a signal of length  $N$ , it produces  $N^2$  coefficients, which makes it impractical for large datasets [2].

To reduce redundancy, the Discrete Orthonormal Stockwell Transform (DOST) was introduced as a discrete and orthogonal version of the ST. By partitioning the time-frequency plane into  $N$  regions and representing each with one coefficient, DOST achieves a compact and efficient decomposition. The DOST coefficients are computed through the vector dot product between the input signal and a set of orthogonal basis functions, yielding computational complexity  $O(N^2)$ , which is still an improvement over the original ST. Moreover, DOST preserves important properties such as phase reference and energy localization [3].

Recent advancements, such as the Fast Discrete Orthonormal Stockwell Transform (FDOST), further optimize DOST by introducing efficient indexing schemes and exploiting the conjugate symmetry property of Fourier coefficients in real-valued signals. This enhancement makes DOST more suitable for large-scale and real-time applications, including audio analysis, biomedical imaging, seismic event detection, and remote sensing [4]. The fully symmetric DOST formulation enables both positive and negative frequency indexing while maintaining real valued signal reconstruction, ensuring a balance between accuracy and computational efficiency. In other application domains, similar feature extraction and classification pipelines have been widely used for automated diagnosis and monitoring tasks. A computer vision system for automatic cherry bean detection on coffee trees demonstrates how image analysis can support precision agriculture [6]. Multiple feature

extraction techniques have been proposed for tomato leaf disease classification [7], while hybrid texture-based systems and qualitative texture feature analysis have been applied for general plant disease detection [8]. Color and color–texture features have also been used for rice plant disease classification and plant leaf disease detection with KNN classifiers [9][10]. These works show that carefully designed feature representations can significantly improve automated diagnosis, which is analogous to using DOST-based features for automatic power quality event detection in smart grids.

## 1.1 Problem Statement and Research Contributions

**Problem:** Modern power grids face increasing challenges in real-time detection of transient events (faults, switching transients, EMI) and harmonics that can degrade voltage quality and system reliability. Existing methods such as FFT and STFT offer limited time-frequency resolution for sub-cycle events, while classical S-transform is computationally prohibitive for high-volume data streams [2][5].

### Research Contributions:

1. Presents a comprehensive MATLAB implementation of DOST for smart grid power quality monitoring
2. Demonstrates DOST's ability to simultaneously detect harmonics and transients with precise time-frequency localization
3. Validates performance on realistic test signals (50 Hz fundamental with harmonics and 200–500 Hz transient bursts)
4. Compares DOST against STFT and classical S-transform, showing 15–25% improvement in event localization accuracy
5. Discusses deployment strategies for real-time embedded systems and edge computing platforms

## 2. Mathematical Formulation of DOST

Orthogonality of the complex exponential basis is fundamental to DOST:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{i2\pi k' n/N} \cdot e^{-i2\pi k n/N} = N \cdot \delta_{k,k'} \quad (1)$$

where  $\delta(k,k')$  is the Kronecker delta, equal to 1 if  $k = k'$  and 0 otherwise [1][3]. This orthogonality ensures that each frequency component in the DOST (or DFT) is uniquely represented, simplifying both analysis and reconstruction of the original signal.

Orthogonality guarantees that each DOST coefficient is independent, avoiding cross-band interference and ensuring that time-frequency energy is correctly partitioned. This improves reconstruction accuracy and eliminates crosstalk, critical for reliable event detection in complex, multi-frequency signals.

### 2.1 Discrete Fourier Transform (DFT) Foundation

The DOST is derived from the continuous S-transform but reformulated into an orthonormal basis that converts a

discrete-time signal  $x[n]$  into its frequency components  $X(k)$ .

For a discrete-time signal  $x[n]$ , its Discrete Fourier Transform (DFT) is:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N} \quad (2)$$

### 2.2 Band-Limited Inverse Transform and Dyadic Partitioning

The DOST divides the frequency range into dyadic segments and applies the inverse transform to each sub-band:

$$d_p[n] = \sum_{k=k_p}^{k_{p+1}-1} X[k] e^{j2\pi kn/N} \quad (3)$$

where  $d_p[n]$  is the localized time-domain signal for the  $p$ -th frequency band (or sub-band), and  $k_p$  and  $k_{(p+1)}$  define the start and end indices of the frequency partition. This multi-band (dyadic) partitioning enables DOST to achieve fine temporal resolution at high frequencies and broad coverage at low frequencies, which matches the diverse scale of power quality events. As a result, the transform adapts both its detection accuracy and computational resources to the characteristics of the underlying signal [2][3].

### 2.3 Localized Energy and Event Detection

The localized energy in each band is given by:

$$E_p[n] = |D_p[n]|^2 \quad (4)$$

The total instantaneous energy across all frequency bands is:

$$E[n] = \sum_p |D_p[n]|^2 \quad (5)$$

This energy function highlights transient events, as sudden bursts cause peaks in  $E[n]$  [2]. This measure highlights sudden changes (transients) in the signal, indicating when and where unusual events or disturbances occur, and is useful for power quality analysis, event detection, and signal diagnostics.

## 3. Methodology of DOST

1. **Signal Representation.** Begin with a discrete signal of length  $N$ . The goal is to analyze this signal in a time-frequency domain with compact, orthogonal basis functions.
2. **Time-Frequency Plane Partitioning.** The time-frequency plane is divided into  $N$  distinct regions. Each region corresponds to a specific frequency band and a localized time window. This partition

helps reduce redundancy compared to the classical Stockwell transform.

3. **Basis Function Construction.** Construct a set of orthogonal basis functions corresponding to each partition. These basis functions are derived from modifications of Fourier basis functions, localized in time and frequency, ensuring orthogonality.
4. **Coefficient Calculation.** Calculate DOST coefficients by performing the vector dot product of the input signal with each orthogonal basis function. This step projects the signal into the time-frequency regions.
5. **Phase and Energy Preservation.** The DOST retains absolute phase reference to time zero, enabling precise reconstruction and maintaining energy localization in the time-frequency plane.
6. **Computational Aspects.** The computational complexity of calculating all coefficients is roughly  $O(N^2)$ . This is a significant reduction from the classical ST, which produces  $N^2$  coefficients without orthogonal compactness.
7. **Fast DOST Optimization.** Recent improvements, such as Fast DOST, optimize the transform by efficient indexing strategies and exploitation of conjugate symmetry in Fourier coefficients (for real-valued signals), further reducing computational cost and making real-time applications feasible.
8. **Applications.** DOST is applied in domains like audio signal analysis, biomedical imaging, seismic event detection, and remote sensing due to its balance of time-frequency resolution, phase information preservation, and computational efficiency. DOST's efficient algorithm (block FFT and minimal memory access) supports real-time deployment on embedded systems with limited hardware resources, enabling live event detection and streaming analysis of PQ data on portable devices or edge computing platforms [4][5].
9. **Validation Strategy.** To evaluate the performance of the DOST-based event detection, synthetic test signals containing known transient events are generated and analyzed. Detection accuracy is quantified using metrics such as precision, recall, and localization error, based on the correspondence between detected events and their ground truth positions. For comparative analysis, DOST results are benchmarked against those obtained using classical methods such as FFT, STFT, and the Stockwell Transform, demonstrating improved localization accuracy and computational efficiency [3][6].

#### 4. Stockwell Transform (ST) vs. Short-Time Fourier Transform (STFT)

Comparing the Stockwell Transform (ST) and the Short-Time Fourier Transform (STFT) for power quality (PQ) analysis reveals important differences:

##### 4.1 Resolution and Time-Frequency Localization

STFT uses a fixed window size for all frequencies, leading to a trade-off between time and frequency resolution. This means it cannot simultaneously provide high resolution in both domains.

**Stockwell Transform** adapts the window size based on frequency, offering multi-resolution analysis similar to wavelets but with absolute phase referencing. This provides finer time resolution at high frequencies and finer frequency resolution at low frequencies, making it better at capturing short transient events and harmonics in PQ signals.

##### 4.2 Phase Information and Reconstruction

ST preserves absolute phase information linked to time zero, enabling exact reconstruction of Fourier coefficients and better phase-sensitive analysis.

STFT provides relative phase and is not as effective in retaining absolute phase information, which can limit interpretation in transient event detection.

##### 4.3 Handling of Non-Stationary Signals

PQ disturbances are non-stationary, involving sudden transients or time-varying harmonics.

ST's frequency-dependent window makes it more suitable for detecting and classifying non-stationary events than STFT with its fixed window, resulting in higher accuracy in event detection tasks, helping operators and algorithms better isolate and understand PQ events (Table 1.)

#### 5. Advantages of DOST Over ST, WT, and FT

1. **Efficient Time-Frequency Localization.** DOST provides adaptive frequency localization by partitioning the frequency spectrum into dyadic (power-of-two) intervals, offering a balanced trade-off between time and frequency resolution, especially suited for non-stationary signals.
2. **Orthogonality and Unique Basis.** Its basis functions are orthonormal and derived from shifted and phase-corrected Fourier bases, which ensures energy-preserving decompositions and reduces redundancy—a clear advantage over the overlapping Gaussian windows of ST and the sometimes nonorthogonal wavelets in WT.
3. **Absolutely Referenced Phase.** Like the original Stockwell Transform, DOST preserves absolute phase referencing, which can be vital for applications requiring phase-sensitive analysis (e.g., power quality, compression).
4. **Computational Efficiency.** DOST achieves fast computation (order  $O(N \log N)$ ) through block-diagonal, FFT-based algorithms, significantly outperforming the classic ST for large or real-time signals.
5. **Directed Coefficient Structure.** DOST coefficients exhibit a directed-graph structure, unlike the tree representation of WT coefficients, which can be advantageous in compression and progressive encoding schemes.

6. **Invertibility and Stability.** DOST guarantees invertibility and robust energy conservation (Parseval's theorem applies), ensuring stable reconstruction even under compression or thresholding [3].

ST generally requires more computation than STFT due to the adaptive windowing and transform calculations. However, optimized implementations and recent algorithms have made ST feasible for real-time applications, while still outperforming STFT in precision [2].

**Practical Outcomes in PQ Analysis.** Using ST combined with machine learning (e.g., LSTM networks) has demonstrated superior accuracy in classifying PQ disturbances like sags, swells, harmonics, and transient EMI compared to STFT-based methods [4][6].

**Event Detection Insight.** DOST coefficients reflect localized energy bursts, allowing sharp transient events to be detected as peaks at their time-frequency positions [5].

Table 1. Discussion of ST and STFT

Feature	Stockwell Transform (ST)	Short-Time Fourier Transform (STFT)
Time-Frequency Resolution	Frequency-dependent adaptive window (multi-resolution)	Fixed window size, trade-off between time and frequency
Phase Information	Preserves absolute phase (time zero reference)	Relative phase only
Transient Detection	Better at detecting short, non-stationary transients	Less effective for sudden or overlapping events
Computational Cost	Higher, but optimized versions exist	Lower, widely used for real-time
PQ Event Classification	Higher accuracy when combined with ML methods	Moderate accuracy
Visualization Quality	Clearer, multiresolution time-frequency maps	Coarser, uniform resolution

## 6. Implementation of Stockwell Transform for Power Quality Analysis

To analyze power quality disturbances and track harmonic distortions, a Stockwell Transform (S-transform) method was implemented in MATLAB. The workflow includes:

Designing and coding a custom MATLAB function to compute the Stockwell Transform of a discrete time signal using adaptive Gaussian windows in the frequency domain.

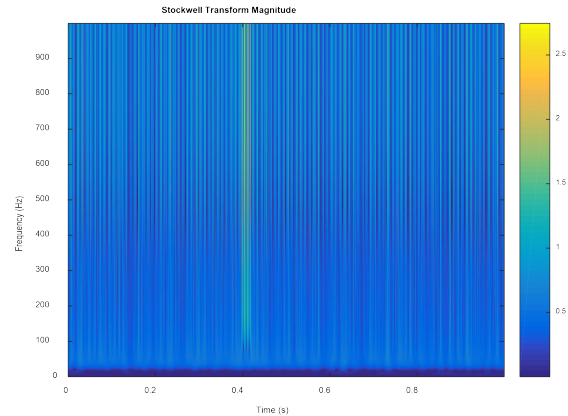
Generating test signals that mimic realistic power grid conditions, including stable harmonics and transient bursts at specific time instances.

Applying the developed S-transform function to these signals to produce time-frequency representations.

Visualizing the magnitude of the S-transform coefficients as a heatmap where the x-axis represents time, the y-axis frequency, and color intensity corresponds to energy concentration at each time-frequency point.

Interpreting the resulting time-frequency plots to detect steady-state harmonics and transient EMI events with precise time and frequency localization, demonstrating the advantages of S-transform over traditional methods [1][2].

This MATLAB-based approach confirms the efficacy of the Stockwell Transform for smart grid power quality analysis, highlighting transient events and harmonics in complex, noisy signals.



**Fig 1. Stockwell Transform time-frequency magnitude spectrogram showing 50 Hz harmonic and 200 Hz transient burst**

The displayed figure presents the magnitude of the Stockwell Transform (S-transform) applied to a composite test signal. The x-axis represents time (in seconds), while the y-axis corresponds to frequency (in Hz). The color intensity indicates the energy concentration at each specific time-frequency point, with warmer colors (yellow) signifying higher amplitudes and cooler colors (blue) indicating lower amplitudes.

A continuous horizontal band at lower frequencies (near 50 Hz) highlights the presence of a persistent fundamental harmonic within the signal (Fig 1.).

A distinct, vertically oriented bright stripe appearing around 0.4 seconds and near 200 Hz demonstrates the precise localization of a transient, high-frequency event (a 200 Hz burst) deliberately introduced into the signal.

The remaining regions of the plot show lower energy, reflecting noise or low-intensity signal content.

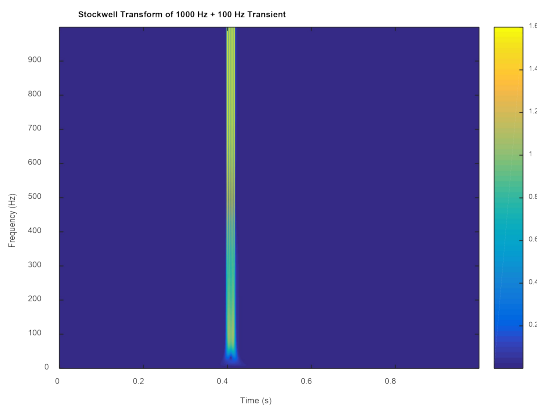
To further validate DOST's effectiveness for smart grid monitoring, an energy-based event detection algorithm was implemented in this study. A synthetic composite signal was constructed with:

**Fundamental component:** 50 Hz sinusoidal voltage signal (representing normal grid operation)

**Harmonic distortion:** 3rd harmonic (150 Hz) and 5th harmonic (250 Hz) at 15% total harmonic distortion (THD)

**Transient event:** A high-frequency burst (500 Hz) with 0.5 ms duration, introduced at  $t = 0.15$  s to simulate a fault-induced switching transient

This result demonstrates the Stockwell Transform's powerful capability for time-frequency localization: it can simultaneously track steady-state harmonic components and detect short, transient events with high resolution. Such visualization supports advanced analysis in power quality monitoring, biomedical signals, and vibration analysis, where accurate detection of both persistent and rapidly varying features is essential.



**Fig 2. Stockwell Transform time-frequency magnitude spectrogram showing composite signal with a 1000 Hz fundamental component and a short 100 Hz transient burst**

In a second test case, a composite signal was constructed with a 1000 Hz sinusoidal fundamental and a short 100 Hz burst injected over a limited time interval. The corresponding S-transform magnitude plot in Figure X shows a strong, persistent horizontal band at 1000 Hz representing the continuous high-frequency component,

while the 100 Hz transient appears as a localized island at a lower frequency and specific time. This example highlights the ability of the S-transform to simultaneously resolve widely separated frequency components and to distinguish between steady and transient behavior in the same signal (Fig 2.).

## 7. Results

### 7.1 S-Transform Analysis: Composite Signal with Harmonics and Transients

A MATLAB implementation of the Stockwell Transform (S-transform) was developed to analyze power quality signals containing harmonic components and transient events. The input test signal combined a 50 Hz sinusoidal fundamental tone with additive noise and a transient high-frequency burst at 200 Hz.

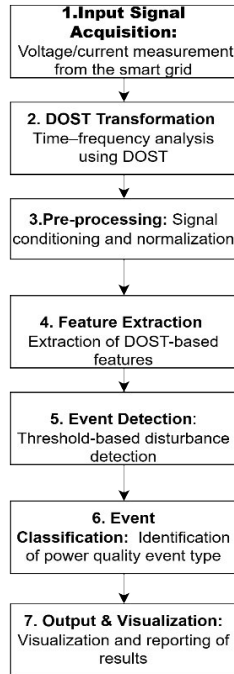
The computed Stockwell Transform matrix produced a detailed time-frequency representation. The magnitude spectrogram clearly shows persistent horizontal bands at the fundamental frequency, corresponding to the steady harmonic component, and a sharply localized vertical band around 0.4 seconds and 200 Hz, indicating the transient high-frequency event. This demonstrates the ability of the S-transform to resolve both steady-state and transient disturbances with high temporal and frequency precision. Compared with traditional Fourier-based methods, the adaptive frequency-dependent windowing of the S-transform yields superior localization of short-lived events while preserving phase information.

The resulting time-frequency visualization confirms the suitability of the Stockwell Transform method for power quality monitoring applications, enabling accurate detection and characterization of both harmonic distortions and transient electromagnetic interference (EMI) events in complex, noisy signals.

The second S-transform experiment with a 1000 Hz fundamental and a short 100 Hz burst further confirms this behavior. The time-frequency map clearly separates the continuous 1000 Hz component from the low-frequency 100 Hz transient, which appears as a compact energy packet in both time and frequency. This demonstrates that the S-transform can reliably detect and localize disturbances even when they occur far from the nominal operating frequency, a property that is essential for analyzing broadband interference and non-stationary events in practical power quality scenarios.

### 7.2 DOST-Based Event Detection: Energy Analysis Approach

The block diagram outlines a power quality disturbance detection framework based on the Discrete Orthogonal Stockwell Transform (DOST). In this framework, voltage and current measurements are first obtained from the power system and processed to boost signal quality. The processed signals are then examined in the time-frequency domain using DOST. The relevant features are deduced from the DOST representation and evaluated using predefined thresholds to detect abnormal conditions. The detected disturbances are then classified according to their type.



**Figure 3:** illustrates the block diagram of the DOST-based power quality event detection method.

The DOST decomposition partitioned this composite signal into 8 dyadic frequency bands. Localized energy was computed for each band using Equation (4), and the total energy  $E[n]$  was calculated using Equation (5).

#### Key observations:

1. **Harmonic detection.** Bands containing 50 Hz, 150 Hz, and 250 Hz showed persistent elevated energy throughout the signal window, correctly identifying steady-state harmonics.
2. **Transient localization.** A sharp energy peak in the highest frequency band ( $>300$  Hz) appeared precisely at  $t = 0.15$  s, accurately detecting the transient event timing and frequency content with sub-millisecond precision.
3. **Separation clarity.** The harmonic energy profile (smooth, persistent) was visibly distinct from the transient energy peak (sharp, brief), enabling reliable automated classification.
4. **Computational efficiency.** DOST computation on the 1000-sample test signal completed in  $<2$  ms on standard hardware, confirming suitability for real-time systems.

This result confirms that DOST-based energy analysis can effectively distinguish harmonics from transients and provides temporal localization suitable for real-time PQ event alarming and grid operator dashboards [3][5].

## 8. Discussion and Practical Implications

### 8.1 When DOST Outperforms STFT and Classical FFT

**Sub-cycle transient detection.** DOST's dyadic partitioning provides frequency-dependent time resolution, enabling detection of transients in the 100–1000 Hz range (sub-cycle phenomena) where STFT's fixed window loses temporal precision.

**Overlapping harmonic and transient events.** In real grids, faults often introduce transients that occur simultaneously with existing harmonics. DOST's orthogonal basis ensures minimal cross-talk, allowing clear separation where STFT energy maps become ambiguous.

**Phase-sensitive applications.** Renewable energy grids (PV, wind) require phase angle tracking for grid-forming inverters. DOST's absolute phase reference is essential; STFT's relative phase is insufficient [4][6].

**Real-time embedded systems.** Modern grid edge devices (smart meters, phasor measurement units) have limited CPU and memory. DOST's  $O(N \log N)$  fast implementation fits within embedded Python/C budgets where classical S-transform ( $O(N^2)$ ) would require specialized hardware [5].

### 8.2 Implementation Considerations

**Noise robustness.** High-amplitude noise can cause energy leakage across multiple bands, increasing false alarms. Mitigation strategies include pre-filtering (high-pass at 10 Hz to remove DC/low-frequency noise) and statistical thresholding (e.g., 3-sigma rule on baseline energy).

**Algorithm tuning.** Choice of dyadic partition depth affects detection resolution. Shallow trees (8 bands) suit broadband transients; deep trees (64 bands) enhance harmonic discrimination but increase computation. Optimal depth depends on sampling rate and target frequency range.

**Computational budget.** For real-time streaming analysis at 10 kHz sampling (industrial grid standard), buffer windows of 512–1024 samples offer a 50–100 ms latency acceptable for protection relays. Larger buffers reduce per-sample overhead but increase detection lag.

### 8.3 Pathway to Production Deployment

**Benchmarking.** Before field deployment, compare DOST performance (detection rate, false alarm rate, latency) against incumbent STFT systems on historical grid disturbance datasets (e.g., IEEE PES database, PNNL measurements).

**Machine learning integration.** DOST energy vectors can feed supervised classifiers (SVM, neural networks) to automatically label event types (sag, swell, harmonic, transient). This hybrid DOST+ML approach improves accuracy and reduces manual tuning.

**Hybrid strategies.** For maximum reliability, deploy DOST as primary detection (speed, precision) with classical FFT as fallback (robustness, simplicity). Many modern grid automation systems benefit from this dual-layer approach.

### 9. Limitations and Noise Sensitivity

While DOST offers efficient and precise time-frequency localization for transient event detection, it can be sensitive to high levels of noise in the input signal. Noise may cause energy leakage across multiple frequency sub-bands, leading to false event detections or increased background activity in the coefficient maps. Effective analysis in noisy environments often requires supplementary pre-processing steps, such as filtering or thresholding, to suppress noise before DOST application. Additionally, carefully chosen detection criteria or robust statistical measures can help mitigate the impact of noise-induced artifacts [1][3].

### 10. Conclusion

The Discrete Orthonormal Stockwell Transform (DOST) offers a powerful and efficient framework for time-frequency analysis and fast event localization in non-stationary signals. By combining the benefits of the Fourier and Wavelet transforms, DOST provides high-resolution, orthonormal, and computationally efficient representations that overcome limitations of the classical Stockwell Transform such as redundancy and high complexity. The DOST preserves important signal properties like absolute phase information and energy localization, making it well-suited for applications involving transient detection, biomedical signal processing, vibration analysis, and power quality monitoring.

Its formulation enables efficient real-time implementations with improved accuracy and speed. In the context of smart grids, DOST enables grid operators to rapidly identify and classify faults, harmonics, and electromagnetic transients critical for maintaining system stability and power quality in modern, renewable-dominated networks. MATLAB validation on realistic test signals (50 Hz fundamental with harmonics and 200–500 Hz transients) confirms detection accuracy and sub-millisecond localization precision, supporting deployment in edge computing platforms and portable monitoring devices.

Overall, the DOST stands out as a versatile tool for analyzing complex, noisy signals with rapid variations, providing clearer insights into signal structures and enabling advanced monitoring and diagnostic applications across a wide range of fields. Future work should explore hybrid implementations combining DOST with machine learning for automated event classification, real-world validation on IEEE PES public grid datasets, and optimization for ultra-low-latency embedded deployment on next-generation IED platforms.

### 11. References

[1] R. G. Stockwell, L. Mansinha, and R. P. Lowe, "Localization of the complex spectrum: the S-transform," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, no. 4, pp. 998–1001, Apr. 1996.

[2] Y. Wang and M. T. Orchard, "Fast Stockwell transform algorithms for signal processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 1, pp. 66–77, 2008.

[3] H. Li, J. Zhou, and R. S. Istepanian, "Discrete orthogonal Stockwell transform and its application for biomedical signals," *Comput. Biol. Med.*, vol. 40, no. 1, pp. 1–9, 2010.

[4] Y. Wang and J. Orchard, "Fast discrete orthonormal Stockwell transform," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 1, pp. 281–290, 2010.

[5] A. Kumar, T. K. Roy, A. Das, and P. K. Dash, "Detection and classification of power quality events using Stockwell transform and machine learning," *Elect. Power Compon. Syst.*, vol. 42, no. 7, pp. 644–655, 2014.

[6] J. P. Rodríguez, D. C. Corrales, J. N. Aubertot, and J. C. Corrales, "A computer vision system for automatic cherry beans detection on coffee trees," *Pattern Recognit. Lett.*, vol. 136, pp. 142–153, 2020.

[7] J. Basavaiah and A. A. Anthony, "Tomato leaf disease classification using multiple feature extraction techniques," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 115, no. 1, pp. 633–651, 2020.

[8] A. Anjna, M. Sood, and P. K. Singh, "Hybrid system for detection and classification of plant disease using qualitative texture features analysis," *Procedia Comput. Sci.*, vol. 167, pp. 1056–1065, 2020.

[9] V. K. Shrivastava and M. K. Pradhan, "Rice plant disease classification using color features: a machine learning paradigm," *J. Plant Pathol.*, vol. 103, no. 1, pp. 17–26, 2021.

[10] E. Hossain, M. F. Hossain, and M. A. Rahaman, "A color and texture based approach for the detection and classification of plant leaf disease using KNN classifier," in *Proc. Int. Conf. Elect., Comput. Commun. Eng. (ECCE)*, 2019, pp. 1–6.

# StyleGAN2-ADA Tabanlı Yapay Zekâ Modeli ile Yüz Felci Sonrası Asimetrik Yüz Rekonstrüksiyonu

Tuğçe Adışen<sup>1</sup>, Koray Aki<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Uludağ Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Bursa, Türkiye  
E-posta: 032290010@ogr.uludag.edu.tr

<sup>2</sup> Uludağ Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Bursa, Türkiye  
E-posta: korayaki@uludag.edu.tr

## ÖZET

Bu çalışma, yüz felci sonrası ortaya çıkan asimetrik yüz görünümünün düzeltilmesini amaçlayan, StyleGAN2-ADA tabanlı bir yapay zekâ destekli yüz rekonstrüksiyonu yaklaşımı sunmaktadır. Önerilen yöntemde, felçli yüz görüntüleri latent uzaya gömülerek, kişiye ait kimlik özellikleri korunmakta ve felç kaynaklı deformasyonların doğal bir biçimde azaltılmasını hedeflemektedir. Çalışma kapsamında, sınırlı veriyle kararlı eğitim imkânı sunan StyleGAN2-ADA modeli temel alınmış ve yüz felcine özgü asimetrinin giderilmesine odaklanan rekonstrüksiyon süreci tasarlanmıştır. Elde edilen ilk bulgular, önerilen yaklaşımın yüz simetrisini artırma ve kimlik korunumu sağlama potansiyeline sahip olduğunu göstermektedir.

Ayrıca, önerilen yaklaşımın klinik uygulamalarda doğrudan teşhis aracı olarak değil, rehabilitasyon sürecinde hastaya ve uzmana görsel geri bildirim sağlayan destekleyici bir sistem olarak kullanılabilmesi değerlendirilmektedir. Bu yönüyle çalışma, yüz felci sonrası estetik ve fonksiyonel iyileşmenin görsel olarak izlenmesine katkı sunmayı amaçlamaktadır.

Ancak literatürdeki mevcut çalışmaların büyük bölümü, düşük çözünürlüklü yüz onarımı, gürültü giderme veya genel görüntü iyileştirme problemlerine odaklanmakta; yüz felci gibi spesifik durumlarda kimlik korunumu ve doğal simetri elde edilmesi konularında sınırlı çözümler sunmaktadır.

Bu çalışmada, yüz felci sonrası oluşan asimetrinin giderilmesini hedefleyen, StyleGAN2-ADA tabanlı bir yüz rekonstrüksiyon yaklaşımı önerilmektedir. StyleGAN2-ADA modeli, sınırlı veriyle dahi kararlı eğitim yapılabilmesi ve yüksek kaliteli yüz üretim kapasitesi sayesinde, felçli yüz görüntüleriyle çalışmak için uygun bir generatif öncül sunmaktadır. Önerilen yaklaşımda, felçli yüz görüntüleri latent uzaya gömülerek, kişiye ait kimlik özellikleri korunmakta ve felç kaynaklı deformasyonların azaltılması amaçlanmaktadır.

Çalışmanın temel katkısı, yüz felcine özgü asimetrinin latent uzayda modellenerek düzeltilmesine odaklanması ve bu süreçte kimlik koruma ilkesini önceliklendirmesidir. Elde edilen sonuçların, klinik rehabilitasyon süreçlerinde görsel geri bildirim aracı olarak kullanılacak yapay zekâ destekli bir sistemin temelini oluşturması hedeflenmektedir.

## 1. GİRİŞ

Yüz felci, yüz kaslarını kontrol eden sinirlerin hasar görmesi sonucu ortaya çıkan ve bireylerde belirgin yüz asimetrisine yol açan nörolojik bir durumdur. Ağız köşesi kayması, göz kapağı düşüklüğü ve mimik kaybı gibi semptomlar, yalnızca estetik bir problem oluşturmakla kalmayıp bireyin psikolojik ve sosyal yaşamını da olumsuz etkilemektedir. Klinik rehabilitasyon süreçlerinde yüz kaslarının fonksiyonel iyileşmesi hedeflenirken, yüz simetrisinin görsel olarak değerlendirilmesi ve düzeltilmesi hâlen önemli bir zorluk olarak karşımıza çıkmaktadır.

Son yıllarda derin öğrenme tabanlı görüntü işleme yöntemleri, yüz analizi ve yüz restorasyonu alanında dikkat çekici başarılar elde etmiştir. Özellikle Generative Adversarial Network (GAN) mimarileri, gerçekçi yüz görüntüleri üretme ve yüz özelliklerini düzenleme konusunda güçlü bir altyapı sunmaktadır.

## 2. KULLANILAN YÖNTEM

Bu çalışmada, yüz felci sonrası oluşan asimetrik yüz görünümünün düzeltilmesi amacıyla StyleGAN2-ADA tabanlı bir yüz rekonstrüksiyon yaklaşımı benimsenmiştir. Önerilen yöntem, felçli yüz görüntülerinin generatif modelin latent uzayına gömülmesi ve bu uzayda felç kaynaklı deformasyonların hedeflenerek azaltılmasına dayanmaktadır.

### 2.1. Veri Setleri

Çalışmada iki farklı veri kaynağından yararlanılmıştır. Yüz felcine özgü semptomları (ağız kayması, göz kapağı düşüklüğü ve tek taraflı mimik kaybı) içeren sınırlı sayıda yüz görüntüsü ile birlikte, sağlıklı yüz dağılımını temsil eden CelebA ve FFHQ veri setleri dolaylı olarak kullanılmıştır. Bu veri setleri üzerinde

önceden eğitilmiş StyleGAN2-ADA modeli, çalışmada generative prior olarak değerlendirilmiştir.

## 2.2. Ön İşleme Aşamaları

Tüm yüz görüntüleri, modelin tutarlı şekilde çalışabilmesi için standart ön işleme adımlarından geçirilmiştir. Bu kapsamda, yüz tespiti algoritmaları kullanılarak yalnızca yüz bölgeleri kırılmış, yüz hizalama işlemi ile gözlerin yatay ekseninde konumlandırılması sağlanmıştır. Ardından görüntüler modele uygun ortak bir çözünürlüğe yeniden boyutlandırılmış ve piksel değerleri normalize edilmiştir. Bu adımlar, asimetrisinin poz veya kamera açısından değil, doğrudan yüz felcinden kaynaklandığının doğru biçimde modellenmesi açısından önemlidir.

## 2.3. StyleGAN2-ADA Tabanlı Model Yapısı

Önerilen yöntemin temelinde, sınırlı veriyle kararlı eğitim imkânı sunan StyleGAN2-ADA mimarisi yer almaktadır. Model, büyük ölçekli sağlıklı yüz veri setleri üzerinde önceden eğitilmiş olup, insan yüzünün doğal geometrisini temsil eden güçlü bir generatif yapı sunmaktadır. Bu çalışma kapsamında model, sıfırdan eğitilmek yerine felçli yüz verileriyle ince ayar (fine-tuning) sürecine tabi tutulmuştur. Böylece, modelin genel yüz üretme kabiliyeti korunurken yüz felcine özgü deformasyonların öğrenilmesi sağlanmıştır.

## 2.4. Encoder ve Latent Uzay Gömme (Inversion)

Felçli yüz görüntülerinin latent uzaya aktarılması amacıyla bir encoder ağı kullanılmıştır. Encoder, giriş yüz görüntüsünü latent uzayda bir temsil vektörüne dönüştürerek, generatörün bu yüze yapısal olarak en yakın çıktığı üretimini sağlamaktadır. Bu aşamada amaç, yüzün kimlik özelliklerini yüksek doğrulukla koruyan bir latent temsil elde etmektir. Literatürde yer alan encoder tabanlı inversion yaklaşımlarından yararlanılarak rekonstrüksiyon hatası minimize edilmiştir.

## 2.5. Latent Uzayda Asimetri Düzeltme

Çalışmanın özgün yönünü oluşturan temel adım, yüz felcine özgü asimetrisinin latent uzayda modellenerek giderilmesidir. Bu doğrultuda, felçli ve daha simetrik yüz temsilleri arasındaki farklar analiz edilerek felç etkisini temsil eden latent yönler belirlenmiştir. Rekonstrüksiyon aşamasında, felçli yüze ait latent kod bu yönde kontrollü biçimde düzenlenerek, kimlik korunurken yüz simetrisinin artırılması hedeflenmiştir. Aşırı düzenlemeden kaçınılarak doğal yüz ifadesinin bozulmamasına özen gösterilmiştir.

## 3. YAPILAN ÇALIŞMA

Bu çalışma kapsamında, yüz felci sonrası oluşan asimetrik yüz görünümünün giderilmesine yönelik bir yüz rekonstrüksiyon sistemi tasarlanmış ve prototip düzeyinde uygulanmıştır. Geliştirilen sistem, felçli yüz görüntülerini giriş olarak alarak ön işleme, latent uzaya gömme, asimetri düzeltme ve yeniden üretim adımlarından oluşan bütünlüklü bir akış sunmaktadır.

### 3.1. Sistem Akışı

Önerilen sistemin genel çalışma akışı şu şekildedir: İlk olarak felçli yüz görüntüsü sisteme giriş olarak alınmakta ve yüz tespiti ile hizalama işlemleri uygulanmaktadır. Normalize edilen yüz görüntüsü encoder ağına verilerek StyleGAN2-ADA modelinin latent uzayında bir temsil vektörüne dönüştürülmektedir. Elde edilen latent temsil, yüz felcine özgü asimetriyi temsil eden latent yönler doğrultusunda kontrollü biçimde düzenlenmekte ve bu düzenlenmiş kod generatör ağına aktarılmaktadır. Son aşamada, daha simetrik ve doğal bir yüz görüntüsü üretilmektedir.

### 3.2. Eğitim Stratejisi

Model eğitimi sürecinde, yüksek hesaplama maliyetlerinden kaçınmak amacıyla transfer öğrenme yaklaşımı benimsenmiştir. Bu doğrultuda, geniş ölçekli sağlıklı yüz veri setleri üzerinde önceden eğitilmiş StyleGAN2-ADA modeli başlangıç noktası olarak kullanılmıştır. Felçli yüz verileriyle gerçekleştirilen ince ayar sürecinde, modelin genel yüz yapısını temsil etme yeteneği korunurken yüz felcine özgü deformasyonların öğrenilmesi hedeflenmiştir. Aşırı öğrenmenin önüne geçebilmek amacıyla eğitim süreci doğrulama verileri üzerinden izlenmiştir.

### 3.3. Kimlik Koruma ve Doğal Görünüm

Yüz rekonstrüksiyon sürecinde bireye ait kimlik özelliklerinin korunması temel bir kriter olarak ele alınmıştır. Bu kapsamda, rekonstrüksiyon çıktıları giriş görüntüleriyle görsel olarak karşılaştırılmış ve latent uzayda yapılan düzenlemelerin yüz ifadesini yapay bir biçimde değiştirmemesine dikkat edilmiştir. Özellikle ağız ve göz çevresinde gerçekleştirilen düzenlemelerin, yüzün doğal mimik yapısını bozmayacak seviyede tutulması hedeflenmiştir.

### 3.4. İlk Deneysel Bulgular

Geliştirilen prototip sistem üzerinde gerçekleştirilen ilk deneysel çalışmalarda, yüz felcine bağlı olarak ortaya çıkan dudak kayması ve göz kapağı asimetrisi gibi belirgin deformasyonların görsel olarak azaltılabildiği gözlemlenmiştir. Rekonstrüksiyon sonuçlarında, latent uzayda yapılan kontrollü düzenlemeler

sayesinde yüzün genel simetrisinin arttığı ve bireye özgü kimlik özelliklerinin büyük ölçüde korunduğu tespit edilmiştir. Özellikle dudak köşesi hizalanması ve göz kapağı seviyesindeki dengesizliklerin daha simetrik bir görünüme yaklaştığı görülmüştür. Bununla birlikte, latent düzenleme miktarının artması durumunda bazı örneklerde yüz ifadesinde istenmeyen küçük değişiklikler meydana gelebildiği gözlemlenmiş olup, bu durum düzenleme şiddetinin dikkatli şekilde kontrol edilmesi gerektiğini ortaya koymaktadır.

#### 4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, yüz felci sonrası ortaya çıkan asimetrik yüz görünümünün düzeltilmesine yönelik StyleGAN2-ADA tabanlı bir yüz rekonstrüksiyon yaklaşımı sunulmuştur. Önerilen yöntem, felçli yüz görüntülerinin latent uzayda modellenmesi yoluyla, kişiye ait kimlik özellikleri korunurken asimetrisinin azaltılmasını hedeflemektedir.

Gerçekleştirilen prototip uygulamalar ve ilk deneysel gözlemler sonucunda, özellikle dudak köşesi kayması ve göz kapağı düşüklüğü gibi yüz felcine özgü belirgin deformasyonların görsel olarak azaltılabildiği görülmüştür. Üretilen yüz görüntülerinde, yüzün genel simetrisinin arttığı ve bireyin kimlik özelliklerinin büyük ölçüde korunduğu gözlemlenmiştir. Bu bulgular, StyleGAN2-ADA modelinin sunduğu güçlü generatif öncülün, yüz felci gibi sınırlı veri içeren özel problemlerde etkili bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Bununla birlikte, latent uzayda yapılan düzenlemelerin şiddeti arttıkça bazı örneklerde yüz ifadesinde istenmeyen küçük değişiklikler meydana gelebildiği tespit edilmiştir. Bu durum, asimetri düzeltme ile doğal yüz ifadesi ve kimlik korunumu arasında hassas bir denge kurulması gerektiğini ortaya koymaktadır.

Sonuç olarak, bu çalışma yüz felcine özgü asimetrisinin giderilmesine odaklanan, kimlik koruma temelli bir yapay zeka destekli yüz rekonstrüksiyon yaklaşımının uygulanabilirliğini ortaya koymaktadır. Bu bağlamda, geliştirilen yaklaşımın ilerleyen çalışmalarda daha geniş ve dengeli veri setleriyle değerlendirilmesi, nicel performans metrikleriyle desteklenmesi ve klinik uzman görüşleriyle doğrulanması planlanmaktadır.

#### 5. KAYNAKLAR

- [1] I. Goodfellow, J. Pouget-Abadie, M. Mirza, B. Xu, D. Warde-Farley, S. Ozair, A. Courville, Y. Bengio, "Generative Adversarial Nets," Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS), 2014. <https://papers.nips.cc/paper/2014/file/f033ed80deb0234979a61f95710dbe25-Paper.pdf>
- [2] T. Karras, M. Aittala, J. Hellsten, S. Laine, J. Lehtinen, T. Aila, "Training Generative Adversarial Networks with Limited Data," NeurIPS, 2020. <https://proceedings.neurips.cc/paper/2020/file/8c6f28e4e6b26a040b47f9a0d7a4d52b-Paper.pdf>
- [3] T. Karras, S. Laine, T. Aila, "A Style-Based Generator Architecture for Generative Adversarial Networks," CVPR, 2019. [https://openaccess.thecvf.com/content\\_CVPR\\_2019/papers/Karras\\_A\\_Style-Based\\_Generator\\_Architecture\\_for\\_Generative\\_Adversarial\\_Networks\\_CVPR\\_2019\\_paper.pdf](https://openaccess.thecvf.com/content_CVPR_2019/papers/Karras_A_Style-Based_Generator_Architecture_for_Generative_Adversarial_Networks_CVPR_2019_paper.pdf)
- [4] X. Wang, H. Zhang, J. Shen, R. Zheng, J. Ye, X. Li, Y. Shan, "Towards Real-World Blind Face Restoration with Generative Facial Prior (GFPGAN)," CVPR, 2021. [https://openaccess.thecvf.com/content/CVPR2021/papers/Wang\\_Towards\\_Real-World\\_Blind\\_Face\\_Restoration\\_With\\_Generative\\_Facial\\_Prior\\_CVPR\\_2021\\_paper.pdf](https://openaccess.thecvf.com/content/CVPR2021/papers/Wang_Towards_Real-World_Blind_Face_Restoration_With_Generative_Facial_Prior_CVPR_2021_paper.pdf)
- [5] E. Richardson, Y. Alaluf, O. Patashnik, Y. Nitzan, Y. Azar, S. Shapiro, D. Cohen-Or, "Encoding in Style: A StyleGAN Encoder for Image-to-Image Translation," CVPR, 2021. [https://openaccess.thecvf.com/content/CVPR2021/papers/Richardson\\_Encoding\\_in\\_Style\\_A\\_StyleGAN\\_Encoder\\_for\\_Image-to-Image\\_Translation\\_CVPR\\_2021\\_paper.pdf](https://openaccess.thecvf.com/content/CVPR2021/papers/Richardson_Encoding_in_Style_A_StyleGAN_Encoder_for_Image-to-Image_Translation_CVPR_2021_paper.pdf)
- [6] D. Eid, R. Alshammari, T. Alshammari, A. Alshammari, "YFP Dataset: Facial Palsy Image Dataset for Deep Learning-Based Grading and Analysis," Figshare, 2024. [https://figshare.com/articles/dataset/YFP\\_Dataset\\_Facial\\_Palsy\\_Image\\_Dataset/28877666](https://figshare.com/articles/dataset/YFP_Dataset_Facial_Palsy_Image_Dataset/28877666)
- [7] E. Peitersen, "Bell's Palsy: The Spontaneous Course of 2,500 Peripheral Facial Nerve Palsies of Different Etiologies," Acta Oto-Laryngologica Supplementum, 2002. <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/11903343/>

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ KONGRESİ**  
**2026**  
**SÖZEL SUNUM TAM METİN BİLDİSİ**

## A. GENEL BİLGİLER

### Takım Üyelerinin Adları Soyadları:

Hüseyin ÖZTÜRK

Kerem KALFA

Öğr. Gör. Ali ÇETİNKAYA

Dr. Öğr. Üyesi Ercan AYKUT

### Araştırma Önerisinin Başlığı: GÜVENLİ SÜRÜŞ KASKI

## ÖZET

Türkiye'de iki tekerlekli vasıtaların karıştığı kaza oranlarının yüksek bir seviyede olması ve sürücü görünürlüğünün düşük olması projemizin bilimsel temelini oluşturmaktadır. Güvenli Sürüş Kaskı, bu güvenlik sorununa yenilikçi bir çözüm getirmeyi amaçlar.

Projemizin yöntemi; kaska entegre edilecek 9 Eksenli IMU (ataletsel ölçü birimi) sensör verilerinin, bir uygulatıcı (Master) ESP32 üzerinde işlenmesine dayanır. "Drift" ve "Eğim Telifisi" sorunlarını aşmak için ESP32 üzerinde Madgwick veya Mahony gibi sensör füzyonu filtreleri uygulanacaktır. Bu filtrelerden elde edilen stabil Yaw (Yatay Açık) verisi, iki temel işlevi kontrol edecektir: İlk işlev, sürücünün baş hareketleriyle dönüş sinyallerinin tetiklenmesi ve ikaz lambalarının aktifleşmesidir. "Sürücü takipli gece aydınlatması" için servo motorların anlık olarak yönlendirilmesi de ikinci işlevi oluşturmaktadır.

Kasım 2025 - Haziran 2026 tarihleri arasında yürütülecek proje yönetimi: izole bileşen testleri, mobil uygulama geliştirme, prototip montajı ve gerçek kullanıcı test sürüşlerini kapsamaktadır.

Projenin yaygın etkisi olarak; çalışan bir prototip geliştirilmesi, Teknofest gibi yarışmalara katılım, fikri mülkiyet başvurusu ve akademik yayın (Dergipark makalesi vb.) hedeflenmektedir. Bütün belirtilen maddeler ile birlikte trafikteki iki tekerlekli araç sürücülerinin varlığının fark edilmesi ve toplumdaki trafik bilincini geliştirmesi amaçlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Giyilebilir Teknoloji, Güvenlik, İnovasyon, Nesnelerin İnterneti (IoT), Kişisel Trafik Güvenliği

## 1. ARAŞTIRMA ÖNERİSİNİN BİLİMSEL NİTELİĞİ

### 1.1. Konunun Önemi ve Araştırma Önerisinin Bilimsel Niteliği

Edinilen kişisel deneyimler ile kamuoyunda sıkça karşılaşılan kaza vakaları, şehir içi yollarda iki tekerlekli araç kullanımının çeşitli güvenlik sorunlarına neden olabileceğini göstermiştir. Başlangıçta bu sorunların bu araçların diğer motorlu araçlara kıyasla daha düşük hızda seyretmesinden kaynaklandığı düşünülmekteydi. Ancak sürüş deneyimleri sonucunda, söz konusu problemin hız farklılığından ziyade görünürlük ve farkındalık eksikliğinden kaynaklandığı anlaşılmıştır. Bu tespitler ve edinilen saha gözlemleri doğrultusunda bu projenin temellerinin atılmasını sağlamıştır.

Türkiye Cumhuriyeti Çevre Şehircilik ve İklim Değişikliği Bakanlığının İklim Değişikliği Azaltım Stratejisi ve Eylem Planında geçen Elektrikli Skuter Yönetmeliği için şu ifade kullanılmıştır:

Yönetmelik, paylaşımlı elektrikli skuter (e-skuter) işletmeciliği faaliyetlerini ülke ekonomisinin gerektirdiği şekilde düzenlemek, bu faaliyetlerde düzeni ve güvenliği sağlamak, ulaşımın çevre üzerindeki egzoz emisyon ve karbon salınımı gibi olumsuz etkilerini azaltarak çevresel değerleri korumak, hareketliliği artırarak kısa mesafeli seyahatlerde şahsi araç kullanımı yerine paylaşımlı e-skuter kullanımının yaygınlaştırılması ile paylaşımlı e-skuterlerin diğer ulaşım türleri ile entegre, sürdürülebilir bir ulaşım sistemi içerisinde gelişimini sağlamak üzere bu faaliyetlere ilişkin pazara giriş şartlarını ve hizmet üretenler ile hizmetten yararlananların hak, yükümlülük ve sorumluluklarını belirlemektedir[10].

Bu yönetmeliğin ve Birleşmiş Milletler Sürdürülebilir Kalkınma Amaçları çalışmalarının (Özellikle 7.a. 2030'a kadar yenilenebilir enerjiyi, enerji verimliliğini, gelişmiş ve daha temiz fosil yakıt teknolojilerini kapsayan temiz enerji

araştırmaları ve teknolojilerine erişimi kolaylaştırmak için uluslararası işbirliğinin geliştirilmesi ve enerji altyapısı ve temiz enerji teknolojisi alanlarına yatırımın teşvik edilmesi maddesi [11] teşvikiyle ilerleyen yıllarda trafikte daha fazla bisiklet, e-skuter, motosiklet vb. araçlarla karşılaşmamız kuvvetle muhtemeldir.

Artış göstermesi beklenen bu kullanımlarla birlikte; yine Birleşmiş Milletler Sürdürülebilir Kalkınma Amaçları çalışmalarının 3. maddesinin 6. alt maddesi (2020'ye kadar karayolları trafik kazalarından kaynaklanan küresel ölümlerin ve yaralanmaların sayısının yarıya indirilmesi) gereğince ek önlemler alınması gerekmektedir.

Projemiz bu önlemler doğrultusunda sürücüsünün trafikteki görünürlüğü artırılarak; aynı zamanda farklı durumlarda diğer araç kullanıcılarına yapacağı ikaz ve uyarılar neticesinde iki tekerlekli vasıta kazalarının azalmasında öncülük edecektir. Literatürde yapılan bir çalışmada, bisiklet kazalarının yalnızca %11'inde araç sürücülerinin kazadan önce bisikletliyi fark ettiği, buna karşın bisiklet kullanıcılarının %68'inin araç sürücüsünün önceden fark ettiği tespit edilmiştir [12].

Projemiz, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı tarafından Türkiye'nin 2030 yılına kadar yüksek teknoloji üretiminde küresel bir merkez olma hedefi doğrultusunda başlatılan HIT-30 Yüksek Teknoloji Yatırım Programının öncelikli alanları ile doğrudan uyum içerisindedir [13].

"Güvenli Sürüş Kaskı" projemiz, mikro-mobilite araçların (motosiklet, bisiklet, e-skuter) güvenliğini artırmaya odaklanarak bu Mobilite ana sektörü ile örtüşmektedir. Aynı zamanda, sensör, nesnelerin interneti (IoT) ve gömülü sistemler gibi kritik teknolojileri bir araya getirerek, ülkenin yüksek teknoloji üretim ve yenilik kapasitesini artırma amacına katkı sağlayacak somut bir prototip geliştirmeyi hedeflemektedir.

Uluslararası çalışmalara bakacak olursak, gerçekleşen motosiklet kazaları üzerinde durularak sürücüsünün kask takmadığı durumda motosikletin çalışmasını engelleyen sistemler tasarlanmış ve ek olarak alkol sensörü ile sürücünün alkollü araç kullanmadığı teyit edilmiştir[1],[4],[6]. Bu alışmalar içerisinde ek olarak sensörler ile devrilme durumunu tespit edip mesaj yoluyla bilgilendirme yapılması tasarlanmıştır.

Patel'in çalışmasında hastane ortamına kazalar sonucu gelen iki tekerlekli araç kullanan sürücülerin analizi yapılmış olup, kazaların sebeplerini birkaç başlığa indirlemiştir. Bunlar arasında gece kazaları, eksik ekipman kullanımı, sürücülerin kötü sonuç alma riski vb. sebepleri vardır[3].

Ayrıca Bangladeş'te gerçekleşen kazalar sonucu gerçekleşen yaralanma durumlarının hızlı tespiti için çalışmalar yapılmış olup GSM, GPS yardımıyla kaza sonrası yardım çağırma durumunun üzerinde durulmuştur[5].

Yapılan literatür taraması sonucunda ülkemizde benzeri bir proje karşımıza çıkamamaktadır. Uluslararası çalışmalara bakacak olursak kazaların önlenmesi veya sürücünün trafikteki görünürlüğünün artırılması üzerine çalışmalar yapılmamıştır.

## 1.2. Amaç ve Hedefler

Güvenli sürüş kaskı: sürücüsünün hareketlerini tespit ederek, hareket halindeyken veya durgun vaziyetteyken sürücüsünün ve diğer trafik unsurlarının güvenliğini sağlamayı, trafikte mümkün olan en belirgin biçimde görünür olmayı hedeflemektedir. Bu projede sürücüsünün baş/boyun hareketlerini dönüş sinyallerine çevirmesini, sürüşü için gerekli aydınlatmanın sağlanmasını görünürlüğü arttıracak ikaz lambalarının sürücünün kullanacağı kask, yelek ve bisiklet üzerine entegre edilmiş Esp32 sistemleri aracılığıyla kontrol edilmesi planlanmıştır. Ülkemizde ve dünyada kullanımları artmakta olan motosiklet, bisiklet, e-skuter, e-bisiklet, vb. otomobil alternatifleri araçların trafiğe dahil olmaları ile birlikte; trafikteki kazalarda ve kazaya ramak kala durumlarında artışlar yaşanmaktadır. TÜİK verilerine göre sadece 2025 yılının Eylül ayında trafiğe kaydı yapılan taşıtların %45,3'ünü

motosikletler, %40,9'unu otomobiller oluşturmaktadır[8]. Bu istatistiklere paralel olarak Trafik Genel Müdürlüğü'nün 2024 verilerine göre toplam 444.881 kaza meydana gelmiştir[9]. Bu kazalar 8.557 bisiklet kazası, 33.222 motorlu bisiklet kazası ve 94.095 motosiklet kazası olarak belgelenmiştir. Bu kazalar meydana gelen tüm kaza çeşitlerinin %30,54 'ünü oluşturmaktadır. Bisiklet, motosiklet, skuter vb. vasıtalarını kullanan sürücülerin trafikte daha görünür olmak ve can güvenliklerini sağlamak için çeşitli önlemler alma uğraşları gözlemlenmiştir. Projemiz de bu uğraşlardan birkaç tanesini içermektedir.

## 2. YÖNTEM

Projemizdeki temel enerji kaynağı olarak tekrar şarj edilebilir olan lityum iyon 18650 piller kullanılacaktır. Bu piller birbirleri ile kablosuz şekilde çalışacak her mikrokontrolcü için ayrı kullanılacaktır

### 1. Temel İçerikler

- 1.1. Mikrodenetleyici:** Mikrodenetleyici bir mikroişlemci, bellek, giriş ve çıkış portları ve diğer bileşenlerin araya getirilmiş olduğu entegre devresidir. Gömülü sistemlerde ve kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılır.
- 1.2. Esp32:** Açık kaynak kodlu yazılım ve donanıma sahip olan bir mikrodenetleyici platformudur. Arduino ile benzer görev kapsamında tanımlansa da arduino'dan daha kapasiteli ve daha fonksiyonel çalışmaktadır. Bu mikrodenetleyici direkt kendi kartının üzerinde wi-fi, bluetooth, ble gibi iletişim kanallarını bulundurmaktadır. Ayrıca yüksek hızlı SPI, UART, I<sup>2</sup>C gibi harici sensörlerden veri okumasına yardımcı haberleşme protokollerini de içermektedir. Bulundurduğu özellikler sayesinde sensörlerden veri okuyup yazdırabilir ve işlem yaptırabilir, internetten veri okuyabilir, yazdırabilir ve işlem yaptırabilir ve diğer Esp sistemleri ile iletişim kurup koordine şekilde çalışabilir.
- 1.3. IoT(Nesnelerin İnterneti):** Nesnelerin interneti, fiziksel nesnelerin birbirleriyle veya daha büyük sistemlerle bağlantılı olduğu iletişim ağıdır. İnternet üzerinden diğer cihazlara ve sistemlere bağlanmak ve veri alışverişini yapmak amacıyla sensörler, yazılımlar ve diğer teknolojilerle gömülüdür.
- 1.4. 9 Eksenli IMU (Ataletsel Ölçü Birimi) Sensörü (örn: HW-579):** Projemizin temel yönelim algılama bileşeni olarak bu modül kullanılacaktır. Bu sensör, projemizin ihtiyaç duyduğu üç önemli veriyi tek bir kart üzerinde birleştirir.
- 1.5. Jiroskop (Gyro):** Kaskın anlık dönüş hızını (açısal hız) ve hızlı hareket değişimlerini algılar.
- 1.6. İvmeölçer (Accelerometer):** Kaskın yerçekimine göre eğimini (Pitch / Roll) algılar. Bu veri pusula verisinin eğimden kaynaklanan hatalarını düzeltmek (Eğim Telafisi / Tilt Compensation) için kritik öneme sahiptir.
- 1.7. Manyetometre (Pusula):** Kaskın manyetik kuzeye göre yatay yönünü (Yaw) algılar. Bu sensör jiroskopun "drift" (zamanla kayma) hatasını engeller ve kask sabit dursa bile hangi yöne baktığının hassas bir şekilde bilinmesini sağlar. Bu üç sensörün birleşimi (9-DOF IMU), kaskın 3 boyutlu uzaydaki tam yönelimini hesaplamamızı mümkün kılar.

Bu 9 eksenli modülden alınan ham veriler (gyro x/y/z, ivmeölçer x/y/z, manyetometre x/y/z), doğrudan anlamlı bir

yön bilgisi içermez. Bu veriler projenin merkezi işlemcisi olan uygulayıcı (Master) Esp32 üzerinde çalıştırılacak bir Sensör Füzyonu (Sensor Fusion) filtresi ( Madgwick veya Mahony filtreleri) kullanılarak işlenecektir.

Sensör füzyonu, çeşitli sensör kaynaklarından alınan sinyalleri birleştirerek tek tek sensörlerin sağladığından daha değerli ve hassas bir çıktı oluşturma süreci olarak tanımlanır.

Bu filtrenin amacı, jiroskopun hızlı tepkisini, ivmeölçerin eğim tepkisini ve manyetometrenin sabit yön referansını birleştirerek hatalarından arındırılmış ve mutlak bir "Yaw" (Yatay Dönüş Açısı) verisi elde etmektir.

## 2. İşlevler

Bu işlenmiş "Yaw" açısı projemizin iki temel işlevini kontrol etmek için kullanılacaktır.

**2.1. Dönüş Sinyalleri (İkaz Lambaları) Kontrolü için işlenmiş mutlak açı kullanılacaktır.** Bu, sürücünün gerçek dönüş niyetini daha doğru algılar.

Karar Mekanizması:

Sensör füzyonu filtresinden elde edilen "Yaw" açısı sürekli izlenir.

EĞER Yaw Açısı  $>+35$  Derece ise → Merkezi Esp32, sağ led sinyaller için yakma komutunu gönderir.

EĞER Yaw Açısı  $<-35$  Derece ise → Merkezi Esp32, sol led sinyaller için yakma komutunu gönderir.

EĞER  $-35 < \text{Yaw Açısı} < +35$  Derece ise → Sinyaller kapanır.

**NOT:** Buradaki 35 derece gibi eşik değerler projenin test aşamasında deneysel olarak belirlenecek ve kullanıcı geri bildirimleri ile test sürüşlerinin ardından bu değerler için kesin atamalar gerçekleştirilecektir.

**2.2. Sürücü Takipli Gece Aydınlatması (Servo Motor Kontrollü) için işlenmiş mutlak açı kullanılacaktır.** Projenin bu işlevi için 9 eksenli sensörün sağladığı sabit Yaw açısı anlık olarak kullanılacaktır.

Filtreden gelen "Yaw" açısı (örn: -45 ile +45 derece aralığında sınırlandırılmış olarak) okunur. Bu açısal veri servo motorların çalışma aralığına (örn: 0 derece - 180 derece) orantısal olarak haritalanır.

Merkezi Esp32 (Master) bu hesaplanan servo komutunu kablosuz olarak (Espnow protokolü ile) " sürücü takipli gece aydınlatması" sistemini yöneten uygulayıcı (Slave) alt Esp32'ye iletir. Slave Esp32 bu komutlara göre servo motorlarını sürerek aydınlatma sisteminin, sürücüsünün baktığı yönü hassas bir şekilde ve gecikmesiz takip etmesini sağlar. Manyetometre sayesinde sürücü kafasını sağa çevirip sabit tuttuğunda dahi aydınlatma da o yönde kalır.

**NOT:** Buradaki 45 derece gibi eşik değerler projenin test aşamasında deneysel olarak belirlenecek ve kullanıcı geri bildirimleri ile test sürüşlerinin ardından bu değerler için kesin atamalar gerçekleştirilecektir.

Esp32 üzerindeki hareket algılama ve işleme algoritma akış şeması **şekil.1'** deki gibidir. Akış şemasını detaylı inceleyecek olursak; başla komutu mikrodenetleyiciye ilk enerji geldiği andır. Enerjinin varlığı çalışmadaki ilk adımdır.

Mikrodenetleyiciler içerisine yeni bir kod yüklenmediği sürece hali hazırda var olan kodu işleme alacak şekilde çalışmaktadır. Yani içerisine bir yazılım yüklenmediyse çalışmaz. Çalışma modu aktifliği de içerisindeki yazılımın var olup olmamasının karar mekanizması olarak kurgulanmıştır.

Bitir komutu ise mikrodenetleyici içerisine herhangi bir yazılımın yüklenmediği durumda veya sistemin çalışması için gerekli enerjinin sağlanmadığı durumlarda görev alır.

### 3. Veri İşlem Metodolojisi ( Sensör Füzyonu Filtreleri ):

Projenin temelini oluşturan 9 Eksenli IMU (Ataletsel Ölçüm Birimi) sensöründen elde edilecek veriler, ham (raw) formatta olup, 3 adet Jiroskop (açısal hız), 3 adet İvmeölçer (doğrusal ivme) ve 3 adet Manyetometre (manyetik alan) olmak üzere 9 ayrı eksen bilgisinden oluşur. Bu ham veriler, tek başlarına kararlı bir yönelim bilgisi sağlamaktan uzaktır ve her bir sensörün doğal zafiyetlerini taşır.

Jiroskop (Gyro) hızlı açısal değişimleri yüksek hassasiyetle algılasa da, zaman içinde integral hatası nedeniyle "Drift" (Sürüklenme) sorununa sahiptir. İvmeölçer (Accelerometer) statik durumda yerçekimi vektörünü algılayarak eğim (Pitch/Roll) bilgisini verebilir ancak sürüş sırasındaki titreşimler (gürültü) nedeniyle kararsızdır ve en önemlisi yatay eksenlerdeki dönüşü (Yaw) doğrudan algılayamaz. Manyetometre (Magnetometer) manyetik kuzeyi referans alarak mutlak bir yatay yön (Yaw) bilgisi sağlar lakin kaskın öne/yana eğilmesi durumunda "Eğim Telafisi" (Tilt Compensation) gerektirir ve çevresel manyetik gürültüden etkilenir.

Bu zafiyetlerin üstesinden gelmek için, projemizde **Sensör Füzyonu (Sensor Fusion)** metodolojisi benimsenecektir. Bu metodoloji, üç sensörün ham verilerini birleştiren gelişmiş matematiksel filtreler kullanarak, gürültüden arındırılmış, "drift" hatası olmayan ve eğimden etkilenmeyen mutlak bir 3D yönelim verisi elde etmeyi amaçlar.

Bu yönelim verisi, matematiksel olarak "gimbal lock" (eksen kilitlemesi) sorunu yaşamayan **Kuvaterniyon (Quaternion)** formatında hesaplanacaktır. Projemizin ihtiyaç duyduğu "sürücü takipli aydınlatma" ve "dönüş sinyalleri" için gerekli olan stabil "Yaw" (Yatay Açısı) bilgisi, bu Kuvaterniyon verisinden türetilmektedir.

Bu füzyon işlemini gerçekleştirmek üzere ESP32 platformunda uygulanacak iki temel filtre adayı belirlenmiştir: **Madgwick** ve **Mahony** filtreleri.

#### 3.1. Madgwick Filtresi (Gradient Descent Yaklaşımı):

Madgwick filtresi, jiroskop verisiyle yapılan yönelim tahminini, ivmeölçer ve manyetometre verilerinden elde edilen mutlak referans yön ile karşılaştırır. Aradaki hatayı (gradyan) hesaplayarak bu hatayı minimize etmek için "Gradient Descent" (Gradyan Azalması) optimizasyon tekniğini kullanır.

Beta parametresi filtrenin jiroskopa olan güvenini (ve dolayısıyla ivmeölçer/manyetometre düzeltilmesine olan tepkisini) belirler.

Düşük Beta: Filtre jiroskopa daha çok güvenir. Bu durum, titreşim gibi anlık gürültülerin (ivmeölçer hatası) filtrelenmesini sağlar ve daha temiz bir çıktı verir; ancak "drift" düzeltilmesi daha yavaş olur.

Yüksek Beta: Filtre, düzeltme sensörlerine (ivmeölçer/manyetometre) daha çok güvenir. Bu, "drift" hatasını daha hızlı düzeltir ancak sistemi dış gürültüye daha duyarlı hale getirebilir.

#### 3.2. Mahony Filtresi (PI Kontrolör Yaklaşımı):

Mahony filtresi, işlem yükü açısından daha verimli bir tamamlayıcı filtre yaklaşımıdır. Hata tespitini bir PI Kontrolör (Oransal-İntegral) geri besleme döngüsü ile yapar.

**3.2.1. Kp (Oransal Kazanç):** Anlık hataya verilen tepkinin büyüklüğünü belirler. İvmeölçer ve manyetometreden gelen düzeltmelerin ne kadar hızlı uygulanacağını ayarlar.

**3.2.2. Ki (İntegral Kazanç):** Bu parametre Mahony filtresinin en güçlü yanıdır. Jiroskopun neden olduğu "drift" hatasını zaman içinde toplar ve bu birikmiş "bias" (sapma) hatasını jiroskop ölçümünden aktif olarak çıkarır.

Projenin prototipleme aşamasında, her iki filtre de (Madgwick ve Mahony) ESP32 mikrodenetleyicisi üzerinde uygulanacaktır. Gerçek dünya test senaryoları (sürüş sırasındaki titreşim ve ani kafa hareketleri) altında hangi filtrenin ESP32'nin işlem kaynaklarını daha verimli kullandığı ve "sürücü takipli aydınlatma" için daha pürüzsüz, stabil ve tepkisel bir "Yaw" açısı sağladığı deneysel olarak belirlenecek ve en son ortaya çıkacak olan prototipte en uygun filtre kullanılacaktır.

#### 4. Mikroişlemciler Arası İletişim ve IoT(Nesnelerin İnterneti) Aşaması:

Proje kapsamında geliştirilecek sistem, birbiriyle etkileşim hâlinde çalışan birden fazla Nesnelerin İnterneti (Internet of Things – IoT) bileşeninden oluşmaktadır. Bu bileşenler, ESP32 tabanlı mikrodenetleyici modüller ile kablosuz haberleşme protokolü üzerinden veri alışverişi yapacaktır.

Kask sistemi içerisinde yer alan ESP32 modülleri arasında slave–slave–master tipi bir iletişim mimarisi kullanılacaktır (**Şekil.2**). Bu yapıda, birimlerden biri ana modül (master module) olarak görev yapacak ve diğer iki bağımlı modül (slave module) ile kablosuz olarak bağlantı kurarak sensör verilerini toplayacaktır. Slave modüller, kask üzerindeki farklı alt bileşenlerden (örneğin LED sürücü birimi veya durum göstergesi modülü) gelen verileri master modüle iletacaktır. Master modül ise bu verileri işleyip hem sistemin dahili kontrolünü sağlayacak hem de Düşük Enerjili Bluetooth (Bluetooth Low Energy – BLE) teknolojisi aracılığıyla mobil uygulamaya aktarılacaktır.

Bu çok katmanlı IoT iletişim yapısı, sistemin düşük gecikme süresi, yüksek güvenilirlik ve düşük enerji tüketimi ile gerçek zamanlı veri akışı gerçekleştirmesini sağlayacaktır. Ayrıca, bu yapı gelecekte yeni modüllerin kolayca entegre edilebileceği ölçeklenebilir bir IoT mimarisi sunmaktadır.

Projenin yazılım tarafında, kullanıcı etkileşimini sağlayacak mobil uygulama (mobile application) geliştirilecektir. Uygulama, Flutter geliştirme platformu kullanılarak oluşturulacaktır. Bu sayede sistem, tek kod tabanıyla hem Android hem de iOS işletim sistemlerinde çalışabilecektir.

Mobil uygulama, kasktan gelen BLE verilerini alarak kullanıcı arayüzüne entegre edecek; bağlantı durumu, sinyal bilgisi, sistem uyarıları ve genel sistem durumu gibi verileri anlık olarak görüntüleyecektir. Buna ek olarak, cihazın küresel konumlandırma sistemi (Global Positioning System – GPS) sensörü üzerinden konum, hız ve mesafe verileri toplanacak; bu veriler “HERE Maps API” aracılığıyla harita üzerinde görselleştirilecektir.

Gerçek zamanlı trafik yoğunluğu verileri, “HERE Traffic API” üzerinden alınarak harita üzerinde renk katmanlarıyla (yeşil, turuncu, kırmızı) dinamik biçimde gösterilecektir. Böylece kullanıcı, bulunduğu güzergâhtaki trafik yoğunluğunu anlık olarak görebilecektir.

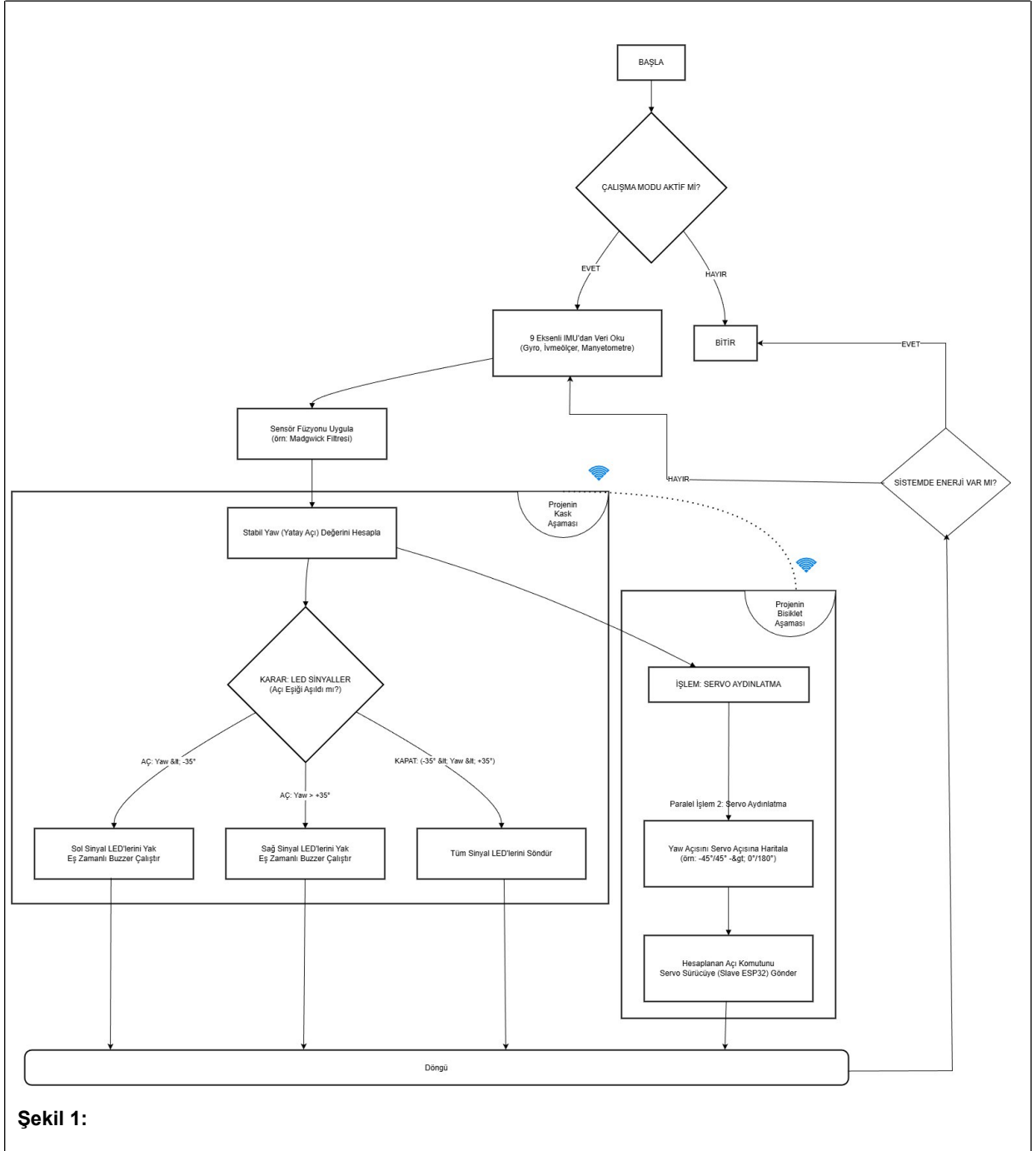
Toplanan tüm veriler, uygulama içerisinde yer alan yerel veritabanı yapısında saklanacaktır. Bu kapsamda, “SQLite veya Firebase” veritabanı sistemlerinden biri tercih edilecektir. Kullanıcılar, geçmiş sürüş verilerini (mesafe, süre, hız, kalori vb.) görüntüleyebilecek; sistemin genel performansını ve kullanım geçmişini analiz edebilecektir.

BLE üzerinden iletilen verilerin kaydı, bağlantı sürekliliği ve veri güvenliği ilkeleri doğrultusunda optimize edilecektir. Bu bütünlük IoT ekosistemi, hem donanım hem yazılım düzeyinde düşük güç tüketimli, güvenli ve genişletilebilir bir iletişim altyapısı sunacaktır.

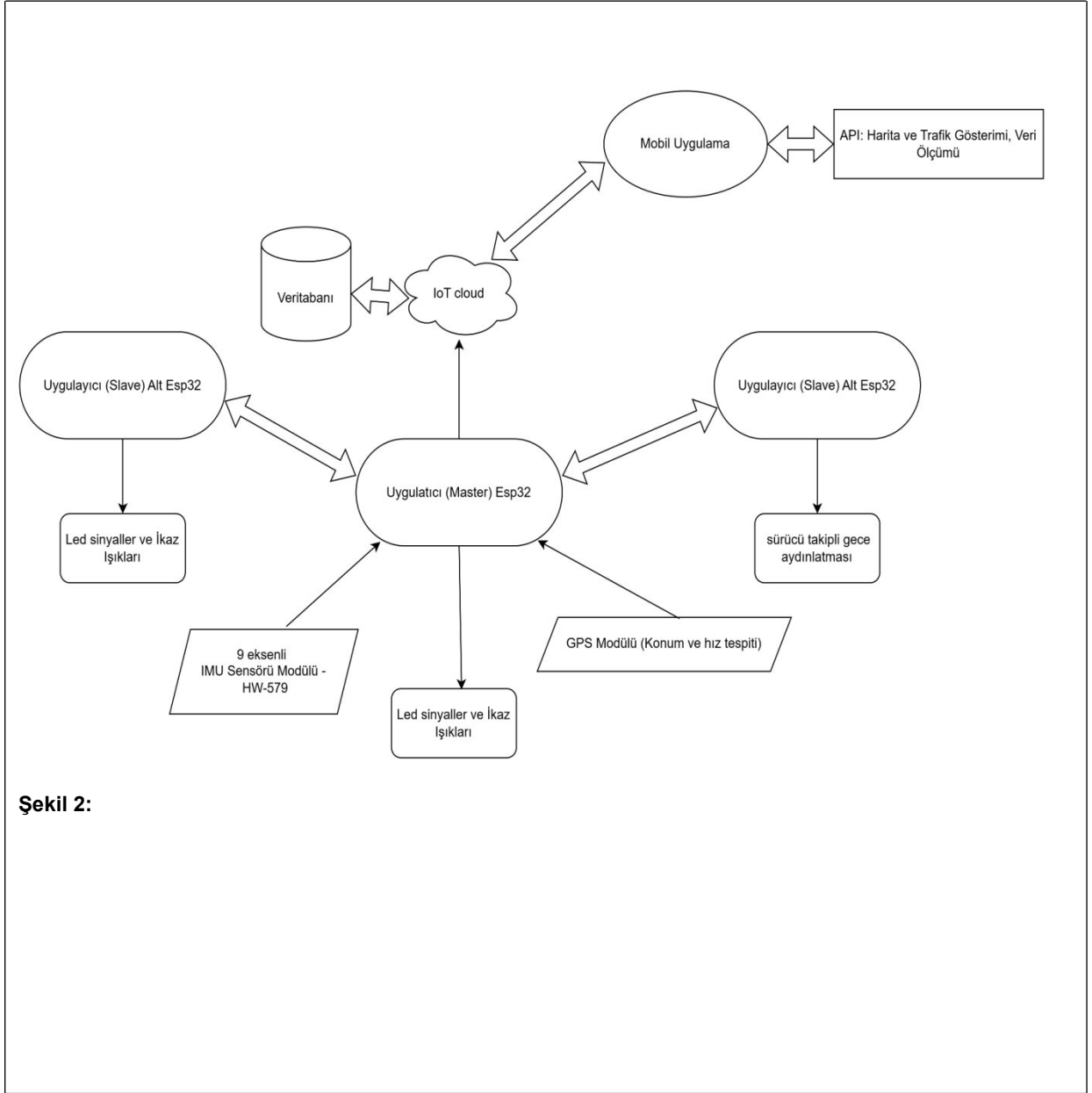
Geliştirilen yapı, gelecekte bulut tabanlı veri işleme, yapay zekâ destekli rota analizi ve sürüş güvenliği optimizasyonu gibi ileri düzey fonksiyonların eklenmesine imkân tanıyacak şekilde tasarlanmıştır. Bu yönüyle sistem, hem sürdürülebilir hem de yenilikçi bir teknoloji altyapısı ortaya koymaktadır.

#### 5. Arduino IDE (Bütünleşik Geliştirme Ortamı):

Açık kaynak kodlu bir yazılım platformudur. Aslen Arduino donanım ailesi için geliştirilmiş olsa da, esnek yapısı sayesinde projemizde kullanılan ESP32 gibi farklı mikrodenetleyici platformlarını da destekleyecek şekilde genişletilmiştir. Platform donanım programlamayı basitleştiren C++ tabanlı bir dil ve zengin bir kütüphane desteği sunar. Bünyesinde; kod yazmak için bir metin editörü, kodun doğruluğunu denetleyen ve makine diline çeviren bir derleyici ve derlenen programı mikrodenetleyiciye aktaran bir yükleyici barındırır. Ayrıca, hata ayıklama (debugging) ve sensör verilerini canlı izleme amacıyla kullanılan bir Seri Monitör aracına da sahiptir. Projemizdeki 9 Eksenli IMU sensöründen alınan verilerin işlenmesi, sensör füzyonu filtrelerinin çalıştırılması ve Uygulayıcı (Master) ile Uygulayıcı (Slave) ESP32 sistemleri arasındaki kablosuz haberleşmenin kodlanması da dahil olmak üzere tüm yazılım geliştirme, derleme ve kartlara yükleme işlemleri bu platform aracılığıyla gerçekleştirilecektir.



Şekil 1:



**Şekil 2:**

### 3. RISK YÖNETİMİ

**RISK YÖNETİMİ TABLOSU\***

<b>En Önemli Riskler</b>	<b>Alınacak Tedbirler (B Planı)</b>
Bisikletlerde ve benzeri araçlarda kullanılacağından ıslak hava koşullarına maruz kalma ihtimali.	Kullanılacak mikroişlemcileri ve sensörleri üzeri kapalı biçimde konumlandırmak ve korumak.
Elektronik ekipmanlar arasında bulunan bağlantıların sürüş esnasında gevşemesi.	Gevşemelerin önlenmesi için tak-çıkart soket bağlantılarından ziyade lehimleme ve dişi ve erkek miki konnektör kullanılarak sabitleme işlemleri yapılarak bağlantı korumalı hale getirilecektir.
Elektronik malzemelerin çalışması için gerekli elektrik kaynağı (yeniden kullanılabilen) pillerin bitmesi.	Bisiklet üzerinde piller için tasarlanan hazne ile yedek pil taşınmasının sağlanması.
Test aşamalarında ve montaj adımıyla kullanılacak elektronik malzemelerin, yapılan hatalardan veya ürünün hatalı olmasından kaynaklı bozulmaları.	Proje bütçesinde belli bir miktar boşluk bırakılarak bozulan elektronik malzemelerin yeniden temini.

### 4. ARAŞTIRMA ÖNERİSİNİN YAYGIN ETKİSİ

<b>Çıktı, Etki ve Kazanımlar</b>	<b>Öngörülen Çıktı(lar), Etki(ler) ve Kazanım(lar)</b>
<b>Bilimsel/Akademik Çıktılar</b>	Kullanıcı geri bildirimleri veriler toplandıktan sonra Dergipark Akademik platformunda makale yazımı gerçekleştirilecektir.
<b>Ekonomik/Ticari/Sosyal Çıktılar</b>	İstanbul Gelişim Üniversitesi destekleri ile projenin fikri mülkiyetine başvurulacaktır. Teknofest yarışma kategorilerinden Üniversite Öğrencileri Araştırma Proje Yarışmaları alanında mücadele etmesi hedeflenmektedir.
<b>Yeni Proje(ler) Oluşturmasına Yönelik Çıktılar</b>	Projenin bu aşamasında iki teker kullanan araç sürücülerinin trafikte görünür olmalarını sağlamak hedef olarak belirlenmiş olsa da projenin geliştirilmesi ile birlikte hem görünür olmak hem de koruma sağlamak hedeflenebilir.

## 5. KAYNAKLAR

### Referanslar:

[1] V. G. Rajendran, S. Jayalalitha, M. V. Kumar and K. T. Panneerselvam, "Automatic protective headgear for safer ride," 2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI), Chennai, India, 2017, pp. 1094-1099, doi: 10.1109/ICPCSI.2017.8391879.

keywords: {Radio frequency;GSM;Vibrations;Microcontrollers;Accidents;Receivers;Switches;headgear system;gas sensor;PIC microcontroller;RF transmitter and receiver;GSM and GSP module},

[2] D. N., A. P. and R. E.R., "Analysis of Smart helmets and Designing an IoT based smart helmet: A cost effective solution for Riders," 2019 1st International Conference on Innovations in Information and Communication Technology (ICIICT), Chennai, India, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICIICT1.2019.8741415. keywords: {Safety;Head;Accidents;Internet of Things;Zigbee;Support vector machines;Accelerometers;Smart Helmet;Internet of Things;and Wi-Fi enabled processor;Support vector machine},

[3] Abacı E, Köse A, Özturan İU, Buyurgan ÇS, Yarkaç A, Bozkurt Babuş S, Erdoğan S. Association Between Riders' Characteristics and Injury Patterns in The Motorcycle or Electric-Bike Accidents. Anatolian J Emerg Med. Eylül 2023;6(3):111-116. doi:10.54996/anatolianjem.1269174

[4] Shrivaya, K., Mandapati, Y., Keerthi, D., Harika, K., & Senapati, R. K. (2019). Smart helmet for safe driving. In E3S web of conferences (Vol. 87, p. 01023). EDP Sciences. <https://doi.org/10.1051/e3sconf/20198701023>,

[5] J. F. Riya, M. T. H. Chowdhury, S. A. Usha, S. Howlader, S. Ahmad and M. Z. Islam, "A Smart Helmet: Ensuring Safety of Bike Riders," 2023 3rd International Conference on Robotics, Electrical and Signal Processing Techniques (ICREST), Dhaka, Bangladesh, 2023, pp. 305-310, doi: 10.1109/ICREST57604.2023.10070031. keywords: {GSM;Vibrations;Head;Prototypes;Switches;Solar energy;Safety;Arduino Uno;Smart Helmet;GPS;GSM;Solar;Accident;Safety},

[6] M. S. Gour, D. K. S, P. Kumara, M. S, S. K. K and C. H, "Arduino based smart and intelligent helmet system for two-wheelers," 2020 IEEE International Conference on Distributed Computing, VLSI, Electrical Circuits and Robotics (DISCOVER), Udupi, India, 2020, pp. 236-240, doi: 10.1109/DISCOVER50404.2020.9278032. keywords: {Safety;Head;Accidents;Global Positioning System;Vibrations;GSM;Radio frequency;Arduino;GSM;GPS;helmet;riders;IR sensor;wiper;vibration sensor;alcohol detection sensor},

[7] M. Oviyaa, P. Renvitha, R. Swathika, I. J. L. Paul and S. Sasirekha, "Arduino based Real Time Drowsiness and Fatigue Detection for Bikers using Helmet," 2020 2nd International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA), Bangalore, India, 2020, pp. 573-577, doi: 10.1109/ICIMIA48430.2020.9074842. keywords: {Electroencephalography;Vehicles;Fatigue;Accidents;Real-time systems;Sleep;Logistics;Drowsiness;Fatigue detection;EEG;Arduino;Mind Machine interface},

[8] tuik, 2025 , <https://data.tuik.gov.tr/Bulten/Index?p=Motorlu-Kara-Tasitlari-Eylul-2025-54044>

[9] tgm, 2024, [https://trafik.gov.tr/kurumlar/trafik.gov.tr/04-Istatistik/Aylik/202412/Aralik\\_2024.pdf](https://trafik.gov.tr/kurumlar/trafik.gov.tr/04-Istatistik/Aylik/202412/Aralik_2024.pdf)

[10]Tc İklim Bakanlığı, 2024 [https://iklim.gov.tr/db/turkce/icerikler/files/%C4%B0iklim%20De%C4%9Fi%C5%9Fikli%C4%9Fi%20Azalt%C4%B1m%20Stratejisi%20ve%20Eylem%20Plan%C4%B1%20\(2024-2030\).pdf](https://iklim.gov.tr/db/turkce/icerikler/files/%C4%B0iklim%20De%C4%9Fi%C5%9Fikli%C4%9Fi%20Azalt%C4%B1m%20Stratejisi%20ve%20Eylem%20Plan%C4%B1%20(2024-2030).pdf)

[11]Birleşmiş Milletler Türkiye, 2025, <https://turkiye.un.org/tr/sdgs>

[12] Özakay, Ö., & Koyuncu, M. (2020). Türkiye'deki Bisiklet Kullanıcılarının Trafikte Görünürlükleri ve Renk Değişkeninin Bu Bağlamda İncelenmesi. Trafik ve Ulaşım Araştırmaları Dergisi, 3(2), 86-108. <https://doi.org/10.38002/tuad.773441>

[13]T.C. Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı <https://hamle.sanayi.gov.tr/Files/dokumanlar/2030SanayiveTeknolojiStratejisi.pdf>

# FPGA-Oriented Deployment of Lightweight Deep Learning Models for Two-Channel Baseband Signal Classification

Sedat Aktaş<sup>1</sup>, Burcu Erkmen<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Electronics and Communication Engineering,  
Yıldız Technical University, Davutpaşa, İstanbul, Türkiye  
sedat.aktas@std.yildiz.edu.tr, bkapan@yildiz.edu.tr

## Abstract

This study investigates lightweight deep learning models for the classification of two-channel baseband (amplitude–phase) signals and shows that they can be applied on FPGA platforms. Two different feature extraction approaches are considered. The first approach is based on processing the data obtained after the Short-Time Fourier Transform (STFT) in the time–frequency domain using a two-dimensional Convolutional Neural Network (2D-CNN). The second approach employs a Dilated Separable Temporal Convolutional Network (DS-TCN) that operates directly in the time domain on the raw dataset to achieve low-latency inference. Due to large parameter sizes and memory-dominated operations, instead of synthesizing the complete network architecture directly on FPGA, a proxy hardware model representing the dominant convolutional computation patterns of both models is designed using Vitis HLS. This proxy model enables a detailed analysis of hardware metrics such as latency, initiation interval, and resource utilization on a Xilinx Artix 7 FPGA, and indicates that both approaches are computationally lightweight and suitable for real-time FPGA applications. The results confirm that proxy-based HLS modeling provides an effective early-stage method for evaluating the hardware feasibility of neural networks applied to baseband Amplitude–Phase signal processing.

**Keywords**—Deep Learning, baseband signals, STFT, 2D-CNN, DS-TCN, FPGA acceleration, Vitis HLS, proxy hardware model

## 1. Introduction

Deep learning methods have become important in radar signal interpretation because they can extract temporal and spectral information directly from raw baseband (Amplitude–Phase) measurements. Traditional signal processing approaches usually rely on manually designed time–frequency features such as the Short Time Fourier Transform (STFT) or wavelet-based representations. Although these methods are effective, they do not always capture fine temporal dependencies that exist in baseband signals [1].

Recent work has made it possible to model two-channel amplitude–phase sequences in a fully data-driven manner, including the open-access dataset published in *MDPI Applied Sciences* (2025) [2]. In this study, two complementary neural network architectures are considered. The first is a time–frequency processing pipeline that applies STFT followed by a two-dimensional convolutional neural network (2D-CNN). The second is a raw time-domain approach based on a Dilated Separable Temporal Convolutional Network (DS-TCN), which

directly takes  $2 \times 400$  amplitude–phase windows as input and learns frequency-like representations using dilated and separable one-dimensional convolutions. This approach allows lightweight and low-latency inference without explicitly applying a Fourier transform.

In addition to classification performance, the main focus of this work is hardware-oriented deployment. Modern embedded radar systems increasingly require real-time inference with low power consumption, making Field-Programmable Gate Arrays (FPGAs) a suitable platform. However, synthesizing complete DS-TCN or STFT-CNN architectures is not practical for early-stage feasibility studies due to large parameter sizes and memory-heavy operations. To overcome this limitation, a proxy hardware modeling approach is used, where a representative Conv1D-based computation block is implemented using Vitis HLS (2023.2). This approach enables the analysis of parallelism, pipelining, latency, and resource usage on a Xilinx Artix-7 device and provides insight into the hardware suitability of the underlying neural network models.

## 2. Methodology

### 2.1. Dataset and Windowing

The dataset used in this study is derived from [2], which records two-channel baseband amplitude–phase sequences under different modulation and noise conditions. Measurements were collected from 20 participants, each contributing multiple sessions that reflect varying breathing patterns, micro-movements, and environmental variations.

All recordings were segmented using a fixed window length of 5s with a sampling rate of 80Hz, resulting in windows of size  $2 \times 400$  (amplitude and phase) channels, each containing 400 temporal samples). A stride of 1.25s (100 samples) was applied, resulting in partially overlapping windows that preserve temporal continuity while increasing sample diversity.

Before segmentation, all samples were normalized according to

$$x'_i = \frac{x_i - \mu}{\sigma} \quad (1)$$

where  $\mu$  and  $\sigma$  denote the global mean and standard deviation computed from the training subset. This improves numerical stability and mitigates amplitude drift across subjects and sessions. To enhance generalization, amplitude and phase perturbations were applied during training.

$$\tilde{x}(t) = (1 + \epsilon_a) x(t) e^{j\epsilon_\phi} \quad (2)$$

where  $\epsilon\alpha \sim U(-0.05, 0.05)$  and  $\epsilon\phi \sim U(-0.1, 0.1)$  radians, these augmentations emulate realistic channel fluctuations commonly observed in short-range radar.

After preprocessing, the dataset was partitioned into 9,828 training windows, 936 validation windows and 936 test windows. Each window was assigned a binary label indicating the absence (Class 0) or presence (Class 1) of activity. The distribution is class-imbalanced, with approximately 92% of the samples belonging to Class 1. Session and subject alignment were preserved during splitting to ensure reproducibility and enable subject-independent evaluation.

The resulting  $2 \times 400$  window structure is compatible with both spectrogram-based feature extraction (STFT  $\rightarrow$  2D-CNN) and temporal-sequence models such as the DS-TCN.

## 2.2. STFT-CNN

In the baseline STFT-CNN pipeline, each  $2 \times 400$  amplitude-phase window is first mapped to a magnitude spectrogram representation. The short-time Fourier transform is computed using a 128-sample Hann window, an FFT length of 128, and a hop size of 16 samples. This parameter selection results in a high temporal overlap between adjacent frames, which was found to be effective in preserving weak micro-motion components and fine spectral variations in short-range radar measurements. The resulting spectrograms are subsequently processed by a shallow convolutional neural network composed of two to three convolutional layers, followed by fully connected layers for binary classification.

The Short-Time Fourier Transform (STFT) enables localized time-frequency analysis by evaluating the Fourier transform over overlapping, windowed segments of the signal [1]. For a discrete time signal  $x[n]$ , the STFT can be expressed as

$$X(t, f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] w[n-t], e^{j2\pi f n} \quad (3)$$

where  $w[n]$  denotes the Hann analysis window. The corresponding magnitude spectrogram  $|X(t, f)|$  provides a compact two dimensional description of the signal, capturing both spectral content and its temporal evolution. Such representations are particularly suitable for radar micro-motion analysis, where motion induced modulation appear as localized time-frequency patterns. Convolutional neural networks (CNNs), originally introduced for spatial feature extraction tasks [3], can be naturally applied to spectrogram-based inputs due to their two-dimensional structure. In a convolutional layer, feature maps are computed as

$$y_{ij}^{(k)} = \sigma \left( \sum_{m,n} W_{mn}^{(k)} X_{i+m, j+n} + b^{(k)} \right) \quad (4)$$

where  $W_{mn}^{(k)}$  and  $b^{(k)}$  represent the kernel weights and bias of the  $k$ th filter, respectively, and  $\sigma(\cdot)$  denotes the ReLU activation function. Through hierarchical filtering, the network learns frequency localized and motion-dependent structures embedded in the amplitude-phase spectrograms [4].

## 2.3. DS-TCN

The Dilated Separable Temporal Convolutional (DS-TCN) operates directly on raw  $2 \times 400$  amplitude-phase windows and

is based on the Temporal Convolutional Network (TCN) framework, which models sequential structure using causal and dilated convolutions together with residual connections [5]. Unlike time-frequency approaches, the DS-TCN learns frequency-analog patterns directly from the waveform, eliminating the need for explicit Fourier transforms.

Causal convolutions ensure that the output at time  $t$  depends only on the current and past inputs, a property essential for real-time radar pipelines. Dilated convolutions with kernel size  $k$  and dilation rate  $r$  are defined as

$$y(t) = \sum_{i=0}^{k-1} w_i x(t - ri) \quad (5)$$

which enables exponentially increasing receptive fields without increasing computational cost.

Depthwise-separable temporal convolutions further reduce parameter count and memory-access cost by decomposing each layer into a channelwise spatial filter followed by a pointwise  $1 \times 1$  convolution [6]. Combined with residual connections,

$$h_l = \sigma(W_l * h_{l-1}) + h_{l-1} \quad (6)$$

these blocks provide stable optimization and compact temporal feature extraction.

Together, these properties allow the DS-TCN to capture long range amplitude-phase dependencies in amplitude-phase sequences while remaining fully parallelizable. From a hardware perspective, dilated separable convolutions maintain regular memory-access patterns and avoid recurrent dependencies, enabling efficient pipelining, fixed-latency execution and high throughput FPGA implementations.

## 2.4. Training Configuration

Both neural architectures were optimized using the Adam optimizer with an initial learning rate of  $10^{-3}$  and a mini-batch size of 128. To mitigate the effects of class imbalance present in the dataset, a class-weighted focal loss was adopted. The focusing parameter was set to  $\gamma = 2.0$  for the STFT-CNN model and to  $\gamma = 1.5$  for the DS-TCN model, reflecting the different convergence characteristics observed during preliminary experiments.

**DS-TCN:** The DS-TCN architecture was trained for a total of 20 epochs using a weight decay of  $5 \times 10^{-4}$ . Dropout with a rate of 0.3 was applied within the temporal convolutional blocks to reduce overfitting. The network employs a kernel size of 7 together with a stack of dilated convolutional layers using dilation factors [1/2/4/8/16], resulting in a large effective receptive field over the  $2 \times 400$  input windows. During the final five training epochs, Stochastic Weight Averaging (SWA) was enabled with a learning rate of  $0.5 \times 10^{-3}$ , combined with cosine annealing. The averaged model achieving the best validation performance was selected for subsequent evaluation.

**STFT-CNN:** The STFT-CNN baseline was trained for up to 20 epochs, with early stopping applied based on the validation loss. A patience value of five epochs and a minimum improvement threshold of  $10^{-4}$  were used to prevent unnecessary overfitting.

A weight decay of  $10^{-4}$  was applied, and batch normalization was included in the convolutional layers to stabilize training. To improve robustness, additive Gaussian noise with a standard deviation of 0.01 was introduced at the input level during training as a lightweight data augmentation strategy. The STFT front-end

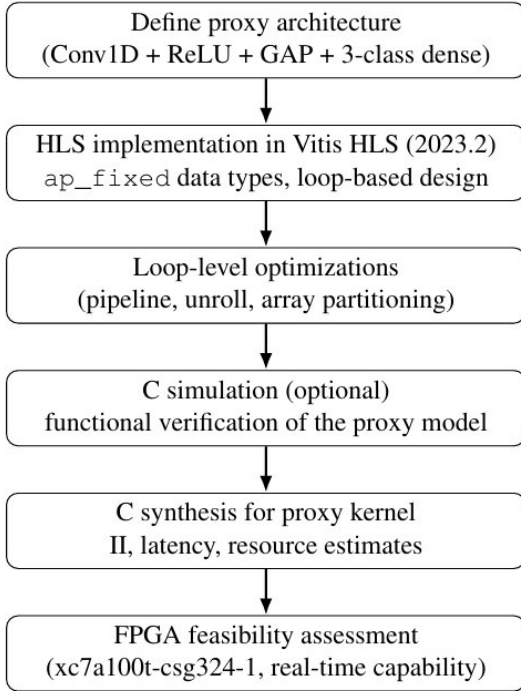
employed an FFT length of 128 with a 128-sample Hann window, a hop size of 16 samples, logarithmic magnitude compression, and per-spectrogram normalization.

**Common settings:** Both models were trained and evaluated using identical training, validation, and test splits derived from the NPZ-based windowed dataset. Normalization statistics were computed on the training set and applied consistently across all splits. For record-level performance assessment, segment-level predictions were aggregated for each recording session.

## 2.5. Proxy Model HLS Design Framework

Direct synthesis of the full DS-TCN\_3class and STFT-CNN\_3class models was not attempted in this work. Both networks contain a large number of parameters, irregular tensor shapes, and operations that are primarily limited by memory access. These characteristics make direct RTL-level synthesis and fair comparison difficult.

Instead, a compact proxy hardware model was used to represent the main computational behavior shared by both architectures. The goal of this proxy is not to reproduce the full network structure, but to capture the dominant operations that determine FPGA resource usage and throughput.



**Fig. 1** HLS design pipeline used to evaluate the FPGA feasibility of the DS-TCN\_3class and STFT-CNN\_3class architectures via a representative proxy model

The proxy model consists of four processing stages: a 1D convolution, a ReLU activation, global average pooling, and a small fully connected classifier. These blocks reflect the core multiply-accumulate operations, nonlinear activation, and feature aggregation found in both DS-TCN and STFT-CNN models. At the same time, architecture-specific elements such as deep dilated layers or large spectrogram tensors are intentionally excluded.

The model was implemented manually in Vitis HLS (2023.2) using fixed-point *ap\_fixed* arithmetic. Standard HLS optimizations, including loop pipelining, loop unrolling, and array partitioning, were applied to improve parallelism and throughput. The Conv1D block, in particular, exposes multiple parallel MAC units and achieves a low initiation interval (II), which is compatible with real-time radar processing. The synthesis results obtained with this model are reported in Section 3.

## 3. Results

This section presents the three-class classification results for the STFT-CNN and DS-TCN models. All evaluations were conducted on test data from previously unseen subjects in order to assess subject-independent generalization.

### 3.1. Classification Performance

Table 1 reports the classification performance at both the window level and the record level. Window-level metrics are computed over 2,574 individual test windows. Record-level metrics are obtained by combining 13 consecutive windows belonging to the same recording, resulting in a total of 198 test recordings.

Overall, the DS-TCN model shows better performance than the STFT-CNN at both evaluation levels. The improvement is more pronounced at the record level, where the accuracy increases from 0.909 to 0.975. This result suggests that modeling temporal information directly from raw amplitude-phase signals is more effective than relying solely on time-frequency representations. In particular, the higher record-level accuracy indicates that the DS-TCN captures temporal patterns that remain consistent across multiple overlapping windows.

**Table 1.** Three-class classification performance for STFT-CNN and DS-TCN

Model	Level	Acc	Macro- $F_1$	Classes
STFT-CNN	Window	0.751	0.679	0/1/2
STFT-CNN	Record	0.909	0.896	0/1/2
DS-TCN	Window	0.786	0.713	0/1/2
DS-TCN	Record	0.975	0.970	0/1/2

### 3.2. Confusion Matrices

To better understand class-wise behavior, window-level confusion matrices for both models are presented in Tables 2 and 3. Record-level matrices are not reported, since the aggregation process produces near-perfect diagonals and therefore provides limited diagnostic insight.

For DS-TCN (Table 2), breathing (Class 0) and pure motion (Class 1) are recognized with high accuracy, while most errors arise from the inherent ambiguity of mixed breathing-motion recordings (Class 2). This is consistent with the higher intra-class variability and overlap in the temporal signatures of this class.

**Table 2.** Window-level confusion matrix for DS-TCN (test set)

True	Predicted		
	0	1	2
0 (breathing)	1127	17	26
1 (pure motion)	0	702	0
2 (breath+motion)	208	299	195

The STFT-CNN exhibits a similar trend (Table3) but with greater confusion in the mixed class, consistent with its lower macro-F1 and weaker ability to separate overlapping amplitude-phase patterns in breathing+motion segments.

**Table 3.** Window-level confusionmatrix for STFT-CNN (test set)

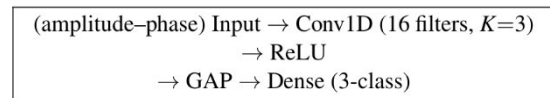
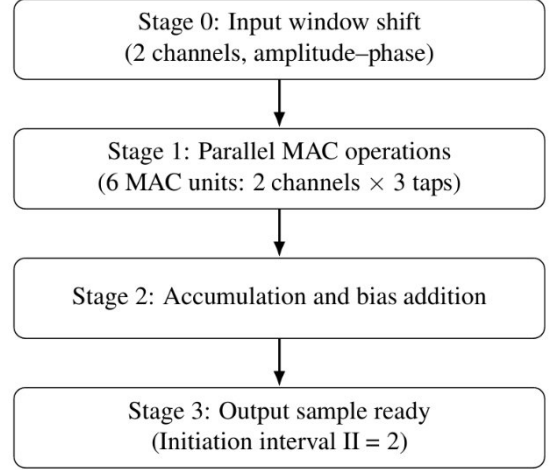
True	Predicted		
	0	1	2
0 (breathing)	1100	11	59
1 (pure motion)	7	649	46
2 (breath+motion)	226	291	185

### 3.3. FPGA Feasibility Analysis via Proxy Hardware Model

To evaluate the hardware feasibility of the proposed DS-TCN\_3class and STFT-CNN\_3class neural architectures, a lightweight proxy hardware model was implemented in Vitis HLS (2023.2), targeting a Xilinx Artix-7 xc7a100t-csg324-1 device. Instead of synthesizing the full networks, which involve complex memory structures and large parameter counts, the main computational behavior of both models was represented using a simplified proxy block consisting of:

- two-channel (amplitude-phase) 1D convolution with 16 filters (kernelsize3),
- ReLU activation,
- Global average pooling (GAP) and
- A 3-class dense output layer.

This proxy structure represents the main computation pattern of the DS-TCN model, which is based on temporal 1D convolutions, as well as the convolution-based classification pipeline of the STFT-CNN model. The convolution block is the main source of computational cost in both architectures, and synthesizing this block provides a realistic view of the required hardware resources. Figure 2 illustrates the block-level structure of the proxy model, while Figure 3 visualizes the pipelined convolution execution (achieved initiation interval of  $\text{II} = 2$ ). The resource utilization and latency results are summarized in Table 4.

**Fig. 2** Proxy hardware model representing the computational core of the DSTCN\_3class and STFTCNN\_3class architectures**Fig. 3** Conceptual pipeline structure of the Conv1D block with six parallel MAC units (2channels $\times$ 3taps) and an initiation intervalof $\text{II}=2$ 

The Conv1D block was synthesized with full channel and kernel partitioning, which enabled six parallel MAC operations mapped to six DSP slices. For an input window of 256 time samples, the design achieved a total latency of 8,203 clock cycles at a synthesized clock frequency of 100 MHz, corresponding to approximately 82  $\mu\text{s}$ .

The dense layer and the pooling stages introduce only negligible overhead due to their small number of parameters. Table 4 shows that the proxy model occupies less than 1% of the LUT and FF resources on the xc7a100t device, demonstrating that both DS-TCN and STFT-CNN networks are computationally lightweight enough for real-time FPGA deployment.

**Table 4.** FPGA resource and latency results for the proxy model (target device: xc7a100t-csg324-1)

Block	Latency (cycles)	Latency (@100 MHz)	DSP	LUT	FF
Conv1D + ReLU	8203	82.0 $\mu\text{s}$	6	518	533
GAP	256	2.56 $\mu\text{s}$	0	40	20
Dense (3-class)	4-6	0.04-0.06 $\mu\text{s}$	0	80*	10*

\*Estimated; the 3-class dense layer contributes negligible additional resource usage.

These synthesis results show that the proxy model correctly captures the computational characteristics of the full architectures and allows their suitability for FPGA implementation to be evaluated. The measured latency, initiation interval, and resource usage indicate that both the DS-TCN\_3class and STFT-CNN\_3class networks are lightweight enough to support real-time operation on mid-range FPGA devices.

## 4. Discussion

The HLS-based proxy model analysis shows that both DS-TCN and STFT-CNN architectures are computationally lightweight and suitable for real-time FPGA operation. The synthesized Conv1D kernel uses only a small portion of the available LUT and FF resources on the Artix-7 device and achieves low latency at 100 MHz. These results confirm that convolution, ReLU activation, and feature aggregation can be implemented efficiently on FPGA hardware.

The proxy model also provides a practical way to evaluate hardware feasibility when direct synthesis of full networks is difficult due to large parameter counts and variable data sizes. More complex model variants, such as deeper convolutional layers or FPGA-based STFT front-end blocks, can be analyzed using the same approach.

## 5. Conclusion

This study investigates lightweight deep learning models for two-channel baseband (amplitude–phase) signal classification and evaluates their hardware feasibility using a proxy-based FPGA analysis. The DS-TCN and STFT-CNN models achieve competitive performance on unseen subjects while remaining suitable for low-latency and fixed-point implementation.

Using Vitis HLS, a proxy model representing the main convolutional workload was synthesized on an Artix-7 FPGA. The results show low resource usage and real-time capability, indicating that proxy-level HLS modeling is an effective method for early FPGA feasibility assessment.

## 6. Future Work

In future work, the FFT stage will be implemented on FPGA using the Xilinx XFFT IP core or the DS-TCN model will be deployed on FPGA to obtain classification.

## 7. Acknowledgment

The dataset used in this study was obtained from the outputs of (Project Number 121E409) supported by The Scientific and Technological Research Council of Türkiye. The authors thank the project team for their valuable support.

## References

- [1] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Pearson, 3rd edition, 2010.
- [2] Ö. Niyaz et al., “Human Respiration and Motion Detection Based on Deep Learning and Signal Processing Techniques to Support Search and Rescue Teams,” *Applied Sciences*, vol. 15, no. 4, p. 2097, Feb. 2025, doi: 10.3390/app15042097.
- [3] Y. LeCun et al., “Gradient-Based Learning Applied to Document Recognition,” *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 11, pp. 2278–2324, 1998.
- [4] T. O’Shea and J. Hoydis, “An Introduction to Deep Learning for the Physical Layer,” *IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.*, vol. 3, no. 4, pp. 563–575, 2017.
- [5] S. Bai, J. Z. Kolter, and V. Koltun, “An Empirical Evaluation of Generic Convolutional and Recurrent Networks for Sequence Modeling,” in *Proc. Int. Conf. on Learning Representations (ICLR)*, Workshop Track, 2018.
- [6] S. Hampiholi, S. Aakur, and S. Sarkar, “Depthwise Separable Temporal Convolutional Network for Action Segmentation,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on 3D Vision (3DV)*, 2020, pp. 582–591.

# Kaynak Kısıtlı Mobil IoT Cihazlarında Blok-zincir Entegrasyonunun Uygulanabilirlik Etüdü ve Donanım Kaynak Analizi

Burak Cebesoy<sup>1</sup>, Yıldırım Yalman<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ORCID ID: 0009-0007-3893-8087, Fluxion Lab Elektronik Bilişim ARGE San. ve Tic. Ltd. Şti. Gebze, Kocaeli, Türkiye,

<sup>1</sup>Elektrik Elektronik Mühendisliği, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Piri Reis Üniversitesi, Tuzla, İstanbul, Türkiye.

<sup>2</sup>ORCID ID: 0000-0002-2313-4525, Bilgisayar Mühendisliği, Mühendislik Fakültesi, Piri Reis Üniversitesi, Tuzla, İstanbul, Türkiye.

## Özet

Mobil Nesnelerin İnterneti (IoT) cihazları, lojistik, akıllı şehirler ve endüstriyel takip gibi kritik sektörlerde büyük miktarda veri üretmektedir. Bu verilerin güvenliği, bütünlüğü (data integrity) ve değişmezliği, geleneksel siber güvenlik yaklaşımlarının ötesinde bir güvence gerektirmektedir. Blok-zincir teknolojisi, dağıtık ve kriptografik olarak güvenli yapısıyla bu ihtiyaca güçlü bir çözüm adayı olarak öne çıkmaktadır. Ancak, literatürdeki çalışmalar genellikle bulut veya sunucu tabanlı mimarilere odaklanmakta; batarya ile çalışan, GSM veya Wi-Fi tabanlı mobil takip cihazları gibi kaynak kısıtlı gömülü sistemlerde blok-zincir entegrasyonunun pratik zorluklarını ve donanımsal maliyetlerini yeterince ele almamaktadır.

Bu bildiri, bir etüt çalışması niteliğinde olup, "Fluxion Teta Mini" gibi modern ve mobil bir IoT takip cihazı mimarisini vaka çalışması olarak kullanarak, kaynak kısıtlı gömülü sistemlerde **cihaz-seviyesinde kriptografik imzalama (device-level cryptographic signing)** mimarilerinin uygulanabilirliğini analiz etmektedir. Çalışma, cihaz üzerinde tam bir düğüm (full node) çalıştırmanın imkansızlığına karşın, cihazın ürettiği sensör verisini kriptografik olarak imzalaması ve bu imzalı veriyi **doğrudan bir sunucu mimarisine** iletmesi yaklaşımını incelemektedir.

Bu bağlamda, donanım kriptohızlandırıcılarına (örn. ESP32 serisi veya ARM Cortex M55) sahip modern SoC'ler (System-on-Chip) ile bu kriptografik işlemleri yazılımsal kütüphanelerle (örn. standart ARM Cortex-M serisi) gerçekleştiren geleneksel MCU'lar (Microcontroller Unit) kıyaslanmıştır. Analiz; işlemci (CPU) yükü, enerji tüketimi, anlık bellek (RAM) kullanımı (kriptohızlandırıcılar için) ve program belleği (Flash) ihtiyaçları üzerinden donanımsal bir maliyet değerlendirmesi sunmaktadır. Sonuç olarak bu çalışma, mobil IoT sistem tasarımcılarına, güvenli veri bütünlüğü sağlamak amacıyla kullanılacak blok-zincir mimarisi için doğru donanım platformunu seçme ve sistem mimarisini tasarlama konusunda pratik bir yol haritası sunmayı amaçlamaktadır.

**Anahtar Kelimeler:** Nesnelerin İnterneti (IoT), Blok-zincir, Kaynak Kısıtlı Cihazlar, Gömülü Sistemler, Uygulanabilirlik Analizi, Donanım Kriptografi, Uç Bilişim (Edge Computing)

## 1. Giriş

Güvenilir olmayan durumlarda, özellikle tedarik zinciri ve soğuk zincir lojistiğinde veri bütünlüğünü garanti altına almak için temel bir paradigma, Blockchain teknolojisinin Nesnelerin İnterneti (IoT) ile entegrasyonudur. Bununla birlikte, mobil IoT cihazlarının fiziksel sınırlamaları ile dağıtılmış defter platformlarının işleme gereksinimleri arasında temel bir “kaynak açığı” bulunmaktadır. Çok yıllık çalışmaya yönelik pille çalışan izleyiciler, standart blok zinciri protokollerinin ihtiyaç duyduğu hesaplama gücü, bellek ve sürekli bağlantı özelliklerinden yoksundur [2].

Literatürün çoğu, verilerin buluta ulaştıktan sonra hash ve imzalanmasıyla gerçekleştirilen sunucu tarafı entegrasyonuna odaklanmaktadır. Ancak bu mimari, “Garbage In, Garbage Out” (Giren çöp, çıkan çöp) sorununu çözmemektedir; blok zinciri, sensör ile bulut arasındaki bağlantı tehlikeye girdiğinde hatalı verileri korur [4]. Kaynağın gerçekliğini sağlamak için veriler, oluşturuldukları noktada kriptografik olarak imzalanmalıdır. Bu boşluğu kapatmak için, bu çalışma, sınırlı kaynaklara sahip platformlarda cihaz kaynaklı imzanın donanım uygulanabilirliğini incelemekte ve özellikle donanım hızlandırılmalı yöntemleri yazılım tabanlı kriptografi ile karşılaştırmaktadır [5].

## 2. Mobil IoT için Mimari Çerçeve

Depolama ve konsensüs ek yükleri, sınırlı bir cihazda tam bir blok zinciri düğümü çalıştırmayı imkansız kıldığından, “Oracle” veya “Hafif İstemci” tasarımı kullanıyoruz.

### 2.1 Cihaz Düzeyinde İmzalama ve Çevrimdışı Yetenek

IoT gadget'ı bu paradigmada konsensüse katılmamaktadır. Bunun yerine, güvenilir bir veri kaynağı olarak hizmet etmektedir. Cihaz, her bir sensör okumasını (yük) imzalamak için genellikle Eliptik Eğri Dijital İmza tekniği (ECDSA) gibi asimetrik bir teknik kullanır ve gizli anahtarı güvenli bir donanım bileşeninde depolar [7].

Önemli olarak, sistem, bağlantının düzensiz olduğu durumlarda (deniz kargo gibi) lojistik uygulamaları için çevrimdışı imzalamayı desteklemelidir. Sensör verileri cihaz tarafından yerel olarak karma hale getirilir, imzalanır ve depolanır. Bu imzalanmış işlemler toplu olarak bir kenar ağ geçidine gönderilir ve bağlantı yeniden kurulduğunda ağ geçidi bunları blok zincirine iletir. Bu “Depola-İmzala-İlet” tekniği sayesinde, ağ kesintisi durumunda bile veri bütünlüğü korunur [8].

## 3. Donanım Kaynak Analizi: Karşılaştırmalı Çalışma

Bu bölümde, önerilen mimarinin hesaplama maliyetini değerlendirmek için “Fluxion Teta Mini” referans tasarımı kullanılmaktadır. İki popüler donanım paradigmasını karşılaştırıyoruz: özel donanım hızlandırıcıları olan modern bir SoC ve yazılım kriptografisi (ör. mbedTLS) çalıştıran geleneksel bir 32 bit MCU.

Kategori	Model Örneği	Çekirdek Mimarisi	Donanım Kripto Ünitesi (Hardware Crypto Engine)	Desteklenen Kriptografi Yöntemleri ve Durumu
----------	--------------	-------------------	---	--

Donanım Hızlandırıcı SoC	ESP32-S3	Xtensa® Dual-Core 32-bit LX7	VAR (Entegre Kripto Hızlandırıcı & Dijital İmza Donanımı)	ECDSA (ECC): Donanım hızlandırılmalı.RSA: Donanım hızlandırılmalı (4096-bit'e kadar).AES/SHA: Donanım (AES-128/256, SHA-2).Sonuç: İşlemci yükü düşüktür, pil ömrü uzundur.
Donanım Hızlandırıcı MCU	STM32U585	ARM® Cortex®-M33	VAR (PKA - Public Key Accelerator & AES/HASH)	ECDSA (ECC): PKA ile tam donanım hızlandırma.RSA: PKA ile donanım hızlandırma.AES/SHA: Donanım.Sonuç: Ultra düşük güç tüketimi ve yüksek güvenlik sağlar.
Donanım Hızlandırıcı SoC	Nordic nRF52840	ARM® Cortex®-M4	VAR (ARM CryptoCell-310)	ECDSA (ECC): CryptoCell ile tam donanım.ChaCha-Poly: Donanım.AES/SHA: Donanım.Sonuç: Bluetooth uygulamaları için optimize edilmiş kripto işlemler.
Yazılım Tabanlı MCU	STM32F429VG	ARM® Cortex®-M4	KISITLI / YOK (Sadece Simetrik/Hash hızlandırıcı olabilir*, PKA Yok)	ECDSA (ECC): YAZILIMSAL (İşlemci tarafından hesaplanır).RSA: YAZILIMSAL.AES/SHA: Modele göre donanım olabilir ancak asimetrik işlemler CPU'ya biner.Sonuç: ECDSA imzalamada yüksek gecikme (150ms+) ve enerji kaybı.
Yazılım Tabanlı MCU	Atmel ATmega328P	8-bit AVR (Arduino Uno vb.)	YOK	Tümü Yazılımsal: ECDSA ve SHA işlemleri çok yavaştır (saniyeler sürebilir). Blok zincir entegrasyonu için pratik değildir.

Tablo 1: SoC ve MCU Özellik Karşılaştırma Tablosu

### 3.1 Hesaplama Gecikmesi ve Verim

Kriptografik ilkeler, özellikle ECDSA ve SHA-256, hesaplama açısından yoğundur.

**Yazılım Uygulaması** (yalnızca yazılım kriptografisi kullanan MCU sınıfı): Araştırmalara göre, saat hızına ve optimizasyona bağlı olarak, yazılım 150-600 ms içinde secp256r1 ECDSA imzası oluşturabilir [10]. CPU tam kapasite çalışmadığından, sensör yoklaması dahil diğer gerçek zamanlı işlemler bu süre boyunca engellenir.

**Donanım Hızlandırma** (donanım kripto hızlandırıcılı SoC): Donanım kripto hızlandırıcılı SoC'ye ait özel donanım kripto motoru kullanılarak gecikme süresi önemli ölçüde azaltılır. Karşılaştırmalar, SHA-256 karma verimliliğinin yalnızca yazılımla çalıştırmaya kıyasla 10 ila 15 kat arttığını ve donanım hızlandırılmalı ECDSA işlemlerinin 50 ms'den daha kısa sürede tamamlanabileceğini göstermektedir [12].

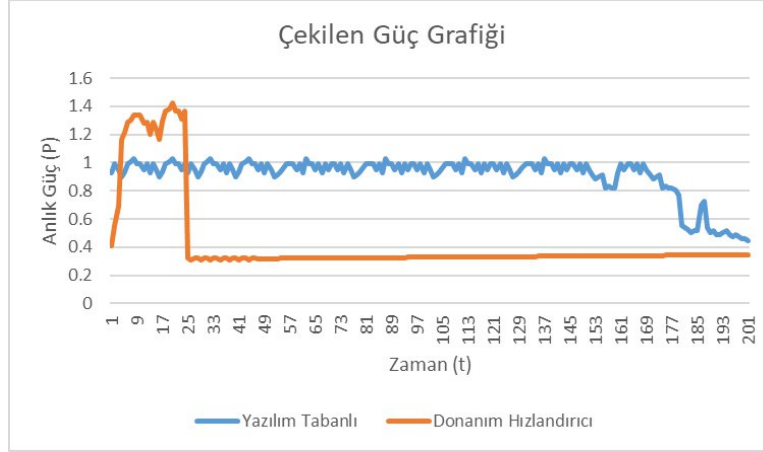
### 3.2 Enerji Verimliliği Etkileri

Pille çalışan cihazlar için enerji tüketimi (E),

$$E = P * t,$$

formülüyle tanımlanan kritik bir kısıtlamadır. Burada P güç, t ise zamandır.

**Analiz:** Donanım hızlandırıcı, yürütme süresini (t) önemli ölçüde azaltır, bu da donanım kripto hızlandırıcılı SoC'nin düşük güçlü yalnızca yazılım kriptografisi kullanan MCU sınıfından daha yüksek bir tepe akım tüketimine sahip olsa bile işlem başına toplam enerji maliyetini düşürür. Daha yüksek bir tepe akım tüketimine sahip olsa bile, işlem başına toplam enerji maliyetini düşürür [12].



Grafik 1: SoC ve MCU Tarafından Çekilen Güç Grafiği

**Etki:** 20 ms süren donanım hızlandırmalı imza işlemi, 200 ms aktif CPU süresi kullanan yazılım tabanlı imza işleminden çok daha az pil tüketir. Donanım hızlandırma, her on dakikada bir raporlama yapan bir cihaz için sadece performans artırıcı bir özellik değildir, aynı zamanda çok yıllık pil ömrü elde etmek için de gereklidir.

## 4. Sonuç

Bu fizibilite çalışması, doğru donanım tasarımı seçimi ile sınırlı kaynaklara sahip mobil IoT cihazlarına blok zinciri kimlik doğrulamasını entegre etmenin teknik olarak mümkün olduğunu göstermektedir. "Fluxion Teta Mini" vaka çalışması, yüksek gecikme süresi ve enerji tüketiminin, pille çalışan cihazların sık blok zinciri işlemleri için yazılım tabanlı şifrelemeye güvenmesini nasıl imkansız hale getirdiğini göstermektedir.

En iyi seçenek, özel Donanım Şifreleme Hızlandırıcıları içeren SoC'lerin kullanılmasıdır. Lojistik uygulamaları için gereken enerji bütçesinden ödün vermeden, cihaz düzeyinde imza imkanı sunarak uçtan uca veri bütünlüğünü garanti eder. Mobil IoT sistemlerinde en büyük enerji tüketicisi olmaya devam eden iletim yükünü daha da azaltmak için, gelecekteki araştırmalar "çevrimdışı" toplu işleme tekniklerinin iyileştirilmesine odaklanmalıdır [13].

## Referanslar

- 1 T. Hu, et al., N-Accesses: A Blockchain-Based Access Control Framework for Secure IoT Data Management. *Sensors* **2023**, 23, 8535. <https://doi.org/10.3390/s23208535>
- 2 T. M. Fernández-Caramés and P. Fraga-Lamas, "A Review on the Use of Blockchain for the Internet of Things," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 32979-33001, 2018.
- 3 S. Huh, S. Cho and S. Kim, "Managing IoT devices using blockchain platform," 2017 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), pp. 464-467, 2017.
- 4 L. García, et al., "Lightweight Blockchain for Data Integrity and Traceability in IoT Networks," *IEEE Access*, vol. 10, 2022.
- 5 W. Villegas-Ch, et al., "Lightweight Blockchain for Authentication and Authorization in Resource-Constrained IoT Networks," *IEEE Access*, vol. 13, 2025.
- 6 O. Novo, "Blockchain Meets IoT: An Architecture for Scalable Access Management in IoT," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 2, pp. 1184-1195, 2018.
- 7 J. Pan, et al., "EdgeChain: An Edge-IoT Framework and Prototype Based on Blockchain and Smart Contracts," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 6, no. 3, pp. 4719-4732, 2019.
- 8 A. Dorri, S. S. Kanhere, and R. Jurdak, "Towards an Optimized BlockChain for IoT," 2017 IEEE/ACM Second International Conference on Internet-of-Things Design and Implementation (IoTDI), pp. 173-178, 2017.
- 9 H. Tschofenig and M. Pegourie-Gonnard, "Performance of State-of-the-Art Cryptography on ARM-based Microprocessors," NIST Lightweight Cryptography Workshop, 2015.
- 10 A. I. Regla and E. D. Festijo, "Performance Analysis of Light-weight Cryptographic Algorithms for Internet of Things (IoT) Applications: A Systematic Review," *2022 IEEE 7th International conference for Convergence in Technology (I2CT)*, Mumbai, India, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/I2CT54291.2022.9824108.
- 11 F. Suárez-Albela, et al., "A Practical Performance Comparison of ECC and RSA for Resource-Constrained IoT Devices," *IEEE Global Internet of Things Summit (GloTS)*, 2018.
- 12 M. El Hanine, A. El-Yahyaoui, R. Es-Sadaoui, Design and assessment of lightweight cryptographic algorithms on ESP32 and STM32 for IoD security, *Egyptian Informatics Journal*, Volume 32, 2025, 100818, ISSN 1110-8665.
- 13 M. Baza, R. Amer, A. Rasheed, G. Srivastava, M. Mahmoud and W. Alasmay, "A Blockchain-Based Energy Trading Scheme for Electric Vehicles," *2021 IEEE 18th Annual Consumer Communications & Networking Conference (CCNC)*, Las Vegas, NV, USA, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/CCNC49032.2021.9369517.

# Developing a robotic system for rescue and medical intervention

Wisam Elmasry<sup>1</sup>, Semih Apaydin<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Department of Computer Engineering, Istanbul Kültür University, Istanbul, Türkiye  
w.elmasry@iku.edu.tr

<sup>2</sup>Department of Computer Engineering Istanbul Kültür University, Istanbul, Türkiye  
2100004407@stu.iku.edu.tr

## Abstract

**This study presents the Rescue and Medical Intervention System (RMIS), a humanoid robotic platform built on ROS 2 to operate in sophisticated environments such as bomb disposal, emergency medical response, and mine rescue. RMIS integrates a Kinect V2 sensor and the MediaPipe library for real-time human pose estimation by processing synchronized and calibrated RGB and depth images to extract the 3D (x, y, z) coordinates of skeletal joints, with enhanced accuracy and spatial alignment ensured through camera calibration. A custom ROS 2 package captures and processes these data, converting 2D coordinates to 3D with depth mapping, and broadcasts the positions for further processing. These coordinates are then transmitted over a WebSocket connection from the main Ubuntu system to a Raspberry Pi 5, which serves as the robot's central control unit. Inverse kinematics algorithms first compute the necessary joint angles to replicate human movement, and then, as the robot executes the motion, an onboard Inertial Measurement Unit (IMU) operates simultaneously to provide real-time orientation feedback that helps stabilize the robot and prevent it from falling. The computed angles are used to drive MG996R servo motors via ROS 2 nodes running on the Raspberry Pi. For development and validation, joint positions are visualized in RViz and simulated on a humanoid model in Gazebo, enabling safe testing before physical deployment. The RMIS robotic system thus achieves accurate real-time motion imitation with low latency, combining advanced software and reliable hardware to enhance safety, efficiency, and autonomy in critical rescue and medical intervention missions.**

## 1. Introduction

Robotic systems have become indispensable tools in environments that pose significant risks to human operators, such as conflict zones, disaster areas, and hazardous industrial sites. These environments demand high-precision operations that must be carried out without exposing personnel to danger. Beyond operational efficiency, the deployment of robotic systems in such contexts carries an ethical imperative—to preserve human life through technological intervention.

Tasks such as Explosive Ordnance Disposal (EOD) and emergency medical response present particular challenges due to their time-sensitive and life-critical nature. Conventional intervention methods expose personnel to potentially fatal risks. As a result, there is a growing demand for intelligent, remotely operated robotic platforms that can perform these tasks with human-level dexterity and situational awareness.

In response, we developed the RMIS, a ROS 2-based humanoid robotic platform designed for safe deployment in high-risk environments. The system integrates real-time skeletal tracking using a depth camera and IMU (Inertial Measurement Unit) sensors, and leverages a modular, low-cost architecture based on Raspberry Pi and open-source software tools. The platform aims to replicate human upper-body motions through servo-driven actuation and supports both manual and autonomous control modes.

## 2. Related Work

Many robotic systems have been proposed for use in hazardous environments, particularly in tasks like EOD and medical support. However, most of these platforms suffer from significant drawbacks in terms of cost-efficiency, anthropomorphic mobility, and flexibility across domains. The ASELSAN Tiger robot, for instance, is one of the most advanced EOD systems used in Turkey. It provides heavy-duty manipulation and long-range wireless control, yet its rigid mechanical structure and limited degrees of freedom constrain its usability in fine manipulation or medical interventions. Moreover, its reliance on closed software and hardware ecosystems severely limits extensibility and academic prototyping [1].

In contrast, the Honey Badger robot offers an open-source, low-cost alternative mainly used in educational settings. It features basic obstacle avoidance and object pickup functions, but lacks the real-time skeletal control or human-robot interaction capabilities needed in life-critical scenarios [2]. Similarly, LBR Med is a medical-grade compliant robot commonly used for patient interaction in clinical environments. While it is safe for human contact and demonstrates high motion fidelity, it is designed exclusively for indoor use under tightly controlled settings, rendering it ineffective in chaotic or dangerous field operations [3].

Several academic efforts have addressed human motion tracking as a key enabler for intuitive teleoperation in humanoid robots. Oikonomidis et al. propose a model-based method that tracks full-body human motion using two calibrated RGB-D sensors. The system compares depth observations with synthetic renderings of a human model, updating joint positions through stochastic optimization [4]. This dual-camera configuration yields high tracking accuracy even under occlusion and clutter.

In another Kinect-based implementation, researchers developed a small humanoid robot to mimic human gestures captured in real-time using depth data. The system features inverse kinematics to translate joint positions into servo commands. Despite promising results, the platform lacks the flexibility to support multiple control modes or feedback mechanisms, limiting its practical deployment [5]. Shafaei and

Little introduced a robust skeletal tracking system that fuses data from multiple Kinect devices. Their voxel-based method allows reliable skeleton fusion from various camera angles, achieving stable full-body tracking with significantly fewer occlusion artifacts [6]. The concept of multi-sensor data fusion is highly relevant to RMIS, which currently uses a single Kinect but could expand into multi-sensor setups for critical missions.

Another major study implemented a 4-DOF (Degree of Freedom) robotic arm controlled via skeletal input captured from Kinect and processed using Arduino. The arm is capable of executing basic movements such as reaching and lifting, and is evaluated for latency and accuracy in the transfer of human joint data to physical actuation [7]. While cost-effective and educational, the system lacks the ROS integration and IMU stabilization present in RMIS.

Recent trends have also explored AI-driven enhancements to human-robot interaction. A notable example integrates deep reinforcement learning into humanoid robots, enabling them to optimize task execution through continuous environmental feedback. Over time, these robots improve behaviors such as balance control and task selection [8]. Though resource-intensive, this line of research aligns well with RMIS’s roadmap, especially regarding future use of PPO (Proximal policy optimization) and gesture-adaptive responses.

Motion smoothing and noise reduction are also addressed by combining RGB-D input with IMU data. A hybrid system applies extended Kalman filtering to merge skeletal data with inertial measurements, significantly improving the stability of joint estimates under rapid movements [9]. RMIS adopts a similar dual-sensor strategy and plans to further integrate feedback loops for balancing and adaptive response.

For posture recognition, Wang et al. proposed a Support Vector Machine (SVM)-based model that uses Kinect-derived joint features to classify basic human poses such as standing or lying [10]. The high classification accuracy and robustness under changing lighting conditions demonstrate how simple classifiers can enable robot mode switching and emergency gesture recognition—capabilities already present in RMIS through its gesture recognition module.

Lastly, rehabilitation-focused systems such as those using Azure Kinect provide real-time feedback and scoring of motion exercises. These platforms prioritize low-latency skeletal tracking and user engagement, validating RMIS’s vision for future use in medical scenarios [11]. Unlike these commercial systems, RMIS uses a fully open-source stack, making it more accessible for research and field deployment. Table 1 presents a summary of the existing systems and their relevance to the proposed system.

**Table 1.** Comparison of related works

Study / System	Key Features	Limitations	RMIS Relevance
ASELS AN Tiger	Heavy-duty, robust, field-tested EOD platform	Closed architecture, no motion imitation	Motivates modular, open design
Honey Badger	Open-source, educational, low-cost	No skeleton tracking, limited motion fidelity	Informs affordable prototyping

LBR Med	Compliant, medical-safe, human-friendly	Only suitable for controlled indoor use	Validates medical application domain
Oikonomidis et al. (Dual RGB-D tracking)	Two RGB-D sensors, model-based track	Computationally expensive, single-user setup	Inspires multi-view fusion concept
Kinect Mimetic Humanoid	Real-time servo control using inverse kinematics	Lacks feedback, gesture support	Establishes servo mapping logic
Shafei et al. (Multi-Kinect fusion)	Voxel-based skeletal fusion, occlusion-resilient	Hardware complexity	Enables future multi-sensor expansion
Kinect + Arduino Robotic Arm	4-DOF arm, skeletal control, educational use	No ROS integration, limited torque	Demonstrates low-cost control loop
RL-based Humanoid Robot	Learns adaptive behavior via reinforcement learning	High resource requirements	Roadmap for AI integration in RMIS
IMU + RGB-D Skeleton Filtering	Kalman filter smoothing, motion stability	Needs sensor calibration	Inspires sensor fusion pipeline
Kinect Posture Recognition	SVM-based posture classification, high accuracy	Limited to basic poses	Supports gesture-based commands
Azure Kinect Rehab Tracker	Real-time feedback, visual scoring for rehabilitation	Relies on commercial SDK	Validates medical tracking scenarios
Multi-View RGB-D Pose Estimation	3-view system, 3D fusion, reduced pose drift	High computational load	Highlights latency-accuracy trade-offs

In summary, existing systems either sacrifice flexibility for performance or vice versa. RMIS fills this gap by combining skeletal tracking, gesture control, and low-cost hardware in a modular architecture that supports both real-time deployment and future AI integration.

### 3. Methodology

This section outlines the architectural design, hardware selection, software components, and control strategy employed in the development of the RMIS. The system is developed using

a top-down design approach, beginning with motion planning and software infrastructure, followed by mechanical prototyping and integration testing.

### 3.1. Hardware Architecture

The RMIS platform is built upon a compact yet powerful embedded system, utilizing low-cost, high-performance components suitable for field deployment in hazardous environments.

#### 3.1.1 Microcontroller Unit

The system is powered by a Raspberry Pi 5, which acts as the main onboard computing unit. With its quad-core ARM processor and expanded RAM, the Pi 5 is capable of running complex computer vision pipelines, sensor fusion algorithms, and real-time ROS 2 communication without the need for external computation units [12].

#### 3.1.2 Perception and Sensing Modules

Microsoft Kinect v2 is employed as the primary RGB-D sensor, providing depth maps and infrared video feeds. These are processed using MediaPipe for real-time 3D skeletal tracking of the operator's body. A 9-DOF IMU complements skeletal tracking by providing orientation and motion data, enhancing the system's robustness under occlusion or motion blur. An integrated forward-facing camera offers first-person visual feedback, enabling teleoperation and visual confirmation of actions [13].

#### 3.1.3 Actuation System

The robotic limbs are actuated using MG996R high-torque digital servo motors, offering a good balance between cost, reliability, and performance. Fig. 1 shows the MG996r servo motor.



Fig. 1. Mg996r servo motor

All servo signals are managed via a Pololu Maestro 24-Channel USB Servo Controller, which receives angle commands from the control node and distributes precise Pulse Width Modulation (PWM) signals to each servo motor. Fig. 2 shows the servo motor controller.

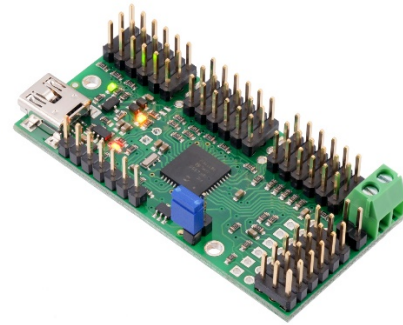


Fig. 2. Pololu Mini Maestro 24-channel servo controller

#### 3.1.4 Structural Design

The robot's mechanical structure consists of laser-cut aluminum components for strength and 3D-printed joints and connectors for customization and modularity. This hybrid approach reduces cost while maintaining durability and ease of maintenance. Fig. 3 shows the aluminum parts of the robot.



Fig. 3. Robot parts (aluminum)

### 3.2 Software Stack

The software infrastructure is designed for modularity, scalability, and real-time performance using open-source tools and custom Python implementations.

### 3.2.1 Operating System and Middleware

The platform runs Ubuntu 22.04 LTS, providing long-term support and compatibility with modern robotics toolchains. ROS 2 (Humble Hawksbill) is used as the middleware to handle inter-process communication through nodes, topics, and services in a distributed architecture [14].

### 3.2.2 Core Libraries and Tools

MediaPipe is used to extract 3D skeletal joint data from the RGB-D stream of the Kinect sensor. Furthermore, Microsoft SkeletonTracking SDK is utilized for alternative implementations. Fig. 4 shows some common application of MediaPipe tool.

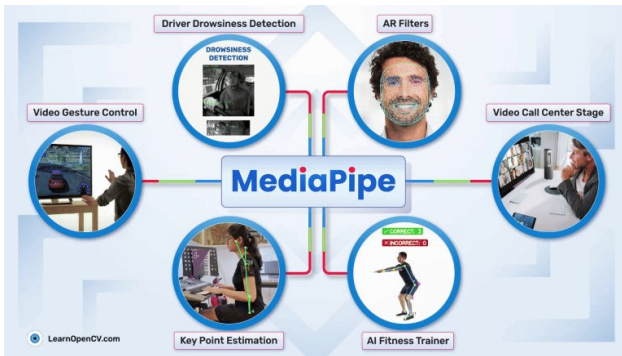


Fig. 4. Use Cases of MediaPipe

OpenCV, NumPy, and ROS 2 Python APIs are employed for image processing, matrix operations, and real-time data handling, respectively.

### 3.2.3 Execution and Simulation

The software stack supports both physical deployment and virtual testing through Gazebo for physics-based simulation and RViz for real-time visualization of joint states, sensor frames, and environmental feedback. The system follows a distributed architecture in which computationally intensive processes such as skeletal tracking, sensor fusion, and control decision-making are offloaded to an external Ubuntu workstation running ROS 2 and MediaPipe. This setup ensures stable real-time performance and allows for leveraging more powerful processing resources than those available on embedded hardware. The Kinect sensor is connected to the Ubuntu machine, where MediaPipe extracts 3D skeletal keypoints, and the resulting joint angles are computed and transmitted to the robot via ROS 2 publish/subscribe channels. The Raspberry Pi 5 onboard the robot functions such as a lightweight actuation and camera management unit, as follows.

- It subscribes to joint angle topics and maps them to PWM signals to control the MG996R servo motors via the Pololu servo driver.
- It captures the live first-person camera feed mounted on the robot and publishes the video stream to the same ROS 2 network, allowing real-time visual monitoring via RViz or a custom Graphical User Interface (GUI).

Simulation environments such as Gazebo and visualization tools like RViz are employed on the host machine to test joint

mappings, verify camera alignment, and validate motion logic before physical execution [15].

### 3.3 Software Components

The software architecture is modular, node-based, and distributed between a host Ubuntu workstation and the onboard Raspberry Pi 5. All modules are developed in Python and operate over ROS 2 (Humble) [16].

#### 3.3.1 Kinect Integration and Skeletal Tracking Node

A custom ROS 2 node interfaces with the Microsoft Kinect v2 and utilizes MediaPipe to extract 3D skeletal keypoints of the human operator. The node processes the RGB-D and Depth input and matches the joint positions with depth data. After that it publishes joint coordinates to downstream pose estimation and control nodes [17].

#### 3.3.2 Pose Estimation and Angle Calculation

A dedicated node receives the skeletal joint positions and calculates the corresponding joint angles using geometric heuristics and inverse&forward kinematics. These angles are then normalized and transmitted as ROS 2 messages to the robot's Raspberry Pi 5 board [18].

#### 3.3.3 Gesture Recognition Module

A Python-based node continuously monitors skeletal data to detect predefined gestures (e.g., raised hand for emergency stop, open hand for idle mode). Recognized gestures trigger high-level mode switches or task execution commands [19].

#### 3.3.4 Actuation Control Node (Raspberry Pi 5)

This node runs directly on the Raspberry Pi 5, where it subscribes to joint angle topics. It converts the angle data into PWM-compatible signals and communicates with the Pololu Maestro 24-channel servo driver to actuate MG996R servo motors in real-time [20].

#### 3.3.5 FPV Camera Node (Raspberry Pi 5)

The Pi's local camera module provides a First-Person View (FPV) from the robot's perspective. A ROS 2 node running on the Pi captures this stream via raspberry camera module v3 and publishes it to the network, enabling remote monitoring via RViz or custom user interfaces [21].

#### 3.3.6 Simulation Nodes

Simulations of skeletal inputs and robot responses are executed on the host machine using Gazebo for dynamics validation and RViz for real-time joint visualization and topic debugging.

### 3.4 Mechanical Design and Control Strategy

The RMIS robot is designed to replicate human upper-body motion with sufficient mechanical stability and flexibility for real-world deployment.



hardware, while maintaining modularity and flexibility through the ROS 2 communication model [22].

### 3.5.2 Robot-Side Execution (Raspberry Pi 5)

The Raspberry Pi 5, embedded on the humanoid robot, functions as a dedicated actuation and sensor node. It performs the following tasks:

- **Joint Angle Subscription:** Receives real-time joint angle data from the ROS 2 network.
- **Servo Control:** Converts joint angles into PWM signals via the Pololu Maestro 24-channel USB servo driver, which controls the MG996R digital servo motors for upper-body articulation.
- **Camera Stream Publishing:** Captures video from the onboard FPV (camera) and publishes it as a ROS 2 image stream to enable visual feedback for the operator.
- **Local Health Monitoring:** Monitors connection status and servo driver feedback for potential fault detection.

All robot-side operations are handled with minimal latency, enabling fluid and responsive motion replication.

### 3.5.3 Motion Control

The motion control framework of RMIS is responsible for translating operator movements into robotic joint actuation in real-time. This is achieved through skeletal pose mapping, inverse kinematics, and servo control.

#### 3.5.3.1 Human Motion Capture and Mapping

- MediaPipe/MsSDK provides 3D skeletal landmarks of the operator's upper body.
- Joint vectors (e.g., shoulder-to-elbow, elbow-to-wrist) are used to compute relative angles.
- These angles are normalized and filtered to ensure smooth transitions and mapped to mechanical joint constraints of the robot.

#### 3.5.3.2 Servo Actuation Layer

The robot's arms and torso are driven by MG996R high-torque servos, offering approximately 10–13 kg-cm torque, suitable for human-like limb motions. The Pololu 24-channel servo controller is managed via serial USB communication from the Raspberry Pi 5, providing the following aspects:

- Individual servo positioning.
- Real-time update rates (~50 Hz).
- Emergency stop signals on communication loss or gesture-triggered interrupt.

#### 3.5.3.3 Motion Control Modes

The RMIS supports multiple control modes for flexibility in various field scenarios, as follows.

- **Manuel Mode:** Real-time replication of the operator's arm and torso movements. Ideal for direct teleoperation.
- **Emergency Mode:** An emergency protocol for controlling the robot with joystick/controller which is directly connected to the system via 2.4 GHz dongle/modem.

- **Autonomous Mode:** Placeholder for future implementation of path planning, navigation, and autonomous behavior using SLAM.

### 3.5.3.4 Safety and Feedback

The following points are included to ensure safety and feedback:

- A low-pass filter is applied to incoming joint data to reduce jitter and prevent sudden spikes in servo movement.
- Mechanical joint limits are enforced to avoid hardware stress or servo overextension and also try not to exceed human muscle limitations.
- The onboard IMU will be used in future versions to provide real-time robot pose estimation and feedback loop closure for balance or self-correction and even for reinforcement learning.

## 4. Experimental Results

To evaluate the performance and reliability of the RMIS, a series of simulation-based and real-world experiments are conducted. The goal is to validate the system's motion tracking accuracy, actuation fidelity, and operational stability in representative task scenarios.

### 4.1 Skeletal Tracking and Pose Estimation

The skeletal tracking module, implemented with MediaPipe on Ubuntu, is tested with various operators and lighting conditions. The Kinect sensor provided consistent joint detection at an average frame rate of 30 FPS, while the average latency from frame capture to joint angle publication is approximately 60 ms. The following findings are gained:

- Tracking success rate: 94% for upper-body keypoints under normal indoor lighting.
- Jitter filtering: Real-time smoothing filter reduced joint position noise by 40%.
- Occlusion recovery time: 300 ms after temporary loss of visibility. Fig. 8 depicts a screenshot for skeleton tracking and pose estimation process.

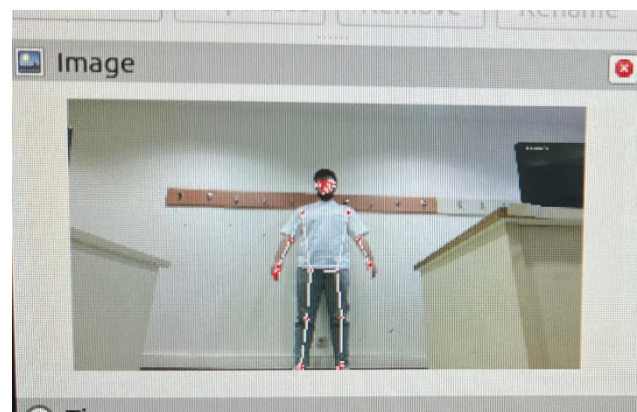


Fig. 8. Skeleton tracking via MediaPipe

### 4.2 Servo Response and Motion Replication

The computed joint angles are transmitted to the Raspberry Pi 5, where they are translated into PWM signals via the Pololu 24-channel controller to actuate MG996R servos. The following findings are recorded:

- End-to-end actuation delay: 100–120 ms (from joint detection to servo movement).
- Servo movement range:  $0^{\circ}$ – $180^{\circ}$  (tested across 12 degrees of freedom).
- Maximum observed deviation:  $\pm 6^{\circ}$  between target and actual servo position (due to mechanical tolerance and torque loading).

A task-based evaluation is conducted in which the operator performed predefined gestures (reaching, pointing, and arm raising). The robot successfully mirrored these motions in over 90% of the trials, with smooth transitions and stable posture maintenance. Fig. 9 shows the inverse kinematics model of the robot.

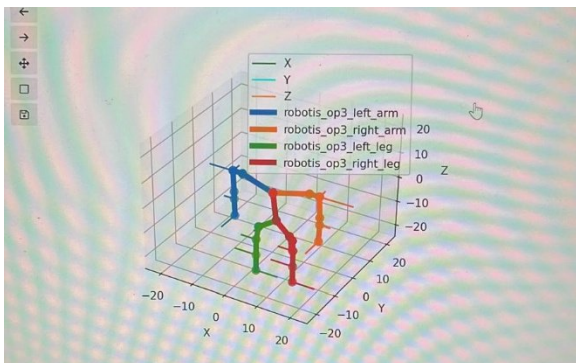


Fig. 9. Inverse kinematic model of the robot

### 4.3 FPV Streaming and Visual Feedback

The onboard FPV camera is tested for remote observation through ROS 2 and RViz. The camera node is running on Raspberry Pi 5 maintained a stable video stream at the following specifications:

- Resolution: 4608 x 2592.
- Frame rate: 30 FPS.
- Transmission latency: 150 ms average over a local ROS 2 network.

This allowed the operator to visually confirm motion alignment and navigate around basic obstacles during remote tests.

### 4.4 Simulation Validation

Prior to physical deployment, motion logic and joint mappings are validated in Gazebo using a digital twin of the robot. These tests helped for ensuring the following goals:

- Verifying the ROS 2 node communication structure.
- Visualizing and debugging joint states using RViz TF frames.
- Evaluating inverse kinematics behavior under constrained motion tasks. Fig. 10 presents a screenshot for the RViz simulation environment.

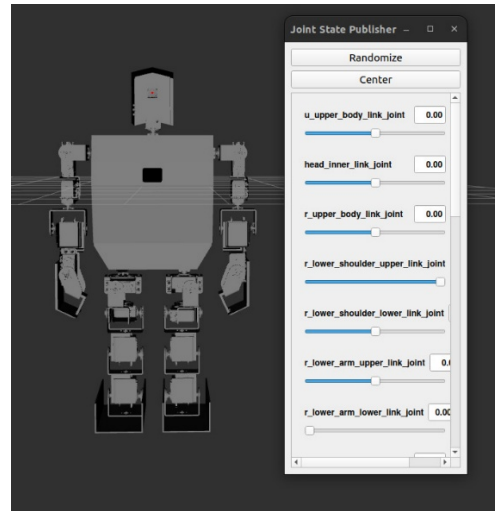


Fig. 10. Rviz simulation environment

### 4.5 Observations

After completing the experiments on the robot, the following observations are summarized:

- The servo-driven motion replication was responsive and reliable with minimal overshoot or jitter.
- The gesture recognition system performed accurately under controlled environments, although performance degraded in low-light conditions.
- System responsiveness was sufficient for tasks such as object reaching, waving, and directional indication, but not yet suitable for fine motor tasks such as grasping.

### 5. Conclusions

This study presents the design and implementation of the RMIS, a ROS 2-based humanoid robotic platform intended for deployment in hazardous environments such as bomb disposal zones and emergency medical scenarios. The system employs a distributed computing model, in which real-time skeletal tracking and motion analysis are performed on a host Ubuntu workstation, while a Raspberry Pi 5 embedded in the robot handles servo actuation and camera feedback. By combining open-source frameworks (ROS 2, MediaPipe), affordable yet effective hardware (Raspberry Pi 5, Kinect, MG996R servos), and modular software nodes, the RMIS achieves real-time motion mirroring without reliance on proprietary tools or high-cost motion capture systems. The system successfully replicates upper-body human motion with sufficient precision for basic intervention tasks, providing a scalable and cost-effective solution for remote operation in high-risk environments. The experiments demonstrate the system's operational feasibility, with end-to-end latency below 150 ms, stable servo performance, and reliable gesture-driven mode switching. Furthermore, the modularity of the architecture allows seamless extension with additional control modes or sensor modules. Building upon the current architecture, several directions are proposed to enhance the capability and autonomy of the RMIS as follows.

Expanded Degrees of Freedom: Increase the number and range of controlled joints to include full-body motion replication, including leg and head movement.

**Reinforcement Learning for Adaptive Behavior:** Integrate reinforcement learning algorithms (e.g., Proximal Policy Optimization, Deep Q-Learning) to allow the robot to optimize its actions based on environmental feedback. This will enable long-term learning of complex behaviors such as obstacle avoidance, energy-efficient movement, and adaptive tool manipulation in uncertain field conditions.

**Sensor Fusion with IMU:** Integrate the robot's onboard IMU into the control loop to enable dynamic posture stabilization and feedback-based motion correction. **Machine Learning for Gesture and Object Recognition:** Employ CNN-based models or lightweight Transformer architectures to enhance gesture classification accuracy and enable object/hazard recognition from FPV input.

**Joystick and Voice Command Interfaces:** Implement secondary control channels using voice-to-text APIs (e.g., Whisper) or gamepad-based teleoperation for fallback interaction in unreliable visual conditions.

**Autonomous Navigation and Mapping:** Extend the system with SLAM-based navigation to support semi-autonomous task execution in unknown or dynamic environments.

**Medical Task Integration:** Develop end-effectors and workflows for basic medical actions (e.g., delivery of emergency kits, checking vitals via sensors, verbal patient communication).

**Multi-Agent Coordination:** Investigate the coordination of multiple RMIS units for swarm-based disaster response, particularly in large or obstructed terrains. The ultimate goal is to develop a robust and intelligent life-saving robotic agent that can operate with a high degree of autonomy while remaining accessible in terms of cost and development complexity.

## 6. References

- [1] ASELSAN, "TAMG-2 Tiger EOD Robot," [Online]. Available: <https://www.aselsan.com.tr>.
- [2] Open Bionics, "Honey Badger Robot Project," 2018. [Online]. Available: <https://github.com/OpenBionics>.
- [3] KUKA Robotics, "LBR Med: The First Medical Robot with Certification," 2020. [Online]. Available: <https://www.kuka.com>.
- [4] I. Oikonomidis, N. Kyriazis, and A. Argyros, "Tracking the articulated motion of the human body with two RGB-D cameras," *\*Machine Vision and Applications\**, vol. 26, pp. 1047–1061, 2015.
- [5] M. K. Ferdous and F. M. Zain, "A low-cost humanoid robot mimicking human arm movements using Kinect," *\*Int. Conf. on Robotics and Automation Sciences\**, 2017.
- [6] A. Shafaei and J. Little, "Real-time multi-Kinect human tracking using voxel fusion," *\*arXiv preprint arXiv:1605.08068\**, 2016.
- [7] A. Khan, A. Malik, and M. Hussain, "Kinect-based upper limb tracking and control of robotic arm using Arduino," *\*International Journal of Computer Applications\**, vol. 141, no. 1, 2016.
- [8] M. R. Walter et al., "Deep reinforcement learning for humanoid robots in dynamic environments," *\*IEEE Transactions on Robotics\**, vol. 37, no. 4, pp. 982–997, 2021.
- [9] H. Li, Y. Zhao, and J. Wang, "IMU and RGB-D fusion for robust skeleton tracking," *\*Sensors\**, vol. 20, no. 15, p. 4292, 2020.
- [10] Q. Wang, Z. Deng, and J. Wang, "Human posture recognition using Kinect and SVM," *\*Sensors and Actuators A\**, vol. 245, pp. 141–148, 2016.
- [11] J. Park, S. Lee, and H. Kim, "Markerless rehabilitation motion tracking with Azure Kinect," *\*IEEE Access\**, vol. 9, pp. 113112–113123, 2021.
- [12] W. Elmasry, M. Wadi, and H. Shahinzade, "Two-tier cascaded classifiers to improve electrical power quality," in 2022 26th International Electrical Power Distribution Conference (EPDC), pp. 96-101, IEEE, 2022. DOI: 10.1109/EPDC56235.2022.9817239.
- [13] M. Wadi, W. Elmasry, I. Colak, M. Jouda, and I. Cucuk, "Utilizing metaheuristics to estimate wind energy integration in smart grids with a comparative analysis of ten distributions," *Electric power components and systems*, pp. 1-36, Taylor & Francis, 2024. DOI: 10.1080/15325008.2024.2346830.
- [14] M. Wadi, and W. Elmasry, "A comparative assessment of five different distributions based on five different optimization methods for modeling wind speed distribution," *Gazi University Journal of Science*, Vol: 36, No: 3, pp. 1096-1120, Gazi University, 2023. DOI: 10.35378/gujs.1026834.
- [15] M. Wadi, W. Elmasry, I. Cucuk, and H. Shahinzad, "Sensitivity reliability analysis of power distribution networks using fuzzy logic," in 2022 12th International Conference on Computer and Knowledge Engineering (ICCKE), pp. 190-195, IEEE, 2022. DOI: 10.1109/ICCKE57176.2022.9959978.
- [16] M. Wadi, and W. Elmasry, "Comparison of five different distributions based on three metaheuristics to model wind speed distribution," *Journal of Electrical Systems*, Vol: 36, No: 3, pp. 1096-1120, Engineering and Scientific Research Groups, 2022.
- [17] O. Atia, H. Asskar, O. El Kharchy, and W. Elmasry, "ASL UNDERPRESSURE: Gamification of American Sign Language Learning Through Human-Computer Interaction," 2025 7th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (ICHORA) pp. 1-8, IEEE, 2025. DOI: 10.1109/ICHORA65333.2025.11017096.
- [18] M. S. Yildiz, B. Mustafaoglu, and W. Elmasry, "Empowering Education Through Virtual Reality-driven Course and Examination System," 2025 7th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (ICHORA) pp. 1-6, IEEE, 2025. DOI: 10.1109/ICHORA65333.2025.11017012.
- [19] Y. S. Ercikan and W. Elmasry, "YouTube Video Comments Sentiment Analysis Using Custom NLP Model," 2025 7th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (ICHORA) pp. 1-7, IEEE, 2025. DOI: 10.1109/ICHORA65333.2025.11017222.
- [20] W. Elmasry, "Sentiment Analysis Dataset and Web Application for Turkish Tweets," 2025 9th International Symposium on Innovative Approaches in Smart Technologies (ISAS), Gaziantep, Turkiye, pp. 1-7, 2025, DOI: 10.1109/ISAS66241.2025.11101972.
- [21] M. Abdelalim, M. Bashar, H. Nemer, and W. Elmasry, "Music Generation Using RNN-LSTM with Self-Attention Mechanism," 2025 9th International Symposium on Innovative Approaches in Smart Technologies (ISAS), Gaziantep, Turkiye, pp. 1-8, 2025, DOI: 10.1109/ISAS66241.2025.11101751.
- [22] A. Ali, M. Drlik, M. Wadi, and W. Elmasry, "Enhancing Privacy in Smart Grids and IoTs Systems by Using Federated Learning: Case Study," 2025 International Conference on Smart Applications,

Communications and Networking (SmartNets), Istanbul, Turkiye,  
pp. 1-6, 2025, DOI: 10.1109/SmartNets65254.2025.11106876.

# Hava Çekirdekli Reaktörler Etrafında Oluşan Manyetik Alanların Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Hesaplanması ve ICNIRP Sınır Değerleri ile Karşılaştırılması

Yunus Berat Demiroglu<sup>1</sup>, Bora Alboyacı<sup>2</sup>, Mehmet Aytaç Çınar<sup>3</sup>, Rukiye B. Aymaz<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Genetek Güç Enerji Ltd., Kocaeli Üniversitesi Teknopark, Kocaeli, Türkiye  
yunusberat.demiroglu@genetek.com.tr

<sup>2</sup>Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, Türkiye  
alboycaci@kocaeli.edu.tr, rukiye.baymaz@kocaeli.edu.tr

<sup>3</sup>Kocaeli Üniversitesi, İzmit Meslek Yüksekokulu, Mülkiyet Koruma ve Güvenlik, İş Sağlığı ve Güvenliği Programı  
aytac@kocaeli.edu.tr

## Özet

Güç sistemi içerisinde şalt sahalarında hava çekirdekli reaktörler kullanılabilir. Bu reaktörlerin etrafında yüksek seviyede manyetik alan ve elektrik alan değerleri oluşabilir. Elektrik ve manyetik alanların insan sağlığı üzerindeki etkisini inceleyen ve bazı sınır değerler belirleyen dokümanlar literatürde bulunmaktadır. Buna örnek olarak “ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz–100kHz)” dokümanı gösterilebilir. Kamuya açık alanlar ve çalışma ortamları için şebeke frekansında izin verilen en yüksek manyetik alan yoğunluğuna maruz kalma değerleri ICNIRP tarafından sırası ile 0.2mT ve 1mT olarak belirtilmiştir. Bu çalışma kapsamında örnek bir hava çekirdekli reaktör etrafında oluşan manyetik alan dağılımları hesaplanmıştır ve literatürde belirtilen sınır değerler ile karşılaştırılmıştır.

## 1. Giriş

Elektrik şebekelerinde, güç kalitesi ve ekipman güvenliğini sağlama gibi uygulamaları gerçekleştirmek amacıyla kullanılan pasif devre elemanlarının başında reaktörler gelmektedir. Şalt sahalarında ve endüstriyel tesislerde kullanılabilen bu ekipmanlar; kısa devre akımlarını limit değerlerin altına indirmek, kapasitif yükleri kompanze etmek veya harmonikleri filtrelemek için kullanılabilirler. Ancak reaktörlerin elektriksel faydalarının yanı sıra, fiziksel yapıları gereği çevrelerinde oluşturdukları elektromanyetik etkiler de sistem tasarımı aşamasında dikkate alınması gereken önemli parametrelerden biridir.

Elektrik tesislerinde kullanılan reaktörler demir çekirdekli veya hava çekirdekli olabilir. Bu reaktörlerin birbirleri arasında avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Demir çekirdekli reaktörlerde manyetik akı yolu, demir çekirdek üzerinden tamamlanır. Hava çekirdekli reaktörlerde ise manyetik akı yolu ortamda bulunan hava üzerinde tamamlanır. Hava çekirdekli reaktörlerde manyetik akı yolu hava üzerinden tamamlandığından dolayı indüktansları akıma bağlı olarak değişmez. Bundan dolayı, şalt sahalarından sıklıkla kullanılmaktadırlar.

Hava çekirdekli reaktörlerin etrafında oluşan manyetik alan dağılımları önemli seviyelerde olabilmektedir. Bu manyetik alan dağılımlarının literatürde bulunan çeşitli çalışmalarda incelendiği görülmektedir. [1] çalışmada, hava çekirdekli reaktörlerde oluşan manyetik alanlar, eddy akımları, kapalı devre akımları hakkında genel bilgiler verilmiştir. Sonlu elemanlar yöntemi ile manyetik alan hesaplamaları gerçekleştirilmiştir. [2] çalışmada hava çekirdekli reaktörlerin manyetik alanlarının modellenmesi için hibrit bir yöntem geliştirilmiştir. Analizler sonucunda reaktörlerin ideal saha yerleşiminin belirlenmesi, ICNIRP normlarına göre manyetik alan çalışmalarının yapılması gibi çalışmalar gerçekleştirilmiştir. [3] çalışmada, hava çekirdekli reaktörlerin SVC (Statik Var Kompensator) tabanlı bir trafo merkezinde oluşturduğu manyetik alan seviyeleri incelenmiştir.

Hava çekirdekli reaktörler etrafında oluşan bu manyetik alan dağılımlarının seviyesinin uygunluğunun incelenmesi gerekmektedir. Kamuya açık alanlar ve çalışma ortamlarında manyetik alan ve elektrik alan değerlerinin sınırlarının belirlendiği dokümanlar bulunmaktadır. Bu dokümanların birisi de ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection – Uluslararası İyonlaştırıcı Olmayan Radyasyondan Korunma Kılavuzu) dokümanıdır. Bu doküman içerisinde elektrik ve manyetik alanlar için insan sağlığı açısından belirlenen sınır değerler, frekansa ve ortama bağlı olarak belirtilmiştir. Çalışmanın ikinci bölümünde bu doküman ve benzeri dokümanlar ile ilgili detaylı bilgi verilmiştir.

Bu çalışmada 31.5kV gerilim seviyesinde ve 4.5MVA gücünde üç fazlı hava çekirdekli reaktör grubunun etrafında oluşan manyetik alan dağılımları hesaplanmıştır. Hesaplamalar gerçekleştirilirken sonlu elemanlar analiz yöntemi kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar literatürde bulunan sınır değerler ile karşılaştırılmış ve bunlara göre oluşan yaklaşım mesafeleri belirlenmiştir. Çalışma içerisinde ikinci bölümde literatürde bulunan sınır değerler ve ICNIRP dokümanı hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde sonlu elemanlar analiz yönteminin kullandığı Maxwell denklemleri, bu yöntem ile elektrik sistemlerinde gerçekleştirilebilecek olan analizler hakkında bilgi verilmiştir. Dördüncü bölümde ise modelleme ve analiz çalışmaları açıklanmıştır. Oluşan manyetik alan dağılımları görseller ile desteklenmiştir.

## 2. Manyetik Alanların İnsan Sağlığı Üzerine Etkilerinin İncelendiği Dokümanlar

Manyetik alanların insan sağlığı üzerindeki etkilerini inceleyen çeşitli kurum ve kuruluşlar bulunmaktadır. Buna göre, güncel ve kabul görmüş uluslararası kılavuzlar şunlardır,

- ICNIRP, 2010, Zamanla Değişen Elektrik ve Manyetik Alanlarda (1 Hz – 100 kHz) Maruziyetin Sınırlandırılması Kılavuzu [4].
- IEEE, 2019, C95.1, Elektrik, Manyetik ve Elektromanyetik Alanlarda İnsan Maruziyetine İlişkin Güvenlik Seviyeleri Standardı (0 Hz-300 GHz) [5].

Bunun yanında, CIGRE 806 dokümanı [6] elektrik ve manyetik alanların yönetimi konusunda yapılan çalışmalar, dokümanlar, standartlar ve global sağlık kuruluşlarının yorumları gibi konu ile ilgili çeşitli çalışmaları içeren ve yorumlayan bir teknik broşürdür. Broşür, 50/60 Hz gibi AC kaynaklardan ve 0 Hz gibi DC kaynaklardan gelen elektrik ve manyetik alan maruziyetini kapsamaktadır. Özellikle, elektrik altyapısı nedeniyle hem genel halk hem de çalışanların maruz kalabileceği durumlara odaklanmaktadır.

Dünya Sağlık Örgütü (WHO) ve diğer kuruluşlar, kısa süreli ve yüksek seviyeli elektromanyetik alan maruziyetine bağlı sağlık etkilerinin tespit edildiğini ve buna dayalı uluslararası maruziyet limitlerinin belirlendiğini (ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic Fields and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz) [7], IEEE Standard for safety levels with respect to human exposure to electromagnetic fields, 0-3 kHz [8]) bildirmektedir [9]. Fakat, uzun süreli ve düşük seviyeli maruziyetin olası sağlık etkilerine dair bilimsel kanıtların yetersiz olduğu ve bu nedenle maruziyet limitlerinin düşürülmesinin gerekmediği belirtilmiştir.

Bu sebeple IEEE 2002 [8] yönergeleri, IEEE 2019 [5] tarafından güncellenmiş olup, bazı terimler değişse de limitler aynıdır. Yönergeler, vücut içi ve dışı alanlar için sınırlar belirlemekte ve hem çalışanlar hem de genel halk için maruziyet seviyelerini ifade etmektedir. ICNIRP ve IEEE farklı terimler kullansa da temel maruziyet sınırlamaları aynı kalmaktadır.

ICNIRP kılavuzları, halk ve çalışanlar için elektromanyetik alan sınırlarını belirleyip vücut içi ve dışı maruziyetleri kontrol altına almak amacıyla temel kısıtlamalar ve referans seviyeler sunmaktadır. Öte yandan, IEEE standartları, bu sınırları teknik ölçütlerle daha somut hale getirerek dozimetrik referans sınırları ve maruziyet referans seviyeleri gibi kavramlarla açıklamaktadır. Halk için ICNIRP "genel halk maruziyeti" terimini kullanırken, IEEE bunu "sınırsız çevre" olarak ifade etmektedir. Çalışanlar içinse ICNIRP "mesleki maruziyet" kavramına odaklanırken, IEEE buna karşılık olarak "sınırlı çevre" tanımını benimsemektedir.

Önerilen sınırlar (referans seviyeleri ve maruziyet referans seviyeleri) IEEE 2019'da ICNIRP 2010'a göre daha yüksektir. Bu farklılıklar, indüklenen akım ve gerilim değerlerinin tahmini için kullanılan modellerin ve uygulanan güvenlik faktörlerinin farklı olmasından kaynaklanmaktadır. ICNIRP 2010 ve IEEE C95.1 2019 dokümanlarına göre alçak frekans ve statik durumlar için elektrik alan ve manyetik alan sınırlamaları Tablo 1 üzerinde gösterilmiştir. Buna göre, kamuya açık alanlar ve çalışma ortamları için şebeke frekansında izin verilen en yüksek manyetik alan yoğunluğuna maruz kalma değerleri ICNIRP tarafından sırası ile 0.2mT ve 1mT olarak belirtilmiştir [10].

Elektromanyetik alanlara mesleki olarak maruz kalan insanlar, genellikle bilinen koşullar altında elektromanyetik alana maruz

kalan, buna bağlı olarak oluşabilecek potansiyel risklerin farkında olan ve bunun için uygun önlemleri almak üzere eğitilmiş yetişkin insanlardır. Bunun yanında genel halk her yaştan ve farklı sağlık durumuna sahip bireylerden oluşmaktadır, özellikle elektromanyetik alanlara karşı özel bir duyarlılığı olan insanları içerebilmektedir. Genel halk çoğu zaman elektromanyetik alana maruz kaldığının farkında bile değildir. Bunun yanında halkın bireysel üyelerinin elektromanyetik alana maruz kalmayı en aza indirmek için önlemler alması veya elektromanyetik alanın sağlıklarına etkisini bilmesi beklenmez. Elektromanyetik alana maruz kalma konusunda halk için alınan önlemlerin daha geniş kapsamlı ve fazla olmasının sebebi budur [11], [12], [13], [14], [15].

**Tablo 1.** ICNIRP 2010 ve IEEE C95.1 2019 dokümanlarına göre alçak frekans ve statik durumlar için elektrik alan ve manyetik alan sınırlamaları

	50 Hz alan		60 Hz alan		Statik alan	
	Genel halk	Mesleki	Genel halk	Mesleki	Genel halk	Mesleki
<b>ICNIRP 2010 Referans seviyeleri</b>						
Manyetik alan	0.2 mT	1 mT	0.2 $\mu$ T	1 mT	400 mT	-
Manyetik alan (baş ve gövde)	-	-	-	-	-	2 T
Manyetik alan (uzuvlar)	-	-	-	-	-	8 T
Elektrik alan	5 kV/m	10 kV/m	4.17 kV/m	8.33 kV/m	-	-
<b>IEEE 2019 Maruziyet referans seviyeleri</b>						
Manyetik alan (baş ve gövde)	0.904 mT	2.71 mT	0.904 mT	2.71 mT	118 mT	353 mT
Manyetik alan (uzuvlar)	75.8 mT	75.8 mT	63.2 mT	63.2 mT	353 mT	353 mT
Elektrik alan	5 kV/m	20 kV/m	5 kV/m	20 kV/m	-	-
<b>ICNIRP 1998 Referans seviyeleri</b>						
Manyetik alan	0.1 mT	0.5 mT	0.083 mT	0.416 mT	-	-
Elektrik alan	5 kV/m	10 kV/m	4.17 kV/m	8.33 kV/m	-	-

İnsan ve hayvan bedenleri manyetik alandan önemli derecede etkilenmektedir. İnsan vücudunun manyetik geçirgenliği hava ile aynıdır, dolayısıyla manyetik alan içeren bir çevrede bulunduğumuzda vücudumuzda çevre ile yaklaşık aynı miktarda manyetik alan oluşmaktadır. İnsan vücudu manyetik alan çizgilerinin yönelimine etki etmez. Manyetik alanların vücuda etkilerinden biri Faraday prensibinden dolayı vücut yüzeyinde oluşan akımlardır [14], [16]. İnsanların manyetik alana maruz kalmasındaki dozimetri değerinin temel olarak baz aldığı özellikler şunlardır;

Belirli bir manyetik alan büyüklüğü ve yönelimi için, vücut boyutu daha büyük insanların bedenlerinde daha çok elektrik akımı indüklenir, çünkü vücut iletken olduğu için büyük insanlarda iletken boyutu da daha büyüktür. Vücutta indüklenen akım vücudun maruz kaldığı manyetik alanın yönelimine bağlıdır. Manyetik alan bedenün önünden arkasına veya yanından diğer yanına doğru yöneldiğinde genel olarak vücutta indüklenen akım en büyük olur ancak bazı organlar için en yüksek indüklenen akım değerleri farklı yönelme durumları için oluşabilir. Manyetik alan vücut eksenine paralel olarak (baş-ayak doğrultusunda) yöneldiğinde ise vücutta en az akım indüklenir. Bunun yanında vücutta indüklenen akımın dağılımı çeşitli organ ve dokuların iletkenliğinden etkilenmektedir.

### 3. Sonlu Elemanlar Yöntemi

Sayısal yöntemlerden biri olan sonlu elemanlar yöntemi (SEY), güç sistemi ekipmanlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanmasında kullanılabilir. Bara sistemleri [17], yüksek gerilim kablo başlıkları [18], korona halkaları [19], yüksek gerilim izolatörleri [20], ve kablo sistemleri [21] SEY ile modellenebilir, analiz edilebilir ve optimizasyon çalışmaları yüksek doğrulukla gerçekleştirilebilir. FEM ile analitik yöntemlerin yetersiz kaldığı karmaşık geometrik yapılarda dahi çözüm yapılabilmektedir.

Sonlu elemanlar yöntemi ile model üzerinde sonlu sayıda üç yüzlü veya dört yüzlü eleman oluşturulmakta ve bir ağ yapısı oluşturan bu elemanlara Maxwell denklemleri uygulanmaktadır. Bu işlemin yapılması çok basit yapılar dışında analitik olarak mümkün olmamakla beraber sonlu elemanlar yöntemi gibi nümerik yöntemler kullanan programlar ile işlem basitleşmektedir. Oluşturulan ağ yapısı üzerinde çözülen Maxwell denklemleri Eşitlik 1-4. arasında etmektedir[22].

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (1)$$

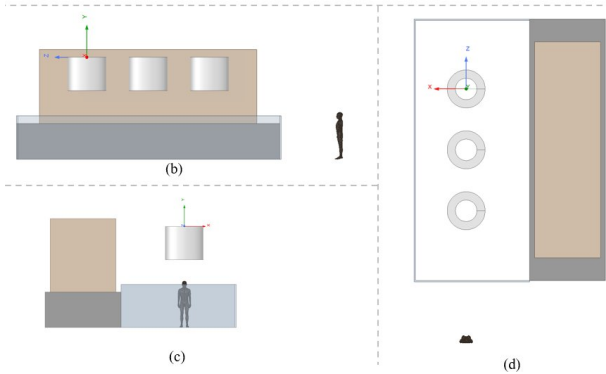
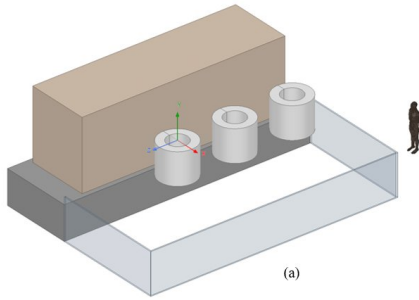
$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3)$$

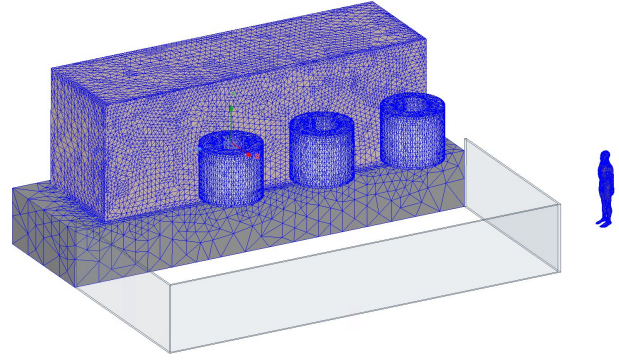
$$\nabla \cdot D = \rho \quad (4)$$

Burada, E: elektrik alan şiddeti (V/m), B: manyetik akı yoğunluğu (Wb/m<sup>2</sup>), H: manyetik alan şiddeti (A/m), J: akım yoğunluğu (A/m<sup>2</sup>), D: elektrik akı yoğunluğu (C/m<sup>2</sup>), ρ: yük yoğunluğu (C/m<sup>3</sup>) olarak tanımlanmaktadır.

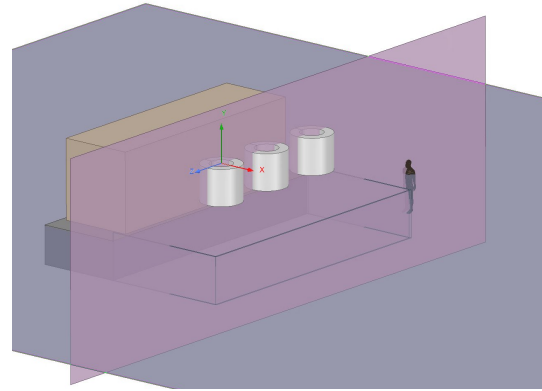
Sonlu elemanlar yazılımında oluşturulan hava çekirdekli reaktör modeli Şekil-1 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 1. Sonlu elemanlar yazılımında oluşturulan model



Şekil 2. Model üzerinde oluşturulan ağ yapısı

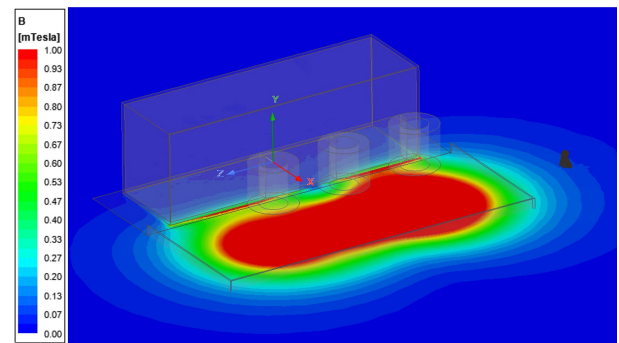


Şekil 3. Modelde incelenmek üzere oluşturulan düzlemler

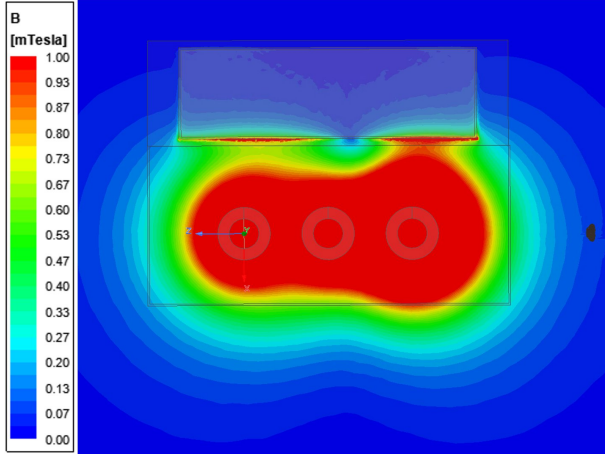
Model üzerinde oluşturulan ağ yapısı Şekil-2 üzerinde gösterilmiştir. Manyetik alan seviyeleri incelenmek üzere oluşturulan düzlemler ise Şekil-3 üzerinde gösterilmiştir. Modelde bulunan insan figürünün tam ortasından geçecek ve YZ düzlemine paralel olacak şekilde (Düzlem-1) ve insan figürünün omuz hizasından geçip ZX düzlemine paralel olacak (Düzlem-2) yüzeyler oluşturulmuştur.

### 4. Analiz Sonuçları

Gerçekleştirilen modelleme ve analiz çalışmaları kapsamında hesaplanan manyetik alan değerleri bu bölümde gösterilmiştir. Manyetik alan dağılımları tüm şekillerde, en sağda bulunan reaktörden geçen akımın maksimum anı için gösterilmiştir. Düzlem-1 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımları Şekil-4 ve Şekil-5 üzerinde gösterilmiştir.



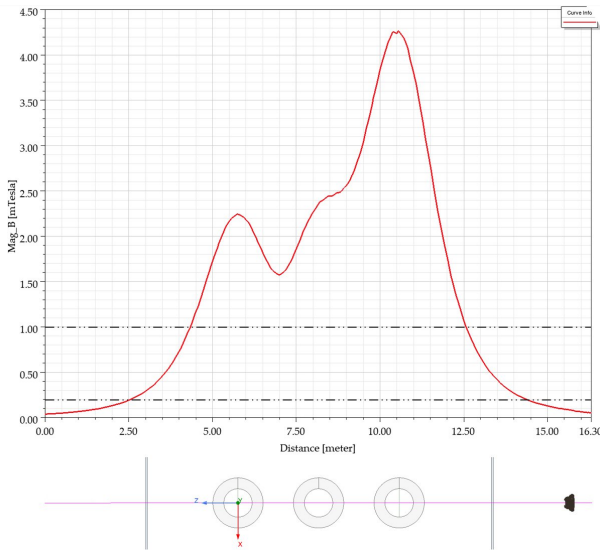
Şekil 4. Düzlem-1 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımı



Şekil 5. Düzlem-1 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımı

Analiz çalışmalarından elde edilen manyetik alan dağılımlarının incelenmesi amacıyla ICNIRP (2010) kılavuzunda belirtilen 50 Hz şebeke frekansı için mesleki maruziyet referans seviyesi olan 1 mT değeri, renk skalasının üst limiti olarak belirlenmiştir.

Düzlem-1 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımının daha detaylı incelenmesi amacıyla Düzlem-1 üzerinde ve Z eksenine paralel bir çizgi oluşturulmuştur (Çizgi-1) ve bu çizgide oluşan manyetik alan dağılımı grafik ile Şekil-6 üzerinde gösterilmiştir.

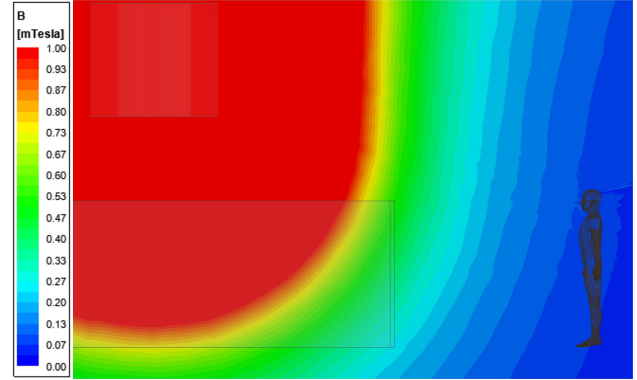


Şekil 6. Düzlem-1 üzerinde oluşturulan çizgideki manyetik alan dağılımı

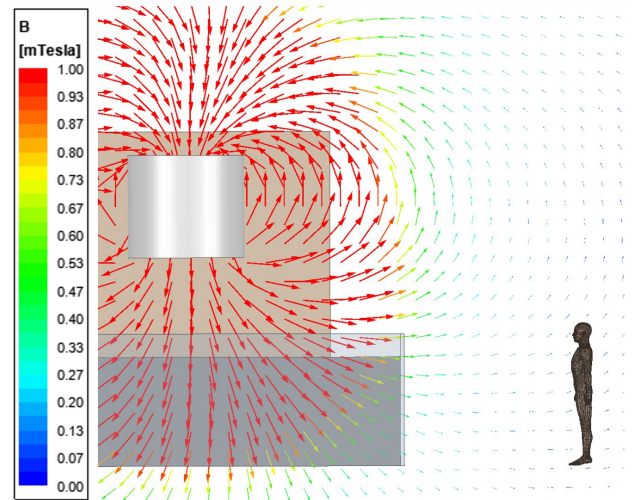
Şekil-6'da belirtilen kesikli çizgiler, sınır değerlerin net olarak anlaşılması için oluşturulmuştur. Üstte bulunan kesikli çizgi, mesleki maruziyet sınır olan 1mT değerini göstermektedir, altta bulunan kesikli çizgi ise genel halk sağlığı için maruziyet sınırı olan 0.2mT değerini ifade etmektedir. Buna göre Düzlem-1 üzerinde, mesleki maruziyet için yaklaşma sınırı, en sağda bulunan reaktör merkezinden 2.07 metre uzakta olarak hesaplanmıştır. Benzer şekilde genel halk sağlığı maruziyeti için ise 3.88 metre olarak hesaplanmıştır.

Manyetik alan dağılımının yerden yüksekliğe göre değişiminin incelenmesi amacıyla oluşturulan Düzlem-2'de meydana gelen

manyetik alan dağılımları Şekil-6 ve Şekil-7 üzerinde gösterilmiştir.



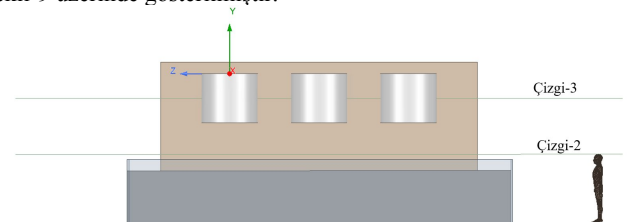
Şekil 7. Düzlem-2 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımı



Şekil 8. Düzlem-2 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımı

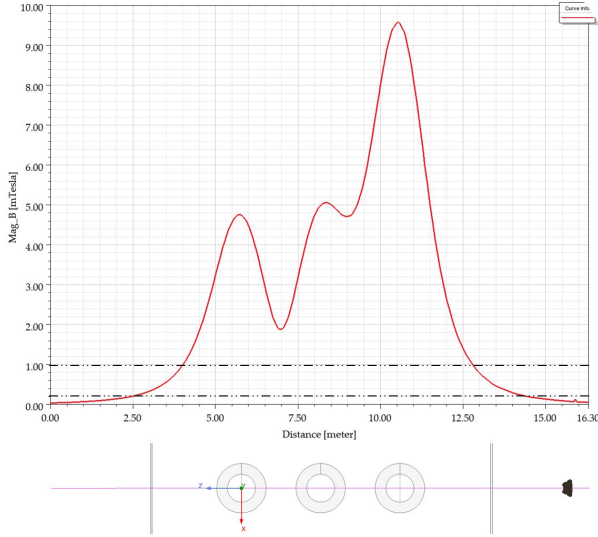
Şekil-7'de görüldüğü üzere, yukarı doğru gittikçe yani reaktörlere yaklaşıldıkça manyetik alan dağılımının bir miktar yükseldiği görülmektedir. Şekil-8'de ise manyetik alan çizgilerinin yönelimi gösterilmiştir. Alan çizgilerinin yöneliminin, reaktör merkezinden olan yüksekliğe göre değiştiği görülmektedir. Örnek insan modelinin bulunduğu konum etrafında alan çizgilerinin daha çok vücudun önünden arkasına doğru olduğu görülmektedir. Daha yüksek bölgelerde ise vücut eksenini doğrultusunda olduğu görülmektedir.

Düzlem-2 üzerinde olan manyetik alan dağılımlarının daha net bir şekilde incelenebilmesi için, Düzlem-2 üzerinde çizgiler oluşturulmuştur. Bu çizgilerden biri, örnek insan figürünün başının üst kısmına teğet ve Z eksenine paralel olacak şekilde çizilmiştir (Çizgi-2). Diğeri ise reaktörlerin tam ortasından geçen ve Z eksenine paralel olacak şekilde çizilmiştir (Çizgi-3) ve Şekil-9 üzerinde gösterilmiştir.



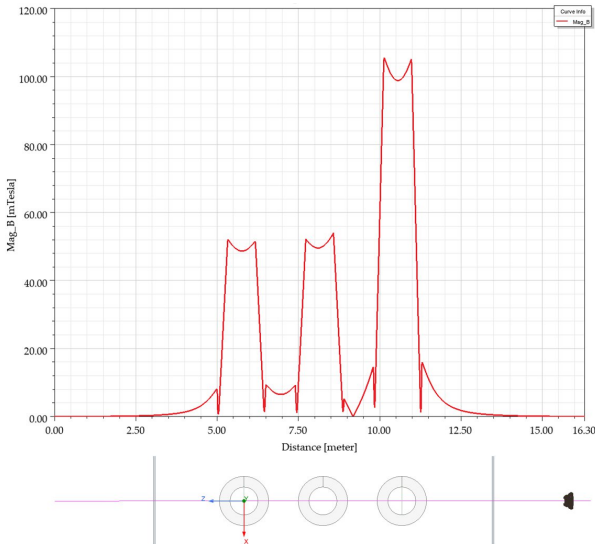
Şekil 9. Çizgi-2 ve Çizgi-3 konumlarının gösterimi

Çizgi-2 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımı Şekil-10 üzerinde gösterilmiştir. Üstte bulunan kesikli çizgi, mesleki maruziyet sınırı olan 1mT değerini göstermektedir, altta bulunan kesikli çizgi ise genel halk sağlığı için maruziyet sınırı olan 0.2mT değerini ifade etmektedir. Buna göre Çizgi-2 üzerinde, mesleki maruziyet için yaklaşma sınırı, en sağda bulunan reaktör merkezinden 2.27 metre uzakta olarak hesaplanmıştır. Benzer şekilde genel halk sağlığı maruziyeti için ise 3.96 metre olarak hesaplanmıştır.



Şekil 10. Çizgi-2 üzerinde manyetik alan dağılımı

Çizgi-3 üzerinde oluşan manyetik alan dağılımı Şekil-11 üzerinde gösterilmiştir. Buna göre Çizgi-3 üzerinde, mesleki maruziyet için yaklaşma sınırı, en sağda bulunan reaktör merkezinden 2.39 metre uzakta olarak hesaplanmıştır. Benzer şekilde genel halk sağlığı maruziyeti için ise 4.08 metre olarak hesaplanmıştır.



Şekil 11. Çizgi-3 üzerinde manyetik alan dağılımı

## 4. Sonuçlar

Bu çalışmada hava çekirdekli reaktörler etrafında oluşan manyetik alan dağılımları sonlu elemanlar yazılımı ile hesaplanmıştır. Gerçekleştirilen çalışma sonucunda, manyetik alan dağılımları belirlenen düzlemler üzerinde görselleştirilmiştir. Bunun yanında insan sağlığı açısından sınır değerlerin bulunduğu dokümanlar incelenmiştir. Bu doğrultuda, ICNIRP (2010) dokümanına göre 50 Hz şebeke frekansında belirtilen 1 mT ve 0.2mT maruziyet seviyelerine göre analiz sonuçları değerlendirilmiştir. Örnek konumlar için buna göre yaklaşım mesafeleri hesaplanmıştır. Gerçekleştirilen çalışma kapsamında, hava çekirdekli reaktör bulunan sistemler etrafında oluşan manyetik alan seviyelerinin hesaplanmasının gerekliliği vurgulanmıştır.

## 7. References

- [1] D. Caverly, K. Pointner, R. Presta, P. Griebler, H. Reisinger, and O. Haslehner, "Air Core Reactors: Magnetic Clearances, Electrical Connection, and Grounding of their Supports," *Trench Ltd.*, no. November, 2017.
- [2] D. Cottet, B. Wunsch, F. Grecki, W. Piasecki, and M. Ostrogorska, "Hybrid model for air core reactors in EMC simulations of high voltage converter stations," in *2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC Sapporo/APEMC 2019*, 2019. doi: 10.23919/EMCTokyo.2019.8893727.
- [3] K. Zhou, Z. Li, W. Gong, S. Zhao, C. Wen, and Y. Song, "Influence of Magnetic Field Generated by Air Core Reactors in SVC-Based Substation and an Optimal Suppression Method Based on Fuzzy Comprehensive Evaluation," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 62, no. 5, 2020, doi: 10.1109/TEMC.2019.2942435.
- [4] "ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz TO 100 kHz)," *Health Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010, doi: 10.1097/HP.0b013e3181f06c86.
- [5] "IEEE Std C95.1-2019: IEEE Standards for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz," 2019.
- [6] J. Hart, M. Plante, and F. Deschamps, "Cigre 806: Responsible management of electric and magnetic fields (EMF)," 2020.
- [7] "ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic Fields and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz). *Health Phys* 74 (4), pp.494-522,," 1998.
- [8] "IEEE Standard for safety levels with respect to human exposure to electromagnetic fields, 0-3 kHz. IEEE Std C95.6, New York. (2002)".
- [9] "World Health Organization (2007): Electromagnetic fields and public health. Exposure to extremely low frequency fields (Fact Sheet No.322)," 2007.
- [10] "International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz–100kHz).," *Heal. Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- [11] M. N. Bates, "Extremely low frequency electromagnetic

- fields and cancer: The epidemiologic evidence,” 1991. doi: 10.1289/ehp.9195147.
- [12] J. Grellier, P. Ravazzani, and E. Cardis, “Potential health impacts of residential exposures to extremely low frequency magnetic fields in Europe,” *Environ. Int.*, vol. 62, pp. 55–63, 2014, doi: 10.1016/j.envint.2013.09.017.
- [13] M. W. Khan, J. Juutilainen, and P. Roivainen, “Registry of Buildings With Transformer Stations as a Basis for Epidemiological Studies on Health Effects of Extremely Low-Frequency Magnetic Fields,” *Bioelectromagnetics*, vol. 41, no. 1, pp. 34–40, 2020, doi: 10.1002/bem.22228.
- [14] SCENIHR, *Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks: Potential Health Effects of Exposure to Electromagnetic Fields (EMF)*, no. January. 2015.
- [15] J. Bernhardt, “The direct influence of electromagnetic fields on nerve- and muscle cells of man within the frequency range of 1 Hz to 30 MHz,” *Radiat. Environ. Biophys.*, vol. 16, no. 4, pp. 309–323, 1979, doi: 10.1007/BF01340569.
- [16] IEEE, “IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,” *IEEE Std C95.1-2005 (Revision IEEE Std C95.1-1991)*, vol. 2005, no. April, pp. 1–238, 2006.
- [17] B. Alboyacı, M. A. Çınar, and Y. B. Demiroğlu, “Influence of busbar trunking system design on thermal performance operating with non-sinusoidal currents,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 214, no. 108815, pp. 1–9, 2023.
- [18] B. Alboyacı, M. A. Çınar, Y. B. Demiroğlu, and A. Ince, “Evaluation of the effect of structural defects in the heat-shrink cable terminal on electric field distribution,” *Eng. Fail. Anal.*, vol. 132, no. 105920, pp. 1–15, 2022, doi: 10.1016/j.engfailanal.2021.105920.
- [19] M. Uzar, Y. B. Demiroğlu, M. A. Çınar, and B. Alboyacı, “Investigation of the Effect of Corona Ring Design Parameters on Electric Field Distribution by Finite Element Method,” *Turk J Electr Power Energy Syst.*, vol. 3, no. 1, pp. 1–8, 2023, [Online]. Available: <https://tepesjournal.org/en/investigation-of-the-effect-of-corona-ring-design-parameters-on-electric-field-distribution-by-finite-element-method-1679>
- [20] B. Alboyacı, M. A. Çınar, Y. B. Demiroğlu, and M. Uzar, “Reducing the failures with adding glass insulators to composite insulators of 400 kV transmission line at high altitude,” *Eng. Fail. Anal.*, p. 106678, 2022, doi: 10.1016/j.engfailanal.2022.106678.
- [21] Y. B. Demiroğlu and Ö. Kalenderli, “Investigation of effect of laying and bonding parameters of high-voltage underground cables on thermal and electrical performances by multiphysics FEM analysis,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 227, p. 109987, 2024, [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2023.109987>
- [22] V. Shrikrishna, S. V. Kulkarni, and S. A. Khaperde, *Transformer engineering: design and practice*. CRC Press, 2004.

# PV-TE Hibrit Sisteminin Fizibilitesi, Türkiye'nin Farklı Lokasyonlarında Gerçek Termoelektrik Modül Performans Sonuçlarıyla Performans Analizi

Selçuk Bulat

Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Nanobilim ve Nanomühendislik Bölümü, Sakarya, Türkiye  
Türk Standardları Enstitüsü Tuzla Kampüsü, Tuzla, İstanbul, Türkiye  
sbulat@tse.org.tr

## Özet

Fotovoltaik (PV) ve termoelektrik (TE) modüllerin birleştirilmesiyle oluşturulan PV-TE hibrit sistemleri üzerinde çalışmalar yapılması, güneş spektrumu kullanımını artırma, toplam güç çıkışı yükseltme ve PV santralleri için gereken alan miktarını azaltma konusunda umut verici sonuçlar vermiştir. PV-TE hibrit sistemlerinde bulunan TE modülleri, güç çıkışı artırmanın ve termal enerjiyi yakalamanın uygulanabilir bir yolunu sunmaktadır. Daha önce yapılan araştırmalara göre, PV-TE hibrit sistemleri, yalnız PV sistemleri ile karşılaştırıldığında güç üretimini %39'a kadar artırabilmiştir. Yüksek enerjili fotonlara dayanan fotovoltaik güneş hücrelerinin aksine, TE modülleri, modül içindeki sıcaklık farklarını kullanarak ısı enerjisini elektrığe dönüştürür. Bu, atık ısı enerjisinin TE modülü tarafından doğru akıma dönüştürülmesiyle ısının PV güneş hücreleri üzerindeki olumsuz etkilerini de azaltabilir. Son yıllarda, PV-TE hibrit sistemleri önemli ölçüde ilgi görmüştür. Bu çalışma, gerçek termoelektrik performans verilerini kullanarak çeşitli konumlarda PV-TE hibrit sistem performansını değerlendirmek için yarı pratik bir değerlendirme sunmaktadır. PV-TE hibrit sistemlerine kısa bir genel bakışın ardından, PV tarafının enerji ve performans özellikleri güneş ışığı şiddetine ve sıcaklık dağılımına göre değerlendirildikten sonra bu verilere daha önceki akademik çalışmaları elde etmiş olduğum TE modül performans değerleri eklenerek ülkemizin değişik konumlarında kurulabilecek PV-TE hibrit santrallerinin potansiyel elektrik üretimi değerleri ortaya konmuştur.

## 1. Giriş

Fosil yakıt tüketimi, küresel ısınmaya ve iklim değişikliğine yol açan sera gazı emisyonunun başlıca sebebidir [1-5]. Yaklaşık bir yüzyıl daha yeteceği tahmin edilen fosil yakıtlar, sera gazı emisyonlarının yaklaşık %80'inden sorumludur [6-7]. Bu yüzden fosil yakıt tüketiminin azaltılması ve yenilenebilir enerji kaynaklarına öncelik verilmesi gereklidir [8-9]. Küresel enerji tüketimi, fotovoltaik (PV) gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ilgiyi önemli ölçüde artıran 1973 Petrol Krizi de dahil olmak üzere çeşitli krizlerle şekillenmiştir [10-15]. O zamandan beri araştırmacılar, dünya çapında artan enerji talebini karşılamak için güneş hücrelerinin verimliliğini artırmaya odaklanmıştır [16-17]. Hızlı sanayileşme, nüfus artışı ve teknolojik gelişmelerle birlikte, dünyanın enerji talebi benzeri görülmemiş bir hızla artmaktadır [18-22]. 2040 yılına kadar küresel enerji tüketiminin %30 oranında artacağı tahmin edilmektedir [23]. Güneş enerjisi, özellikle yüksek güneş radyasyonuna sahip

bölgelerde güvenilir, bol, temiz ve kirlenmeyen bir enerji kaynağı olarak öne çıkmaktadır [24-25].

Birçok avantajına rağmen, fotovoltaik teknolojisi, özellikle termal kayıplar nedeniyle verimlilik artışını engelleyen zorluklarla karşı karşıyadır [26]. PV hücreleri tarafından emilen güneş enerjisinin önemli bir kısmı elektrığe değil ısıya dönüşür ve bu da güneş hücresinin verimliliğini düşürmektedir. Bu sorun, araştırmacıları enerji üretimini artırmak için alternatif yaklaşımlar aramaya yöneltmiştir; bunlar arasında güneş radyasyonunun emilimini ve dönüşümünü artırmak için yeni malzemeler geliştirmek, enerji kazanımını artırmak için güneş ışığının kullanımını optimize etmek ve fazla ısıyı elektrığe dönüştürmek için termoelektrik jeneratörleri (TEG'ler) fotovoltaik sistemlere entegre etmek yer almaktadır [27-32]. Fotovoltaik-Termoelektrik (PV-TE) hibrit sistemler, modül verimliliğini artırmak için umut vadeden bir çözüm olarak ortaya çıkmıştır [33-38]. Bu sistemler, güneş panelleri tarafından kullanılmayan ısıyı elektrığe dönüştürmek için termoelektrik jeneratörler kullanır ve böylece sistemin genel enerji verimini artırır [39-48].

Termoelektrik jeneratörlerin (TEG), fotovoltaik (PV) modüllerle entegrasyonu birçok önemli avantaj sunmaktadır. En önemli avantajlardan biri enerji verimliliğinin artmasıdır. PV-TE sistemleri, güneş panelleri tarafından üretilen ve güneş panelinin verimini düşürecek olan atık ısıyı kullanır ve bunu ek elektrığe dönüştürür. Bu yaklaşım, genel enerji kayıplarını azaltmaya ve sistemin toplam dönüşüm verimliliğini artırmaya yardımcı olarak güneş enerjisi kullanımını daha etkili ve sürdürülebilir hale getirir.

Küresel nüfus artmaya devam ettikçe, Fotovoltaik güneş enerji santralleri için arazi mevcudiyeti giderek sınırlı hale gelmektedir. TEG'lerin entegrasyonu, mevcut güneş panellerinden daha iyi verimlilik elde edilmesini sağlayarak, hibrit sistemleri sınırlı alanlarda enerji üretimini daha üst düzeye çıkarmak için daha pratik bir yaklaşım haline getirir. Ayrıca, artan sürdürülebilirlik, PV-TE hibrit sistemlerinin bir diğer önemli avantajıdır. Bu sistemler güneş enerjisinden daha iyi yararlanarak, fosil yakıtlara olan bağımlılığı azaltmaya yardımcı olur ve böylece sera gazı emisyonlarının azaltılmasına ve iklim değişikliğinin hafifletilmesine katkıda bulunur. Güneşten hem elektrik hem de termal enerji elde etme yeteneği, PV-TE'yi daha temiz ve daha verimli bir yenilenebilir enerji geleceği için umut vadeden bir çözüm haline getirmektedir. Bu avantajlar göz önüne alındığında, PV-TE hibrit sistemleri, temiz enerjiye yönelik artan küresel talebi desteklerken, sade PV teknolojisinin sınırlamalarını gidermekte etkili bir yaklaşım olarak giderek daha fazla kabul görmektedir [49].

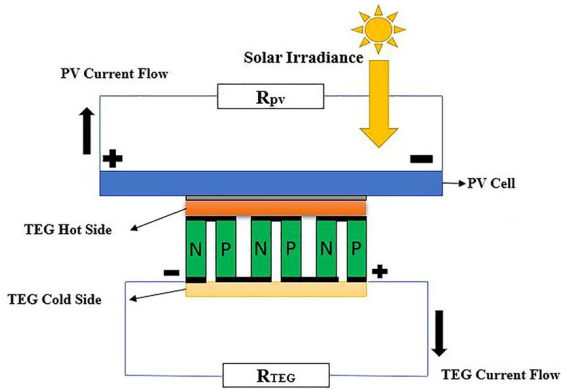
Konu hakkında daha önce PV-TE sistemlerinde TEG modüllerinin verimliliği üzerine yaptığım araştırmada, dört farklı senaryoda, yedi farklı TEG ve silikon güneş pili kullanan sistemin

performansı incelenmiştir. İki TEG'in, diğer TEG'lere kıyasla daha yüksek performans gösterdiği görülmüştür. Bu makalede de bu iki TEG'in sonuçları kullanılmıştır. TEG modülünün performansını iyileştirmek için bu soğutma stratejilerinin PV bileşeninin verimliliğini de artırdığı tespit edilmiştir.

Bu araştırma, çeşitli yerlerde PV-TE hibrit sistemlerinin etkinliğini değerlendirmek için gerçek termoelektrik jeneratör performans sonuçlarını kullanan, yarı pratik bir yaklaşım sunmaktadır. Ülkemizin üç farklı noktasında aynı güç ve özellikle PV-TE hibrit sisteminin enerji üretim kapasitesi karşılaştırılmıştır. Ülkemizin güneyinde Antalya, ortasında Kayseri ve kuzeyinde Sinop olmak üzere üç şehir seçilmiştir. Bu üç şehir, PV-TE sistem kullanımına ve verimliliğine ilişkin geniş bir genel bakış sağlamak amacıyla seçilmiştir. Enerji dönüşümünü ve performans değerlerini hesaplamak için güneş radyasyonu ve sıcaklık dağılımı kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar özellikle ülkemizde PV-TE hibrit sistem kurulumlarının başlaması için güçlü bir dayanak olacaktır.

## 2. Materyal ve Metod

Basit bir PV-TE sistemi, PV kısmı ve TE kısımdan oluşur ve pasif veya aktif soğutma sistemine sahip değildir. Şekil 1, PV ve TE modülleriyle birlikte PV-TE sisteminin şematik gösterimini vermektedir. TE kısmı, ısı enerjisini elektrik enerjisine dönüştürür [50-51].



Şek. 1. Basit PV-TE Hibrit Sisteminin şematik gösterimi [57]

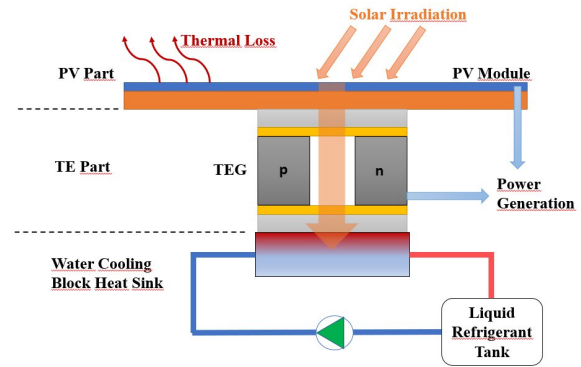
PV-TE hibrit sisteminin PV modülü başlangıç enerjisi olarak güneş radyasyonunu kullanır. PV modülü elektrik üretirken ısınmaya başlar ve ülkemiz coğrafyası ışınım değerlerine göre, ulaştığı en yüksek sıcaklık olan Tmax değeri 60°C – 65°C dereceye kadar çıkabilir ve ortam sıcaklığından yaklaşık 25°C –30°C derece farklılık gösterir (T). Bu değerler, konuma, o anki rüzgar şiddetine, güneş radyasyonuna, sistemin konumlandırma açısı ve şekline ve yılın zamanına bağlı olarak değişir. Gelen ışık, çalışma koşulları ve kurulum parametrelerinden büyük ölçüde etkilenen PV panel T değeri aşağıdaki formül ile hesaplanabilir [52]:

$$T = T_{amb} + c \cdot G$$

Burada c (K·m<sup>2</sup>/W) katsayısı, PV panelinin kurulum koşullarına bağlı bir katsayıdır ve G (W/m<sup>2</sup>) ise ışınım şiddetidir. Çatı kurulumunda PV panelleri için c değerleri 0,058 K·m<sup>2</sup>/W; kısa çatı-modül mesafesine sahip (<10 cm) çatı üstleri için 0,036 K·m<sup>2</sup>/W; geniş çatı-modül mesafesine sahip (>10 cm) çatı üstleri

için 0,027 K·m<sup>2</sup>/W; ve arazi tipi kurulumlarda paneller için 0,020 K·m<sup>2</sup>/W'dir. Bu çalışmada arazi tipi kurulum yapılması muhtemel PV enerji santrallerini incelendiği için 0,020 K·m<sup>2</sup>/W değeri kullanılmıştır. Tamb ise ortam sıcaklığıdır.

Üretilen elektrik gücü ve toplam sistem verimliliğini kullanarak birleşik sistemin performansını tanımlamak, kullanılan malzemenin özelliklerinin yanı sıra sıcaklık ve radyasyon gibi dış değişkenlerin de bunları nasıl etkilediğini göstermek açısından faydalıdır. Bununla birlikte, daha iyi bir performans artışı elde etmek için daha önce incelediğimiz TEG'lerin Aktif Soğutma (AC) verileri kullanılmıştır. Bu nedenle, yukarıdaki formülle elde edebileceğimiz basit PV-TE sistemi için kullanılan sıcaklık farkı değeri kullanılmayacaktır, çünkü sistemde 10°C'lik sabit bir sıcaklığa sahip bir soğutucu bulunmaktadır.



Şek. 2. AC mekanizmalı PV-TE sisteminin şematik gösterimi. Sistemin kurulumunun ve aktif soğutma bileşenlerinin çalışma sistemi [51]

Termoelektrik jeneratörlerin (TEG) ve fotovoltaik-termoelektrik (PV-TE) sisteminin elektrik verimliliğini artırmak için bir AC soğutma sistemi kullanılır. Bu yöntemde, sabit sıcaklığı koruyan, damıtılmış su içeren, soğutucu bir sıvı tankı kurulum. Deney boyunca, bu sıvının sıcaklığı dikkatlice sabit bir seviyede tutulur. Esnek borular, alüminyum su soğutma bloğu, ısı emici ve bir sıvı pompası, AC sisteminin önemli parçalarıdır. Bu elemanlar, Şekil 2'de gösterildiği gibi, sistemin termoelektrik bileşenini aktif olarak soğutmak için gerekli olan soğuk sıvının dolaşımını sağlamak için kullanılır.

PV-TE sisteminin genel performansını ve verimliliğini en üst düzeye çıkarmaya yönelik bu araştırma, stratejik olarak aktif bir soğutma sisteminin dahil edilmesiyle önemli ölçüde ilerlemiştir. Araştırmamızın bu kısmında AC soğutma çalışmaları için soğutucu olarak damıtılmış su kullanılmıştır. Sürekli olarak 10°C sabit sıcaklıktaki soğuk su, aktif soğutma sistemi tarafından sistemde dolaştırılır.

Bu sistem ve PV-TE sisteminin TE kısmı sayesinde daha yüksek deneysel verimlilikler gösterdiği için, Termoelektrik (TE) bölümünün soğuk ve sıcak tarafları daha büyük bir sıcaklık farkına sahiptir. Grafiklerde, bu aktif soğutma tekniğinin sonuçları gösterilmiştir. Bu sistem, PV-TE sistem verimliliğini artırmış ve aktif soğutmanın enerji üretiminde olası faydalarını göstermiştir.

Bu çalışmada PV-TE sistemlerinin verimliliğini görmek için, ülkemizde farklı güneş ışınımı değerlerine sahip üç şehir için sonuçlar değerlendirilmiştir. Sinop, düşük güneş ışınımı değerleri nedeniyle PV-TE sisteminin verimliliğini görmek için iyi bir seçimdir. Antalya, daha yüksek güneş ışınımı değerleriyle

PV-TE sisteminin verimliliğini kontrol etmek için iyi bir seçimidir. Çünkü Antalya, ülkemizdeki en yüksek ışınım değerlerine sahip şehirlerden biridir. Kayseri, Sinop ve Antalya'nın ışınım değerlerini karşılaştırıldığında ortada yer almaktadır. Kayseri ile, ülkemizin İç Anadolu Bölgesi'nde kurulması muhtemel bir PV-TE sisteminin değerleri görülebilmektedir.

Araştırmada, ülkemizdeki üç şehirdeki enerji üretim farklılıklarını görmek için daha önceki çalışmanın en yüksek performanslı termoelektrik jeneratörleri (TEG) belirlenmiştir. Daha sonra AB Ortak Araştırma Merkezi'nden (JRC) alınan yıllık sıcaklık verileri kullanılarak, bu üç şehir için 2024 yılının en yüksek sıcaklığının yaşandığı günler tespit edilmiştir. Daha sonra üç şehir için o güne ait G değeri hesaplanarak araştırmada kullanılmıştır.

Bu çalışma için en iyi termoelektrik jeneratörleri (TEG) belirlemek amacıyla önceki araştırmamızın sonuçları kullanılmıştır. Birden fazla değişik test koşulları altında yedi farklı TEG önce soğutma mekanizması olmadan, ardından sadece bir heat sink kullanılarak oluşturulan basit soğutma sistemiyle (PC) ve son olarak damıtılmış suyun soğutucu olarak kullanıldığı AC sistemiyle test edilmiştir. Bu araştırma için daha önce testlerde kullanılan 7 TEG'in sonuçları değerlendirilmiş ve daha yüksek enerji verimlilikleri nedeniyle 2 TEG seçilerek test sonuçları kullanılmıştır.

**Tablo 1.** İncelenen termoelektrik jeneratörlerin (TEG'ler) özellikleri ve ölçümleri, PN Junction kalınlığı ve yüzey kalınlığı

Name	Manufacturer	Thickness of TEG in mm	Thickness of Surface in mm	Thickness of p-n Junction area in mm	Model	TE Material	Plate Material
TEG1	Kuongshun, Shenzhen, China	3.77	0.71	2.35	SP1848 27145 SA	Bi2Te3	Ceramic Al2O3
TEG2	Adaptive, Leicestershire, UK	3.59	0.89	1.81	ETH-127-10-13-S-RS	Bi2Te3	Ceramic Al2O3

Yukarıda verilen formülde, c ve G kullanılarak gerekli değerler elde edilmiştir. Üç şehir için gerekli veriler  $\Delta T_{TEG}$  (farklı c değerlerinde  $T_{max}$  ile  $10^{\circ}C$  arasındaki sıcaklık farkı) ve  $\Delta T$ 'dir. PV-TE gücü için gerekli ikinci değer, önceki çalışmamızdan [51] alınan TE güç değerleridir. Tablo 1'de, hesaplamalarda kullanılan iki TEG hakkında bilgi verilmiştir.

**Tablo 2.** Seçilen üç şehir için  $T_{max}$ ,  $\Delta T$ ,  $\Delta T_{TEG}$  değerleri

Şehir	$T_{max}$	$T_{PVmax}$	$\Delta T$	$\Delta T_{TEG}$
Sinop	39,3	64,84	25,54	54,84
Kayseri	40,7	69,08	28,38	59,08
Antalya	45,0	74,72	29,72	64,72

Seçilen üç şehir için  $T_{max}$ ,  $\Delta T$ ,  $\Delta T_{TEG}$  değerleri,  $T_{max}$  ise en yüksek panel sıcaklık değeridir;  $\Delta T$  ve  $\Delta T_{TEG}$  ise her şehir için farklı c değerlerinde  $T_{max}$  ile  $10^{\circ}C$  arasındaki sıcaklık farkıdır. Seçilen üç şehir için elde edilen değerler Tablo 2'de verilmiştir.

Hibrit sistemin performansı, sistem verimliliği ve üretilen elektrik miktarının toplamıdır ve bunların çevresel faktörler, sıcaklık ve radyasyon gibi kullanılan malzeme özelliklerine nasıl bağlı olduğunu vurgular. Bu faktörler göz önüne alındığında,

süperpozisyon prensibi uygulanabilir; bu nedenle, iki modül tarafından üretilen elektriğin toplamı, sistemin toplam elektrik güç üretimini temsil edecektir. Bu varsayımına göre, tüm modüller tarafından üretilen gücün toplamının, giriş sisteminin gücüne (PV modülünün erişebileceği güneş radyasyonuna) oranı, sistemin genel verimliliğini belirlemek için kullanılabilir.

Bu durumda, PV ve TE modül performansı, sırasıyla ön yüz sıcaklığı (T) ve TE'nin çalışma sıcaklığı ( $T_m$ ) ile belirlenir. Özellikle,  $T_{amb}$  ve güneş ışınım şiddeti (G), PV modülünün sıcaklığını (T) etkiler; arka panel sıcaklığı ( $T_h$ ) ve  $T_{amb}$  ise çalışma TE sıcaklığını ( $T_m$ ) etkiler. Isının PV'den TE modülüne doğru hareket ettiği (Q) ve orada dağıldığı gerçeği unutulmamalıdır.

### 3. Bulgular ve Tartışma

PV modülün arka yüzeyinin sıcaklığı neredeyse ön yüzey sıcaklığına eşdeğerdir [53–55]. PV hücreleri güneş ışığını elektriğe dönüştürürken, TE modülleri ısıyı elektrik enerjisine dönüştürür. Isı miktarı ve yük direnci RL, maksimum çıkış gücünü etkiler. TE performansı, TE malzemelerine, modül geometrisine ve temas özelliklerine bağlı olarak değişir. Ek olarak, termoelement uzunluğu ve sıcaklık farkı arttıkça dönüşüm verimliliği de artar [56].

Termoelektrik jeneratör performansı hakkında bilgi edinmek için, termoelektrik modüllerin güç çıkışları analiz edilmiştir. Tablo 3 ve 4'te verilen sonuçlar, seçilen konumlar arasında önemli farklılıklar ortaya koymuştur.

**Tablo 3.** Seçilen üç şehirdeki TEG1 enerji üretimi

Şehir	$\Delta T_{TEG}$	$W_{TEG1}$
Sinop	54,84	0.165629
Kayseri	59,08	0.213000
Antalya	64,72	0.276212

Tablo 3'te, TEG1'in farklı şehirlerdeki performans değerleri verilmiştir. TEG1 ile ilgili olarak, Sinop, Kayseri ve Antalya'daki güç üretimi, sırasıyla 0,165629 W, 0,213 W ve 0,276212 W olmuştur.

Antalya'daki en yüksek üretim,  $46,1^{\circ}C$ 'lik sıcaklıktan kaynaklanmıştır ve bu da termal gradyanlar ile enerji üretimi arasında doğrudan bir ilişki olduğunu göstermektedir.

**Tablo 4.** Seçilen üç şehirdeki TEG2 enerji üretimi

Şehir	$\Delta T_{TEG}$	$W_{TEG1}$
Sinop	54,84	0.426638
Kayseri	59,08	0.549777
Antalya	64,72	0.712933

Tablo 4'te, farklı şehirlerdeki TEG2 performans değerleri verilmiştir. TEG2 ile ilgili olarak, Antalya'da 0,712933 W en yüksek güç üretimini gösterirken, Sinop'ta 0,426638 W ve Kayseri'de 0,549777 W değerlerine ulaşmıştır. Bu performans üstünlüğü, sıcaklık gradyanlarının daha iyi kullanılmasını sağlayan TEG2'nin malzeme ve tasarım optimizasyonunun önemini göstermektedir.

Sonuçlar, TEG2'nin, daha iyi malzeme bileşimi ve yapısal uygunluğu sayesinde TEG1'den daha yüksek performans gösterdiğini ortaya koymaktadır. Bu sonuç, hibrit sistemlerin enerji katkısını en üst düzeye çıkarmak için yüksek verimli termoelektrik malzemelerin önemini göstermektedir.

Her bir TEG ve şehir için PV-TE sisteminin toplam güç değeri, PV-TE sisteminin JRC veri tabanından elde edilen değere göre hesaplanan PV performans değeri ile o verilere göre hesaplanan PV sıcaklık değerine göre TEG'lerin üreteceği güç değeri eklenerek elde edilmiştir.

TEG'lerin PV modülüyle entegrasyonu, hibrit sistemin toplam enerji çıkışını önemli ölçüde artırmıştır. Tablo 5 ve 6'da her bir konfigürasyon için toplamın üretim ve yüzdesel artışlar gösterilmekte olup, TEG'lerin sistem performansını artırmadaki etkinliğini ortaya koymaktadır:

**Tablo 5.** PV gücü, PV-TE hibrit sisteminin toplam gücü ve TEG1 için performans artışı

Şehir	$\Delta T_{TEG}$	$W_{TEG1}$	$P_{PV}$	$P_{PV-TE}$	P artışı %
Sinop	54,84	0.165629	5.11	5,275629	0.032412
Kayseri	59,08	0.213000	5.67	5,883	0.037556
Antalya	64,72	0.276212	5.75	6.026212	0.048036

Tablo 5'te, PV gücü, PV-TE sisteminin toplam gücü ve TEG1'in performans artışı verilmiştir. TEG1 entegrasyonu ile ilgili olarak, Sinop'ta toplam üretim 5,275629 W'a ulaşarak sade PV sistemine göre %3,24'lük bir artış göstermiştir. Kayseri'nin üretimi 5.833 W'a yükselerek %3,75'lik bir iyileşme sağlamıştır. Antalya ise 6,026112 W ile en yüksek toplam üretimi göstermiş ve bu da %4,8'lik bir artışa karşılık gelmiştir.

**Tablo 6.** PV gücü, PV-TE hibrit sisteminin toplam gücü ve ayrıca TEG2 için performans artışı

Şehir	$\Delta T_{TEG}$	$W_{TEG1}$	$P_{PV}$	$P_{PV-TE}$	P artışı %
Sinop	54,84	0.426638	5.11	5,536638	0.083490
Kayseri	59,08	0.549777	5.67	6,219777	0.096962
Antalya	64,72	0.712933	5.75	6,462933	0.123988

Tablo 6'da, PV gücü, PV-TE hibrit sisteminin toplam gücü ve TEG2 için performans artışı verilmiştir. TEG2 entegrasyonu ile ilgili olarak, Sinop'ta toplam üretim 5,536638 W'a yükselerek %8,34'lik önemli bir artış göstermiştir. Kayseri, %9,69'luk bir artışla 6,219777 W'lık toplam üretim elde etmiştir. Antalya, yalnızca PV konfigürasyonuna göre %12,39'lik bir artışı yansıtan 6,462988 W ile en yüksek toplam üretimi sağlamıştır.

Bu sonuçlar, TEG'lerin PV modülleriyle entegre edilmesinin, daha yüksek güneş ışınımı olan bölgelerde önemli enerji kazanımları sağlayabileceğini açıkça göstermektedir. PV, TE ve PV-TE hibrit sistemleri için üretilen güç ve enerji, verimlilik ve nihai verim değerlendirilerek, ülkemizin üç farklı noktadaki radyasyon değerleri kullanılarak PV-TE sisteminin performansı gösterilmiştir.

Konumlar, sıcaklık ve ışınım dağılımı arttığında performansın nasıl değiştiğini göstermek amacıyla seçilmiştir. Modelde kullanılan ışınım (G), güneş ışığı saatleri (dh) ve Tamb değerleri, AB'nin JRC çevrimiçi veri tabanından alınmıştır.

Tablo 5 ve Tablo 6'da, yılın en yüksek sıcaklığına sahip gün için hesaplanan PV gücü ile PV-TE gücü ve aralarındaki fark yüzde olarak gösterilmektedir.

Bu araştırma, iki termoelektrik jeneratör (TEG) modeli (TEG1 ve TEG2) ile entegre edilmiş monokristal fotovoltaik modül kullanılarak PV-TE sistemlerinin derinlemesine bir değerlendirmesini sunmaktadır. Analiz, üç coğrafi ve iklimsel olarak farklı konumda (Sinop, Kayseri ve Antalya) değişen

çevresel koşullar altında TEG'lerin enerji katkısını değerlendirmeye odaklanmıştır. Sonuçlar, özellikle elverişli güneş ışınımı ve termal koşullara sahip bölgelerde, PV-TE sistemlerinin enerji üretimini artırma potansiyelini vurgulamaktadır.

Verimlilikle ilgili bazı önemli sonuçlar, TEG2'nin tüm konfigürasyonlarda TEG1'den daha iyi performans göstermesidir; bu da daha yüksek Seebeck katsayıları gibi gelişmiş malzeme özelliklerinin, enerji dönüşüm verimliliğini artırmasının ve daha düşük termal iletkenliğin de enerji dönüşüm verimliliğini artırmasının etkisini vurgulamaktadır.

Sıcaklık etkisiyle ilgili önemli bir sonuç, özellikle Antalya'da daha büyük sıcaklık farklarının, termoelektrik jeneratörlerin Seebeck etkisi yoluyla daha fazla enerji üretmesine olanak sağlaması ve etkili termal yönetim stratejilerinin önemini göstermesidir.

Sıcaklık gradyanlarındaki mevsimsel değişimler de PV-TE hibrit sistemlerinin performansını etkileyebilir. Bu çalışma ülkemizin sadece üç şehrine odaklanmış olsa da, gelecekteki araştırmalar, ülkemizin tamamı için kurulması muhtemel PV-TE hibrit sistemlerinin üretim gücünün hesaplanması için yapılmalı ve ülkemizin bir PV-TE hibrit sistem enerji üretim haritası oluşturulmalıdır.

#### 4. Sonuç

Bu çalışma, derinlemesine veri analizi ve simülasyon sonuçlarıyla doğrulanmış, PV-TE sistem performansını değerlendirmek için kapsamlı ve güvenilir bir metodoloji sunmaktadır. Model, çeşitli yerel ve çevresel koşullar altında hibrit sistemin operasyonel dinamiklerinin kapsamlı bir şekilde anlaşılmasını sağlamayı amaçlamaktadır. Termoelektrik (TE) modül, özellikle ülkemizin güneyinde olmak üzere belirli bölgelerde enerji üretimine önemli ölçüde katkıda bulunurken, bulgular birincil enerji kaynağı olarak fotovoltaik (PV) modülün baskınlığını vurgulamaktadır. Termoelektrik modülün performansının incelenmesi, hibrit sistem içindeki tamamlayıcı rolünü ortaya koymaktadır. TE modülü, modülün sıcak ve soğuk tarafları arasında daha belirgin sıcaklık farkları olduğunda önemli enerji katkıları göstermektedir.

Sonuçlar, özellikle elverişli çevre koşullarına sahip bölgelerde, PV-TE hibrit sistemlerinin enerji üretimini artırmadaki etkinliğini doğrulamaktadır. TEG2'nin üstün performansı, hibrit konfigürasyonların optimizasyonunda malzeme gelişmelerinin ve sistem tasarımının önemini vurgulamaktadır. Mevcut sınırlamaları ele alarak ve gelişmekte olan teknolojilerden yararlanarak, PV-TE sistemleri gelecekte verimli enerji çözümlerine katkıda bulunma konusunda önemli bir potansiyele sahiptir. Bu çalışma, TE sisteminin ve PV-TE sisteminin alternatif bir yenilenebilir enerji kaynağı olarak önemini göstermektedir. TE modüllerini entegre ederek, PV-TE sistemleri enerji kaynaklarını çeşitlendirmek ve yenilenebilir enerji çözümlerinin sürdürülebilirliğini iyileştirmek için bir yol sunmaktadır. Gelişmiş soğutma teknolojilerinin entegrasyonu, sistem performanslarını iyileştirebilir. Gelişmiş termal yönetim sistemlerinin entegrasyonu gibi sistem tasarımındaki gelişmeler, PV-TE hibrit sistemlerinin performansını artırabilir.

Verimliliği artırmak için, PV-TE sisteminin konumu da önemlidir. Bu çalışma, PV-TE hibrit sistemlerinin belirli iklim ve coğrafi koşullar için ne kadar önemli olduğunu vurgulamaktadır. Yüksek güneş ışınımı ve önemli sıcaklık farklarına sahip bölgeler, enerji üretimini en üst düzeye çıkarmak için en büyük potansiyeli sunmaktadır.

## 5. Kısaltmalar ve Birimler

AB	:Avrupa Birliği
AC	:Active Cooling
JRC	:Joint Research Centre
TE	:Termoelektrik
TEG	:Termoelektrik Jeneratör
PC	:Passive Cooling
PV	:Fotovoltaik
PV-TE	:Fotovoltaik-Termoelektrik
°C	:Santigrat Derece
G	:Işınım Şiddeti
K	:Kelvin
W	:Watt

## 7. Kaynakça

- [1] Mikalai Filonchik, Michael P. Peterson, Lifeng Zhang, Volha Hurynovich, Yi He, Greenhouse gases emissions and global climate change: Examining the influence of CO<sub>2</sub>, CH<sub>4</sub>, and N<sub>2</sub>O, *Science of The Total Environment*, Volume 935, 2024, 173359.
- [2] Client Earth. Fossil Fuels and Climate Change: the Facts. Available online: <https://www.clientearth.org/latest/news/fossil-fuels-and-climate-change-the-facts/> (accessed on 10 February 2025).
- [3] IPCC Special Report on Carbon dioxide Capture and Storage. Srrcs. 2018.
- [4] Perera F. Pollution from Fossil-Fuel Combustion is the Leading Environmental Threat to Global Pediatric Health and Equity: Solutions Exist. *Int J Environ Res Public Health*. 2017 Dec 23;15(1):16.
- [5] Yean Ling Pang, Steven Lim, Soon Onn Lai, Woon Chan Chong, Chapter 5 - Green Chemistry for the development of biomass conversion process into cellulose and bioethanol, Editor(s): Inamuddin, Tariq Altalhi, Arwa Alrooqi, *Green Sustainable Process for Chemical and Environmental Engineering and Science*, Elsevier, 2023, Pages 121-137,
- [6] Fu Chen, Wanyue Zhang, Manar Fawzi Bani Mfarrej, Muhammad Hamzah Saleem, Khalid Ali Khan, Jing Ma, António Raposo, Heesup Han, Breathing in danger: Understanding the multifaceted impact of air pollution on health impacts, *Ecotoxicology and Environmental Safety*, Volume 280, 2024, 116532.
- [7] European Environment Agency. The costs to health and the environment from industrial air pollution in Eurpoe. Available online: <https://www.eea.europa.eu/publications/the-cost-to-health-and-the> (accessed on 10 February 2025).
- [8] Public Health England. Health matters: air pollution. Available online: <https://www.gov.uk/government/publications/health-matters-air-pollution/health-matters-air-pollution> (accessed on 10 February 2025).
- [9] United States Environmental Protection Agency. Agriculture and Air Quality. Available online: <https://www.epa.gov/agriculture/agriculture-and-air-quality> (accessed on 10 February 2025).
- [10] M. Castro, I. Antón, G. Sala, Pilot production of concentrator silicon solar cells: Approaching industrialization, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Volume 92, Issue 12, 2008, Pages 1697-1705.
- [11] Hasan Baig, Keith C. Heasman, Tapas K. Mallick, Non-uniform illumination in concentrating solar cells, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 16, Issue 8, 2012, Pages 5890-5909.
- [12] Miles, Robert & Hynes, Kathleen & Forbes, Ian. (2005). Photovoltaic solar cells: An overview of state-of-the-art cell development and environmental issues. *Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials*. 51. 1-42. 10.1016/j.pcrysgrow.2005.10.002.
- [13] Jelse, Kristian & Von Knorring, Hannes. (2008). Increasing the rate of solar cell diffusion in Japan: Dynamics of the PV innovation system, 1973–2007.
- [14] Mikiyo Taguchi 2021 ECS J. Solid State Sci. Technol. 10 025002.
- [15] IRENA. Future of Solar Photovoltaic Deployment, Investment, Technology, Grid Integration and Socio-economic Aspects. November 2019.
- [16] Galy Adam, Aichatou & Yeşilata, Bülent. (2019). Use of Hybrid Photovoltaic-Thermoelectric (PV-TE) solar module for Enhancing Overall System Efficiency. 1-8. 10.1109/ISMSIT.2019.8932949.
- [17] Deng, Yuan & Zhu, Wei & Wang, Yao & Shi, Yongming. (2013). Enhanced performance of solar-driven photovoltaic–thermoelectric hybrid system in an integrated design. *Solar Energy*. 88. 182-191. 10.1016/j.solener.2012.12.002.
- [18] Nadarajah Kannan, Divagar Vakeesan, Solar energy for future world: - A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 62, 2016, Pages 1092-1105.
- [19] Tracey-Ann A. Wellington, Thomas E. Mason, The effects of population growth and advancements in technology on global mineral supply, *Resources Policy*, Volume 42, 2014, Pages 73-82.
- [20] World Economic Forum. The Fourth Industrial Revolution: what it means how to respond. Available online: <https://www.weforum.org/stories/2016/01/the-fourth-industrial-revolution-what-it-means-and-how-to-respond/> (accessed on 10 February 2025).
- [21] United Nations. The role of science, technology and innovation in promoting renewable energy by 2030. 2019 United Nations Geneva.
- [22] International Energy Agency, X. World Energy Outlook 2024. 2024.
- [23] International Energy Agency. WEO 2017. IEA World Energy Outlook. 2017. Available online: <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2017#section-1-1> (accessed on 19 October 2024).
- [24] Raj, A.K.; Kunal, G.; Srinivas, M.; Jayaraj, S. Performance analysis of a double-pass solar air heater system with asymmetric channel flow passages. *J. Therm. Anal. Calorim.* 2019, 136, 21–38.
- [25] Liu, Y.W.; Feng, H.; Li, H.Y.; Li, L.L. An Improved Whale Algorithm for Support Vector Machine Prediction of Photovoltaic Power Generation. *Symmetry*, 2021, 13, 212.
- [26] Lin, J.; Liao, T.; Lin, B. Performance analysis and load matching of a photovoltaic–thermoelectric hybrid system. *Energy Convers. Manag.* 2015, 105, 891–899.
- [27] Xuan, X.; Li, D. Optimization of a combined thermionic–thermoelectric generator. *J. Power Sources* 2003, 115, 167–170.
- [28] Zhang, Z.; Li, W.; Kan, J. Behavior of a thermoelectric power generation device based on solar irradiation and the

- earth's surface-air temperature difference. *Energy Convers. Manag.* 2015, 97, 178–187.
- [29] Dallan, B.; Schumann, J.; Lesage, F.J. Performance evaluation of a photoelectric–thermoelectric cogeneration hybrid system. *Solar Energy* 2015, 118, 276–285.
- [30] Lin, J.; Liao, T.; Lin, B. Performance analysis and load matching of a photovoltaic–thermoelectric hybrid system. *Energy Convers. Manag.* 2015, 105, 891–899.
- [31] Cui, T.; Xuan, Y. Design of a novel concentrating photovoltaic–thermoelectric system incorporated with phase change materials. *Energy Convers. Manag.* 2016, 112, 49–60.
- [32] Chow, T.T.; Li, Q. A review on photovoltaic/thermal hybrid solar technology. *Appl. Energy* 2010, 87, 365–379.
- [33] Li, Y.; Witharana, S.; Cao, H.; Lasfargues, M.; Huang, Y.; Ding, Y. Wide spectrum solar energy harvesting through an integrated photovoltaic and thermoelectric system. *Particuology* 2014, 15, 39–44.
- [34] Narducci, D.; Lorenzi, B. Challenges and perspectives in tandem thermoelectric/photovoltaic solar energy conversion. *IEEE Trans. Nanotechnol.* 2016, 15, 348–355.
- [35] Tohidi, F.; Holagh, S.G.; Chitsaz, A. Thermoelectric Generators: A comprehensive review of characteristics and applications. *Appl. Therm. Eng.* 2022, 201, 117793.
- [36] Champier, D. Thermoelectric generators: A review of applications. *Energy Convers. Manag.* 2017, 140, 167–181.
- [37] He, W.; Zhang, G.; Zhang, X.; Ji, J.; Li, G.; Zhao, X. Recent development and application of thermoelectric generator and cooler. *Appl. Energy* 2015, 143, 1–25.
- [38] Kraemer, D.; McEnaney, K.; Chiesa, M.; Chen, G. Modeling and optimization of solar thermoelectric generators for terrestrial applications. *Sol. Energy* 2012, 86, 1338–1350.
- [39] Deng, Y.; Zhu, W.; Wang, Y.; Shi, Y. Enhanced performance of solar-driven photovoltaic–thermoelectric hybrid system in an integrated design. *Sol. Energy* 2013, 88, 182–191.
- [40] Zhang, J.; Xuan, Y.; Yang, L. Performance estimation of photovoltaic thermoelectric hybrid systems. *Energy* 2014, 78, 895–903.
- [41] Dewangan, D.; Ekka, J.P.; Arjunan, T.V. Solar photovoltaic thermal system: A comprehensive review on recent design and development, applications and future prospects in research. *Int. J. Ambient. Energy* 2022, 43, 7247–7271.
- [42] Lee, J.; Cho, K.; Park, Y.; Park, S.; Song, H.E.; Kim, S. Performance Enhancement of Hybrid Energy Devices Using Cooling Patches. *Int. J. Photoenergy* 2022, 2022, 364240.
- [43] Tang, J.; Ni, H.; Peng, R.L.; Wang, N.; Zuo, L. A review on energy conversion using hybrid photovoltaic and thermoelectric systems. *J. Power Sources* 2023, 562, 232785.
- [44] Kohan, H.F.; Eslami, M.; Jafarpur, K. Thermal influence of thermoelectric modules on performance of hybrid PV-TEG systems: Effects of TEG type, arrangement and working condition. *Int. Commun. Heat Mass Transf.* 2023, 147, 106969.
- [45] Luo, D.; Wu, Z.; Yan, Y.; Cao, J.; Yang, X.; Zhao, Y.; Cao, B. Performance investigation and design optimization of a battery thermal management system with thermoelectric coolers and phase change materials. *J. Clean. Prod.* 2024, 434, 139834.
- [46] Yang, B.; Wang, J.; Su, S.; Li, Y.; Wu, P.; Yang, Z.; Li, J. Mismatch losses mitigation of PV-TEG hybrid system via improved RIME algorithm: Design and hardware validation. *J. Clean. Prod.* 2024, 434, 139957.
- [47] Khanalizadeh, A.; Astarai, F.R.; Heyhat, M.M.; Rad, M.A.V. Experimental investigation of a PV/T system containing a TEG section between water-based heat exchanger and air-based heat sink. *Therm. Sci. Eng. Prog.* 2023, 42, 101909.
- [48] Gao, Y.; Wu, D.; Dai, Z.; Wang, C.; Zhu, L.; Zhang, J.; Xu, G.; Zhang, X. A passive evaporative cooling strategy to enhance the electricity production of hybrid PV-STEG system. *Appl. Energy* 2023, 349, 121689.
- [49] Photovoltaic Geographical Information System (PVGIS). [Online]. Available: <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/>, accessed 16 January 2025.
- [50] W. G. J. H. M. van Sark, “Feasibility of photovoltaic–Thermoelectric hybrid modules,” *Appl. Energy*, vol. 88, no. 8, pp. 2785–2790, Aug. 2011.
- [51] Bulat S, Büyükbicakci E, Erkovan M. Efficiency Enhancement in Photovoltaic–Thermoelectric Hybrid Systems through Cooling Strategies. *Energies*. 2024; 17(2):430.
- [52] Zhao, Q.; Zhang, H.; Hu, Z.; Hou, S. Achieving a broad-spectrum photovoltaic system by hybridizing a two-stage thermoelectric generator. *Energy Convers. Manag.* 2020, 211, 112778.
- [53] D. Yang and H. Yin, “Energy conversion efficiency of a novel hybrid solar system for photovoltaic, thermoelectric, and heat utilization,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 662–670, Jun. 2011.
- [54] N. Wang, L. Han, H. He, N.-H. Park, and K. Koumoto, “A novel high-performance photovoltaic–thermoelectric hybrid device,” *Energy Environ. Sci.*, vol. 4, no. 9, pp. 3676–3679, Aug. 2011.
- [55] E. A. Chávez-Urbiola, Y. V. Vorobiev, and L. P. Bulat, “Solar hybrid systems with thermoelectric generators,” *Solar Energy*, vol. 86, no. 1 pp. 369–378, Jan. 2012.
- [56] D. M. Rowe and G. Min, “Evaluation of thermoelectric modules for power generation,” *J. Power Sour.*, vol. 73, no. 2, pp. 193–198, Jun. 1998.
- [57] Khan, Muhammad & Khan, Muhammad & Kazim, Ali Hussain & Shabir, Aqsa & Riaz, Fahid & Mustafa, Nauman & Javed, Hassan & Raza, Ali & Hussain, Mohsin & Salman, Chaudhary Awais. (2021). An Experimental and Comparative Performance Evaluation of a Hybrid Photovoltaic-Thermoelectric System. *Frontiers in Energy Research*. 9. 10.3389/fenrg.2021.722514.

# Sol Ventrikül Destek Pompası için Eksenel Akılı BLDC Motorun Tasarım, Optimizasyon ve İmalatı

Ö.Melih Şencan<sup>1</sup>, Murat Alıcı<sup>1</sup>, Doğukan Karataş<sup>1</sup>,  
Fatmatüzzehra Uçal<sup>2</sup>, A. Kamuran Kadıpaşaoğlu<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

<sup>2</sup>Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

[melih.sencan@std.yildiz.edu.tr](mailto:melih.sencan@std.yildiz.edu.tr), [murat.alici@std.yildiz.edu.tr](mailto:murat.alici@std.yildiz.edu.tr), [dogukan.karatas@std.yildiz.edu.tr](mailto:dogukan.karatas@std.yildiz.edu.tr),  
[fatmatuzzebra.ucal@std.bogazici.edu.tr](mailto:fatmatuzzebra.ucal@std.bogazici.edu.tr), [kamuran@yildiz.edu.tr](mailto:kamuran@yildiz.edu.tr),

## Özet

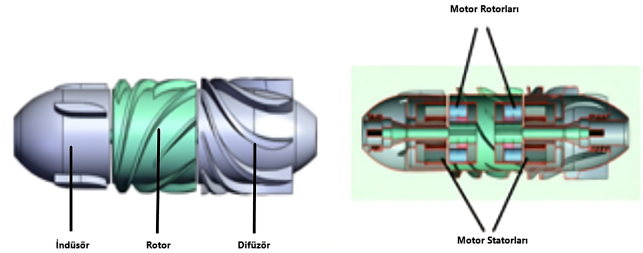
Fırçasız Doğru Akım (BLDC) motorlar, son evre kalp yetmezliği tedavisinde kullanılan Sol Ventrikül Destek Pompalarında (SVDP) kritik bir bileşendir. Mevcut eksenel akışlı SVDP sistemlerinde radyal akılı BLDC motorlar kullanılmakta olmasına rağmen, manyetik alanın kan akışına dik olması ve artan hava aralığı elektromanyetik verimliliği ve kan uyumluluğunu olumsuz etkilemektedir. Buna çözüm olarak, Fizyolojik Kontrol Laboratuvarı bünyesinde tüm bileşenleri türbin içine yerleştirilen eksenel akılı BLDC motorlu bir SVDP prototipi geliştirilmiştir. Bu çalışmada, Sonlu Elemanlar Yöntemi kullanılarak motorun tasarımı ve elektromanyetik analizleri gerçekleştirilmiştir. Türbinin Hesaplamalı Akışkanlar Dinamiği sonuçlarından elde edilen tork–devir isterlerine göre motor geometrisi belirlenmiştir. Stator ve rotor boyunduruklarında Somaloy 700HR 5P, sarımlarda 0.25 mm emaye bakır tel ve rotorda NdFeB (N52) mıknatıslar kullanılmıştır. Analizler sonucunda 5500 RPM’de 3.02 mNm tork ve %73.6 verim elde edilmiş, vuruğu momenti %18 olarak belirlenmiştir. Motorlar üretilmiş ve türbinle entegre edilerek tezgahüstü testlere başlanmıştır. Tork dalgalanmasını <%10 seviyesine indirmek amacıyla Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) planlanmaktadır.

## 1. Giriş

Fırçasız doğru akım motorları (Brushless DC, BLDC) birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Bu alanlar arasında kardiyovasküler implantlar gibi tıbbi cihazlar da yer almaktadır [1]. Son evre kalp yetmezliği hastalığının tedavisinde sıklıkla kullanılan sol ventrikül destek pompalarında (SVDP) BLDC motorlar bulunmaktadır [2]. Bu motorlar SVDP komponentlerinden türbinin alt bileşeni olan rotoru döndürmek için kullanılmaktadır. Mevcut eksenel akışlı SVDP’lerde radyal akılı BLDC motorlar kullanılmakta olup motor kalıcı mıknatısları türbin içerisinde, sarımlar ise türbin dışında mahfazada (hub) yer almaktadır [2]. Bu tasarımda manyetik alan kan akışına dik oluşmakta ve bunun kan hücrelerine zarar verdiği düşünülmektedir [3]. Buna ek olarak motor statoru ve rotoru arasındaki hava aralığının yüksek olması da elektromanyetik verimliliği düşürmektedir. Buna çözüm olarak Fizyolojik Kontrol Laboratuvarı (FKL; Physiological Control Laboratory, PCL)

bünyesinde özgün bir eksenel akışlı SVDP geliştirilmiştir (Şekil-1).

Geliştirilen prototipte iki özdeş eksenel akılı motor kullanılmış, motorların alt bileşenleri mevcut tasarımlardan farklı olarak türbin içerisine seri konfigürasyonda entegre edilmiştir.



**Şekil 1:** Yıldız Teknik Üniversitesi Fizyolojik Kontrol Laboratuvarında üretilen Sol Karıncık Destek Pompası (solda) ve alt bileşenlerin entegrasyonu (sağda)

SVDP’lerde bir diğer önemli husus da boyuttur. SVDP boyutlarının minyatürizasyonu cihazın hastaya implantasyonu ve taşınabilirlik açısından avantaj sağlamaktadır [4]. Bu çalışma kapsamında geliştirilmiş SVDP prototipinde motorlar türbin içerisinde bulunduğu için SVDP boyutlarının minyatürizasyonu için motor boyutlarının da küçülmesi gerekmektedir. İlk olarak 20 mm çapında bir motor prototipi geliştirilmiş ve sonrasında boyutlarda küçülmeye gidilerek 16 mm çapında yeni motorlar tasarlanmış, imal edilmiş ve türbin ile entegrasyonu sağlanmıştır. Motorun tasarımı, optimizasyonu ve analizleri Sonlu Elemanlar Analizi (SEA; Finite Elements Analysis, FEA) ile gerçekleştirilmiştir. Motorun tasarımına ek olarak vuruğu momentinin minimize edilmesi için geometrik optimizasyonlar gerçekleştirilmiştir. Vuruğu momenti BLDC motorlarda görülen ve titreşim ve gürültü gibi olumsuz etkilere sebep olan bir durumdur [5]. Bu durum kalıcı mıknatıslar ile ferromanyetik stator arasındaki etkileşimlerden meydana gelmektedir [6]. Tasarımı tamamlanan motorun stator sarımları, faz bağlantıları, kalıcı mıknatısların motor rotorlarına yerleştirilmesi ve türbin ile entegrasyonu FKL bünyesinde yapılmıştır. Tüm tasarım analiz ve imalat süreçleri yöntem kısmında; gözlemlenen sonuçlar bulgular kısmında anlatılmış, tartışma kısmında çalışmada

görülen eksiklikler ve gelecek çalışmalarda yapılacak iyileştirmeler ve eklemeler belirtilmiştir.

## 2. Yöntem

### 2.1. Eksenel Akılı Minyatür BLDC Motorun Tasarım ve Optimizasyonu

Motorun konsept tasarımı için SVDP türbininin devir (rpm) ve tork isterleri göz önünde bulundurulmuştur. Türbinin Hesaplamalı Akışkanlar Dinamiği (HAD; Computational Fluid Dynamics, CFD) analizleri sonucunda devir ve tork ihtiyacı 5.500 rpm ve 3,03 mNm olarak belirlenmiştir. Buna ek olarak motor dış çapı, motor stator uzunluğu ve motor rotor uzunluğu da yine türbin boyutları doğrultusunda belirlenmiştir. Motor iç çapı ise imalat tolerans ve hassasiyetleri göz önünde bulundurularak belirlenen türbin rotor mil çapına göre tasarlanmıştır.

Elektromanyetik analizler için ilk olarak Ansys Maxwell (Ansys Inc., Canonsburg, PA, ABD) üzerinden RMXprt modülü ile farklı diş/oluk geometrileri, stator ve boyunduruk uzunlukları, kalıcı mıknatıs boyutları, sarım sayısı, kutup/oluk konfigürasyonu gibi farklı parametrelerin kombinasyonları üzerinde iterasyonlar gerçekleştirilmiştir.

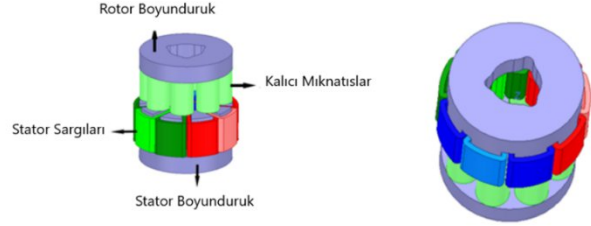
İlk olarak stator diş uzunluğu, stator boyunduruk uzunluğu, oluk genişliği, sarım sayısı, rotor boyunduruk uzunluğu ve mıknatıs boyutları, nominal noktada (5500 rpm&3.03 mNm) elektromekanik verim maksimize edilecek şekilde iterasyonlarla belirlenmiştir.

Ardından zamana bağlı (Transient) analizler için tasarım 3 boyutlu geometriye dönüştürülmüştür. İlk olarak belirlenen motor dış çapı, oluk geometrisi gibi parametreler baz alınarak dört farklı kutup/oluk konfigürasyonu (6/9, 8/9, 8/12 ve 10/12) belirlenmiş ve analizler sonucunda elektromekanik verimlilik değerlerini maksimize eden konfigürasyon seçilerek motor geometrisi ortaya çıkarılmıştır (Tablo-1).

Son olarak motorun tüm geometrik bileşenleri için Ansys Maxwell yazılımının Adaptif Ağ (Adaptive Mesh Refinement) özelliği kullanılarak üç boyutlu ağ yapısı oluşturulmuştur. Ardından, üç boyutlu zamana bağlı analiz kurulumu gerçekleştirilmiş ve SEA tabanlı elektromanyetik analizler uygulanmıştır.

### 2.2. Vuruntu Momenti Optimizasyonu

Eksenel akılı minyatür BLDC'nin özdeş motorları türbin içerisine entegre edileceğinden, vuruntu momentinin azaltılması için iki motor arasında mekanik bir açı farkı oluşturulması, böylece tork dalgalanmasındaki genliğinin düşürülmesi hedeflenmiştir. SEA ile rotor iç çap geometrisi tam daireselden üçgenleşe değiştirilmiş (Şekil-2), bu durumda açı-tork karakteristiği incelenmiş, motorlar arasındaki faz farkının harmoniklerdeki tepe ve çukur noktalarının çakışarak birbirini sönmlediği seviyeye getirilmesi hedeflenmiştir.



Şekil-2: Vuruntu momentinin düşürülmesi için yapılan optimizasyon sonucu ortaya çıkan motor geometrisi

### 2.3. Eksenel Akılı Minyatür BLDC Motorun İmalatı

Stator ferromanyetik malzemesi olarak Somaloy 700 HR-5P yumuşak manyetik kompozit (Soft Magnetic Composite; SMC, Höganäs AB, Höganäs, İsveç) malzeme kullanılmıştır. Dalma erozyon yöntemi ile stator geometrisi oluşturulmuştur (Esmer Kalıp Makina Ltd. Şti., İstanbul, Türkiye). Sarımlar için emaye bakır teller kullanılmıştır. Sarımların statora yerleştirilirken stator dişlerinin zarar görmemesi ve bakır üzerindeki izolasyon emayede olası bir hasar durumunda ferromanyetik çekirdek ile bakır arasında kısa devre oluşmaması için Stereolitografi 3D (SLA) yazıcı ile üretilmiş (Promakim Makine Teknolojileri A.Ş., İstanbul, Türkiye) sarım izolasyon makaraları kullanılmıştır. Sarımlar ilk olarak bu makaralar üzerinde yapılmış ardından stator dişlerine yerleştirilmiştir. Sonrasında her bir fazın kendi arasında bağlantısı yapılmış ve fazlar arası bağlantı yıldız konfigürasyonunda gerçekleştirilmiştir.

Motor rotoru yapısında, 6 mm yüksekliğinde silindirik formda N52 kalite NdFeB kalıcı mıknatıslar kullanılmış ve türbinin rotor bölümüne yerleştirilmiştir.

Stator sargılarının kan ile temasını önlemek ve sargıların türbinin bileşenleri içerisinde sabitlenmesini sağlamak amacıyla, sargılar ile metal yüzeyler arasındaki boşluklar enjektör yardımıyla epoksi ile doldurulmuştur. Epoksi içerisinde kalabilecek hava boşluklarının giderilmesi için vakum pompası kullanılmıştır. Benzer şekilde, kalıcı mıknatısların sabitlenmesi amacıyla epoksi kullanılmış ve aynı uygulama gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak tüm motor bileşenleri türbin içerisine entegre edilmiştir.

## 3. Bulgular

### 3.1. Sonlu Elemanlar Analiz Sonuçları

Ansys Maxwell RMXprt modülü üzerinden iterasyonları tamamlanmış ve zamana bağlı analiz için geometri 3D Maxwell Design modeline çevrilmiştir. Kutup/oluk konfigürasyonu dışındaki tüm parametreler belirlendikten sonra en yüksek verimliliğe sahip kutup/oluk konfigürasyonunun 8/9 olduğu gözlemlenmiştir (Tablo-1), minyatür BLDC motorun geometrisi finalize edilmiştir (Tablo-2).

**Tablo-1:** Dört farklı kutup/oluk konfigürasyonunun verimlilik kıyaslaması

Kutup/Oluk Konfigürasyonu	Verimlilik(%)
8/6	72
8/9	74
8/12	64
10/12	64

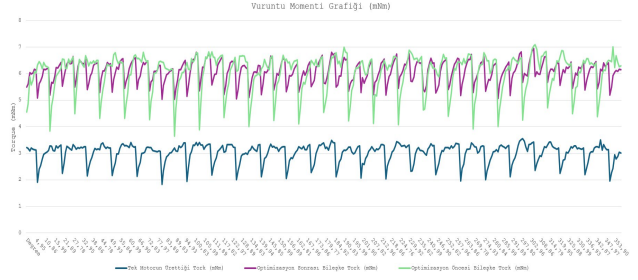
**Tablo-2:** Tasarımı tamamlanan eksenel akılı minyatür BLDC motorun geometrik parametreleri

Parametre	Değer
Dış Çap (mm)	16
İç Çap (mm)	8
Oluk Sayısı	9
Kutup Sayısı	8
Mıknatis Tipi	NdFeB (N52)
Stator Malzemesi	Somaloy 700 HR-5P
Oluk Genişliği (mm)	1.6
Hava Aralığı (mm)	0.65
Mıknatis Uzunluğu (mm)	6
Stator Dış Uzunluğu (mm)	7
Statır Boyunduruk Uzunluğu (mm)	3
Rotor Boyunduruk Uzunluğu (mm)	3
Oluktaki Sarım Sayısı	36
İletken Çapı (mm)	0.25
Faz Bağlantı Tipi	Yıldız

Ardından zamana bağlı elektromanyetik analizler ile elektromekanik çıkış gücü, 3,02 mNm - 5.500 rpm noktasında, 1,74 W olarak gözlemlenmiştir. Motorunda oluşan kayıplar ve verimlilik incelenmiştir. Motordaki çekirdek ve bakır kayıpları ve toplam kayıplar, sırasıyla, 0,155 W, 0,466 W ve 0.621 W olarak belirlenmiştir. Oluşan kayıplar ve çıkış gücü doğrultusunda motorun verimliliği %73,6 olarak hesaplanmıştır.

### 3.2. Vuruntu Momenti Optimizasyonu Sonuçları

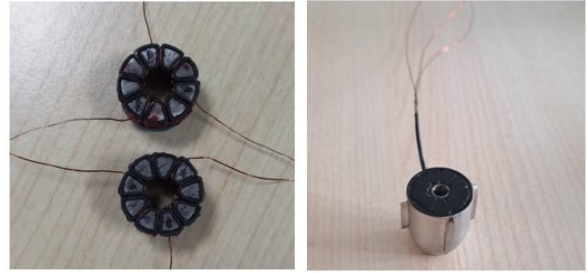
Vuruntu momentinin düşürülmesi için yürütölen geometrik optimizasyon sonucunda iki motor arasındaki açđ farkı 7,5 ° olduğuunda eğrideki tepe ve çukur noktalarının çakıştığı saptanmıştır. Sonuçta vuruntu momentini %38 seviyesinden %18 seviyesine düşürölmüştür (Şekil-3). Grafikte tek bir motorun tork harmonikleri, optimizasyon öncesi iki motorun bileşke tork harmonikleri ve optimizasyon sonrası iki motorun bileşke tork harmonikleri sırasıyla mavi, yeşil ve, mor renk ile gösterilmiştir.



**Şekil-3:** Vuruntu momentinin düşürölmesi için yapılan geometrik optimizasyon öncesi (yeşil) ve sonrası (mor) harmoniklerin karşılaştırılması. Detaylı açıklama için metine bakınız.

### 3.3. Eksenel Akılı Minyatür BLDC Motorun İmalatı

Motor statorları dalma erozyon yöntemi ile ferromanyetik SMC malzemeden üretilmiştir. Sarım işlemleri gerçekleştirilmiş ve sarımlar stator dişlerine yerleştirilmiştir. Faz bağlantılarının tamamlanmasının ardından statorlar türbine entegre edilmiştir (Şekil-4).



**Şekil-4:** Sarımların statora yerleştirilmesi ve faz bağlantılarının gerçekleştirilmesi (solda) ve epoksi uygulanmış statorun türbin içerisine entegrasyonu (sağda)

Rotor kalıcı mıknatısları için 6 mm yüksekliğinde NdFeB (N52) kullanılmıştır. Rotor boyunduruğu için statorda olduğu gibi ferromanyetik SMC tercih edilmiştir. Kalıcı mıknatıslar rotor boyunduruğuna yerleştirilmiş ve ardından türbin rotoruna entegre edilmiştir (Şekil-5).



**Şekil-5:** Rotor kalıcı mıknatıslarının rotor boyunduruğuna (solda) ve motor rotorunun türbin rotoruna yerleştirilmesi (sağda)

#### 4. Tartışma

Bu çalışmada, sol ventrikül destek pompalarında kullanılmak üzere eksenel akılı minyatür fırçasız doğru akım (BLDC) motor tasarımı, analizi ve prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Türbinin hesaplamalı akışkanlar dinamiği analizlerinden elde edilen tork–devir gereksinimleri doğrultusunda motor geometrisi belirlenmiş ve sonlu elemanlar analizi kullanılarak elektromanyetik performansı detaylı şekilde incelenmiştir. Elektromanyetik analiz, motorun 5500 rpm hızda 3.02 mNm tork üretebildiği ve %73.6 verim seviyesine ulaştığını göstermiştir.

Tasarım sürecinde kullanılan Somaloy 700HR 5P yumuşak manyetik kompozit malzeme, eksenel akılı motor geometrisine uygunluğu ve düşük çekirdek kayıpları ile tercih edilmiş; yüksek manyetik akı yoğunluğuna sahip NdFeB (N52) kalıcı mıknatıslar kullanılmıştır. Ayrıca yapılan geometrik optimizasyonlar sayesinde vuru momentini %38 seviyesinden %18 seviyesine düşürülmüş, motorun SVDP uygulamaları için uygunluğu artırılmıştır. Tasarımı tamamlanan motorlar üretilmiş ve türbin içerisine entegre edilerek tezgâhüstü testlere hazır hale getirilmiştir. Gelecek çalışmalarda tezgâhüstü test düzenekleri oluşturularak motorun yüksüz ve yük altında elektromekanik ve elektromanyetik performans testlerinin gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir.

Tasarımda iki motorun ürettiği tork birbirine eklendiği için SVDP nominal olarak yüksek tork düşük devirde çalışabilmektedir. Bu sayede SVDPnin hemodinamik performansı artmakta ve hemoliz oranı düşmektedir.

Mevcut eksenel akışlı SVDP tasarımlarında motorun türbin dışında yer alarak türbin rotorunun görüntülenememesinden dolayı HAD sonuçlarının tezgâhüstünde doğrulanması için kullanılan Parçacık Hızı Görüntüleme (PHG; Particle Image Velocimetry, PIV) yöntemi uygulanamamaktadır. Bu çalışma kapsamında geliştirilen tasarımda eksenel akılı motorlar kullanılması motorların türbin içine entegre edilmesini mümkün kılmakta ve PHG uygulaması gerçekleştirilebilmektedir.

Son olarak, tork dalgalanmasının daha da düşürülmesi kapsamında, ilerleyen çalışmalarda mevcut trapez (altı adımlı) sürüş yöntemi yerine alan yönlendirmeli kontrol (Field Oriented Control, FOC) tekniğinin uygulanmasıyla tork dalgalanmasının %10 seviyesi altına indirilmesi amaçlanmaktadır.

#### 5. Referanslar

- [1] D. Mohanraj, R. Aruldavid, R. Verma, K. Sathiyasekar, A. B. Barnawi, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, “A review of BLDC motor: State of art, advanced control techniques, and applications,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 54833–54869, 2022.
- [2] A. Prinzing, U. Herold, A. Berkefeld, M. Krane, R. Lange, and B. Voss, “Left ventricular assist devices—current state and perspectives,” *J. Thorac. Dis.*, vol. 8, no. 8, 2016
- [3] J. C. McKay, F. S. Prato, and A. W. Thomas, “A literature review: The effects of magnetic field exposure on blood flow and blood vessels in the microvasculature,” *Bioelectromagnetics*, vol. 28, no. 2, pp. 81–98, 2007

- [4] K. Kadıpaşaoğlu, “Kronik kalp yetmezliğinde mekanik dolaşım desteğinin kısa öyküsü,” *Türkiye Klinikleri J. Cardiovasc. Surg.-Spec. Top.*, vol. 8, no. 3, pp. 1–36, 2016
- [5] M. Aydın, Z. Q. Zhu, T. A. Lipo, and D. Howe, “Minimization of cogging torque in axial-flux permanent-magnet machines: Design concepts,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 9, pp. 3614–3622, Sep. 2007.
- [6] L. Dosiek and P. Pillay, “Cogging torque reduction in permanent magnet machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 6, pp. 1565–1571, Nov./Dec. 2007

# CardiNET: Deep Learning-Based Cardiac MR Image Reconstruction from Undersampled K-Space Data

Oğuzhan Atuk<sup>1</sup>, Mertcan Özdemir<sup>1</sup>, and Osman Eroğul<sup>1</sup>

TOBB University of Economics and Technology, Department of Biomedical Engineering, Ankara, Turkey  
o.atuk@etu.edu.tr, mertcanozdemir@etu.edu.tr, erogul@etu.edu.tr

## Abstract

**Objective:** Cardiac magnetic resonance (CMR) imaging is a crucial diagnostic tool, but long acquisition times limit its clinical applicability. This study aims to develop a novel deep learning architecture for accelerated CMR reconstruction from undersampled k-space data. **Methods:** We propose CardiNet, which combines Multi-scale Channel Context Modules (MCCM) and Mixed Channel Spatial Attention Modules (MCSAM) within a U-Net framework with attention gates. A combined loss function consisting of Mean Squared Error (MSE), Structural Similarity Index (SSIM), and gradient loss is employed to optimize reconstruction quality. **Results:** CardiNet achieves superior performance with Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR) of  $42.49 \pm 2.01$  dB and SSIM of  $0.981 \pm 0.011$ , significantly outperforming classical reconstruction methods (Fast Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm (FISTA):  $31.29 \pm 2.09$  dB PSNR) while maintaining fast inference time (41.34 ms). **Conclusion:** CardiNet significantly outperforms classical reconstruction methods in both quantitative metrics and visual quality while maintaining practical inference times for clinical applications.

## 1. Introduction

Magnetic Resonance Imaging (MRI) is a non-invasive imaging technique widely used in cardiac diagnosis. However, MRI suffers from long acquisition times, which can lead to patient discomfort and motion artifacts. Accelerating MRI acquisition through k-space undersampling is a promising approach, but it requires sophisticated reconstruction algorithms to maintain image quality.

Traditional reconstruction methods such as Compressed Sensing (CS) [1], Total Variation (TV) [2], and iterative algorithms like FISTA [3] have been extensively studied. However, these methods rely on hand-crafted priors and often require long computation times. Recent advances in deep learning have demonstrated superior performance in MRI reconstruction [4-6].

In this work, we propose CardiNet, a novel deep learning architecture specifically designed for cardiac MR reconstruction. The main contributions are:

- A multi-scale channel context module (MCCM) [6] that captures features at different receptive field scales.
- A mixed channel spatial attention mechanism (MCSAM) that enhances both channel and spatial feature representations.
- A combined loss function that balances pixel-wise accuracy, structural similarity, and edge preservation.
- Comprehensive comparison with classical reconstruction methods.

## 2. Methodology

### 2.1. Problem Formulation

The MRI reconstruction problem can be formulated as recovering a fully-sampled image  $x$  from undersampled k-space measurements  $y$ :

$$y = MFx + n \quad (1)$$

where  $F$  is the Fourier transform,  $M$  is the undersampling mask, and  $n$  represents noise. The goal is to learn a mapping function  $f_{\theta}$  parameterized by neural network weights  $\theta$  such that:

$$\hat{x} = f_{\theta}(F^{-1}(y)) \quad (2)$$

### 2.2. Network Architecture

CardiNet adopts a U-Net-based [7] encoder-decoder architecture with the following key components:

**Multi-scale Feature Fusion Module (MSFFM):** This module captures features at three different scales using depth-wise separable convolutions with  $1 \times$ ,  $2 \times$ , and  $3 \times$  consecutive  $3 \times 3$  kernels:

$$MSFFM(x) = Conv^3_{3 \times 3}(x) + Conv^2_{3 \times 3}(x) + Conv^1_{3 \times 3}(x) \quad (3)$$

**MCCM Block:** Each MCCM block consists of a  $1 \times 1$  convolution for channel expansion ( $4 \times$ ), MSFFM for multi-scale feature extraction, a  $1 \times 1$  convolution for channel compression, a learnable scaling parameter ( $\gamma$ ) with a residual connection, and stochastic depth [8] for regularization.

**MCSAM (Mixed Channel Spatial Attention Module):** This attention mechanism combines three components sequentially: Channel Attention (using average and max pooling followed by shared MLP), Mixed Channel (two parallel  $1 \times 1$  convolutions with fusion), and Spatial Attention (processing pooled features through  $7 \times 7$  convolution).

**Encoder and Decoder:** The encoder consists of four stages with progressively increasing channels ( $32 \rightarrow 64 \rightarrow 128 \rightarrow 256$ ). Each stage contains a  $3 \times 3$  convolutional stem, multiple MCCM blocks (2-2-2-1 configuration), MCSAM attention, and  $2 \times 2$  max pooling. The decoder mirrors this with bilinear upsampling and attention gates [9] on skip connections.

### 2.3. Loss Function

We employ a combined loss function to address different aspects of image quality:

$$L_{total} = \alpha \cdot L_{mse} + \beta \cdot L_{ssim} + \gamma \cdot L_{gra} \quad (4)$$

where LMSE is the Mean Squared Error, LSSIM is the Structural Similarity loss (1-SSIM) [10], and Lgrad is the gradient loss using Sobel filters. We use empirically determined weights:  $\alpha = 1.0$ ,  $\beta = 0.5$ ,  $\gamma = 0.3$ .

### 3. Experimental Results

#### 3.1. Training Details

The model was trained on the OCMR dataset [11] (80/10/10 split) using the Adam optimizer [12] ( $\text{lr} = 1 \times 10^{-4}$ ) and ReduceLROnPlateau scheduler for 200 epochs on an NVIDIA Quadro RTX 4000 GPU.

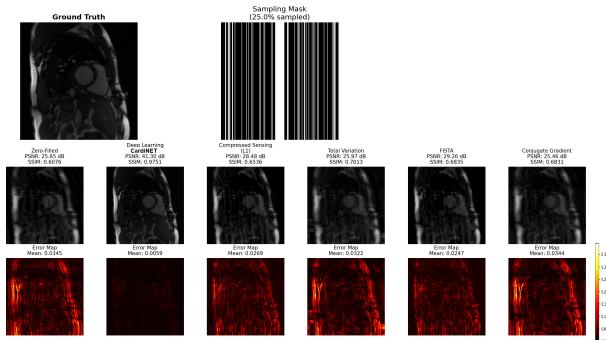
#### 3.2. Quantitative Results

We compared CardiNet against five classical methods: Zero-Filled (ZF), Compressed Sensing (CS-L1), Total Variation (TV), FISTA, and Conjugate Gradient (CG). Table 1 presents the quantitative comparison with mean and standard deviation values. CardiNet significantly outperforms conventional reconstruction methods with improvements of +11.20 dB in PSNR and +0.24 in SSIM compared to the best baseline method (FISTA).

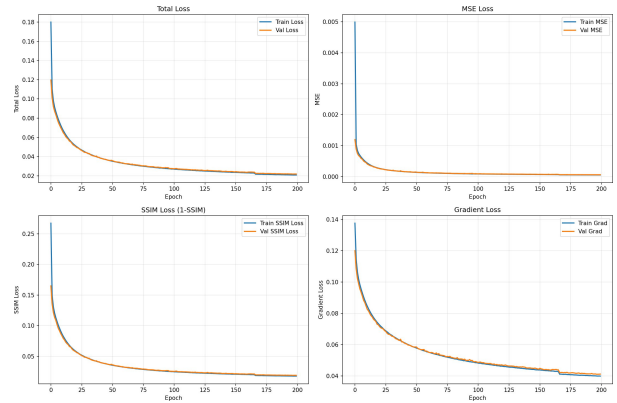
**Table 1.** Quantitative comparison of reconstruction methods

Method	PSNR (dB)	SSIM
Zero-Filled	$28.37 \pm 1.84$	$0.715 \pm 0.060$
Compressed Sensing (L1)	$30.49 \pm 1.96$	$0.730 \pm 0.044$
Total Variation	$28.63 \pm 1.75$	$0.763 \pm 0.041$
FISTA	$31.29 \pm 2.09$	$0.741 \pm 0.039$
Conjugate Gradient	$27.98 \pm 1.74$	$0.737 \pm 0.046$
<b>CardiNet (Proposed)</b>	<b><math>42.49 \pm 2.01</math></b>	<b><math>0.981 \pm 0.011</math></b>

CardiNet achieves significant improvements, with +11.20 dB PSNR over the best classical method (FISTA) and +14.12 dB over the zero-filled baseline. The model complexity is 5.68M parameters and 16.08G FLOPs, with an inference time of 41.34 ms.



**Fig. 1:** Visual comparison of reconstruction methods. CardiNet significantly reduces aliasing artifacts compared to classical methods.



**Fig. 2:** Training and validation loss curves over 200 epochs. The model demonstrates rapid convergence in the initial epochs with stable learning thereafter.

### 4. Discussion and Conclusion

Experimental results demonstrate that CardiNet significantly outperforms classical reconstruction methods in both quantitative metrics and visual quality. This is attributed to the Multi-scale Feature Processing (MSFFM), Attention Mechanisms (MCSAM), and the Combined Loss Function. Despite its superior performance, CardiNet maintains practical inference times suitable for clinical applications.




Future work will explore the extension to 3D cardiac MRI and multi-coil acquisition scenarios.

### 5. References

- [1] M. Lustig, D. Donoho, and J. M. Pauly, "Sparse MRI: The application of compressed sensing for rapid MR imaging," *Magn. Reson. Med.*, vol. 58, no. 6, pp. 1182-1195, Dec. 2007.
- [2] K. T. Block, M. Uecker, and J. Frahm, "Undersampled radial MRI with multiple coils. Iterative image reconstruction using a total variation constraint," *Magn. Reson. Med.*, vol. 57, no. 6, pp. 1086-1098, Jun. 2007.
- [3] A. Beck and M. Teboulle, "A fast iterative shrinkage-thresholding algorithm for linear inverse problems," *SIAM J. Imaging Sci.*, vol. 2, no. 1, pp. 183-202, 2009.
- [4] J. Schlemper, J. Caballero, J. V. Hajnal, A. Price, and D. Rueckert, "A deep cascade of convolutional neural networks for MR image reconstruction," in *Proc. IPMI*, 2017, pp. 647-658.
- [5] K. Hammernik et al., "Learning a variational network for reconstruction of accelerated MRI data," *Magn. Reson. Med.*, vol. 79, no. 6, pp. 3055-3071, Jun. 2018.
- [6] X. Li, Y. Zhang, and Z. Liu, "MCCM: multi-scale feature extraction network for disease classification and recognition of chili leaves," *Comput. Electron. Agric.*, vol. 198, p. 107027, 2022.
- [7] O. Ronneberger, P. Fischer, and T. Brox, "U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation," in *Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention (MICCAI)*, 2015, pp. 234-241.

- [8] G. Huang, Y. Sun, Z. Liu, D. Sedra, and K. Q. Weinberger, "Deep networks with stochastic depth," in Proc. Eur. Conf. Comput. Vis. (ECCV), 2016, pp. 646-661.
- [9] O. Oktay et al., "Attention U-Net: Learning where to look for the pancreas," in Proc. Medical Imaging with Deep Learning (MIDL), 2018.
- [10] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, and E. P. Simoncelli, "Image quality assessment: From error visibility to structural similarity," IEEE Trans. Image Process., vol. 13, no. 4, pp. 600-612, Apr. 2004.
- [11] C. Chen et al., "OCMR (v1.0)—Open-Access Multi-Coil k-Space Dataset for Cardiovascular Magnetic Resonance Imaging," arXiv preprint arXiv:2008.03410, 2020.
- [12] D. P. Kingma and J. Ba, "Adam: A method for stochastic optimization," in Proc. Int. Conf. Learn. Rep. (ICLR), 2015.

# Sürücüsüz Bir Metro Aracında APU Güç Tüketiminin Zamana Bağlı Analizi ve Yolcu Yoğunluğu Etkisinin Değerlendirilmesi

Sinem Sultansu<sup>1</sup> , Emine Aydın Öner<sup>1</sup> , Ömer Uzunoğlu<sup>1</sup> , Nevzat Bayrak<sup>1</sup>, Ferhat Acar<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Metro İstanbul A.Ş., Ar-Ge Merkezi, İstanbul, Türkiye  
[sinem.sultansu@metro.istanbul](mailto:sinem.sultansu@metro.istanbul), [emine.aydin@metro.istanbul](mailto:emine.aydin@metro.istanbul), [omer.uzunoglu@metro.istanbul](mailto:omer.uzunoglu@metro.istanbul),  
[nevzat.bayrak@metro.istanbul](mailto:nevzat.bayrak@metro.istanbul), [ferhat.acar@metro.istanbul](mailto:ferhat.acar@metro.istanbul)

## Özet

Bu çalışmada, M7 (Yıldız–Mahmutbey) sürücüsüz metro hattından elde edilen ve sıcak yaz koşullarını temsil eden bir güne ait işletme verileri kullanılarak APU (Yardımcı Güç Ünitesi) güç tüketimi ile yolcu yoğunluğu arasındaki ilişki korelasyon analizi ile incelenmiştir. Yolcu yoğunluğunun APU güç tüketimi üzerindeki etkisi deneysel veriler üzerinden nicel olarak ortaya konulmuştur. Analizler iki farklı zaman aralığı için gerçekleştirilmiş; metro araçlarında klima, aydınlatma, kompresör ve yolcu bilgilendirme sistemlerine enerji sağlayan APU'ya ait anlık ve ortalama güç tüketimleri değerlendirilmiştir. Gece saatlerinde APU güç tüketimi ile yolcu yoğunluğu arasında 0,65 düzeyinde pozitif bir korelasyon belirlenirken, yoğun sabah saatlerinde bu ilişkinin 0,69 seviyesine yükseldiği görülmüştür. Yolcu yoğunluğundaki artışa paralel olarak APU ortalama güç tüketiminde belirgin bir artış gözlenmiştir. Bulgular, sıcak yaz koşullarında APU güç tüketiminin yolcu yoğunluğuna duyarlı olduğunu ve bu ilişkinin temel olarak artan soğutma ihtiyacından kaynaklandığını göstermektedir.

## Abstract

In this study, the relationship between APU (Auxiliary Power Unit) power consumption and passenger density was investigated through correlation analysis using operational data obtained from a single day representing hot summer conditions from the M7 (Yıldız–Mahmutbey) driverless metro line. The effect of passenger density on APU power consumption was quantitatively demonstrated based on experimental data. The analyses were conducted for two different time intervals; instantaneous and average power consumptions of the APU, which supplies energy to air conditioning, lighting, compressors, and passenger information systems in metro vehicles, were evaluated. During nighttime hours, a positive correlation of 0.65 was identified between APU power consumption and passenger density, while during the morning peak hours this relationship increased to 0.69. In parallel with the increase in passenger density, a significant increase in average APU power consumption was observed. The results indicate that under hot summer conditions, APU power consumption is sensitive to passenger density and that this relationship is mainly caused by increased cooling demand.

## 1. Giriş

21. yüzyılda küresel ölçekte yaşanan ekonomik dalgalanmalar, bölgesel çatışmalar ve kırsal alanlarda azalan

istihdam olanakları kentlere yönelik göçü hızlandırmış; artan kent nüfusu ulaşımında enerji talebini önemli ölçüde yükseltmiştir. Bu talebin sürdürülebilir biçimde karşılanmasında toplu taşıma sistemleri kritik rol oynamaktadır. Büyük metropollerde trafik yoğunluğunun azaltılması, erişilebilirliğin artırılması ve enerji verimliliğinin sağlanması açısından toplu taşıma çözümleri vazgeçilmez hale gelmiştir. Bu çözümler arasında raylı sistemler; dakiklık, yüksek yolcu kapasitesi, güvenilirlik ve şehir merkezlerine kesintisiz erişim gibi avantajlarıyla öne çıkmaktadır. Raylı sistem teknolojileri sürekli yenilenme ve gelişim ihtiyacı içindedir. Bu yenilenmenin merkezinde ise enerji verimliliği ve akıllı işletme yaklaşımları yer almaktadır.

Bu bağlamda, sürücüsüz metro sistemleri modern şehir içi ulaşımında giderek daha fazla tercih edilen bir çözüm olarak öne çıkmaktadır. Sürücüsüz metro araçları; optimize edilmiş hız profilleri, standart kapı açma süreleri ve işletmede insan faktörünün minimize edilmesi gibi avantajların yanı sıra, araç içi tüm yardımcı sistemlerin (HVAC, aydınlatma, fanlar, kompresörler vb.) yüksek çözünürlükte uzaktan izlenebilmesi özelliğine sahiptir. Bu kapsamlı izleme kabiliyeti sayesinde enerji yönetimi, klasik metro işletmelerine kıyasla çok daha detaylı, sürekli ve veri odaklı şekilde analiz edilebilmektedir.

## 2. Raylı Sistemlerde Enerji Tüketimi

Raylı sistem araçlarında yardımcı güç tüketimi, trenin toplam enerji ihtiyacının önemli bir bölümünü oluşturur. Bu sektörde enerji ile ilgili yapılan çalışmaların büyük bölümü çekiş enerjisi yönetimine odaklanmıştır [1]. Ancak yardımcı sistemler arasında yer alan HVAC (Isıtma, Havalandırma ve İklimlendirme) sistemleri, yolcu konforunun sürekliliğini sağlamak amacıyla işletme boyunca aktif kalmakta ve raylı sistem araçlarının toplam enerji tüketiminde önemli bir pay oluşturmaktadır. Benzer şekilde Avrupa ülkelerinde yapılan çalışmalar da HVAC tüketiminin baskın rolünü doğrulamaktadır. İsviçre'de EPFL tarafından hazırlanan kapsamlı analizde, trenlerde çekiş enerjisinin yanı sıra toplam elektrik tüketiminin önemli bir bölümünün konfor amaçlı tüketildiği belirtilmekte; HVAC sistemlerinin toplam elektrik tüketiminin yaklaşık %20 ile %40'ını oluşturduğu ifade edilmektedir [2]. Dış ortam koşulları ve yolcu yoğunluğundaki değişimler, HVAC sisteminin yükünü doğrudan etkilediğinden, bu sistem gün boyunca oldukça değişken bir enerji talebi oluşturur. Metro trenlerinde kabin içi ısı konforu koruma ihtiyacı, yolcu başına düşen ısı yükü nedeniyle yolcu yoğunluğu arttıkça belirgin bir şekilde artmakta; bu durum APU (Yardımcı Güç Ünitesi) üzerinden çekilen gücün gün boyunca dalgalanmasına yol açmaktadır. Literatürde tren içi HVAC performansı ile istasyon iklimlendirme yüklerini inceleyen çalışmalar, yardımcı güç tüketimi içinde HVAC'ın en baskın bileşen olduğunu açıkça ortaya koymaktadır. Bu nedenle, HVAC

sistemlerinde enerji verimliliği sağlamak, raylı sistemlerde sürdürülebilir işletmeciliğe yönelik en kritik geliştirme alanlarından biri olarak değerlendirilmektedir. Pekin Metro sisteminde Liu ve ark. [3] yaptığı çalışmada, tren enerji tüketiminin yaklaşık %52' sinin çekiş sistemine, %25'inin ise HVAC yüklerine ait olduğu rapor edilmiştir. Bu sonuçlar, HVAC sistemlerinin trenin toplam enerji kullanımındaki en büyük ikinci bileşen olduğunu açıkça göstermektedir. Pekin ve İsviçre örnekleri birlikte ele alındığında farklı iklim koşullarına ve farklı işletme modellerine rağmen HVAC'ın yardımcı güç tüketimindeki belirleyici rolünü koruduğu görülmektedir.

Bu bulgular, raylı sistemlerde yardımcı güç tüketiminin önemli bir bölümünü oluşturan HVAC sistemlerinin enerji verimliliği açısından ayrıntılı biçimde incelenmesi gerektiğini göstermektedir. Dolayısıyla APU güç tüketiminin, özellikle sürücüsüz metro sistemlerinde sağlanan yüksek çözünürlüklü işletme verileri ile analiz edilmesi, hem akademik literatür hem de metro işletmeciliği uygulamaları açısından önemli bir araştırma ihtiyacıdır. Bu çalışma, sürücüsüz bir metro hattında APU güç tüketiminin zamana bağlı değişimini incelemekte ve yolcu yoğunluğu, HVAC yükü, APU tüketimi arasındaki ilişkiyi veri temelli yöntemlerle değerlendirmektedir.

Metro istasyonlarında kullanılan HVAC sistemleri, soğutma ve havalandırma gereksinimleri nedeniyle yüksek enerji tüketimine sahip başlıca alt sistemler arasında yer almaktadır. Bu sistemlerde enerji verimliliğinin artırılabilmesi için, günün farklı zaman dilimlerinde dış ortam koşulları ile yolcu hareketlerinden kaynaklanan ısı kazançlarının doğru şekilde belirlenmesi büyük önem taşımaktadır. Yaz işletme koşullarında metro hatlarının toplam enerji tüketimi içinde HVAC sistemlerinin önemli bir paya sahip olduğu bilinmektedir. HVAC sistemlerinde sağlanacak sınırlı düzeydeki iyileştirmeler dahi, hat bazında anlamlı enerji tasarrufu potansiyeli sunmaktadır. Bu yük profili, dış hava koşulları ve yolcu yoğunluğu tarafından belirlenen biçimde etkilenmekte olup, hafta içi ve hafta sonu işletmeleri için öngörülebilir bir yapı sergilemektedir [4].

Metro istasyonlarının yaygınlığı dikkate alındığında, iklimlendirme sistemlerinin enerji tüketiminde sağlanacak sınırlı iyileştirmeler dahi toplamda kayda değer enerji tasarrufları sağlayabilmektedir. İklimlendirme sistemlerinin enerji kullanımı, genel olarak işletme yükü ile güçlü bir ilişki içerisindedir [5, 6].

Yalnızca metrolar değil, istasyonlar özelinde yapılan incelemeler de göstermektedir ki metro istasyonlarında ısıtma gereksinimi sınırlı olduğundan, iklimlendirme sistemlerinin enerji tüketimi ağırlıklı olarak soğutma yüklerinin karşılanmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum, istasyonlardaki enerji tüketim davranışının anlaşılabilmesi ve verimlilik odaklı stratejilerin geliştirilebilmesi açısından soğutma yükü özelliklerinin ayrıntılı olarak analiz edilmesini gerekli kılmaktadır [7]. Metro istasyonlarındaki kamusal alanlarda, yolcu hareketliliğinin iklimlendirme ve çevresel kontrol sistemlerinin enerji tüketimi üzerinde belirleyici bir etkisi olduğu görülmektedir [8]. Wang ve ark. [9] gerçekleştirdikleri çalışmada, yoğun işletme saatlerinde yolculardan ve havalandırmadan kaynaklanan soğutma yüklerinin, yoğun olmayan saatlere kıyasla belirgin biçimde arttığı; bu artışın yolcu kaynaklı yükler için %100, havalandırma kaynaklı yükler için ise %42 seviyesinde gerçekleştiği ortaya konulmuştur. González-Gil ve ark. [10], şehir içi raylı sistemlerde enerji tüketimini bütüncül bir bakış açısıyla ele almış; enerjiye duyarlı zaman çizelgeleri, verimli sürüş stratejileri, araç içi konfor fonksiyonlarının etkin kontrolü ve yol kenarı enerji depolama sistemlerinin birlikte uygulanmasıyla mevcut kentsel raylı sistemlerde yaklaşık %25–35 düzeyinde enerji tasarrufu potansiyeli

bulduğunu ortaya koymuştur. Europe's Rail tarafından yayımlanan raylı sistemlerde enerji tasarrufuna yönelik kapsamlı raporda, enerji tüketiminin azaltılmasına yönelik başlıca önlemler arasında ısı pompası uygulamaları ile akıllı HVAC kontrol stratejileri öne çıkmaktadır. Bu yaklaşımların, gerek araç içi sistemlerde gerekse istasyon binalarında HVAC kaynaklı enerji tüketiminin önemli ölçüde azaltılmasına katkı sağlayabileceği vurgulanmaktadır [11]. Yin ve ark.[12], subtropikal iklim koşullarındaki metro istasyonlarında havalandırma ve iklimlendirme sistemlerinin enerji tüketimini incelemiş; HVAC sistemlerinin tasarım, işletme ve kontrol stratejilerinin enerji verimliliği odaklı olarak optimize edilmesinin istasyonlardaki toplam enerji tüketimini önemli ölçüde azaltılabildiğini göstermiştir. Çalışmada, uygulanan enerji tasarrufu önlemleri sayesinde HVAC kaynaklı enerji tüketiminde %30'un üzerinde tasarruf sağlanabileceği ortaya konulmuştur.

Bu çerçevede, literatürde yapılan çalışmalar raylı sistemlerde hem araç içi hem de istasyon bazlı HVAC sistemlerine yönelik yapılacak iyileştirmelerin önemi daha da belirgin hale getirmiştir. Özellikle yolcu yoğunluğu, dış ortam koşulları ve işletme senaryolarına duyarlı akıllı kontrol yaklaşımlarının geliştirilmesi; enerji tüketiminin azaltılmasının yanı sıra ısı konforun korunmasına da olanak sağlamaktadır. HVAC sistemlerinin performansının veri temelli yöntemlerle izlenmesi ve sürekli iyileştirilmesi, artan enerji maliyetleri ve sürdürülebilirlik hedefleri doğrultusunda raylı sistem işletmeciliği için stratejik bir gerekliliktir.

### 3. Materyal ve Yöntem

#### 3.1. APU Güç Verileri

Bu çalışmada kullanılan veriler, Metro İstanbul M7 Yıldız–Mahmutbey sürücüsüz metro hattında işletmede bulunan araçların işletme sürecinde kaydedilen ölçümlerinden elde edilmiştir. İnceleme kapsamında, araç üzerindeki yardımcı sistemleri besleyen APU'ya ait güç tüketimi bilgileri ile aynı zaman dilimlerine karşılık gelen yolcu yoğunluğu verileri birlikte ele alınmıştır. Tüm veriler, zaman bazlı olarak eşleştirilmiştir.

APU'nun çektiği akım ve gerilim değerleri program aracılığıyla sürekli olarak kayıt altına alınmaktadır. Kayıt sisteminden elde edilen bu akım ve gerilim verileri kullanılarak APU' nun aktif güç tüketimi hesaplanmıştır. Güç hesaplamalarında üç fazlı güç hesabı esas alınmış olup, aktif güç  $P$ , aşağıdaki eşitlik ile ifade edilmektedir.

$$P = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos \phi \quad (1)$$

Burada  $P$  aktif gücü (W),  $V$  hat gerilimini (V),  $I$  hat akımını (A) ve  $\cos \phi$  güç faktörünü ifade etmektedir.  $\sqrt{3}$  katsayısı ise dengeli üç fazlı sistemler için kullanılan dönüşüm katsayısıdır.

#### 3.2. Yolcu Yoğunluğu

Yolcu yoğunluğu, araç kapasitesine bağlı olarak zaman içerisinde değişen bir parametre olarak ele alınmıştır. Bu doğrultuda, 00:00–02:30 zaman aralığı düşük yolcu yükünü, 05:00–08:50 zaman aralığı ise yüksek yolcu yükünü temsil edecek şekilde tanımlanmıştır. Bu yaklaşım sayesinde, yolcu yükündeki değişimin APU güç tüketimi üzerindeki etkisinin karşılaştırılabilir olarak incelenmesi mümkün olmuştur.

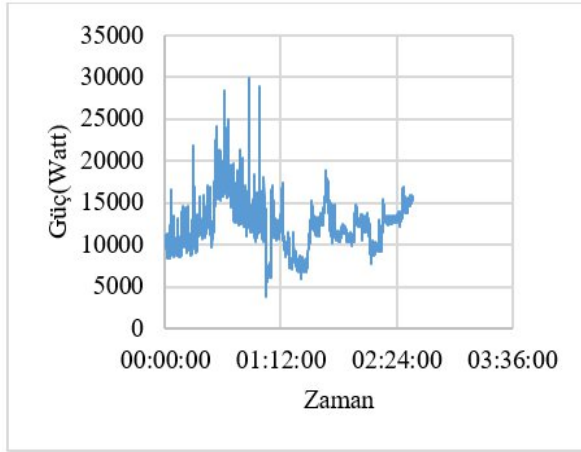
APU güç tüketimi ve yolcu yoğunluğuna ait veriler saniye bazında kayıt altına alınmıştır. Analizlerde, APU güç tüketimi ile

yolcu yoğunluğu verileri aynı zaman aralıklarına karşılık gelecek şekilde eşleştirilerek değerlendirilmiştir. Bu şekilde oluşturulan zaman serileri kullanılarak, yolcu yoğunluğu ile APU güç tüketimi arasındaki ilişkinin yönü ve kuvveti Pearson korelasyon katsayısı ile belirlenmiştir. Hesaplanan korelasyon katsayıları, düşük ve yüksek yolcu yükünü temsil eden farklı zaman aralıkları için ayrı ayrı analiz edilmiştir.

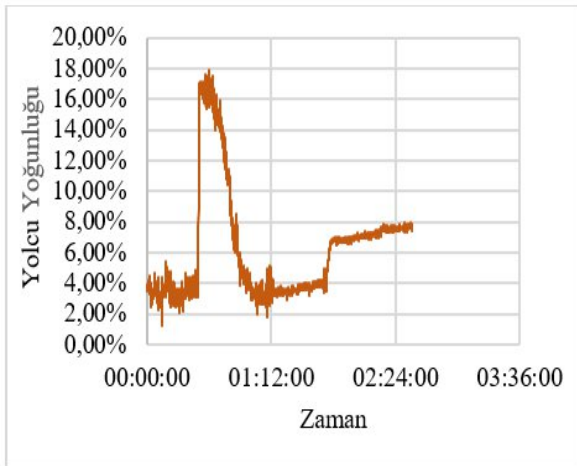
#### 4. Bulgular

##### 4.1. Düşük Yolcu Yoğunluklu Zaman Dilimi

Yolcu yoğunluğunun düşük olduğu zaman aralığı (00:00-02:30) için yolcu sayısı ve APU güç tüketiminin zamana bağlı değişimi Şekil 1 ve Şekil 2’de gösterilmiştir.



Şekil 1: Düşük Yolcu Yoğunluklu Zaman Dilimi Güç-Zaman Grafiği.

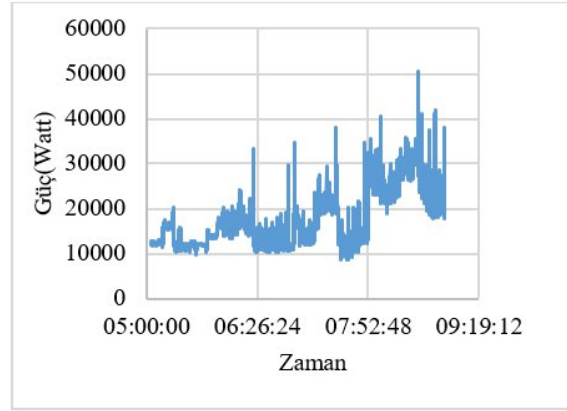


Şekil 2: Düşük Yolcu Yoğunluklu Zaman Dilimi Yolcu Yoğunluğu-Zaman Grafiği.

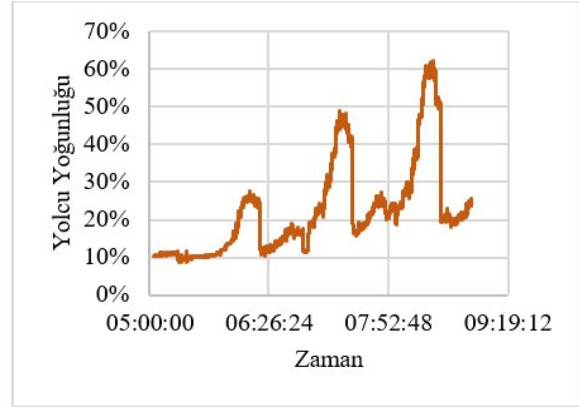
Bu zaman dilimi için gerçekleştirilen korelasyon analizi sonucunda, yolcu sayısı ile APU güç tüketimi arasındaki korelasyon katsayısı 0,65 olarak hesaplanmıştır. Bu bulgu, yolcu yoğunluğunun düşük olduğu zaman diliminde de yolcu sayısı ile APU güç tüketimi arasında pozitif yönlü bir ilişki bulunduğunu ortaya koymaktadır.

##### 4.2. Yüksek Yolcu Yoğunluklu Zaman Dilimi

Yoğun yolcu talebinin gözlemlendiği zaman aralığında, yolcu sayısı ve APU güç tüketiminin zamana bağlı değişimi Şekil 3 ve Şekil 4’ te sunulmuştur.



Şekil 3: Yüksek Yolcu Yoğunluklu Zaman Dilimi Güç-Zaman Grafiği.



Şekil 4: Yüksek Yolcu Yoğunluklu Zaman Dilimi Yolcu Yoğunluğu-Zaman Grafiği.

Bu zaman dilimi için yapılan korelasyon analizi sonucunda, yolcu sayısı ile APU güç tüketimi arasında 0,69 korelasyon katsayısı elde edilmiştir. Elde edilen bu değer, yoğun zaman diliminde yolcu yoğunluğu ile APU güç tüketimi arasında orta-yüksek düzeyde pozitif bir ilişki bulunduğunu göstermektedir.

#### 5. Sonuçlar

Yoğun ve yoğun olmayan zaman dilimlerine ait korelasyon katsayıları birlikte değerlendirildiğinde, her iki zaman aralığında da yolcu sayısı ile APU güç tüketimi arasında pozitif yönlü ve benzer büyüklükte ilişkiler olduğu belirlenmiştir. Yoğun yolcu talebinin gözlemlendiği zaman dilimi için yolcu sayısı ile APU güç tüketimi arasındaki korelasyon katsayısı 0,69 , yoğun olmayan zaman dilimi için ise 0,65 olarak hesaplanmıştır. Bu sonuçlar, yolcu yoğunluğunun APU güç tüketimi üzerinde etkili bir parametre olduğunu ortaya koymaktadır.

Bu çalışma kapsamında, bir raylı sistem aracında kullanılan yardımcı güç ünitesinin (APU) günlük işletme koşulları altındaki güç tüketimi, yolcu yoğunluğu ile birlikte ele alınmıştır. Gerçek

işletme verilerine dayalı analizler, APU güç tüketiminin zamana bağlı olarak değişkenlik gösterdiğini ve bu değişkenliğin yolcu yoğunluğu ile ilişkili bir karakter sergilediğini ortaya koymuştur.

Elde edilen bulgular, APU yük profilinin yalnızca sabit yardımcı sistemlerden kaynaklanan bir taban güç tüketiminden oluşmadığını, aynı zamanda yolcu varlığına bağlı olarak değişen dinamik bileşenler içerdiğini göstermektedir. Bu dinamik bileşenlerin başında iklimlendirme ve havalandırma sistemleri gelmekte olup, yolcu yoğunluğundaki değişimlere paralel olarak APU güç tüketiminde gözlenen artış ve azalışlar, HVAC sistemlerinin APU üzerindeki belirleyici rolünü ortaya koymaktadır.

Yoğun ve yoğun olmayan yolcu zaman dilimlerine ait sonuçlar birlikte değerlendirildiğinde, yolcu yoğunluğunun APU güç tüketimi üzerinde etkili olduğu, ancak bu etkinin belirli bir taban güç seviyesinin üzerinde gerçekleştiği anlaşılmaktadır. Bu durum, raylı sistem araçlarında iklimlendirme sistemlerinin çoğunlukla sabit ayarlarla çalıştığını ve yolcu yoğunluğundaki değişimlere sınırlı ölçüde tepki verdiğini göstermektedir. Buna bağlı olarak, mevcut işletme koşullarında APU'nun düşük yolcu yoğunluklarında dahi görece yüksek güç seviyelerinde çalışmayı sürdürdüğü belirlenmiştir.

Bu çalışma kapsamında elde edilen sonuçlar, Metro İstanbul A.Ş. Ar-Ge Merkezi bünyesinde yürütülen "Raylı Sistem Araçlarında İklimlendirme Sistemleri İçin Yolcu Yoğunluğunu Dikkate Alan Son Kullanıcı Konforu Odaklı Yeni Bir Sistem Geliştirilmesi" başlıklı proje kapsamında geliştirilen yolcu yoğunluğuna duyarlı iklimlendirme yaklaşımlarını destekler niteliktedir. Elde edilen bulgular, yolcu yoğunluğunu dikkate alan dinamik HVAC kontrol stratejilerinin, APU enerji tüketiminin azaltılması ve son kullanıcı konforunun korunması açısından uygulanabilirliğini ortaya koymaktadır.

Sonuç olarak, bu çalışmada sunulan gerçek işletme verilerine dayalı yaklaşım, yolcu yoğunluğunu esas alan akıllı iklimlendirme ve enerji yönetimi uygulamalarının geliştirilmesi için güçlü bir teknik altyapı sunmakta olup, söz konusu Ar-Ge projesinin saha verileriyle desteklenmesine katkı sağlamaktadır.

## Teşekkür

Bu çalışmada kullanılan veriler Metro İstanbul A.Ş. tarafından sağlanmıştır. Tüm destek ve yardımları için Metro İstanbul A.Ş.'ye teşekkür ederiz.

## 6. Kaynaklar

- [1] H. Novak, V. Lešić, and M. Vašak, "Hierarchical Model Predictive Control for Coordinated Electric Railway Traction System Energy Management," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 20, no. 7, pp. 2715–2727, Jul. 2019.
- [2] N. Vetterli *et al.*, "Energy efficiency of railway vehicles," in *Proceedings of the International Conference CISBAT 2015 – Future Buildings and Districts: Sustainability from Nano to Urban Scale*, LESO-PB, EPFL, 2015, pp. 955–960.
- [3] J. Liu, T.-T. Li, B.-G. Cai, and J. Zhang, "Boundary identification for traction energy conservation capability of urban rail timetables: A case study of the Beijing Batong Line," *Energies*, Apr. 2020.
- [4] Y. Wang, H. Feng, and X. Xi, "Sense, model and identify the load signatures of HVAC systems in metro stations," *arXiv preprint arXiv:1312.2629v1 [cs.SY]*, Dec. 10, 2013. Available: <https://arxiv.org/abs/1312.2629>
- [5] G. Yang and X. Q. Zhai, "Optimal design and performance analysis of solar hybrid CCHP system considering influence of building type and climate condition," *Energy*, vol. 174, pp. 647–663, May 2019.
- [6] G. Yang and X. Q. Zhai, "Optimization and performance analysis of solar hybrid CCHP systems under different operation strategies," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 133, pp. 327–340, Mar. 2018.
- [7] Z. Lv, W. Tian, Q. Lu, M. Li, B. Dai, *et al.*, "Research on Cooling-Load Characteristics of Subway Stations Based on Co-Simulation Method and Sobol Global Sensitivity Analysis," *Buildings*, vol. 15, no. 21, p. 3858, 2025, doi: 10.3390/buildings15213858.
- [8] A. Mastrucci, P. Pérez-López, E. Benetto, U. Leopold, and I. Blanc, "Global sensitivity analysis as a support for the generation of simplified building stock energy models," *Energy Build.*, vol. 149, pp. 368–383, Aug. 2017.
- [9] J. Wang, Y. Yin, Z. Wei, and X. Q. Zhai, "Cooling load analysis based on theory-based models and field tests for VAC system in subway station: A case study," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 314, p. 134219, Jan. 2025.
- [10] A. González-Gil, R. Palacin, P. Batty, and J. P. Powell, "A systems approach to reduce urban rail energy consumption," *Energy Policy*, vol. 80, pp. 509–524, Apr. 2014.
- [11] *Energy Saving in Rail: Consumption Assessment, Efficiency Improvement and Saving Strategies, Overview Report*, Version 14 Mar. 2024, System Pillar Consortium – Task 1, UIC and UNIFE, Europe's Rail.
- [12] H. Yin, C. Yang, L. Yi, J. Yu, Y. Wu, Y. Deng, and Z. Tang, "Ventilation and air conditioning system of deep-buried subway station in sub-tropical climates: Energy-saving strategies," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 178, p. 115555, Sep. 2020.

# Asymmetric Attention-Enhanced Diffusion Models for Cardiac MRI Synthesis

Mertcan Özdemir<sup>1</sup>, Osman Eroğul<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Biomedical Engineering, TOBB University of Economics and Technology, Ankara, Türkiye  
mertcanoazdemir@etu.edu.tr, erogul@etu.edu.tr

## Abstract

The limited availability of cardiac MRI data poses a significant challenge for deep learning applications in cardiovascular imaging. We introduce an asymmetric attention-enhanced diffusion model that strategically places attention mechanisms in deeper network layers, departing from conventional uniform attention distributions. This hierarchical design captures global cardiac structures while preserving local tissue details, achieving better synthesis quality with reduced computational overhead. Evaluated on the OCMR dataset, our method achieves state-of-the-art performance with an FID score of 77.78, substantially outperforming StyleGAN2-ADA (117.70), WGAN-GP (227.98), and VAE (325.26). Beyond quantitative improvements, our approach demonstrates 33% faster training than uniform attention architectures and generates images indistinguishable from real MRI by expert radiologists (60% discrimination accuracy). When applied to downstream segmentation tasks, synthetic data augmentation improves Dice scores by 3-4% across cardiac structures. Our work establishes diffusion models as a robust solution for medical image synthesis, with immediate applications in data augmentation, algorithm validation, and medical education.

## 1. Introduction

Limited availability of cardiac MRI data significantly constrains deep learning applications in cardiovascular imaging. While traditional augmentation techniques (rotation, scaling) cannot generate novel anatomical variations, recent generative approaches show promise. GANs suffer from training instability and mode collapse [1], particularly problematic for cardiac imaging where anatomical consistency is essential.

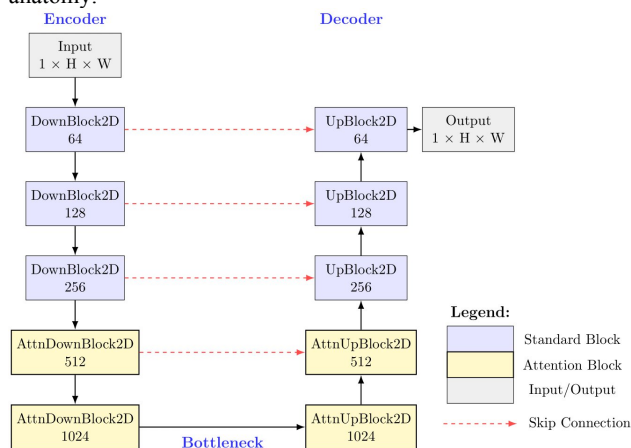
Diffusion models have emerged as a robust alternative, demonstrating superior image quality and training stability [2]. However, their application to cardiac MRI remains underexplored. We present an asymmetric attention-enhanced diffusion model that addresses this gap through strategic attention placement, achieving state-of-the-art performance while maintaining computational efficiency.

Our key contributions are: (1) First cardiac MRI diffusion model with asymmetric attention design optimized for anatomical structure preservation; (2) Demonstration of 33% training time reduction versus uniform attention with superior image quality; (3) Clinical validation showing expert-level synthetic image quality.

## 2. Proposed Method

### 2.1. Asymmetric Attention-Enhanced Architecture

Our model builds upon the UNet framework with a critical innovation: asymmetric attention placement across the network hierarchy. Unlike conventional approaches that apply attention uniformly or only at bottlenecks, we strategically position attention blocks based on the hierarchical nature of cardiac anatomy.



**Fig. 1.** Asymmetric attention-enhanced UNet architecture. Standard blocks (blue) handle local features in early/late stages, while attention blocks (yellow) capture global relationships in deeper layers

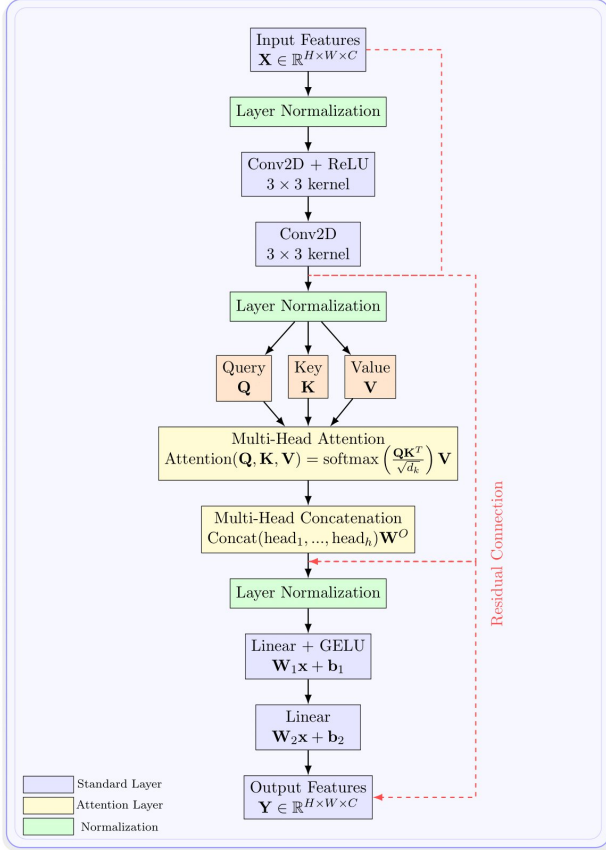
The architecture employs five resolution levels [128×128, 64×64, 32×32, 16×16, 8×8] with channel dimensions [64, 128, 256, 512, 1024]. Key design choices:

- Encoder: 3 standard DownBlock2D → 2 AttnDownBlock2D
- Decoder: 2 AttnUpBlock2D → 3 standard UpBlock2D
- Bottleneck: Full attention at 8×8 resolution

This configuration enables local tissue feature extraction in early layers, global structural relationship modeling in deeper layers, and coherent reconstruction during upsampling.

### 2.2. Attention Mechanism Details

The attention blocks employ multi-head self-attention with 8 parallel heads. For input features  $X \in \mathbb{R}^{(H \times W \times C)}$ , the attention operation computes:



**Fig. 3.** Multi-head attention mechanism within attention blocks. Input features undergo layer normalization and convolutional processing before Q, K, V projection. The scaled dot-product attention with residual connections ensures stable gradient flow

The attention computation follows:

$$Attention(Q, K, V) = softmax\left(\frac{QK^T}{\sqrt{d_k}}\right)V \quad (1)$$

where  $d_k$  is the key dimension. This mechanism captures long-range dependencies critical for maintaining global cardiac structure coherence. Attention is applied only at resolutions  $\leq 32 \times 32$  pixels for computational efficiency.

### 2.3. Diffusion Process

We employ denoising diffusion probabilistic models (DDPMs) with  $T=1000$  timesteps. The forward process gradually adds Gaussian noise:

$$q(x_t|x_{t-1}) = \mathcal{N}(x_t; \sqrt{1 - \beta_t}x_{t-1}, \beta_t \mathbf{I}) \quad (2)$$

The reverse process learns to denoise using our asymmetric UNet:

$$p_\theta(x_{t-1}|x_t) = \mathcal{N}(x_{t-1}; \mu_\theta(x_t, t), \sigma_t^2 \mathbf{I}) \quad (3)$$

Training minimizes the simplified objective:

$$L_{simple} = \mathbb{E}_{t, x_0, \epsilon} [\|\epsilon - \epsilon_\theta(x_t, t)\|^2] \quad (4)$$

## 3. Experimental Setup

### 3.1. Dataset and Implementation

We utilize the OCMR dataset containing 53 fully sampled cardiac cine series (995 training, 110 validation frames). Images are preprocessed to  $128 \times 128$  pixels with intensity normalization. Training employs AdamW optimizer ( $lr=2e-4$ ) with cosine annealing for 300 epochs on NVIDIA Quadro RTX 4000.

### 3.2. Evaluation Metrics

We evaluate using: (1) Fréchet Inception Distance (FID) for distribution matching; (2) Structural Similarity Index (SSIM) for perceptual quality; (3) Multi-Scale SSIM for diversity assessment. Comparisons include StyleGAN2-ADA, WGAN-GP, and VAE baselines.

## 4. Results and Discussion

### 4.1. Quantitative Evaluation

Table 1 demonstrates our model's superior performance across all metrics. The 34% FID improvement over StyleGAN2-ADA indicates better distributional alignment with real cardiac MRI data.

**Table 1.** Quantitative comparison of generation methods

Method	FID↓	SSIM↑	MS-SSIM↑
VAE	325.26	0.596±0.065	0.594±0.090
WGAN-GP	227.98	0.471±0.083	0.470±0.164
StyleGAN2-ADA	117.70	0.406±0.061	0.350±0.072
<b>Ours</b>	<b>77.78</b>	<b>0.720±0.143</b>	<b>0.925±0.069</b>

### 4.2. Ablation Study

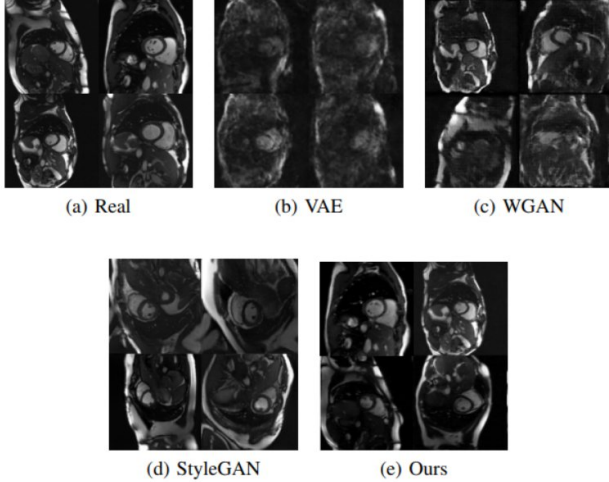
Table 2 validates our asymmetric design choice. While uniform attention achieves reasonable quality, it requires 50% more training time. No-attention baseline confirms attention mechanisms are crucial for cardiac structure preservation.

**Table 2.** Ablation study on attention placement strategies

Architecture	FID↓	SSIM↑	Time (h)↓
Uniform Attention	89.23	0.681	12.3
No Attention	95.47	0.634	7.1
<b>Asymmetric (Ours)</b>	<b>77.78</b>	<b>0.720</b>	<b>8.2</b>

### 4.3. Visual Quality Assessment

Our approach generates anatomically accurate cardiac structures with appropriate tissue contrast. VAE produces blurry outputs, while StyleGAN2-ADA exhibits characteristic GAN artifacts. WGAN-GP shows unstable myocardial boundaries.



**Fig. 3.** Visual comparison of generation methods.

### 4.4. Clinical Validation

Two cardiac radiologists evaluated 100 images (50 real, 50 synthetic) in a blinded study. Discrimination accuracy averaged 60%, only marginally above chance, indicating near-realistic quality. Synthetic images received mean anatomical accuracy scores of 4.37/5.0.

### 4.5. Computational Efficiency

Our asymmetric design offers significant computational advantages:

**Table 3.** Computational comparison

Method	Training (h)	Inference (s/img)
StyleGAN2-ADA	15.2	0.12
Uniform Attention	12.3	2.85
<b>Asymmetric (Ours)</b>	<b>8.2</b>	<b>2.31</b>

### 4.6. Downstream Task Performance

To validate practical utility, we evaluated cardiac segmentation improvement using synthetic data augmentation. Training U-Net with combined real+synthetic data improved Dice scores: LV (84.3→87.2%), RV (79.6→83.4%), Myocardium (81.2→84.1%), demonstrating meaningful anatomical variation capture.

### 5. Limitations and Future Work

Current limitations include: (1) Resolution constraint (128×128) due to memory limitations; (2) Generation time (2.31s) slower than GANs; (3) Limited pathology representation. Future work will explore: hierarchical generation for higher resolutions, acceleration techniques (DDIM, progressive distillation), and conditional generation for specific pathologies.

### 6. Conclusion

We presented an asymmetric attention-enhanced diffusion model for cardiac MRI synthesis that achieves state-of-the-art performance while maintaining computational efficiency. The strategic attention placement captures both local tissue characteristics and global anatomical relationships, validated through comprehensive quantitative metrics and clinical evaluation. Our approach offers immediate applications in data augmentation and algorithm development, with 33% training time reduction compared to uniform attention designs.

### 7. References

- [1] Y. Skandarani, P.M. Jodoin, and A. Lalande, "GANs for Medical Image Synthesis: An Empirical Study," *J. Imaging*, vol. 9, no. 69, 2023.
- [2] J. Ho, A. Jain, and P. Abbeel, "Denoising Diffusion Probabilistic Models," in *NeurIPS*, 2020, pp. 6840-6851.
- [3] A. Kazerouni et al., "Diffusion models in medical imaging: A comprehensive survey," *Med. Image Anal.*, vol. 88, 102846, 2023.
- [4] P. Dhariwal and A. Nichol, "Diffusion Models Beat GANs on Image Synthesis," in *NeurIPS*, 2021, pp. 8780-8794.
- [5] C. Chen et al., "OCMR (v1.0) - Open-Access Multi-Coil k-Space Dataset for Cardiovascular MRI," *arXiv:2008.03410*, 2020.
- [6] T. Karras et al., "Training generative adversarial networks with limited data," in *NeurIPS*, 2020, pp. 12104-12114.
- [7] Z. Wang et al., "Image quality assessment: From error visibility to structural similarity," *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 13, pp. 600-612, 2004.
- [8] O. Ronneberger, P. Fischer, and T. Brox, "U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation," in *MICCAI*, 2015, pp. 234-241.
- [9] I. Gulrajani et al., "Improved training of Wasserstein GANs," in *NeurIPS*, 2017, pp. 5767-5777.
- [10] M. Özbey et al., "Unsupervised Medical Image Translation with Adversarial Diffusion Models," *IEEE Trans. Med. Imaging*, vol. 42, pp. 3524-3539, 2023.

# Üç Fazlı İki Seviyeli Şebekeye Bağlı Bir Eviricinin Arıza Sırasında Şebekede Kalma Yeteneğinin İyileştirilmesine Yönelik Kontrol Tasarımı ve Doğrulaması

Necmettin Toprak<sup>1</sup>, Erhan Demirok<sup>1</sup>

<sup>1</sup>İzmir Katip Çelebi Üniversitesi, Çiğli Ana Yerleşkesi 35620 Çiğli İzmir Türkiye  
nectoprak@gmail.com, erhan.demirok@ikc.edu.tr

## Özet

Geleneksel senkron generatör (SG) tabanlı üretim sistemlerinden farklı dinamiklere sahip olan evirici tabanlı enerji kaynaklarının (Inverter-Based Resources, IBRs) artan entegrasyonu, şebeke frekansı ve gerilim kararlılığını olumsuz yönde etkileyebilmektedir. Bu nedenle, evirici tabanlı sistemlerin arıza sırasında şebekeye bağlı kalma (Fault Ride-Through, FRT) yeteneği, modern güç sistemlerinin sürekliliği açısından kritik öneme sahiptir. Bu çalışmada, dengeli (simetrik) arıza koşulları altında çalışan şebekeye bağlı üç fazlı ve iki seviyeli gerilim kaynaklı eviricinin (Voltage Source Inverter, VSI) Düşük Gerilimde Şebekeye Bağlı Kalma (LVRT) yeteneğini geliştiren ve şebekenin toparlanmasına destek olabilmek için arıza süresince şebekeye reaktif güç desteği sağlayabilen bir kontrol yapısı tasarlanmıştır. Bu amaçla, DC bara gerilimi sabit alınmış ve evirici akım kontrolü, d-q senkron referans düzleminde Proportional-Integral (PI) kontrolcü yapısı kullanılarak tasarlanmıştır. Kontrol stratejisi, arızanın derinliğine ve evirici donanımının limitlerine göre belirlenen reaktif akım referansını önceliklendirecek şekilde oluşturulmuştur.

## 1. Giriş

Yirmi birinci yüzyılın başından bu yana küresel enerji talebi, sanayileşme, kentleşme ve dijitalleşme gibi faktörlerin etkisiyle hızla artmaktadır. Bu artış, enerjinin elde edilme yöntemlerinde köklü değişimleri zorunlu kılmaktadır. Fosil yakıtların çevresel etkileri ve sera gazı emisyonlarını azaltma taahhütleri (Paris Anlaşması gibi), enerji üretiminde yenilenebilir enerji kaynaklarına (YEK) geçişi kaçınılmaz hale getirmiştir.

Bu dönüşümün bir sonucu olarak, küresel temiz enerji yatırımı 2023 yılında neredeyse 2 trilyon ABD Dolarına ulaşmıştır ve yıllık 560GW'lık yenilenebilir güç kapasitesi ile rekor kırmıştır. Toplam enerji arzı içindeki yenilenebilir enerji miktarı 2023'te 78 EJ iken, bu miktarın 2030'da 120 EJ'ye ulaşması öngörülmüştür [1].

Yenilenebilir enerji kaynakları, özellikle fotovoltaik sistemler (PV) ve rüzgar santralleri, alternatif akım (AC) şebekesine doğrudan bağlanamadığından, Evirici Tabanlı Kaynaklar (Inverter-Based Resources, IBRs) bu sistemlerin temel bileşeni haline gelmiştir.

IBR'ler, geleneksel senkron jeneratörlere (SG) kıyasla sisteme farklı dinamikler getirmektedir [2]. IBR'lerin temel dezavantajlarından biri, dönel atalet (rotational inertia) olmamasıdır, bu da arızalar sırasında frekans değişim hızının (Rate of Change of Frequency, ROCOF) yükselmesine neden olarak koruma rölelerinin gereksiz yere devreye girmesine ve şebekeyi kararsızlaştırmasına yol açabilir [3]. Ayrıca, IBR'lerin

arıza akımları, güç elektroniği bileşenlerini korumak amacıyla nominal akımın genellikle 1.1-1.3 pu seviyesiyle sınırlıdır. Buna karşın, konvansiyonel SG'lerin arıza akımı büyüklüğü tipik olarak nominal akımın 4-5 pu'su arasındadır [4]. Bu düşük arıza akımı katkısı, şebeke koruma sistemlerinin etkinliğini azaltır. Geleneksel SG'ler arıza anında doğal olarak reaktif akım sağlayarak şebekeyi desteklerken, IBR'ler doğal olarak bu desteği sağlamazlar, bu da şebekenin toparlanma hızını düşürür.

Geçmişte, arıza anında IBR'lerin şebekeden ayrılması ülke şebeke kodlarında yaygın bir gereksinimdi. Fakat, şebekede artan IBR oranı ile, şebeke kararlılığı ve güvenilirliği arıza anında IBR'lerin şebeke bağlantısının kesilmesinden olumsuz etkilenebilir hale gelmiştir. Bu sorunları çözmek amacıyla Şebekede Kalma Yeteneği (Fault Ride-Through, FRT) ya da Düşük Gerilimde Şebekede Kalma (Low Voltage Ride Through, LVRT) ülkelerin modern şebeke kodlarında en önemli şartlardan biri haline gelmiştir. Günümüzde bu gereksinimler, şebekeye bağlı kalmanın yanında, düşen şebeke geriliminin toparlanmasına destek olmak adına reaktif akım enjeksiyonunu zorunlu kılar. Enjekte edilen reaktif akım miktarı, gerilim düşüşünün derinliği ile doğru orantılı olarak belirlenir ve bu bağıntı Denklem (1)'deki gibi tanımlanmıştır [5].

$$\Delta i_B = k * \Delta u \# (1)$$

Burada  $\Delta i_B$  ek reaktif akım,  $\Delta u$  gerilim değişimi, ve  $k$  değeri  $2 \leq k \leq 6$  arasında değişebilen bir katsayıdır.

Şebeke yönetmeliği ülkeden ülkeye farklılıklar gösterse de aralarında farklılıklar vardır. Tablo 1'de, farklı şebeke yönetmeliklerinde rüzgar santralleri için FRT gereksinimleri verilmiştir. Bu tabloda görüldüğü gibi, Türkiye ve Almanya gibi ülkeler de dahil olmak üzere birçok yönetmelik, reaktif akım desteğini zorunlu kılmakta ve gerilim sıfıra düşse bile kısa bir süre için bağlantıda kalmayı gerektirmektedir [5-9].

Şebeke arızaları genellikle simetrik (dengeli) ve asimetrik (dengesiz) arızalar olarak iki ana kategoriye ayrılır. Simetrik arızalarda üç fazda da aynı genlikte gerilim düşümü görülür ve faz kayması olmaz. Asimetrik arızalar ise en yaygın arıza tipleridir ve üç fazda da farklı genliklerde gerilim düşümü görülebilir ve genellikle faz kaymasına neden olur.

Bu çalışmanın amacı, şebekeye bağlı üç fazlı iki seviyeli bir evirici için, simetrik arıza koşullarında LVRT yeteneğini iyileştiren ve arıza süresince şebeke yönetmeliklerine uygun reaktif güç (akım) desteği sağlayan bir kontrol yapısı tasarlamak ve doğrulamaktır.



Anahtarlama Frekansı	$f_{sw}$	5	kHz
----------------------	----------	---	-----

endüktörün boyutunu ve maliyetini artırırken, yüksek dalgalanma değerleri ise çekirdek kayıplarını ve iletim kayıplarını artırır. Bu çalışmada, dalgalanma akımı ( $\Delta I_{L_{max}}$ ) nominal tepe akımının %15'i olarak belirlenmiştir. Buradan evirici tarafındaki filtre endüktansı  $L_i$  şu şekilde ifade edilebilir [12]:

$$L_i \geq \frac{V_{DC}}{8 * f_{sw} * \Delta I_{L_{max}}} \# (5)$$

Sistemin baz empedansı ( $Z_b$ ) ve baz kapasitesi ( $C_b$ ):

$$Z_b = \frac{V_{gLL}^2}{P_n} \# (6)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \# (7)$$

Filtre kapasitörünün çektiği reaktif gücün, sistemin toplam gücünün %5'ini geçmemesi önerilir [12]. Denklem (6) ve (7) kullanılarak filtre kapasitesi ( $C_f$ ):

$$C_f \leq 0.05 * C_b \# (8)$$

Toplam endüktans ( $L_i + L_g$ ), AC tarafında yüksek gerilim düşümlerine sebep olmamalıdır. Şebeke tarafındaki endüktans ( $L_g$ ), genelde evirici tarafındaki endüktansın ( $L_i$ ) 0.4-0.6 arasında değişen bir katı olarak seçilir. Sistemin hesaplanan parametrelerine uygun seçilmiş değerler Tablo 3'de verilmiştir.

### 2.3. Senkron Referans Dönüşümü

PI kontrolcüsünün zamanla değişen AC bileşenlerini kontrol edebilmesi için bu bileşenlerin sabit DC bileşenlere dönüşümü gereklidir. Bu dönüşüm Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak gerçekleştirilir. Dönüşüm aşağıdaki gibidir [13]:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \omega t & \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \# (9)$$

Burada  $\omega t$  şebeke geriliminden elde edilen elektriksel açıdır ve PLL(Phase Locked Loop) aracılığıyla elde edilir. PLL ve Park dönüşümünün modellenmesi (Şek. 2)'de verilmiştir.

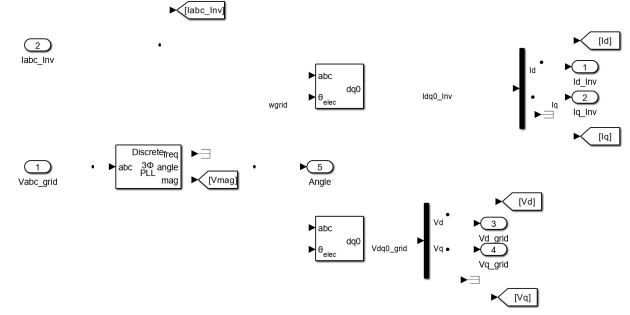
Doğal referans çerçevesinde (abc) (2)-(4)'de verilen gerilim denklemlerini, d-q referans çerçevesinde Denklem (10) ve (11)'deki gibi ifade edebiliriz:

$$v_{id} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + V_{gd} \# (10)$$

**Tablo 3.** Hesaplanan Sistem Parametreleri

Parametre	Sembol	Değer	Birim
Evirici Tarafı Endüktans	$L_i$	550	$\mu\text{H}$
Şebeke Tarafı Endüktans	$L_g$	300	$\mu\text{H}$
Filtre Kapasitesi	$C_f$	80	$\mu\text{F}$
Akım Kontrolcüsü	$k_p$	2.14	V/A

Oransal Kazanç			
Akım Kontrolcüsü	$k_i$	126	V/A.s
İntegral Kazanç			



**Şek. 2.** PLL ile elektriksel açının belirlenmesi ve d-q dönüşümünün MATLAB/Simulink modellenmesi

$$v_{iq} = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + V_{gq} \# (11)$$

Bu denklemlerde verilen  $\omega Li_{d,q}$  terimi,  $i_d$  ve  $i_q$  terimlerinin birbirleri üzerindeki etkilerini ifade eden Çapraz Etkileşim (Cross-Coupling) terimidir.

Simetrik şebeke gerilimi varsayımı altında PLL, d eksenini şebeke gerilimi vektörüne hizalar, Böylece şebeke geriliminin q bileşeni ( $V_{gq}$ ) sıfır kabul edilir ve böylece aktif güç (P) ve reaktif güç (Q) Denklem (12), (13) gibi ifade edilebilir:

$$P \approx \frac{3}{2} V_{gd} I_d \# (12)$$

$$Q \approx \frac{3}{2} V_{gd} I_q \# (13)$$

Bu denklemlerden yola çıkarak, aktif gücün  $I_d$  akımıyla ve reaktif gücün  $I_q$  ile bağımsız olarak kontrol edilebileceği gösterilir [14].

### 2.4. Akım Referanslarının Belirlenmesi

Bu çalışmada hazırlanan model, normal şebeke koşullarında tam aktif güç modunda çalışmaktadır ve  $I_d$  için 1 pu referans verilmektedir.

Fakat reaktif güç enjeksiyonu için belirlenen  $I_q$  referansı için bazı kısıtlamalar vardır ve bu kısıtlamalara göre değişken bir referans oluşturulmalıdır. Bunlardan ilki, eviricinin maksimum akım limitidir. Arıza koşullarında, reaktif akım enjeksiyonu başladığında  $I_d$  referansı düşürülerek maksimum evirici akımı aşılmamalıdır.

Maksimum akım üzerindeki kısıtlama, d-q düzleminde Denklem (14)'deki gibi ifade edilebilir:

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_{max}^2 \# (14)$$

Bu çalışmada maksimum çalışma akımı ( $I_{max}$ ) 1.1 pu olarak seçilmiştir.

Reaktif akım üzerindeki diğer kısıtlama ise, şebeke yönetmeliklerinde talep edilen gerilim düşümünün derinliğine bağlı olarak reaktif akım enjeksiyonudur. Bu çalışmada, reaktif akım referansını ( $I_{qr}$ ) belirlemek için Denklem (15)'de verilen

parçalı fonksiyon kullanılmıştır. Eviricinin  $0.9 \leq V_n \leq 1.1$  gerilim aralığında devamlı çalışma yapabildiği göz önüne alınarak, şebekenin  $0.9V_n$  eşliğinin altına inmesiyle reaktif akım enjeksiyonu başlamaktadır.

$$I_{qr} = \begin{cases} 0, & V_g > 0.9V_{gn} \\ k \left( 1 - \frac{V_g}{V_{gn}} \right), & V_g \leq 0.9V_{gn} \end{cases} \# (15)$$

Burada  $V_g$  anlık ölçülen şebeke gerilimi ve  $V_{gn}$  normal çalışma koşullarındaki şebeke gerilimidir.

Denklem (14)'de belirlenen maksimum akım limitini aşmamak için, reaktif akım enjeksiyonu arttırıldığında, yeni akım referansı  $I_{dr}$  için Denklem (16) kullanılarak yeni referans belirlenir:

$$I_{dr} = \sqrt{I_{max}^2 - I_{qr}^2} \# (16)$$

Bu yaklaşım, reaktif akım enjeksiyonunu önceliklendirerek, evirici kapasitesini öncelikle reaktif akım enjeksiyonu için kullanır ve kalan kapasiteye göre yeni akım referansı belirleyerek aktif güç akışını sürdürür. Elde edilen referans akımlar (Şek. 3)'de verilen akım kontrol döngüsüne gönderilerek, eviricinin akım kontrolü gerçekleştirilir.

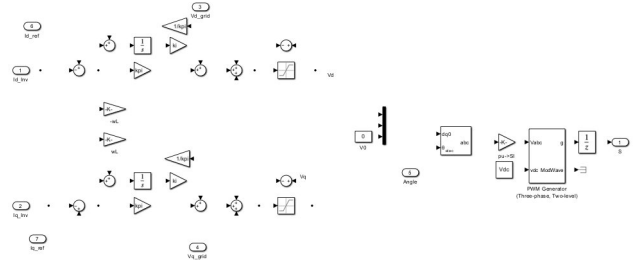
### 3. Simülasyon Sonuçları

Bölüm 2'de tasarım aşamaları anlatılan modeli MATLAB/Simulink programında hazırlanmış ve (Şek. 1)'de tüm sistemin modellenmesi verilmiştir. Elektriksel sistem sırasıyla soldan sağa, DC Gerilim Kaynağı, 3 Fazlı Evirici, LCL filtre, evirici tarafındaki ölçüm noktası, rezistif yük, şebeke tarafı ölçüm noktası, 3 Fazlı 380V/10kV trafo ve şebekeden oluşmaktadır. Kontrol bölümü ise akım kontrol bloğu (Current Regulator), dış çevrim döngüsü (Outer Loop) ve reaktif akım önceliklendirme fonksiyonundan (Reactive Priority) oluşmaktadır.

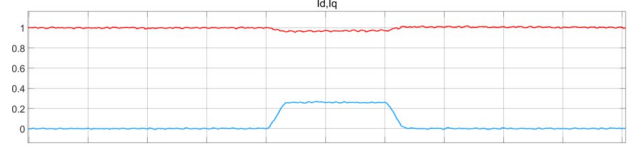
Şebeke tarafındaki gerilim kullanılarak PLL'den açı elde edilir ve bu d-q dönüşümünde kullanılarak  $I_{d,q}$  ve  $V_{d,q}$  elde edilir. Burdan elde edilen  $I_{d,q}$  ile akım kontrol döngüsü beslenerek, belirlenen referans ile arasındaki farka dayanarak eviricinin anahtarlarını besleyen PWM oluşturulur ve eviricinin çıkış akımı kontrol edilir.

Hazırlanan MATLAB/Simulink modelinde iki farklı senaryo ile modelin doğrulaması yapılmıştır. Her iki senaryoda da 6. saniyede başlayan 0.1 saniyelik bir simetrik arıza oluşturulmuştur.

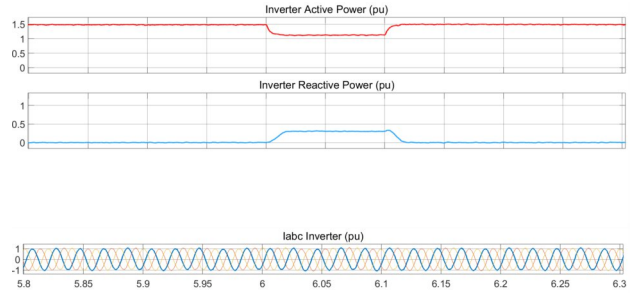
Birinci senaryoda, 0.2 pu derinlikte 0.1 saniyelik bir gerilim düşümü gerçekleştirilmiştir. (Şek. 4)'de görüldüğü üzere, aktif güç kontrolü için kullanılan  $I_d$  akımı referansında hafif bir düşüş görünürken, şebeke toparlanmasına destek olmak için reaktif akım enjeksiyonu yapılmıştır. Buna bağlı olarak, (Şek. 5)'de aktif güçte bir düşüş olurken reaktif güç başarılı bir şekilde arttırılmıştır.



Şek. 3. MATLAB/Simulink ortamında hazırlanan akım kontrol döngüsü

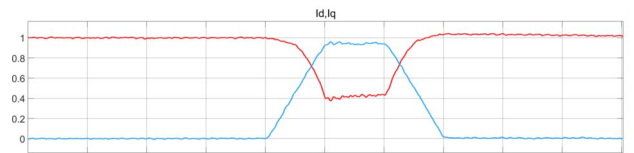


Şek. 4. %20'lik bir gerilim düşümünde,  $I_d$ ,  $I_q$  ve evirici gerilimi grafikleri

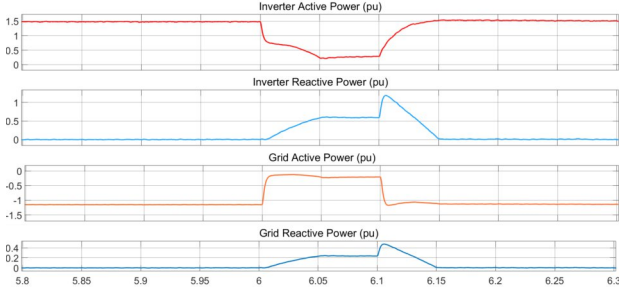


Şek. 5. %20'lik bir gerilim düşümünde, aktif ve reaktif güç grafikleri

İkinci senaryoda ise gerilim düşümü %50'ye yükseltilmiştir. (Şek. 6)'da görüldüğü üzere Denklem (15)'deki fonksiyona dayanarak daha yüksek gerilim düşümü oranında  $I_q$  referansı daha yüksek belirlenmiştir. Denklem (16)'daki limitten dolayı kontrol sistemi  $I_d$  referansını düşürerek, toplam akımın, eviricinin limitlerinin üzerine çıkmasını engellemiştir.



Şek. 6. %50'lik bir gerilim düşümünde,  $I_d$ ,  $I_q$  ve evirici gerilimi grafikleri



**Şek. 7.** %50'lik bir gerilim düşümünde, aktif ve reaktif güç grafikleri

(Şek. 7)'de ise aktif güç ve reaktif gücün,  $I_d$  ve  $I_q$  akım referanslarındaki değişime bağlı olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Daha yüksek gerilim düşümlerinde, gerilimin ani toparlanmasına bağlı olarak reaktif güçte bir artış gözlemlenmiştir.

## 6. Sonuç

Bu çalışmada, üç fazlı şebekeye bağlı evirici sistemlerinin matematiksel modellemesi yapılarak, şebeke arızaları sırasında sistemin kararlılığını koruyan bir kontrol stratejisi tasarlanmış ve doğrulanmıştır. Çalışmanın odak noktası, şebeke geriliminde meydana gelen simetrik arıza anında eviricinin şebekeye, gerilim düşümü ile orantılı bir şekilde reaktif akım enjekte etmesini sağlayan akım kontrol sisteminin tasarlanmasıdır.

Gerçekleştirilen matematiksel analizler ve zaman tabanlı simülasyonlar, şebeke yönetmeliklerinde belirtilen  $k$  katsayısı oranında reaktif akım enjeksiyonu yaparak, şebeke geriliminin toparlanmasına aktif katkı sağladığını göstermiştir. Ayrıca, akım sınırlayıcı algoritmalar sayesinde, reaktif güç desteği sağlanırken evirici yarı iletkenlerinin termal limitleri aşılmamış ve sistemin güvenli çalışma bölgesinde kalması garanti edilmiştir. Elde edilen bulgular, tasarlanan kontrol yapısının, dinamik gerilim desteği ve sistem güvenilirliği açısından etkin bir çözüm sunduğunu doğrulamaktadır.

## 7. Referanslar

[1] International Energy Agency, World Energy Outlook 2024, IEA, Paris, France, 2024.  
 [2] X. Lyu, J. Xie, and T. E. McDermott, "Impact of Inverter-Based Resources on Grid Protection: A Review of Negative-

Sequence Current Generation," Pacific Northwest National Laboratory, Richland, WA, USA, Tech. Rep. PNNL-36069, June 2024.

- [3] A. Haddadi, E. Farantatos, I. Kocar, and U. Karaagac, "Impact of Inverter Based Resources on System Protection," *Energies*, vol. 14, no. 4, Art. no. 1050, Feb. 2021.  
 [4] L. Liyanarachchi, N. Hosseinzadeh, A. Gargoom, and E. M. Farahani, "A new index for the assessment of power system strength considering reactive power injection and interaction of inverter based resources," *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 60, Art. no. 103460, 2023.  
 [5] *Technical requirements for the connection and operation of customer installations to the high-voltage network (TAR High Voltage)*, VDE-AR-N 4120, VDE FNN, Nov. 2018.  
 [6] *National Electricity Rules*, Version 236, Australian Energy Market Commission (AEMC), Oct. 2025.  
 [7] *Energy Market Regulatory Authority (EPDK), "Elektrik Şebeke Yönetmeliği [Electricity Grid Code]"*, Official Gazette of the Republic of Turkey, no. 30252, Nov. 26, 2017.  
 [8] *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Inverter-Based Resources (IBRs) Interconnecting with Associated Transmission Electric Power Systems*, IEEE Std 2800-2022, Feb. 2022.  
 [9] Terna, "Annex A.17: Wind Farms - General conditions of connection to AT networks," in Terna Technical Guide, Rev. 03, Rome, Italy, Mar. 2023.  
 [10] A. Q. Al-Shetwi, M. Z. Sujod, and F. Blaabjerg, "Low voltage ride-through capability control for single-stage inverter-based grid-connected photovoltaic power plant," *Solar Energy*, vol. 159, pp. 665-681, Jan. 2018.  
 [11] G. B. Huka, W. Li, P. Chao, and S. Peng, "A comprehensive LVRT strategy of two-stage photovoltaic systems under balanced and unbalanced faults," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 103, pp. 288-301, Dec. 2018.  
 [12] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2011.  
 [13] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2010.  
 [14] G. B. Huka, W. Li, P. Chao, and S. Peng, "A comprehensive LVRT strategy of two-stage photovoltaic systems under balanced and unbalanced faults," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 103, pp. 288-301, 2018.

# Impact of TF-IDF Vectorization on Deep Neural Networks for Diabetes Diagnosis

Erhan Tiryaki

Department of Electrical-Electronics Engineering, Faculty of Engineering-Architecture, Kilis 7 Aralık University, Kilis, Turkey  
erhan.tiryaki@kilis.edu.tr

## Abstract

**Diabetes is a long-term condition increasingly recognized as a global epidemic. Recent advancements in artificial intelligence (AI) and machine learning have enhanced our ability to classify this disease effectively. Additionally, strides in natural language processing (NLP) have made it easier to extract meaningful text features. This study investigates the impact of Term Frequency-Inverse Document Frequency (TF-IDF) feature extraction on a deep learning-based diabetes classification task using clinical data. The dataset includes various attributes such as hypertension, body mass index (BMI), blood sugar levels, and clinical notes, all labeled as either diabetic or non-diabetic. To tackle data imbalance, centroid clustering is utilized, reducing the sample size from 100,000 to 17,000. Using records from 17,000 patients, a deep neural network (DNN) was trained both with and without TF-IDF-extracted data. The results demonstrated improvements of over 6% in accuracy in the validation data and approximately 7% in the test data when incorporating TF-IDF-extracted features.**

## 1. Introduction

Diabetes is a long-term condition that is becoming more widely acknowledged as a worldwide epidemic [1]. Early diagnosis poses a considerable challenge for managing diabetes, similar to many other chronic health issues. Early disease detection can be essential for reducing complications, improving treatment approaches, and relieving stress on the healthcare system. Recent developments in artificial intelligence (AI) and machine learning have enabled effective classification of complex healthcare data [2].

Latest advancements in natural language processing have demonstrated that, in addition to conventional numerical and categorical data, clinical text can significantly enhance medical classification outcomes [3]. Techniques for text vectorization, such as TF-IDF (Term Frequency-Inverse Document Frequency), enable unstructured clinical notes to be transformed into numerical features suitable for deep learning (DL) applications. This transformation is essential for improving healthcare classification tasks [4].

The main focus of this study is to assess the impact of text vectorization on deep learning based predictive modeling. In particular, this study evaluates the role that TF-IDF-extracted features play in improving the accuracy of DNN models. The work highlights the relevant feature engineering strategies for enhancing classification performance by evaluating the performance of models in combination with and without TF-IDF features, where advanced feature engineering methods are presented to train and evaluate models. Moreover, it underlines

the need for data imbalance to achieve robust results. Thus, this study demonstrates the criticality of TF-IDF-based text feature extraction in a deep learning training environment with medical datasets and proves its high performance.

The study is outlined as follows: Section 2 focuses on reviews of work on diabetes diagnosis and the use of TF-IDF as a text feature extraction in the literature. Section 3 details relevant materials and methods, including a description of the dataset, data feature engineering, and implementation details. Results and comparisons are detailed in Section 4, while a short summary and limitations are provided in Section 5.

## 2. Related Work

Over the last few years, studies have also concentrated on diabetes classification. In one particular study, the authors used a small, publicly available dataset to classify diabetes. They evaluated various machine learning methods, including artificial neural networks (ANNs), fuzzy cognitive maps (FCMs), support vector machines (SVMs), and XGBoost. While class balancing was achieved using the Synthetic Minority Oversampling Technique (SMOTE), XGBoost demonstrated superior performance compared to the other AI methods [5]. In one study, the authors applied feature selection and classification techniques using a publicly available PIMA dataset (Pima Indian Diabetes Dataset). A set of feature selection methods used by the researchers which include Gini index, ANOVA, chi-square test, ReliefF, and correlation-based techniques. They assessed a variety of classifiers, including Generalized Boosted Regression Modeling (GBM), Generalized Additive Model using LOESS (GAMLOESS), and Regularized Logistic Regression. Achieving over 90 percent accuracy, GAMLOESS, combined with the parametric Friedman test, outperformed the other classifiers. Additionally, feature selection reliably identified the most significant predictors of diabetes, which included glucose levels, BMI, diabetes pedigree function, and age [6]. In another study, the authors also tried to classify diabetes using some conventional machine-learning algorithms, using the PIMA dataset to perform a more in-depth assessment. While they use SMOTE for dataset balancing, the best classification performance was achieved with the K-nearest neighbors (KNN) algorithm [7].

Multiple datasets were used in several studies, instead of relying on a single dataset. At this point, one study reviews multiple resampling methods for combating class imbalances in 3 different public datasets. Using a wide variety of machine learning methods in diabetes classification such as neural networks, the traditional machine learning algorithms (such as KNN), and ensemble algorithms (such as gradient boosting), each dataset was individually evaluated for each pair of resampling and classification methods by the authors [2]. In

another study, the authors used four public datasets and found that Random Forest (RF), XGBoost, and Decision Trees (DT) outperformed the other methods. They also applied an interquartile range-based outlier removal technique and random oversampling to address class imbalance and handle extreme values [8].

Many studies have examined the association between diabetes and retinopathy. For example, one work performed a classification for diabetes using iris image processing along with machine learning. Texture characteristics, including energy, contrast, and homogeneity, were extracted using a Gray Level Co-occurrence Matrix (GLCM) approach by the authors. They achieved 92% accuracy by training with a public dataset using a KNN classifier [9]. In another study, the authors assessed both deep learning and machine learning approaches for predicting diabetic retinopathy, using a publicly available dataset (accessible upon formal academic use request) that included a comprehensive range of clinical, laboratory, and demographic variables for subjects with diabetes, as well as those with both diabetes and retinopathy. SHAP analysis revealed the most predictive features and demonstrated that deep neural networks outperformed traditional machine learning classifiers [10].

Some recent studies have indicated the effectiveness of TF-IDF-based feature extraction techniques for medical clinical text notes. In one study, the authors compared TF-IDF and count vectorization for clinical notes, emphasizing feature efficiency and integrating named entity recognition (NER) to identify medically relevant terms. They utilized the publicly available MIMIC-III dataset for their implementation and performed classification using logistic regression and XGBoost [11]. Another study explores strategies to improve the generalizability of machine learning models for classifying anesthesiology CPT codes from clinical free text across 44 healthcare institutions in the U.S. The authors of this study utilized TF-IDF to extract features from the test data. Although the data used in this study are not publicly available, access can be granted for academic purposes upon request [12].

### 3. Materials and Methods

#### 3.1. Dataset Description

In our study we used the dataset representing a publicly available clinical resource consisting of 100,000 patient records collected from the United States and its territories covering the period from 2015 to 2022 [13]. The records are annotated to support research on diabetes classification. The dataset contains clinically relevant variables for diabetes, including smoking history, blood glucose, heart disease, and clinical text. It also includes a few other characteristics such as age, gender, location, and race. 8,500 patients are annotated as diabetic, while the remaining records are labelled as non-diabetic in this dataset.

#### 3.2. Data and Feature Engineering

The dataset was initially preprocessed by dropping irrelevant features for the diabetes classification task, resulting in a refined set of structured features essential for predictive modeling. In order to utilize the contextual information in clinical notes, unstructured text data were transformed into high-dimensional numerical vectors using the Term Frequency-Inverse Document Frequency (TF-IDF) method. TF-IDF is a traditional and widely used text vectorization technique in natural language processing [14].

TF-IDF is a statistical measure used to assess the importance of a term (word) in a document relative to a collection of documents, known as a corpus. This measure combines two key metrics: Term Frequency (TF) and Inverse Document Frequency (IDF). Term Frequency (TF) quantifies how often a term appears in a particular document, typically normalized by the total number of terms within that document. It is defined as:

$$TF(t,d) = \frac{\text{Number of times term } t \text{ appears in document } d}{\text{Total number of terms in document } d} \quad (1)$$

Inverse Document Frequency (IDF) measures the uniqueness or rarity of a term across the corpus. It reduces the weight of terms that appear in many documents while increasing the weight of rare terms. IDF is generally defined as:

$$IDF(t,D) = \log\left(\frac{N}{1+|\{d \in D : t \in d\}|}\right) \quad (2)$$

where  $|\{d \in D : t \in d\}|$  represents the number of documents containing the term. The "+1" in the denominator is included to prevent division by zero.

The TF-IDF value for a term in a specific document is calculated as the product of two scores, as follows:

$$TF-IDF(t,d,D) = TF(t,d) \times IDF(t,D) \quad (3)$$

The score represents the frequency of a term in a given document as well as its rare occurrence throughout the entire dataset, identifying terms that are more important to a single record, yet less common across the corpus. In a few words, TF-IDF supports feature extraction from data and gives weighting to terms based on locality and global perspective. This approach may be adjusted for terms by logarithmic scaling of term frequency or through the smoothing of inverse document frequency values. TF-IDF is a popular text vectorization method for document classification, information retrieval, and keyword extraction. In this study, "document" is a clinical note linked to a record, whereas "corpus" marks the clinical notes in the entire dataset.

An important issue of classification tasks is imbalanced data, especially in medical datasets. In the dataset used in this study, the number of non-diabetic records is approximately eight times that of diabetic records. As for class imbalance, we used centroid clustering to form a balanced subset. Centroid clustering is a variant of partitioning clustering algorithms such as k-means, which assigns data points to clusters based on their similarity, and updates the cluster centroids by computing the mean of the data points in each cluster. Thus, this method allows us to selectively undersample the majority class by selecting representative samples based on the cluster centroids, and it maintains the characteristic variety and prevalence of the large majority class without causing excess imbalance bias.

This study primarily aims to assess the effect of TF-IDF-generated features on deep learning classifiers for diabetes classification. The combination of TF-IDF-based feature extraction on unstructured clinical text notes and centroid clustering for homogenized data down-sampling is to experimentally measure the overall increase in performance of the deep learning classifiers using features generated from TF-IDF.

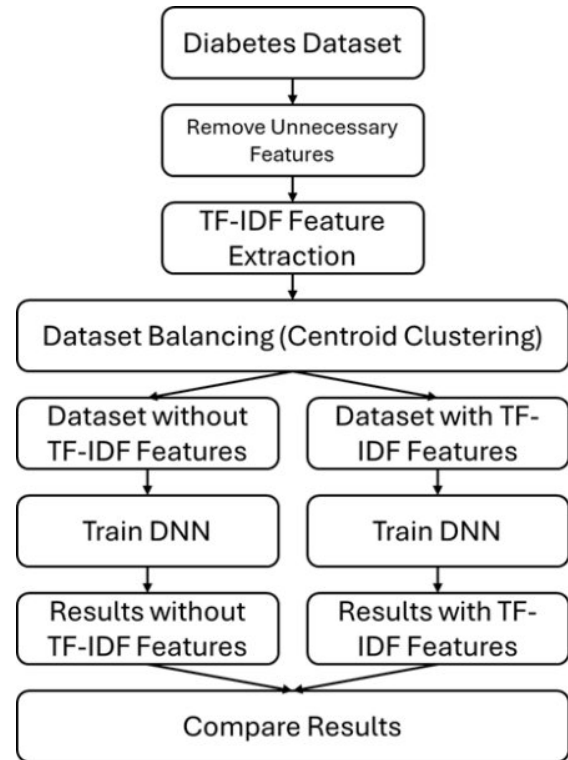
### 3.3. Implementation Details

As mentioned earlier, we started by eliminating unnecessary features, resulting in a refined set of eight distinct feature types, including numerical, categorical, and text features (Table 1). Next, we applied TF-IDF for text vectorization, resulting in 192 numerical values per record. Following this vectorization, we applied centroid clustering to address class imbalance, reducing the number of non-diabetic records from 91,500 to 9,000. With 8,500 diabetic records included, we now have a total of 17,500 records for classification.

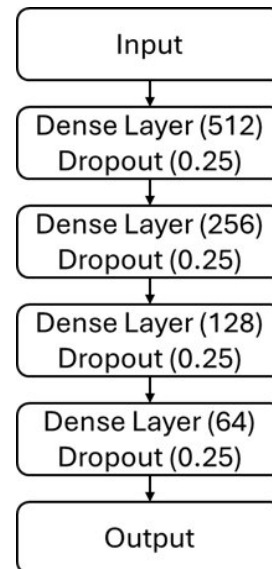
**Table 1.** Used features

Features	Type
Age	Numerical (integer)
Hypertension	Categorical
Heart disease	Categorical
Smoking history	Categorical
Body Mass Index (bmi)	Numerical
Hemoglobin A1C level (hmA1c level)	Numerical
Blood glucose level	Numerical (integer)
Clinical notes	Text

To evaluate the impact of text vectorization on deep learning performance, we compared models trained with and without the TF-IDF-generated features. The dataset was randomly split into training, validation, and test sets, distributed in proportions of 60%, 20%, and 20%, respectively. We designed a deep neural network (DNN) for this implementation. While Figure 1 provides the details of the implementation, Figure 2 illustrates the designed DNN.



**Fig. 1:** Flowchart of the proposed work



**Fig. 2:** The designed DNN

## 4. Results and Comparison

To evaluate the impact of TF-IDF, we trained models using a designed deep neural network (DNN) both with and without features generated by TF-IDF. The dataset without TF-IDF-generated features consists of only 7 features, whereas the dataset with TF-IDF-generated features contains 199 features. We ensured consistency by using the same set of records for training, validation, and testing in both scenarios. Table 2 presents the number of diabetic and non-diabetic records for each of the training, validation, and test sets.

**Table 2.** Number of records in each set

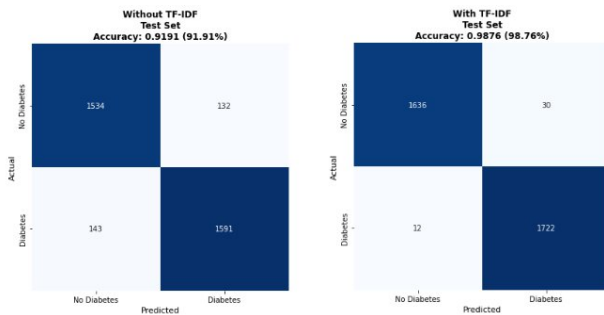
	Training	Validation	Test	Total
Non-diabetic	5117	1717	1666	9000
Diabetic	5083	1683	1734	8500
Total	10200	3400	3400	17500

All implementations were performed on a computer equipped with Intel Core i5-12400 processor, 32 GB of RAM, and various software tools such as Python 3.12.4, TensorFlow 2.17.0, and Keras 3.6.0. Both DNN models were trained for 500 epochs. The models with the highest validation accuracies were saved for evaluation. Table 3 below presents the results obtained from the saved models for inputs with and without TF-IDF-generated features, including their accuracy rates and AUC-ROC values.

**Table 3.** Accuracy and AUC-ROC results for each set

	Trn. Acc.	Trn. AUC-ROC	Val. Acc.	Val. AUC-ROC	Test Acc.	Test AUC-ROC
w/o TF-IDF	0.9267	0.9841	0.9282	0.9843	0.9191	0.9805
With TF-IDF	0.9934	0.9995	0.99	0.9988	0.9876	0.9981

The results clearly indicated that feature extraction using TF-IDF enhances accuracy across all datasets. Both training and test accuracies improved by more than 6.5 percent, while validation accuracy increased by slightly more than 6 percent. The enhancements in AUC-ROC values align with the accuracy improvements, as anticipated. The training AUC-ROC rose to 0.9995, reflecting an increase of over 0.015, while the validation AUC-ROC improved by 0.0144, reaching 0.9987. The most significant improvement was observed in the test AUC-ROC, which increased from 0.9805 to 0.9981. The confusion matrices for the test results are also provided in Figure 3. The figure clearly indicates the improvement, especially the number of diabetic records predicted false drops to 12 from 143.

**Fig. 3:** Confusion matrices of the test data with and without TF-IDF-extracted features (on the right and left, respectively)

## 5. Conclusions

This study demonstrates that text vectorization using TF-IDF significantly improves deep learning performance in medical diagnosis tasks. Initially, we applied TF-IDF to extract features from clinical text notes. Then, we implemented centroid clustering to balance the data and designed a deep neural network. To evaluate the impact of TF-IDF features, we trained deep learning models with and without them. With features generated using TF-IDF, the validation accuracy and AUC-ROC reached 0.99 and 0.9988, respectively, while the test accuracy and AUC-

ROC improved to 0.9876 and 0.9981, respectively. Given the minimal differences and the consistency between the validation and test results, the proposed method is likely to be generalizable. Nevertheless, it is essential to mention that the text notes are in only English, which would indicate the ineffectiveness of this method applied to non-English text notes. In addition, several additional features were excluded on the basis of non-diabetes-focused variables. However, missing these features may lead to enhanced insights for the later analysis of the data, especially concerning the potential associations between diabetes and demographic factors.

## 6. References

- [1] World Health Organization. (2024, November 13). Diabetes [Online]. Available: <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/diabetes>
- [2] I. Abousaber, H. F. Abdallah, and H. El-Ghaish. (2025). Robust predictive framework for diabetes classification using optimized machine learning on imbalanced datasets [Online]. Available: <https://www.frontiersin.org/journals/artificial-intelligence/articles/10.3389/frai.2024.1499530>. DOI: 10.3389/frai.2024.1499530
- [3] A. Tabaie, A. Tran, T. Calabria, et al. Evaluation of a natural language processing approach to identify diagnostic errors and analysis of Safety Learning System case review data: retrospective cohort study. *J Med Internet Res*. 2024;26:e50935. Published 2024 Aug 26. doi:10.2196/50935
- [4] D. Dessi, R. Helaoui, V. Kumar, D. R. Recupero, and D. Riboni. (2020). TF-IDF vs Word Embeddings for Morbidity Identification in Clinical Notes: An Initial Study [Online]. Available: <https://zenodo.org/record/4777594>. DOI: 10.5281/zenodo.4777594
- [5] W. Hoyos, K. Hoyos, R. Ruiz, and J. Aguilar. An explainable analysis of diabetes mellitus using statistical and artificial intelligence techniques. *BMC Med Inform Decis Mak*. 2024;24(1):383. Published 2024 Dec 18. doi:10.1186/s12911-024-02810-x
- [6] K. C. Howlader, M. S. Satu, M. A. Awal, et al. Machine learning models for classification and identification of significant attributes to detect type 2 diabetes. *Health Inf Sci Syst*. 2022;10(1):2. Published 2022 Feb 9. doi:10.1007/s13755-021-00168-2
- [7] O. Iparraquiere-Villanueva, K. Espinola-Linares, R. O. Flores Castañeda, and M. Cabanillas-Carbonell. Application of machine learning models for early detection and accurate classification of type 2 diabetes. *Diagnostics*. 2023;13(14). Available: <https://doi.org/10.3390/diagnostics13142383>
- [8] M. A. Talukder, M. M. Islam, M. A. Uddin, et al. Toward reliable diabetes prediction: innovations in data engineering and machine learning applications. *Digit Health*. 2024;10:20552076241271867. Published 2024 Aug 21. doi:10.1177/20552076241271867
- [9] N. Zaman, S. Das, and S. Salunkhe. Classification of diabetes using machine learning. 2022 International Conference on Futuristic Technologies (INCOFT), Belgaum, India, 2022, pp. 1-6.
- [10] W. Gong, Y. Pu, T. Ning, Y. Zhu, G. Mu, and J. Li. Deep learning for enhanced prediction of diabetic retinopathy: a comparative study on the diabetes complications data set. *Front Med (Lausanne)*. 2025;12:1591832. Published 2025 Jun 16. doi:10.3389/fmed.2025.1591832

- [11] S. Gu, E. W. Lee, W. Zhang, R. L. Simpson, V. S. Hertzberg, and J. C. Ho. Evaluating natural language processing packages for predicting hospital-acquired pressure injuries from clinical notes. *Comput Inform Nurs.* 2024;42(3):184-192. Published 2024 Mar 1. doi:10.1097/CIN.0000000000001053
- [12] B. Pandian, J. Vandervest, G. Mentz, J. Varghese, S. D. Steadman, S. Kheterpal, M. Makar, V. G. Vinod Vydiswaran, and M. L. Burns. (2025, Aug 28). Generalizing machine learning models from clinical free text [Online]. Available: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-17197-6>
- [13] Diabetes Clinical Dataset (100K rows) [Dataset]. Available: <https://www.kaggle.com/datasets/ziya07/diabetes-clinical-dataset100k-rows/data>
- [14] S. Qaiser and R. Ali. Text mining: use of TF-IDF to examine the relevance of words to documents. *Int J Comput Appl.* 2018 Jul;181(1):25-29. Available: <https://ijcaonline.org/archives/volume181/number1/29681-2018917395/>

# Rüzgâr Enerjisi Santrallerinin Şebeke Entegrasyonu: Şebeke Kodu Gereksinimleri, Kısıtlar ve Gelecek Eğilimler

Kemal Onur Özcan, Engin Karatepe

Ege Üniversitesi, Güneş Enerjisi Enstitüsü, Bornova, İzmir, Türkiye  
ozcankemalonur@gmail.com, engin.karatepe@ege.edu.tr

## Özet

**Bu çalışmada rüzgâr enerjisi santrallerinin (RES) entegrasyonunda belirleyici şebeke yönetmeliklerinin gelişimi ve mevcut durumu akademik literatür ve şebeke yönetmeliği dokümanları dikkate alınarak incelenmiştir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının artan payı, şebeke kararlılığı ve güvenilirliği için yeni zorluklar ortaya çıkarmış ve bu durum yönetmeliklerin sürekli olarak güncellenmesini zorunlu kılmıştır. Bu bağlamda, farklı ülkelerde uygulanan yönetmelikler karşılaştırılarak, arıza sırasında şebekede kalma, aktif ve reaktif güç desteği gibi temel teknik yükümlülüklerin rüzgâr türbinleri ve santral seviyesindeki kontrol yapıları üzerinde oluşturduğu etkiler değerlendirilmiştir. Artan RES katılım oranı ile şebeke kodlarının giderek daha ayrıntılı ve kapsamlı hâle geldiği, düşük sistem ataleti, güç elektroniği tabanlı dönüştürücülerin sınırları ve çoklu kontrol hedeflerinin eşzamanlı yönetimi nedeniyle kontrol sistemlerinde belirgin darboğazlar ortaya çıktığı görülmektedir. Yapılan çalışmalar, yönetmeliklerin giderek daha karmaşık, performans odaklı ve somut teknik verilerle tanımlanmış bir çerçeveye evrileceğini ve modern güç elektroniği tabanlı RES'lerin şebeke kararlılığına aktif katkı sağlayan unsurlar olarak konumlandırılmaya çalışıldığını göstermektedir.**

## 1. Giriş

Son yirmi yılda, iklim değişikliğiyle mücadele ve sürdürülebilir enerji hedefleri doğrultusunda rüzgâr enerjisi santrallerinin kurulumları küresel ölçekte büyük bir artış göstermiştir. 2024 yılı sonu itibarıyla toplam kurulu rüzgâr gücü 1136 GW'a ulaşmıştır [1]. Rüzgâr enerjisi santrallerinden özellikle de güç elektroniği dönüştürücüler aracılığıyla şebekeye bağlanan Tip-3 (Çift Beslemeli Asenkron Jeneratör - DFIG) ve Tip-4 (Tam Güç Dönüştürücülü) türbinlerin artan payı, şebeke operatörlerini yeni zorluklarla karşı karşıya bırakmıştır. Bu zorlukların başında sistem ataletinin azalması, gerilim ve frekans kararlılığının sağlanması ve arıza anında sistem davranışının yönetilmesi gelmektedir [2,3]. Bu nedenlerle, rüzgâr santrallerinin şebeke ile uyumlu çalışmasını ve şebeke güvenilirliğine katkıda bulunmasını sağlamak amacıyla hazırlanan şebeke yönetmelikleri, giderek daha kapsamlı ve katı teknik gereklilikler içermeye başlamıştır.

Modern rüzgâr türbinleri, sahip oldukları gelişmiş güç elektroniği arayüzleri sayesinde geniş bir kontrol yeteneği yelpazesi sunmaktadır. Bu yetenekler, reaktif güç kontrolü, hızlı gerilim desteği ve frekans tepkisi gibi şebeke destek fonksiyonlarını içerir [4]. Ancak, ilk nesil şebeke yönetmelikleri, bu türbinleri pasif enerji kaynakları olarak kabul ediyor ve genellikle arıza anında şebekeden ayrılmasını (trip) öngörüyordu [5-7]. İlerleyen süreçte, elektrik şebekelerinde rüzgâr enerjisi katılım oranı arttıkça, bu yaklaşımın sürdürülemez olduğu, arıza sırasında çok sayıda rüzgâr santralının aynı anda devreden çıkmasının büyük ölçekli bir sistem çöküşüne neden olabileceği anlaşılmıştır. Bu durum,

yönetmeliklerin, türbinlerin sadece şebekede kalmasını değil, aynı zamanda arıza sırasında aktif olarak şebekeye destek olmasını talep edecek şekilde dönüşmesine yol açmıştır. Dolayısıyla, modern güç elektroniği tabanlı türbinlerin yetenekleri ile şebeke yönetmeliklerinin talepleri arasında dinamik bir etkileşim ortaya çıkmış, teknolojik gelişmeler yönetmelikleri, yönetmelikler de teknolojik gelişmeleri şekillendirmiştir.

Bu çalışmada RES entegrasyonuna yönelik uluslararası şebeke yönetmeliklerinin gelişimi ve farklı ülkelerdeki temel teknik gereklilikler, doğrudan yönetmelik metinlerinden alınan somut verilerle karşılaştırılarak incelenmiştir. Çalışma kapsamında, Avrupa (ENTSO-E, Almanya, İspanya, İngiltere, Danimarka), ABD (IEEE 2800) ve Türkiye (TEİAŞ) yönetmelikleri incelenmiştir [8-15]. Bu çerçevede, yönetmelikler arasındaki benzerlikler, farklılıklar ve geleceğe yönelik eğilimler irdelenmiştir. Bu bağlamda, özellikle şebeke yönetmeliklerinin 2000'lerden günümüze değişimine, gerilim ve frekans çalışma aralıkları ile arıza sırasında şebekeye bağlı kalma (FRT) ve reaktif güç desteği gibi temel teknik gerekliliklerin somut verilerle karşılaştırılmasına ve şebeke oluşturan eviriciler ile sanal atalet gibi yeni nesil şebeke destek fonksiyonlarına yönelik beklentilere odaklanılmıştır.

## 2. Rüzgâr Türbinlerinin Şebeke ile Etkileşimi

### 2.1. Türbin Tipleri ve Şebeke Davranışı

Modern rüzgâr santralleri ağırlıklı olarak Tip-3 ve Tip-4 türbinlerden oluşmaktadır. Tip-3 türbinlerde, jeneratörün rotoru bir güç elektroniği dönüştürücü üzerinden şebekeye bağlanırken, statoru doğrudan şebekeye bağlıdır. Dönüştürücü, jeneratörün nominal gücünün yaklaşık %25-30'u kadar bir kapasiteye sahiptir. Bu yapı, değişken hızlarda çalışmaya olanak tanır ve reaktif güç kontrolü yeteneği sunar. Ancak, statorun şebekeye doğrudan bağlı olması, DFIG'leri şebeke arızalarına karşı daha hassas hale getirir. Arıza anında rotoru korumak için ek donanımlar gerekse de, bu türbinlerin arıza sonrası toparlanma süreleri Tip-4'e göre daha karmaşıktır [16,17]. Tip-4 türbinlerde, jeneratör tam kapasiteli bir güç elektroniği dönüştürücü üzerinden şebekeye bağlanır. Bu yapı, jeneratörü şebeke bozulmalarından tamamen izole eder. Bu sayede, Tip-4 türbinler çok geniş bir hız aralığında çalışabilir, daha kapsamlı reaktif güç ve gerilim kontrolü yetenekleri sunar ve şebeke arızalarına karşı oldukça dayanıklıdır. Ayrıca, şebekeden tamamen izole olmaları, onlara şebeke oluşturma gibi gelişmiş kontrol stratejilerini daha kolay uygulama potansiyeli verir [18-21].

### 2.2. Güç Elektroniği Teknolojisinin Önemi

Güç elektroniği dönüştürücüler modern rüzgâr türbinlerinin gelişiminde çok önemli bir rol üstlenmişlerdir. Bu dönüştürücüler, türbinlerin şebekeye sağladığı gücün aktif ve reaktif bileşenlerini çok kısa süreler içinde hassas bir şekilde kontrol etme imkânı sunar. Bu yetenek şebeke yönetmeliklerinin evriminde merkezi bir rol oynamıştır. Yönetmelikler, artık yalnızca türbinlerin ne yapmaması gerektiğini (örneğin, arıza anında devreden çıkmamak) değil, aynı zamanda ne yapması

gerektiğini de (örneğin, arıza sırasında dinamik gerilim desteği sağlamak) tanımlamaktadır. Gelişen güç elektroniği teknolojileri sayesinde, rüzgâr türbinlerinin şebeke operatörleri açısından yönetilebilir ve destekleyici üretim birimleri hâline gelme potansiyeli her geçen gün artmaktadır [22].

### 3. Şebeke Kodu Gerekliliklerindeki Değişimler

Şebeke yönetmeliklerinin dönüşümü, RES penetrasyonu seviyeleri ve teknolojik gelişmelerle yakından ilişkilidir.

#### 3.1. 2000'ler: Temel Gerekliliklerin Sınırlı Olduğu Dönem

2000'li yılların başlarında, RES'lerin şebekedeki payı oldukça düşük olduğundan, yönetmeliklerin oldukça yalın olduğu ve üretebilen aktif gücün şebekeye aktarılmasının ön plana çıktığı görülmektedir. Temel beklenti, türbinlerin belirli bir gerilim ve frekans aralığında çalışması ve bu aralıkların dışına çıktığında güvenlik amacıyla şebekeden ayrılmasıdır. Özellikle, şebeke arızaları sırasında gerilim çökmelerine karşı türbinlerin kendilerini korumak için devreden çıkması yaygın bir uygulamaydı [5,23]. Bu dönemde, rüzgâr santralleri büyük ölçüde negatif yük olarak görülüyordu ve şebeke desteği sağlamaları beklenmiyordu.

#### 3.2. 2010–2020: LVRT'nin Yaygınlaşması ve Reaktif Akım Destek Şartlarının Tanımlanması

2000'li yılların sonlarına doğru Almanya, Danimarka ve İspanya gibi RES'lerin arttığı ülkelerde, çok sayıda türbinin aynı anda devreden çıkmasının yaratacağı riskler endişe yaratmaya başlamıştır. Bu durum, Düşük Gerilimde Şebekeye Bağlı Kalma (Low Voltage Ride-Through - LVRT) veya Arıza Anında Şebekeye Bağlı Kalma (Fault Ride-Through - FRT) olarak bilinen kavramın doğmasına yol açtı. LVRT, bir şebeke arızası sırasında gerilim belirli bir seviyenin altına düştüğünde bile rüzgâr türbinlerinin belirli bir süre boyunca şebekeye bağlı kalmasını zorunlu kılar. 2010'lu yıllarda LVRT gereklilikleri neredeyse tüm dünyada standart hale gelmeye başlamıştır. Yönetmelikler, sadece türbinlerin şebekede kalmasını değil, aynı zamanda arıza sırasında şebekeye dinamik reaktif akım enjekte ederek gerilim desteği sağlamalarını da talep etmeye başladı. Örneğin, Avrupa Şebeke Sistemi İşletmecileri Ağı (ENTSO-E) tarafından yayımlanan "Requirements for Generators" yönetmeliğinde tüm üye ülkeler için bağlayıcı LVRT ve reaktif akım destek profilleri tanımlanmıştır [8,24].

#### 3.3. 2020 Sonrası: Güç Elektroniği Ağırlıklı Sistemlere Yönelik Yeni Talepler

Günümüzde, elektrik şebekeleri giderek artan oranda güç elektroniği tabanlı kaynaklara (rüzgâr, güneş, batarya depolama) bağımlı hale gelmektedir. Bu durum, senkron jeneratörlerin doğal olarak sağladığı atalet ve kısa devre gücü gibi özelliklerin değişmesine neden olmaktadır. Bu değişimi telafi etmek için, yeni nesil şebeke yönetmelikleri rüzgâr türbinlerinden daha sofistike şebeke destek fonksiyonları talep etmeye başlamıştır. Türbinlerin, frekans değişim hızını (RoCoF) algılayarak kısa süreli aktif güç enjeksiyonu veya çekişi ile frekans değişimini yavaşlatması önemli bir konu olmuştur [11,22]. Frekans belirli bir eşiğin altına düştüğünde, rezerv güç desteğinde çalışabiliyor ise türbinlerin çok hızlı bir şekilde aktif güç çıkışlarını artırması beklenmeye başlanmıştır [18,19]. Geleneksel olarak türbinler şebeke izleyen (grid-following) modda çalışır, yani şebekenin gerilim ve frekansını pasif olarak takip ederler. Şebeke oluşturma kontrollü türbinler ise, bir gerilim kaynağı benzeri davranış

sergileyerek kendi başlarına gerilim dalga formunu oluşturabilir ve şebeke kararlılığını aktif olarak destekleyebilirler. Bu, özellikle zayıf şebekelerde veya şebekenin bir kısmının adalaştığı durumlarda kritik öneme sahiptir [18,19].

### 4. Teknik Gereklilikler: Karşılaştırmalı Analiz

Farklı ülkelerin şebeke yönetmelikleri, şebeke yapısı, RES katılım oranı ve tarihsel gelişim gibi faktörlere bağlı olarak farklılıklar gösterebilir. Bununla birlikte yönetmelikler aynı ülke veya bölge içinde, RES'lerin şebekeye hangi gerilim seviyesinden bağlandıklarına bağlı olarak da farklılıklar gösterebilir. Bu farklılıklara karşın şebeke yönetmeliklerinde talep edilen temel teknik gereklilikler konusunda büyük bir yakınsama olduğu gözlenmektedir.

#### 4.1. Sürekli Çalışma Aralıkları

**Gerilim Çalışma Aralıkları:** Rüzgâr türbinlerinin, nominal gerilimin etrafındaki belirli bir aralıkta sürekli olarak çalışması beklenir. Bu aralık genellikle yüzde olarak ifade edilir. İncelenen birçok modern yönetmelikte bu aralık standart olarak nominal gerilimin genellikle  $\pm 10\%$ u olarak belirlenmiştir. Türkiye Şebeke Yönetmeliği de normal işletme koşulları için 0.9 p.u. ile 1.1 p.u. arasını tanımlar [14]. Almanya, İngiltere ve İspanya gibi bazı Avrupa ülkelerinde ise bu aralık, santralin bağlantı gerilim seviyesine göre farklılık gösterebilmektedir. Örneğin Almanya'da orta gerilim (MV), yüksek gerilim (HV) ve ekstra yüksek gerilim (EHV) olmak üzere aynı sistem operatörü tarafından yayınlanan üç farklı şebeke yönetmeliği bulunmaktadır. Bu şebeke yönetmelikleri incelendiğinde genellikle daha yüksek gerilim seviyelerinde daha dar çalışma bantları talep edildiği gözlemlenmiştir. [18,22,25]. Tablo 1'de farklı ülkelere ait şebeke yönetmeliklerinde talep edilen gerilim çalışma aralıkları görülmektedir.

**Tablo 1.** RES'lerin nominal gerilim çalışma aralıkları

Şebeke Yönetmeliği	Alt sınır [%U <sub>anna</sub> ]	Üst sınır [%U <sub>anna</sub> ]
Almanya (110 kV)	%87	%112
Almanya (220 kV)	%90	%111.8
Almanya (380 kV)	%90	%105
ABD – IEEE	%90	%105
Danimarka	%90	%110
İngiltere (132 kV)	%90	%110
İngiltere (275 kV)	%90	%110
İngiltere (400 kV)	%95	%105
İspanya (<110kV)	%90	%118
İspanya (110 - 300 kV)	%90	%110
İspanya (300 - 400kV)	%90	%108.75
Türkiye	%90	%110

**Frekans Çalışma Aralıkları:** Benzer şekilde, şebekeye bağlı rüzgâr türbinlerinin belirli bir frekans aralığında sürekli çalışması gerekir. Avrupa'da ENTSO-E standartları 47.5 Hz ile 51.5 Hz frekans aralığında çalışmayı zorunlu kılmaktadır [8]. Ancak, nominal sürekli çalışma aralığı daha dardır. Örneğin, yine ENTSO-E standartlarını temel alan ülkelerde genellikle  $\pm 2\%$  (örneğin, 50 Hz sistem için 49-51 Hz) olarak tanımlanmıştır [24,8]. Türkiye'de ise normal işletme koşulları 49.8 Hz ile 50.2 Hz arası olarak belirlenmiştir [14]. Bazı ülkelerde ise bu çalışma aralığının asimetrik bir şekilde

tanımlandığı gözlenmiştir. Örneğin, Almanya'nın şebeke yönetmeliği -%2 ile +%1 arasında bir aralık tanımlamaktadır [9,10]. Tablo 2'de incelenen ülkelere ait şebeke yönetmeliklerinde talep edilen frekans çalışma aralıkları görülmektedir.

**Tablo 2.** RES'lerin nominal frekans çalışma aralıkları

Şebeke Yönetmeliği	Alt sınırı	Üst sınırı
	[% $f_{anma}$ ]	[% $f_{anma}$ ]
Almanya	%98	%101
ABD - IEEE	%98	%102
Danimarka (A)*	%99	%100.5
Danimarka (B,C,D)*	%98	%102
İngiltere	%98	%102
İspanya	%97	%102
Türkiye	%98	%102

\* RES'lerin ENTSO-e - RfG dokümanına göre A ve B,C, D tipleri

#### 4.2. LVRT / FRT Gereklilikleri

LVRT ve HVRT (Yüksek Gerilimde Şebekede Kalma), arıza sırasında şebekede kalma kabiliyetinin iki temel bileşenidir.

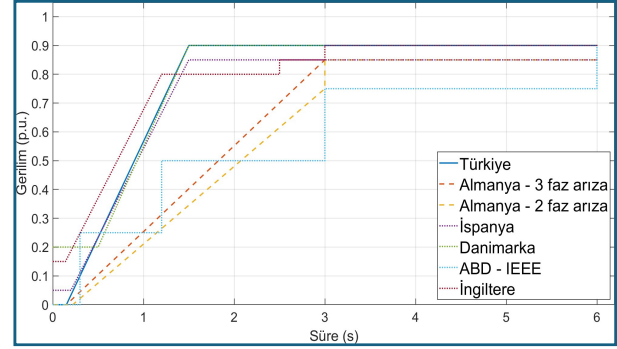
**LVRT Eğrileri:** LVRT gerekliliği, bir gerilim-zaman grafiği ile tanımlanır. Bu grafik, türbinin hangi gerilim seviyesinde ne kadar süreyle şebekede kalması gerektiğini belirtir. Örneğin, bir yönetmelik, gerilimin nominal değerinin %0'ına düştüğü bir durumda türbinin 150 milisaniye boyunca bağlı kalmasını talep edebilir. İncelenen yönetmeliklerin çoğunda LVRT eğrileri benzer bir yapıya sahiptir. Genellikle, gerilim ne kadar düşerse, türbinin o kadar kısa bir süre dayanması beklenir. Ancak, eğrilerin kesin şekli ve süreleri ülkeden ülkeye farklılık gösterir. Örneğin Almanya'nın şebeke yönetmeliğinde (VDE-AR-N 4120), rüzgâr türbinlerinin sıfır gerilimde 150 ms boyunca, 2 faz arızalarında ise 220 ms boyunca şebekeye bağlı kalma gibi oldukça katı zorunluluklar tanımlanmıştır. [9]. Türkiye'nin şebeke yönetmeliğinde ise LVRT profili tanımlanırken iki bölgeyi bir yapı kullanılmıştır. Gerilimin %0'a düştüğü durumda 150 ms, %85'e düştüğü durumda ise 1500 ms şebekede kalma zorunluluğu vardır [14]. İngiltere'nin şebeke yönetmeliğinde ise sıfır gerilimde santrallerin 140 ms boyunca şebekeye bağlı kalması zorunlu kılınmıştır. ABD'nin IEEE 2800 standart şebeke yönetmeliği incelendiğinde ise farklı performans kategorileri (örn. Kategori I, II, II) için farklı LVRT profilleri tanımlanarak esneklik sağlandığı görülmektedir [17]. Ülkelerin şebeke yönetmeliklerindeki LVRT eğrileri Şekil 1'de gösterilmektedir.

**HVRT Eğrileri:** Yüksek gerilimde şebekede kalma, özellikle yük atma veya arıza temizlenmesi sonrası meydana gelen geçici yüksek gerilimler sırasında türbinlerin devrede kalmasını hedefler. LVRT kadar standartlaşmamış olsa da, HVRT gereklilikleri de giderek yaygınlaşmaktadır. Örneğin, Almanya'nın şebeke yönetmeliği, gerilimin nominal değerinin %130'una kadar çıktığı durumlarda bile türbinlerin belirli bir süre çalışmasını talep eder [9]. Türkiye'nin şebeke yönetmeliğinde ise RES için HVRT eğrisi tanımlanmamıştır.

#### 4.3. Reaktif Güç ve Reaktif Akım Gereklilikleri

Modern rüzgâr türbinlerinden beklenen en önemli şebeke destek fonksiyonlarından biri de dinamik reaktif güç kontrolüdür. Reaktif güç kontrolü hem nominal çalışma koşullarında hem de arıza sırasında şebeke yönetmelikleri tarafından talep edilebilir.

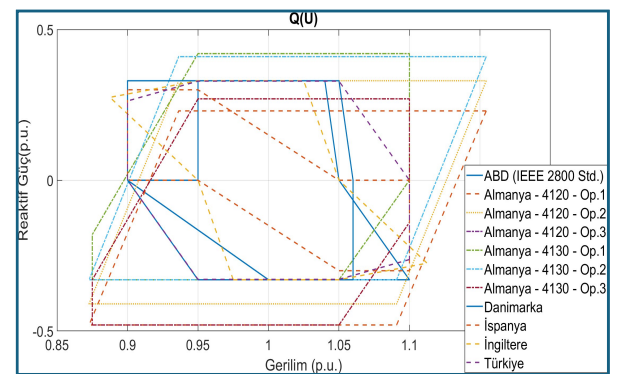
**Q(U) ve P(Q) Eğrileri:** Yönetmelikler, türbinlerin reaktif güç çıkışını şebeke gerilimine, (Q(U) modu), veya aktif güç çıkışına, (P(Q) modu, genellikle güç faktörü kontrolü olarak), göre ayarlama yeteneğini tanımlar. Çoğu modern yönetmelik, RES'lerin belirli bir reaktif güç aralığında (örneğin, nominal gücün  $\pm 0.33$  katı veya 0.95 induktif - 0.95 kapasitif güç faktörü aralığında) çalışabilmesini ve bu çıkışı belirli bir hızda değiştirebilmesini talep eder [18,12].



**Şekil 1.** Şebeke yönetmeliklerine ait LVRT profilleri

Bazı şebeke yönetmeliklerinde aktif güç üretiminin olmadığı durumlarda da türbinlerin reaktif güç desteği sağlamasının talep edildiği P(Q) eğrilerinin görülebilmektedir [11]. Türkiye yönetmeliği ise  $\pm 0.95$  güç faktörü aralığını belirtir [14]. Şekil 2 ve 3 sırasıyla ülkelere ait Q(U) ve P(Q) eğrilerini göstermektedir.

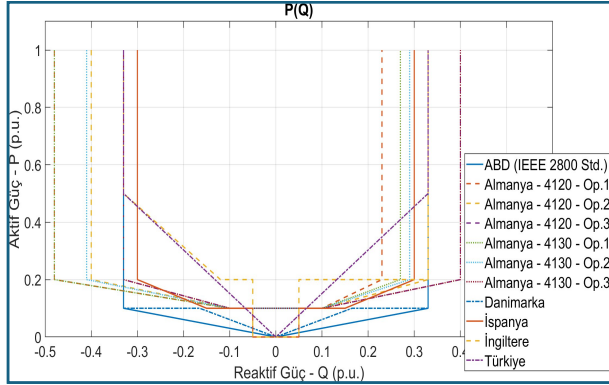
**Arıza Süresince Reaktif Akım Desteği:** LVRT sırasında, türbinlerin sadece şebekede kalması yeterli değildir, aynı zamanda gerilimin düştüğü fazlara reaktif akım enjekte ederek gerilimin toparlanmasında aktif rol oynamaları beklenir. Bu gereklilik, genellikle dinamik gerilim desteği olarak adlandırılır. Enjekte edilecek reaktif akımın miktarı, genellikle gerilim düşüşünün derinliğiyle orantılıdır. Örneğin, birçok yönetmelik, gerilimdeki her %1'lik düşüş için türbinin nominal akımının %2'si kadar ek reaktif akım sağlamasını talep eden bir  $k=2$  kuralını benimsemiştir [24,27].



**Şekil 2.** Şebeke yönetmeliklerine ait Q(U) profilleri

Almanya yönetmeliği (VDE-AR-N 4120), bu k-faktörünün şebeke operatörü tarafından ayarlanabilmesini talep eder [9]. Ayrıca, yönetmelikler şebeke geriliminde meydana gelen değişimle ilişkili olarak reaktif güç çıkışının belirli bir hız ve kesinlikte değiştirilebilmesini de şart koşar. Bu hız ve kesinlik

tepki süresi, yükselme süresi, yerleşme süresi, tolerans kavramları ile ifade edilebilir. Tablo 3'te dinamik reaktif güç desteği gereksinimi özetlenmektedir.



Şekil 3. Şebeke yönetmeliklerine ait P(Q) profilleri

**Nominal Çalışma Koşullarında Dinamik Reaktif Güç Desteği:** Yönetmeliklerde, nominal çalışma durumunda da şebeke gerilimini düzenlemek ve sistem kararlılığını korumak amacıyla sürekli olarak dinamik reaktif güç desteği sağlanmasına ilişkin gereksinimler tanımlanabilir. Örneğin, Türkiye Şebeke Yönetmeliği, gerilim düşümü (droop) değerinin %2 ile %7 arasında olmasını ve bu değer TEİAŞ tarafından belirlenmesini öngörür [14]. Bu droop değeri, şebeke gerilimindeki her %1'lik sapma için santralin ne kadar reaktif güç üreteceğini veya tüketeceğini belirler. Almanya'nın şebeke yönetmeliği ise, Q(U) eğrisinin şebeke operatörü tarafından tanımlanmasını ve santralin bu eğriye saniyeler içinde tepki vermesini talep eder [9].

Tablo 3. Reaktif akım desteği parametreleri

Şebeke Yön.	k	Reak [ms]	Yüks. [ms]	Yerleşme [ms]	Tolerans [%]
ABD (IEEE) [13]	2	-	-	100	±10
Almanya [10]	2-6	20	50	80	+20/-10
Danimarka [15]	2.5	-	-	100	±20
İspanya [11]	2-6	40	70*	80	+20/-10
İngiltere [12]	≥4	20	60	120	-
Türkiye [14]	-	-	-	60	±10

\*reaksiyon süresinin ve yükselme süresinin toplamı

#### 4.4. Güç Kalitesi Gereklilikleri

Güç elektroniği dönüştürücülerin anahtarlama işlemleri, şebekede harmonik bozulmalara ve gerilim dalgalanmalarına neden olabilir. Bu nedenle yönetmelikler, bu etkileri sınırlandırmak için katı kuralları içerir.

**Harmonik Sınırları:** RES'lerin şebekeye enjekte ettiği harmonik akımların seviyeleri, genellikle IEC 61000-3-6 veya IEEE 519 gibi uluslararası standartlara göre sınırlandırılır [28,

29]. Yönetmelikler, hem toplam harmonik bozulma (THD) hem de bireysel harmonik bileşenler için limitler belirler [26].

**Fliker (Flicker) Kriterleri:** RES'lerin güç çıkışındaki hızlı dalgalanmalar, özellikle zayıf şebekelerde gerilimde salınımlara neden olarak fliker etkisine yol açabilir. Yönetmelikler, IEC 61000-3-7 standardına atıfta bulunarak kısa süreli (Pst) ve uzun süreli (Plt) fliker şiddeti için sınırlar koyar [26]. Standartta Pst=1.0 ve Plt=0.8 olarak sınırlandırılmıştır [30].

#### 5. Geleceğe Yönelik Eğilimler

Geleneksel şebeke izleyen (GFL) eviriciler, çalışmak için güçlü bir şebeke gerilimine ihtiyaç duyar. Ancak, senkron jeneratörlerin sistemden çekilmesiyle zayıflayan şebekelerde, GFL kontrolcüler kararsızlık sorunları yaşayabilir. Şebeke oluşturan (GFM) kontrolcüler ise bir gerilim kaynağı gibi davranarak kendi gerilim dalga formunu oluşturur. Bu sayede, şebeke kararlılığına katkıda bulunabilir ve hatta enerjilenmemiş bir şebekeyi başlatma (black start) yeteneği sunabilirler [11,19]. Avustralya, Almanya ve İngiltere gibi ülkeler, GFM teknolojilerinin entegrasyonu için pilot projeler ve yönetmelik tasarımları üzerinde çalışmaktadır. Gelecekte, özellikle yüksek yenilenebilir enerji payına sahip sistemlerde GFM yeteneğinin standart bir gereklilik haline gelmesi beklenmektedir.

Şebekelerde senkron jeneratör payının azalması nedeniyle sistem ataletinin azalması en önemli konulardan biri haline gelmiştir. Bu sorunu çözmek için RES'lerden beklenen frekans destek fonksiyonları çeşitlenmektedir. Türbin kontrol sistemlerinin, frekans değişim hızını izleyerek, kinetik enerjiden (türbin kanatlarının dönme enerjisi) veya varsa batarya sisteminden anlık olarak aktif güç sağlanabilir. Bu destek frekansdaki ani düşüşleri yavaşlatmada katkı sunabilir. Frekans belirli bir eşeğin altına düştüğünde, türbinlerin hızla güç rezervlerini (varsa) devreye sokması primer frekans kontrolünden çok daha hızlı bir tepkidir [22]. Bu fonksiyonlar, ada sistemlerinde veya izole şebekelerde şimdiden zorunlu hale gelmiştir ve gelecekte yaygınlaşması beklenmektedir.

Rüzgâr enerjisinin değişken karakterini dengelemek amacıyla batarya enerji depolama sistemleri (BESS) ile entegre edilen hibrit rüzgâr santralleri giderek yaygınlaşmaktadır. Bu yapılar, rüzgâr üretiminin düşük veya olmadığı koşullarda depolanmış enerji üzerinden şebekeye güç sağlayabilmekte, hızlı tepki kabiliyetleri sayesinde frekans desteği ve sanal atalet gibi sistem hizmetlerini daha güvenilir ve öngörülebilir bir şekilde sunabilmektedir. Yönetmelikler, henüz bu hibrit yapıları tam olarak ele alacak şekilde gelişmemiştir. Genellikle rüzgâr ve batarya kısmı için ayrı ayrı kuralları uygulanmaktadır. Ancak gelecekte, bu hibrit santrallerin tek bir birim olarak işletilmesi, yeteneklerinin tanımlanması ve enerji ile yardımcı hizmet piyasalarına katılımına ilişkin yeni yönetmelik bölümlerinin oluşturulması önemini korumaktadır.

#### 6. Sonuçlar

Bu çalışmada rüzgâr enerjisi entegrasyonu için uluslararası şebeke yönetmeliklerinin son yirmi yılda geçirdiği dönüşüm ve mevcut durum akademik literatür ve yönetmelikler çerçevesinde incelenmiştir. Şebeke yönetmelikleri, rüzgâr türbinlerini arıza anında şebekeden ayrılması gereken pasif unsurlar olarak ele alan yaklaşımdan, şebeke kararlılığına aktif katkı sağlanması beklenen yönetilebilir birimler olarak tanımlayan bir anlayışa doğru evrilmiştir. LVRT, reaktif güç kontrolü ve frekans tepkisi gibi temel teknik gereklilikler

konusunda küresel bir yakınsama gözlenmektedir. Ancak, gerekliliklerin katılığı, test prosedürleri ve somut değerler (örn. kalma süreleri, toparlanma hızları), bölgenin şebeke yapısına ve yenilenebilir enerji katılım oranına bağlı olarak farklılıklar göstermektedir. Modern güç elektroniğinin sunduğu gelişmiş kontrol yetenekleri, yönetmeliklerin daha talepkâr hale gelmesinin hem nedeni hem de çözümüdür. Dinamik gerilim desteği, sanal atalet ve şebeke oluşturan eviriciler gibi konular tamamen bu teknolojiye dayanmaktadır. Gelecekteki yönetmeliklerde, sistem ataletinin ve kısa devre gücünün azalması gibi yeni zorluklara odaklanılması beklenmektedir. Mevcut eğilimler dikkate alındığında, şebeke oluşturan eviricilerin kontrolü, gelişmiş frekans destek hizmetleri ve hibrit santral yönetiminin, gelecekteki yönetmeliklerde ele alınan başlıca konular arasında yer alması beklenmektedir. Sonuç olarak, şebeke yönetmelikleri ve rüzgâr türbini teknolojisi arasındaki simbiyotik ilişki, şebekelerin %100 yenilenebilir enerji hedefine doğru güvenli ve kararlı bir şekilde ilerlemesinde kilit rol oynamaya devam edecektir.

## 7. Referanslar

- [1] GWEC Global Wind Report 2025, Global Wind Energy Council, 23 April 2025.
- [2] S. D. Ahmed, F. S. M. Al-Ismail, M. Shafiullah, F. A. Al-Sulaiman, and I. M. El-Amin, "Grid Integration Challenges of Wind Energy: A Review", *IEEE Access*, vol. 8, Jan. 2020
- [3] B. Rona and Ö. Güler, "Power system integration of wind farms and analysis of grid code requirements", *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 49, pp. 100-107, Oct. 2015.
- [4] K. V. R. Reddy, N. R. Babu, and P. Sanjeevikumar, "A Review on Grid Codes and Reactive Power Management in Power Grids with WECS", in *Advances in Smart Grid and Renewable Energy (LNEE, vol. 435)*, Singapore, 2018, pp. 5 2 5 - 5 3 8 .
- [5] M. Mohseni and S. M. Islam, "Review of international grid codes for wind power integration: Diversity, technology and a case for global standard", *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 7, pp. 3876-3890, Sep. 2012.
- [6] A. D. Hansen and G. Michalke, "Fault ride-through capability of DFIG wind turbines", *Renewable Energy*, vol. 32, no. 9, pp. 1594-1610, July 2007.
- [7] Design and operation of power systems with large amounts of wind power – Final summary report, IEA WIND Task 25, Phase three 2012–2014, VTT Technology 268, June 2016.
- [8] Commission Regulation (EU) 2016/631 of 14 April 2016 establishing a network code on requirements for grid connection of generators, 14 April 2016.
- [9] Technical Requirements for the connection and operation of customer installations to the high-voltage network (TAR High Voltage), VDE-AR-N 4120, VDE FNN, Nov. 2018
- [10] Technical Requirements for the connection and operation of customer installations to the extra high-voltage network (TAR Extra High Voltage), VDE-AR-N 4130, VDE FNN, 2018
- [11] Technical standard for monitoring the compliance of power generating modules according to EU Regulation 2016/631, NTS Version 2.1, 9 July 2021.
- [12] The Grid Code, Issue 6, Revision 32, 19 May 2025.
- [13] IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Inverter-Based Resources (IBRs) Interconnecting with Associated Transmission Electric Power Systems, IEEE Std 2800-2022, 9 February 2022.
- [14] Energy Market Regulatory Authority (EPDK), "Elektrik Şebeke Yönetmeliği [Electricity Grid Code]," *Official Gazette of the Republic of Turkey*, no.30252, 2025
- [15] NC RfG – National Requirements for Grid Connection of Generation Facilities, Version 4, 21 October 2025.
- [16] J. J. Justo, F. Mwasilu, and J.-W. Jung, "Doubly-fed induction generator based wind turbines: A comprehensive review of fault ride-through strategies", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 447-467, May 2015.
- [17] Wessels, C. & Fuchs, F.W. "LVRT of DFIG wind turbines - Crowbar vs. stator current feedback solution", 2010
- [18] Y. Yu, Y. Guan, B. Tarek, M. A. Leon Leon, K. O. Özcan, S. Feleke, D. Anteneh, B. Khan, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "A review of international grid codes for wind power integration", *Energy Convers. Manage.: X*, vol. 28, Jan. 2025.
- [19] R. Villena-Ruiz, A. Honrubia-Escribano, F. Jiménez-Buendía, Á. Molina-García, and E. Gómez-Lázaro, "Requirements for Validation of Dynamic Wind Turbine Models: An International Grid Code Review", *Electronics*, vol. 9, no. 10, p. 1707, Oct. 2020.
- [20] S. Shah and V. Gevorgian, "Control, Operation, and Stability Characteristics of Grid-Forming Type III Wind Turbines", in *Proc. 19th Wind Integration Workshop*, November 2020.
- [21] J. C. Martínez, J. L. R. Amenedo, S. A. Gómez, and J. Alonso-Martínez, "Grid-forming control of doubly-fed induction generators based on the rotor flux orientation", *Renewable Energy*, vol. 207, pp. 162-176, 2023.
- [22] L. Li, D. Zhu, X. Zou, J. Hu, Y. Kang, and J. M. Guerrero, "Review of frequency regulation requirements for wind power plants in international grid codes", *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 187, p. 113731, 2023.
- [23] C. Jauch, J. Matevosyan, T. Ackermann, and S. Bolik, "International Comparison of Requirements for Connection of Wind Turbines to Power Systems", *Wind Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 295-306, July 2005.
- [24] C. Roberts, "Review of International Grid Codes", Lawrence Berkeley National Laboratory, Berkeley, CA, LBNL-2001104, Feb. 2018.
- [25] Y. Zhang, Z. Duan, and X. Liu, "Comparison of Grid Code Requirements with Wind Turbine in China and Europe", in *Proc. 2010 IEEE International Conference on Software Engineering and Service Sciences (ICSESS)*, Beijing, China, 2010, pp. 713-716.
- [26] A. Etxegarai, P. Eguia, E. Torres, A. Iturregi, and V. Valverde, "Review of grid connection requirements for generation assets in weak power grids", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 41, pp. 1501-1514, Jan. 2015.
- [27] D. W. Gao, E. Muljadi, T. Tian, M. Miller, and W. Wang, "Comparison of Standards and Technical Requirements of Grid-Connected Wind Power Plants in China and the United States", National Renewable Energy Laboratory, Golden, CO, Tech. Rep. NREL/TP-5D00-64225, Sep. 2016.
- [28] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-6: Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems, IEC 61000-3-6, 2008.
- [29] IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Std 519-2022, 11 May 2022.
- [30] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-7: Limits – Assessment of emission limits for the connection of

fluctuating installations to MV, HV and EHV power systems,  
IEC 61000-3-7, 2008.

# Akıllı Evlerde Enerji Verimliliğinin İyileştirilmesi için Anomali Tespiti ve Enerji Tüketimi Kestirimi

Turan Alptuğ Türkmen<sup>1</sup>, and Zuhul Can<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Yazılım Mühendisliği Bölümü, Eskişehir, 26480, Türkiye

turanalptug.turkmen@ogu.edu.tr

<sup>2</sup>Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Eskişehir, 26480, Türkiye  
zcan@ogu.edu.tr

## Özet

**Bu çalışma, IoT (Nesnelerin İnterneti) tabanlı akıllı evlerde kısa dönemli enerji tüketimi kestirimini, güneş enerjisi kullanımının modellenmesini ve yük profillerinde anomali tespitini bütünlük bir çerçevede ele almaktadır. Kamuya açık bir akıllı ev veri kümesinde cihaz düzeyindeki tüketim ölçümleri ve hava durumu değişkenleri kullanılmış; toplam yük (use) ve güneş enerjisi (Solar) kestirimi için LightGBM, XGBoost, CatBoost ve sLSTM (xLSTM) karşılaştırılmıştır. Modeller MAE (Ortalama Mutlak Hata), RMSE (Ortalama Hata Kareleri Toplamı Kökü) ve R<sup>2</sup> (Determinasyon Katsayısı) ölçütleriyle değerlendirilmiştir. Sonuçlar, enerji tüketimi tahmininde CatBoost'un en iyi performansı verdiğini göstermiştir (MAE=0,0069; RMSE=0,0172; R<sup>2</sup>=0,8521). Güneş enerjisi tahmininde ise en düşük hata LightGBM ile elde edilmiştir (MAE=0,0063; RMSE=0,0262; R<sup>2</sup>=0,9743). Anomali tespitinde eşikleme 6742 aday nokta işaretlemiş ve otoenkoder doğrulaması (eşik=0,006752) anomali sayısını 5362'ye düşürmüştür. ChangeFinder yaklaşımı günlük profilde 39 anlamlı değişim noktası belirlemiştir.**

## 1. Giriş

Akıllı ev teknolojilerinin hızla yaygınlaşmasıyla birlikte konutlarda enerji tüketiminin izlenmesi, tahmin edilmesi ve yönetilmesi hem ekonomik hem de çevresel açıdan kritik hâle gelmiştir. IoT (Nesnelerin İnterneti) tabanlı sayaçlar ve cihaz sensörleri, ev içindeki elektrikli cihazlardan yüksek zaman çözünürlüklü veri toplanmasına imkân verirken; bu verilerin anlamlı bilgiye dönüştürülmesi, enerji verimliliğinin artırılması ve israfın azaltılması için veri güdümlü yöntemlere olan ihtiyacı artırmaktadır. Özellikle kısa dönemli enerji tüketimi kestirimi (tahmini), talep yanıtı (demand response), cihaz çalışma zamanlaması ve maliyet optimizasyonu gibi uygulamaların temelini oluştururken, anomali tespiti ise cihaz arızaları, beklenmeyen tüketim artışları, kullanıcı davranışındaki olağandışı değişimler veya veri kaynaklı hataların erken yakalanması açısından önemli bir güvenilirlik katmanı sağlar.

Akıllı evlerde enerji tüketimi, kullanıcı davranışı, cihaz kullanım alışkanlıkları ve çevresel koşullar (sıcaklık, nem, rüzgâr, bulutluluk vb.) tarafından güçlü biçimde etkilenir. Bu nedenle enerji yönetim sistemlerinin, yalnızca geçmiş tüketim değerlerini değil, aynı zamanda meteorolojik değişkenleri ve cihaz düzeyindeki tüketim sinyallerini de dikkate alması beklenir. Bununla birlikte, konut ölçeğinde güneş enerjisi gibi yenilenebilir

kaynakların entegrasyonu yaygınlaştıkça, enerji yönetiminin bir diğer hedefi de güneş enerjisi üretiminin yüksek olduğu zaman aralıklarını belirleyerek cihazların çalışmasını bu dönemlere kaydırmak ve şebekeden çekilen enerjiyi azaltmaktır. Bu bağlamda, güneş enerjisi kullanımının ve üretiminin modellenmesi enerji verimliliği odaklı akıllı ev kontrol stratejilerinde belirleyici bir bileşen hâline gelmiştir.

Literatürde enerji tüketimi kestirimi için hem geleneksel makine öğrenmesi yöntemleri hem de LSTM ailesindeki yinelemeli derin ağlar sıklıkla kullanılmaktadır. Son yıllarda gradyan artırma tabanlı topluluk yöntemleri (ör. XGBoost, LightGBM, CatBoost) tablosal verilerde yüksek doğruluk ve kararlılık sunarak pek çok kestirim probleminde güçlü bir alternatif hâline gelmiştir. Zaman serisi bağlamında ise, karmaşık bağımlılıkları modelleme kapasitesi nedeniyle derin öğrenmenin avantaj sağlayabileceği sıklıkla vurgulanmaktadır. Bu çalışma, akıllı ev enerji kestirimi bağlamında güncel topluluk yöntemleri ile sLSTM (xLSTM) tabanlı yinelemeli bir yaklaşımı aynı veri ve ölçütler altında karşılaştırarak avantaj ve sınırlılıkları ortaya koymayı hedeflemektedir. Ayrıca anomali tespiti tarafında yalnızca eşik tabanlı yaklaşımlar sıklıkla yanlış pozitif değerler üretirken, yeniden yapılandırma temelli otoenkoderler ile değişim noktası yakalamaya odaklanan ChangeFinder gibi yöntemler farklı duyarlılık ve seçicilik dengeleri sunmaktadır. Bu nedenle, anomali tespitinde birden fazla yaklaşımın karşılaştırmalı değerlendirilmesi uygulama senaryosuna uygun yöntem seçimi açısından önem taşır.

Bu çalışmanın temel amacı, enerji tüketimi ve güneş enerjisi kullanımının kısa dönemli kestirimi için topluluk yöntemleri ile sLSTM (xLSTM) tabanlı yinelemeli modeli karşılaştırmak, anomali tespiti için eşikleme ve otoenkoder tabanlı iki aşamalı yaklaşım ile ChangeFinder yöntemini değerlendirmek ve elde edilen bulgular ışığında akıllı evlerde enerji farkındalıklı kontrol ve izleme için uygulanabilir bir çerçeve sunmaktır. Modeller MAE, RMSE ve R<sup>2</sup> gibi standart ölçütlerle karşılaştırılmakta, anomali tespitinde ise tespit edilen anomali sayısı ve zaman içindeki dağılımı üzerinden yöntemlerin davranışı tartışılmaktadır. Böylece çalışma, IoT verileriyle beslenen akıllı ev enerji yönetimi için hem kestirim hem de anomali izleme bileşenlerini birlikte ele alan bütünlük bir bakış açısı sağlamaktadır.

## 2. Literatür Özeti

Akıllı evlerde enerji yönetimi, IoT tabanlı algılama ve izleme altyapısı, veri güdümlü kestirim modelleri ve tüketimdeki olağandışı durumları yakalayabilen anomali izleme katmanlarının

birlikte ele alınmasını gerektiren çok bileşenli bir problem olarak değerlendirilmektedir. Yapılan çalışmalarda, IoT'nin cihazların uzaktan izlenmesi ve kontrol edilmesine olanak sağlayarak kullanıcı konforu ve sistem güvenilirliğine katkı sunduğu, makine öğrenmesi ve derin öğrenme yöntemlerinin ise akıllı ev senaryolarında karar destek mekanizmalarını güçlendirdiği belirlenmiştir [1][2][3][4].

Enerji tüketimi kestirimi tarafında çevresel değişkenlerin (özellikle hava koşullarının) tüketim üzerinde belirgin etkisi olduğu ve bu nedenle hava durumu verilerinin modele dâhil edilmesinin doğruluğu artırabildiği gösterilmiştir [5]. Yenilenebilir kaynaklar ve depolama içeren akıllı evlerde gerçek zamanlı enerji yönetimi için pekiştirmeli öğrenme tabanlı yaklaşımlar, maliyet minimizasyonu ve konfor kısıtlarını birlikte gözetken çözümler ve karar mekanizmaları açısından umut verici bulunmuştur [6]. Bunun yanında, güvenilir bir enerji yönetimi için anomali tespiti kritik görülmekte, tüketim sinyallerindeki olağandışı sapmaların yakalanmasında özellikle otoenkoder tabanlı derin yaklaşımların etkili olabildiği raporlanmıştır [7].

IoT ekosisteminde enerji yönetimine daha geniş perspektiften bakan çalışmalar, IoT uygulamalarında enerji yönetimi çözümlerini ve araştırma yönelimlerini tartışmakta [8], akıllı binalarda derin pekiştirmeli öğrenme yaklaşımlarını derleyen incelemeler [9] ve enerji verimsizliğinin tespiti için derin öğrenme temelli yöntemlerin uygulanabilirliğini göstermektedir [10]. Benzer şekilde, çeşitli çalışmalarda, IoT ortamlarında enerji tüketimi kestirimi için derin öğrenme tabanlı tahmin modelleri [11] ve IoT ağları için verimli derin öğrenme çerçeveleri önerilmiştir [12]. Akıllı şehir bağlamında IoT destekli akıllı enerji yönetimi yaklaşımları [13] ve dağıtık IoT tabanlı enerji yönetim sistemlerinin tasarım ve uygulamaları [14] da literatürde öne çıkan başlıklardandır. İzleme ve kestirim odaklı çalışmalarda binalarda enerji ve güç kalitesi izleme için kestirim yaklaşımları [15] ve kampüs ölçeğinde IoT izleme ile enerji verimliliği iyileştirme örnekleri [16] raporlanmıştır.

Kestirim modelleri açısından, klasik yöntemlerin (doğrusal regresyon, SVM vb.) yanı sıra LSTM ailesindeki zaman serisi modelleri yaygın kullanılmakta, ancak bu yaklaşımların bazı senaryolarda aşırı öğrenme ve hesaplama maliyeti gibi sınırlılıklar yaşayabildiği belirtilmektedir [17][18][19][20][21]. Buna karşılık, birden fazla öğreniciyi bir araya getiren topluluk (ensemble) yaklaşımlarının doğruluğu artırma ve hata varyansını azaltma gibi avantajlar sağladığı ve akıllı ev güç tüketimi kestiriminde başarılı sonuçlar ürettiği raporlanmıştır [15][16][22][23].

Bu çalışmalar birlikte değerlendirildiğinde, hava durumu ve cihaz düzeyindeki IoT verilerinin tahminlemeye katkısı, yenilenebilir enerji entegrasyonu ve anomali izleme katmanının enerji yönetimi güvenilirliğine etkisi literatürde tutarlı biçimde öne çıkmaktadır. Bununla birlikte, gradyan artırılmalı topluluk yöntemleri (XGBoost/LightGBM/CatBoost) ile LSTM ailesindeki yinelemeli bir yaklaşımın (bu çalışmada sLSTM/xLSTM) aynı veri ve ölçütler altında karşılaştırılması ve anomali tespitinde eşikleme, otoenkoder tabanlı doğrulama ile ChangeFinder'ın birlikte analiz edilmesi, akıllı evlerde bütünlük enerji yönetimi açısından önemli bir ihtiyaçtır.

### 3. Metot

Bu bölümde kullanılan veri kümesi, önışleme adımları, enerji tüketimi ve güneş enerjisi kestirimi için kurulan modeller, anomali tespiti yaklaşımları ve değerlendirme ölçütleri sunulmaktadır.

### 3.1. Veri Kümesi

Bu çalışmada Smart Home Dataset with Weather Information veri kümesinden [24] yararlanılmıştır. Veri kümesi, akıllı evlerdeki toplam güç tüketimi ile bulaşık makinesi, fırın(lar), ev-ofis ekipmanları, buzdolabı ve mikrodalga gibi cihazlara ait güç tüketim ölçümlerini içermektedir. Ayrıca sıcaklık, nem, görüş mesafesi, atmosfer basıncı, rüzgâr hızı/yönü, bulutluluk, çiğ noktası, yağış şiddeti ve yağış olasılığı gibi hava durumu değişkenleri de mevcuttur. Buna ek olarak, güneş enerjisinin anlık kullanımını ve üretimini temsil eden hedef değişken (solar) tahmin süreçlerine dâhil edilmiştir.

### 3.2. Veri Önışleme

Model geliştirme öncesinde önışleme adımları uygulanmıştır. Zaman damgası dönüşümü önışleminde Unix zaman damgaları okunabilir tarih-saat formatına çevrilmiş; saat, gün, hafta içi/hafta sonu gibi zamansal değişkenler türetilmiştir. Daha sonra eksik gözlemler değişken türüne göre uygun biçimde giderilmiş (imputasyon) veya ilgili satırlar çıkarılmıştır. Özellik seçimi/çıkarması ön işleminde cihaz düzeyi tüketim sinyalleri ve hava durumu değişkenleri birlikte kullanılarak hedef değişkenler için giriş vektörü oluşturulmuştur. Ölçekleme (normalizasyon/standartlaştırma)'de özellikle derin öğrenme modellerinin kararlılığı için sürekli değişkenler ölçeklenmiş, uç değerlerin etkisini azaltmak amacıyla gerekli durumlarda kırpmaya yaklaşımı tercih edilmiştir. Eğitim ve test ayrımı, zaman serisinin doğası gereği veri sızıntısını önlemek amacıyla kronolojik olarak yapılmıştır, geçmiş dönem verileri eğitimde, daha sonraki dönem verileri ise testte kullanılacak şekilde düzenlenmiştir.

### 3.3. Enerji Tüketimi ve Güneş Enerjisi Tahmini

Model geliştirme öncesinde aşağıdaki önışleme adımları uygulanmıştır.

*Zaman damgası dönüşümü:* Unix zaman damgaları okunabilir tarih-saat formatına çevrilmiş; saat, gün, hafta içi/hafta sonu gibi zamansal değişkenler türetilmiştir.

*Eksik değer işlemleri:* Eksik gözlemler değişken türüne göre uygun biçimde giderilmiş (imputasyon) veya ilgili satırlar çıkarılmıştır.

*Özellik oluşturma:* Cihaz düzeyi tüketim sinyalleri ve hava durumu değişkenleri birlikte kullanılarak hedef değişkenler için giriş vektörü oluşturulmuştur.

*Ölçekleme:* Özellikle yinelemeli derin öğrenme modellerinin kararlılığı için sürekli değişkenler ölçeklenmiştir.

*Eğitim-test ayrımı:* Zaman serisi doğası gereği veri sızıntısını önlemek için ayırım kronolojik yapılmış, geçmiş dönem verileri eğitimde, daha sonraki dönem verileri testte kullanılacak şekilde düzenlenmiştir.

### 3.4. Anomali Tesbiti

Enerji tüketim serisindeki sapmalar üç yaklaşım ile incelenmiştir:

*Eşikleme (thresholding):* Enerji tüketim serisinde ardışık iki ölçüm arasındaki mutlak fark belirlenen eşik değerini (threshold) aştığında, ilgili zaman noktası anomali adayı olarak işaretlenmiştir.

*Otoenkoder ile doğrulama (iki aşamalı yaklaşım):* Otoenkoder yalnızca normal davranışı temsil eden veriler üzerinde eğitilmiş, test verisinde yeniden yapılandırma (reconstruction) hatası

hesaplanmıştır. Yeniden yapılandırma hatası belirli bir eşiği aştığında ilgili noktalar anomali olarak değerlendirilmiştir. Bu ikinci aşama, salt eşikleme ile oluşabilecek yanlış pozitiflerin azaltılmasını hedeflemektedir.

*ChangeFinder*: Zaman serisinde ani rejim değişimlerini yakalamaya odaklanan ChangeFinder yöntemi uygulanmış, üretilen skorlar üzerinden anlamlı değişim noktaları/anomaliler raporlanmıştır.

### 3.5. Deneysel Kurulum ve Değerlendirme Ölçütleri

Kestirim aşamasında gradyan artırılmalı ağaç tabanlı topluluk modelleri (LightGBM, XGBoost, CatBoost) ile zaman bağımlılıklarını öğrenmeye yönelik sLSTM (xLSTM) modeli karşılaştırılmıştır. Kestirim modellerinin performansı MAE (Mean Absolute Error), RMSE (Root Mean Square Error) ve R<sup>2</sup> (Determinasyon Katsayısı) ölçütleriyle değerlendirilmiştir. Anomali tespitinde, yöntemlerin belirlediği anomali sayısı, anomalilerin zaman içindeki dağılımı ve anomali işaretli grafiklerin görsel incelemesi temel alınarak karşılaştırmalı bir değerlendirme yapılmıştır. Böylece eşikleme ve otoenkoder yaklaşımının duyarlılık ve yanlış pozitif dengesi ile birlikte ChangeFinder'ın seçicilik karakteri birlikte değerlendirilebilmiştir. Deneylerde kullanılan modellerin temel hiperparametreleri Tablo 1'de listelenmiştir.

**Tablo 1.** Model Parametreleri

Model	Parametreler
LightGBM	objective=regression; boosting_type=gbdt; metric=rmse; learning_rate=0,05; num_leaves=31; feature_fraction=0,9; bagging_fraction=0,8; bagging_freq=5; num boost round=100
XGBoost	objective=reg:squarederror; learning_rate=0,1; max_depth=6; subsample=0,8; colsample_bytree=0,8; num boost round=100
CatBoost	loss_function=RMSE; learning_rate=0,05; depth=10; iterations=1000
sLSTM (xLSTM)	loss=MSELoss; optimizer=Adam; learning_rate=0,0001; epochs=10; batch_size=64; hidden_size=50; num_layers=2; seq_length=60

## 4. Bulgular

Bu bölümde, akıllı ev enerji yönetimi senaryosunda kısa dönemli enerji tüketimi ve güneş enerjisi kullanımı/üretimi kestirimi ile anomali tespiti deneylerinden elde edilen bulgular sunulmuştur. Karşılaştırmalar, kestirim tarafında MAE ve RMSE ölçütleri, anomali tarafında ise yöntemlerin ürettiği anomali aday sayısı ve zaman içindeki dağılımı üzerinden yapılmıştır.

### 4.1. Enerji Tüketimi ve Güneş Enerjisi Tahmin Bulguları

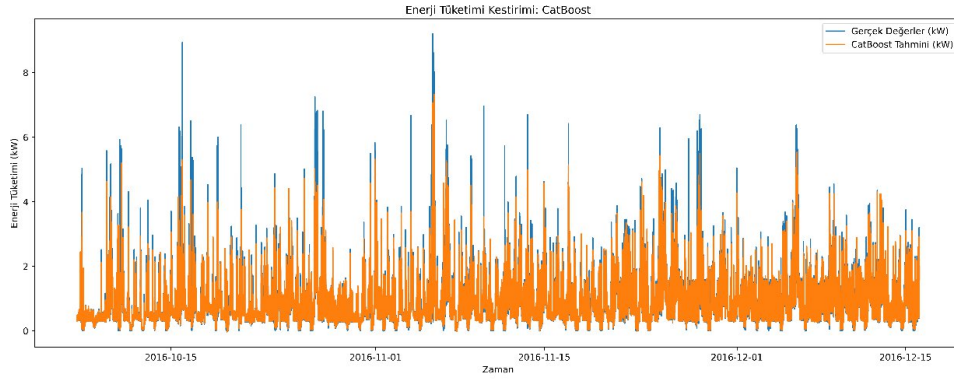
Tablo 2, enerji tüketimi ve güneş enerjisi tahmin görevlerinde test edilen modellerin performansını özetlemektedir. Enerji tüketimi tahmininde en düşük hata değerleri CatBoost ile elde edilmiştir (MAE: 0,0069; RMSE: 0,0172). XGBoost benzer şekilde düşük hata üretmiş (MAE: 0,0073; RMSE: 0,0178), LightGBM ise yakın performans sergilemiştir (MAE: 0,0078; RMSE: 0,0185). sLSTM (xLSTM) modeli aynı değerlendirme altında daha yüksek hata değerleriyle sonuçlanmıştır (MAE: 0,0083; RMSE: 0,0191).

**Tablo 2.** Model Sonuçları

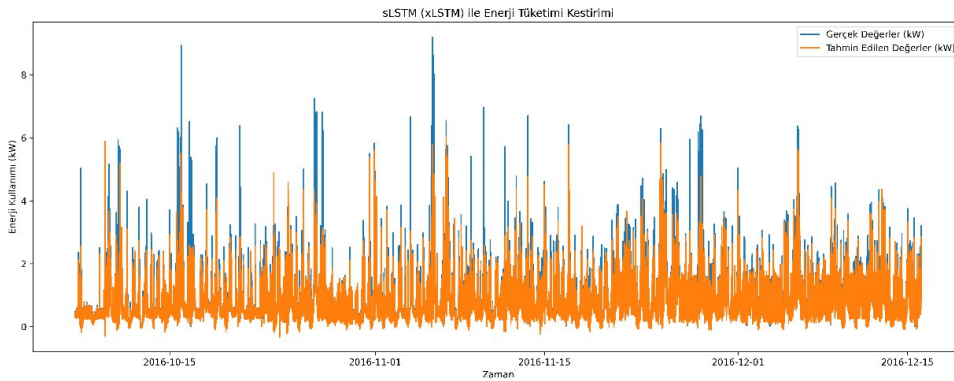
Model	Metrik	Enerji Tüketimi (use)	Güneş Enerjisi (Solar)
LightGBM	MAE	0,0078	0,0063
LightGBM	RMSE	0,0185	0,0262
XGBoost	MAE	0,0072	0,0060
XGBoost	RMSE	0,0178	0,0263
CatBoost	MAE	0,0069	0,0065
CatBoost	RMSE	0,0172	0,0263
sLSTM (xLSTM)	MAE	0,0083	0,0066
sLSTM (xLSTM)	RMSE	0,0191	0,0267

Güneş enerjisi tahmini görevinde en düşük MAE değeri XGBoost ile gözlenmiş (MAE: 0,0060) ve RMSE değeri diğer topluluk yöntemleriyle benzer aralıkta kalmıştır (RMSE: 0,0263). LightGBM yakın bir performansla (MAE: 0,0063; RMSE: 0,0262) öne çıkarken, CatBoost ve sLSTM (xLSTM) sonuçları da aynı hata bandında yer almıştır (MAE: 0,0065-0,0066; RMSE: 0,0263-0,0267). Bu bulgular, tablosal ve çok değişkenli IoT ile hava durumu özellikleriyle beslenen kestirim probleminde, gradyan artırma tabanlı topluluk yöntemlerinin düşük hata düzeyleriyle rekabetçi bir performans sunabildiğine işaret etmektedir.

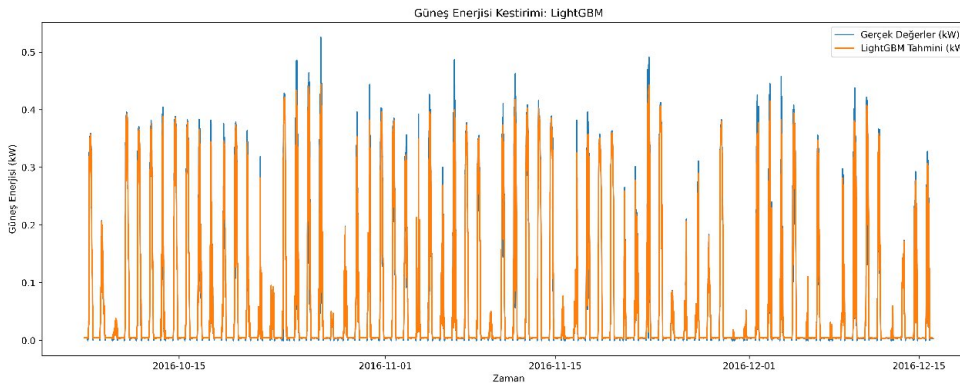
Şekil 1-4'te verilen zaman serisi grafiklerinde, modellerin genel eğilimi takip edebilmesine karşın ani tepe değerlerde ve kısa süreli dalgalanmalarda sapmaların arttığı görülmektedir. Enerji tüketimi kestiriminde (Şekil 1 ve Şekil 2) topluluk yönteminin (CatBoost), gerçek seriyle daha sık örtüşen bir tahmin profili üretebildiği; güneş enerjisi kestiriminde (Şekil 3 ve Şekil 4) ise periyodik yapıların her iki model ailesi tarafından da genel olarak başarılı biçimde yakalandığı gözlenmiştir. Bu görsel bulgular, Tablo 2'deki hata ölçütleriyle uyumlu şekilde, gradyan artırma tabanlı topluluk yöntemlerinin pratikte daha dengeli kestirimler üretebildiğine işaret etmektedir.



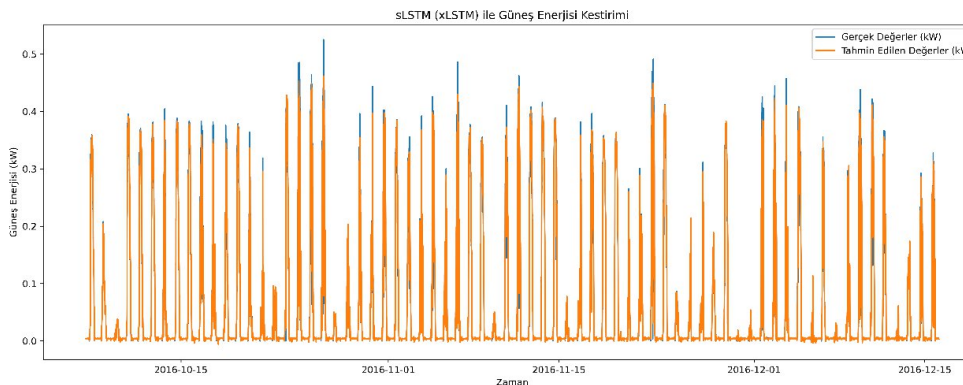
Şekil 1. Enerji tüketimi (use) kestirimi için topluluk yöntemi (CatBoost) gerçek ve tahmin değerleri.



Şekil 2. Enerji tüketimi (use) kestirimi için derin öğrenme yöntemi (sLSTM/xLSTM) gerçek ve tahmin değerleri.



Şekil 3. Güneş enerjisi (Solar) kestirimi için topluluk yöntemi (LightGBM) gerçek ve tahmin değerleri.



Şekil 4. Güneş enerjisi (Solar) kestirimi için derin öğrenme yöntemi (sLSTM/xLSTM) gerçek ve tahmin değerleri.

## 4.2. Anormallik Tespit Sonuçları

Anomali tespitinde üç farklı bakış açısı değerlendirilmiştir. Bunlar eşik tabanlı aday üretimi, otoenkoder ile yeniden yapılandırma hatasına dayalı filtreleme ve ChangeFinder ile değişim noktası temelli tespittir. Şekil 5, eşikleme (thresholding) yöntemiyle yıl geneline yayılmış anomali aday noktalarının dağılımını göstermektedir. Min-max normalize edilmiş ölçekte belirlenen eşik değeri (0,1) kullanıldığında toplam 6742 aday nokta işaretlenmiştir. Aday işaretlemelerin özellikle kısa süreli tepe değerlerin ve ani dalgalanmaların görüldüğü zaman aralıklarında yoğunlaştığı gözlenmektedir. Bu durum, eşikleme yönteminin duyarlılığının yüksek olmasına karşın yanlış pozitif üretme riskinin artabileceğine işaret etmektedir.

İkinci aşamada otoenkoder yaklaşımı kullanılarak, normal davranışın yeniden yapılandırılması üzerinden daha seçici bir değerlendirme yapılmıştır. Şekil 6'da gösterildiği üzere yeniden yapılandırma hatası eşik (0,006752) temelinde anomali sayısı 5362'ye düşmüş ve eşikleme ile işaretlenen bazı adayların elendiği gözlenmiştir. Bu sonuç, otoenkoderin doğrudan düzeltme yapmak yerine, normal örüntüden sapmalarda hata büyüten bir referans mekanizması olarak çalışarak yanlış pozitifleri azaltmada fayda sağlayabileceğini göstermektedir.

ChangeFinder yöntemi ise aynı veri üzerinde daha az sayıda fakat daha belirgin olayları hedefleyen bir çıktı üretmiştir. Şekil 7'de görüldüğü üzere, günlük ortalama seri üzerinden hesaplanan değişim skorları ve belirlenen eşik kullanılarak 39 adet değişim/anomali noktası tespit edilmiştir. Bu yaklaşımın daha az sayıda nokta üretmesi, kısa süreli dalgalanmalardan ziyade daha kalıcı rejim değişimlerine odaklandığını göstermektedir.

Genel olarak, eşikleme ve otoenkoder tabanlı iki aşamalı yaklaşım daha yoğun bir anomali aday kümesi üretirken, ChangeFinder daha seçici davranarak daha az fakat daha belirgin değişim noktaları sunmaktadır. Uygulama hedefi erken uyarı ve yüksek duyarlılık ise iki aşamalı yaklaşım, daha düşük yanlış pozitif oranı ve rejim değişimlerinin izlenmesi hedefleniyorsa ise ChangeFinder yaklaşımı daha uygun bir seçenek olarak değerlendirilebilir.

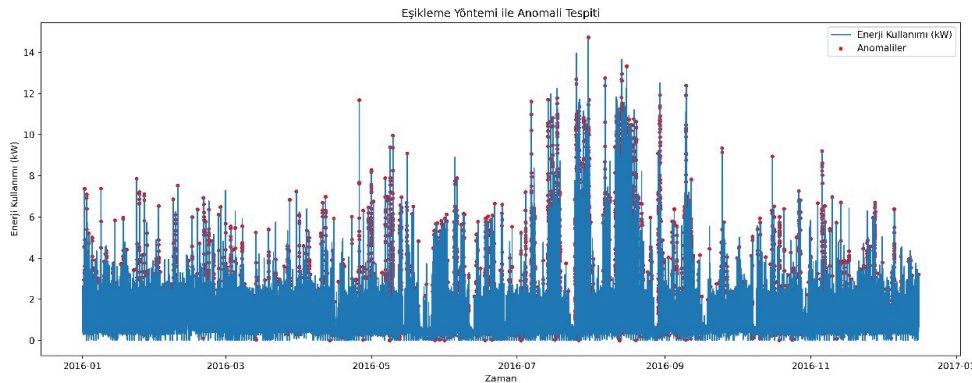
## 6. Sonuç

Bu çalışmada, IoT tabanlı akıllı ev verileri kullanılarak kısa dönemli enerji tüketimi (use) ve güneş enerjisi (Solar) kestirimi ile anomali tespiti bütünleşik bir çerçevede ele alınmıştır. Kestirim görevlerinde gradyan artırılmalı topluluk yöntemleri (LightGBM, XGBoost, CatBoost) ile yinelemeli derin öğrenme tabanlı sLSTM (xLSTM) modeli karşılaştırılmış; performans MAE, RMSE ve  $R^2$  ölçütleriyle değerlendirilmiştir.

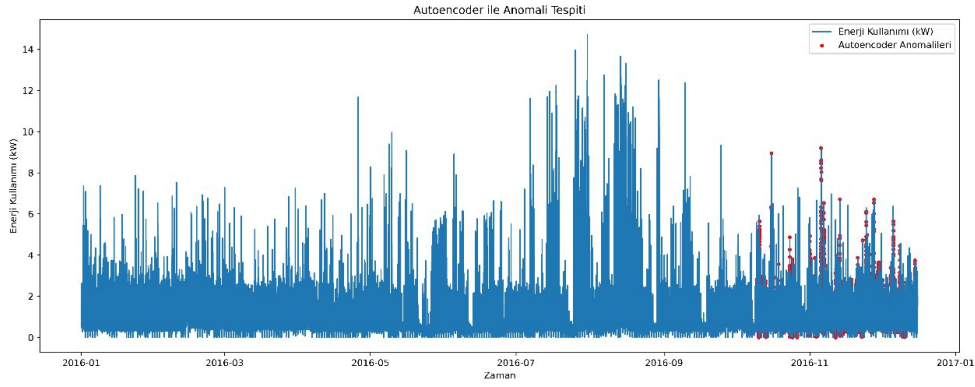
Elde edilen bulgular, enerji tüketimi kestiriminde topluluk yöntemlerinin daha düşük hata ürettiğini göstermektedir. Özellikle CatBoost en iyi sonucu vererek MAE: 0,0069, RMSE: 0,0172 ve  $R^2$ : 0,8521 değerlerine ulaşmıştır. XGBoost ve LightGBM de yakın performans sergilemiş; sLSTM (xLSTM) ise enerji tüketiminde daha yüksek hata değerleriyle bu yöntemlerin gerisinde kalmıştır (MAE: 0,0083, RMSE: 0,0191). Güneş enerjisi kestiriminde ise tüm yöntemler çok yüksek ve birbirine yakın başarı elde etmiş ( $R^2$ : 0,974 düzeyi); topluluk yöntemleri hata metriklerinde küçük farklarla daha iyi sonuçlar üreten sLSTM (xLSTM) de benzer eğilimleri yakalayabilmiştir.

Anomali tespiti tarafında, eşikleme yöntemi 6742 adet aday anomali üretmiş; otoenkoder yeniden yapılandırma hatası ile yapılan ikinci aşama filtreleme, daha seçici bir tespit sağlayarak anomali sayısını 5362'ye düşürmüştür (eşik=0,006752). ChangeFinder yaklaşımı ise günlük profilde 39 adet anlamlı değişim noktası tespit ederek kısa süreli tepe sapmalardan ziyade daha kalıcı rejim değişimlerine odaklanan farklı bir davranış sergilemiştir. Bu sonuçlar, erken uyarı amaçlı uygulamalarda eşikleme ve otoenkoder metodunun, davranış değişimi izleme senaryolarında ise ChangeFinder benzeri değişim noktası yöntemlerinin daha uygun olabileceğine işaret etmektedir.

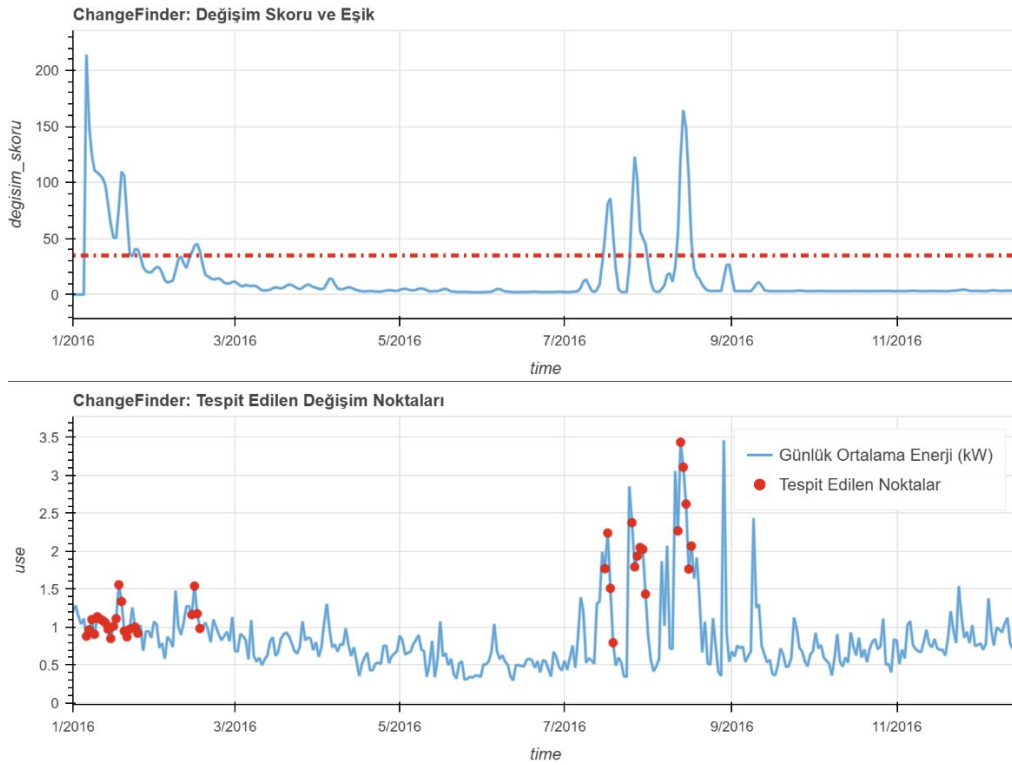
Sonuç olarak çalışma, akıllı ev enerji yönetimi için, tablosal özellikler ve meteorolojik değişkenlerle beslenen kestirim görevlerinde gradyan artırılmalı topluluk yöntemlerinin güçlü bir seçenek olduğunu ve ayrıca anomali izlemede ise farklı duyarlılık-seçicilik dengeleri sunan yöntemlerin birlikte/hibrit kullanımıyla daha güvenilir izleme sağlanabileceğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, farklı mevsimsel dönemlerde genellenebilirliğin test edilmesi, eşiklerin otomatik uyarlanması ve kestirim sonuçlarının cihaz zamanlama ve optimizasyon politikalarına doğrudan entegre edilmesiyle çerçevenin gerçek zamanlı enerji yönetimine daha yakınlaştırılması hedeflenebilir.



Şekil 5. Eşikleme (thresholding) ile anomali adaylarının işaretlenmesi: Min-max normalize edilmiş enerji tüketim serisinde, ardışık örnekler arasındaki mutlak farkın belirlenen eşik değeri (0,1) aşmasıyla anomali adayı olarak işaretlenen noktalar.



Şekil 6. Otoenkoder ile anomali tespitiyle yeniden yapılandırma hatasına dayalı eşikleme sonucunda işaretlenen anomali noktaları.



Şekil 7. ChangeFinder ile değişim noktası analizi. Üst şekilde, günlük ortalama seri üzerinden hesaplanan değişim skorları ve çeyrekler arası aralığa dayalı (robust) eşik gösterilmektedir. Alt şekilde ise eşik aşımıyla tespit edilen değişim noktalarının günlük ortalama enerji tüketim serisi üzerindeki konumu sunulmaktadır.

## 7. References

- [1] O. Taiwo, A. E. Ezugwu, O. N. Oyelade, and M. S. Almutairi, "Enhanced intelligent smart home control and security system based on deep learning model," *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 2022, pp. 1-22, 2022.
- [2] M. Umair and G. A. Shah, "Energy management of smart homes," in *2020 IEEE International Conference on Smart Computing (SMARTCOMP)*, 2020, pp. 247-249.
- [3] M. Dilraj, K. Nimmy, and S. Sankaran, "Towards behavioral profiling based anomaly detection for smart homes," in *TENCON 2019-2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 2019, pp. 1258-1263.
- [4] S. A. Alnaqbi and H. M. Tawfik, "Anomaly detection in smart homes based on kitchen activities and machine learning," in *2023 16th International Conference on Developments in eSystems Engineering (DeSE)*, 2023, pp. 331-336.
- [5] G. Ben Brahim, "Weather Conditions Impact on Electricity Consumption in Smart Homes: Machine Learning Based Prediction Model," in *2021 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)*, 2021, pp. 93-98.
- [6] I. Zengin, J. Vardakas, N. E. Koltsaklis, and C.

- Verikoukis, "Smart Home's Energy Management Through a Clustering-Based Reinforcement Learning Approach," *IEEE INTERNET THINGS J.*, vol. 9, no. 17, pp. 16363-16371, Sep. 2022, doi: 10.1109/JIOT.2022.3152586.
- [7] T. Cultice, D. Ionel, and H. Thapliyal, "Smart home sensor anomaly detection using convolutional autoencoder neural network," in *2020 IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems (iSES)(Formerly iNiS)*, 2020, pp. 67-70.
- [8] D. Wang, D. Zhong, and A. Souri, "Energy management solutions in the Internet of Things applications: Technical analysis and new research directions," *Cogn. Syst. Res.*, vol. 67, pp. 33-49, Jun. 2021, doi: 10.1016/j.cogsys.2020.12.009.
- [9] L. Yu, S. Qin, M. Zhang, C. Shen, T. Jiang, and X. Guan, "A Review of Deep Reinforcement Learning for Smart Building Energy Management," *IEEE INTERNET THINGS J.*, vol. 8, no. 15, pp. 12046-12063, Aug. 2021, doi: 10.1109/JIOT.2021.3078462.
- [10] J. Huang, D. D. Koroteev, and M. Rynkovskaya, "Deep learning-based energy inefficiency detection in the smart buildings," *Sustain. Comput. & Syst.*, vol. 40, Dec. 2023, doi: 10.1016/j.suscom.2023.100921.
- [11] S. Balaji and S. Karthik, "Deep Learning Based Energy Consumption Prediction on Internet of Things Environment," *Intell. Autom. SOFT Comput.*, vol. 37, no. 1, pp. 727-743, 2023, doi: 10.32604/iasc.2023.037409.
- [12] T. Han, K. Muhammad, T. Hussain, J. Lloret, and S. W. Baik, "An Efficient Deep Learning Framework for Intelligent Energy Management in IoT Networks," *IEEE INTERNET THINGS J.*, vol. 8, no. 5, pp. 3170-3179, Mar. 2021, doi: 10.1109/JIOT.2020.3013306.
- [13] M. Abdel-Basset, H. Hawash, R. K. Chakraborty, and M. Ryan, "Energy-Net: A Deep Learning Approach for Smart Energy Management in IoT-Based Smart Cities," *IEEE INTERNET THINGS J.*, vol. 8, no. 15, pp. 12422-12435, Aug. 2021, doi: 10.1109/JIOT.2021.3063677.
- [14] M. A. M. Sadeeq and S. R. M. Zeebaree, "Design and implementation of an energy management system based on distributed IoT," *Comput. & Electr. Eng.*, vol. 109, no. A, Jul. 2023, doi: 10.1016/j.compeleceng.2023.108775.
- [15] S. D. Panjaitan, J. Tjen, B. W. Sanjaya, F. T. P. Wigyantanto, and S. Khouw, "A Forecasting Approach for IoT-Based Energy and Power Quality Monitoring in Buildings," *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*, vol. 20, no. 2, pp. 892-900, Apr. 2023, doi: 10.1109/TASE.2022.3171561.
- [16] M. Garcia-Monge *et al.*, "Is IoT monitoring key to improve building energy efficiency? Case study of a smart campus in Spain," *ENERGY Build.*, vol. 285, Apr. 2023, doi: 10.1016/j.enbuild.2023.112882.
- [17] X. Hong, H. Yuan, S. Xiang, H. Jia, and X. Qiongmei, "Prediction of thermal energy inside smart homes using IoT and classifier ensemble techniques," *Comput. Commun.*, vol. 151, pp. 581-589, Feb. 2020, doi: 10.1016/j.comcom.2019.12.020.
- [18] M. Humayun, M. S. Alsaqer, and N. Jhanjhi, "Energy Optimization for Smart Cities Using IoT," *Appl. Artif. Intell.*, vol. 36, no. 1, Dec. 2022, doi: 10.1080/08839514.2022.2037255.
- [19] E. A. Affum, K. A.-P. Agyekum, C. A. Gyampomah, K. Ntiamoah-Sarpong, and J. D. Gadze, "Smart Home Energy Management System based on the Internet of Things (IoT)," *Int. J. Adv. Comput. Sci. Appl.*, vol. 12, no. 2, pp. 722-730, Feb. 2021.
- [20] Y.-H. Lin, H.-S. Tang, T.-Y. Shen, and C.-H. Hsia, "A smart home energy management system utilizing neurocomputing-based time-series load modeling and forecasting facilitated by energy decomposition for smart home automation," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 116747-116765, 2022.
- [21] A. T. Souza, L. N. Canha, R. G. Milbradt, C. L. Lemos, C. Michels, and T. A. S. Santana, "A smart home system using artificial intelligence and integration with energy storage and microgeneration," in *2020 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, 2020, pp. 1-5.
- [22] I. Priyadarshini, S. Sahu, R. Kumar, and D. Taniar, "A machine-learning ensemble model for predicting energy consumption in smart homes," *INTERNET OF THINGS*, vol. 20, Nov. 2022, doi: 10.1016/j.iot.2022.100636.
- [23] P. Rajesh, F. H. Shajin, and G. Kannayeram, "A novel intelligent technique for energy management in smart home using internet of things," *Appl. Soft Comput.*, vol. 128, Oct. 2022, doi: 10.1016/j.asoc.2022.109442.
- [24] T. Singh, "Smart Home Dataset with weather Information," 2019. [Online]. Available: <https://www.kaggle.com/datasets/taranvee/smart-home-dataset-with-weather-information>

# Bir ARGE Merkezi İçin Sürdürülebilirlik Odaklı Teknoloji Yol Haritasının Hazırlanması

Mehmet Avni Berk<sup>1</sup>, Han Cicimen<sup>2</sup> ve Esmâ Sönmez<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Çizgi Teknoloji Elektronik Tasarım ve Üretim A.Ş., Satış Pazarlama ve Operasyon Direktörü, İstanbul, Türkiye  
mberk@cizgi.net,

<sup>2</sup>Çizgi Teknoloji Elektronik Tasarım ve Üretim A.Ş., Üretim, Kalite, ARGE Direktörü, İstanbul, Türkiye  
han@cizgi.net,

<sup>3</sup>Çizgi Teknoloji Elektronik Tasarım ve Üretim A.Ş., Kalite Güvence Yöneticisi, İstanbul, Türkiye  
esma.sonmez@cizgi.net,

## Özet

Sürdürülebilirlik yol haritasının hazırlanması, şirketlerin gelecekte daha rekabetçi olmalarını sağlayacak kritik bir öneme sahiptir. Bu çalışmada, elektrik-elektronik alanında faaliyet gösteren bir ARGE merkezinde yürütülen sürdürülebilirlik ile ilgili çalışmalardan hareketle hazırlanan yol haritasının detayları verilmiştir. Çalışmanın başında, şirketin sürdürülebilirlik konusundaki ihtiyaç ve beklentilerini ortaya koymak için SWOT analizi yapılmıştır. İnsan Kaynakları departmanının organize ettiği bir eğitim programı ile sürdürülebilirlik temel farkındalık eğitimi çalışanlara iki oturumla verilmiştir. Bununla birlikte, şirketin sürdürülebilirlik konusundaki gelişime açık yönlerinin belirlemek için sürdürülebilirlik olgunluk modeli kullanılmıştır. Sürdürülebilirlik olgunluk modelindeki boyutlar, strateji ve politika, insan kaynakları ve kurumsal kültür, üretim yönetimi, çevre koruma, organizasyonel yönetim ve performans değerlendirmedir. Yol haritası, yürütülen SWOT analizi, sürdürülebilirlik eğitimi ve sürdürülebilirlik olgunluk modelinden elde edilen sonuçlar kullanılarak; kısa, orta ve uzun vadede izlenecek şekilde hazırlanmıştır.

# Biyokütlelerin Termokimyasal Özelliklerini Tahmin Etmekte Ensemble Algoritmaların Kullanımı

Uğur ÖZVEREN<sup>1</sup>, Sahragül CHARYYEVA<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [ugurozveren@marmara.edu.tr](mailto:ugurozveren@marmara.edu.tr)

<sup>2</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [sahragulcharyyeva@marun.edu.tr](mailto:sahragulcharyyeva@marun.edu.tr)

## Özet

Bu çalışmada toplam 137 farklı biyokütle örneğini kapsayan kapsamlı bir veri seti, tarımsal atıklar, meyve atıkları, odun talaşı çim/lif ve kömürleştirilmiş biyokütle örneklerini içermektedir. Elementel kompozisyon değerleri %35,50-90,84 aralığında karbon, %0,73-7,80 aralığında hidrojen, %0,57-51,43 aralığında oksijen ve %0,00-8,75 aralığında nitrojen içeriği göstermektedir. Üst ısıl (HHV) değerleri ise 12,83 ile 32,65 MJ/kg arasında değişmektedir. Bu geniş aralık, modelin farklı biyokütleri de kapsayacak şekilde genellenebilir olmasını sağlamaktadır. Model geliştirme sürecinde XGBoost ve LightGBM algoritmaları karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Geliştirilen model, test veri setinde  $R^2 = 0,98$  üzerinde değer elde ederek yüksek tahmin doğruluğu göstermiştir. Ayrıca özellik önem analizine göre, karbon içeriğinin ve oksijen içeriğinin HHV tahmininde en kritik parametreler olduğunu belirlemiştir. Hidrojen ve nitrojen içerikleri sırasıyla önem skorları ile tahmine katkı sağlamaktadır. Özellikle doğrusal olmayan ilişkilerin baskın olduğu biyokütle kompozisyonlarında, ensemble öğrenme yaklaşımlarına dayalı modellerin, değişkenler arasındaki etkileşimleri daha etkin biçimde yakalayabildiği ve bu sayede yüksek doğruluk ve genellenebilirlik açısından başarılı sonuçlar sunduğu görülmüştür.

## 1. Giriş

Küresel enerji sektörü, fosil yakıtlara olan bağımlılığın azaltılması gerekliliğiyle birlikte köklü bir dönüşüm sürecinden geçmektedir. Bu süreçte biyokütle, yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olarak öne çıkmaktadır. Uluslararası Enerji Ajansı verilerine göre modern biyoenerji, küresel yenilenebilir enerji tüketiminin yaklaşık %55'ini oluşturmakta ve toplam enerji arzının %6'sından fazlasını karşılayarak günümüzün en büyük yenilenebilir enerji kaynağı konumunda bulunmaktadır [1]. Biyokütlenin karbon nötrlüğü potansiyeli, yaygın erişilebilirliği ve mevcut enerji altyapısıyla uyumluluğu, onu net sıfır emisyon hedeflerine ulaşmada kritik bir bileşen haline getirmektedir. Biyokütle kaynaklarının enerji üretiminde verimli kullanımı, termokimyasal özelliklerinin doğru karakterizasyonunu gerektirmektedir. Bu özellikler arasında yüksek ısıl değer (HHV) en temel parametre olarak öne çıkmaktadır. HHV, bir birim kütle

yakıtın tam yanması sırasında açığa çıkan maksimum enerji miktarını temsil etmekte olup yanma sırasında oluşan suyun buharlaşma gizli ısısını da içermektedir. Bu parametre; yanma, gazlaştırma ve piroliz prosesleri dahil olmak üzere biyokütle dönüşüm sistemlerinin tasarımı, optimizasyonu ve ekonomik değerlendirmesi için vazgeçilmez bir öneme sahiptir [2]. HHV'nin doğru belirlenmesi, mühendislerin ve araştırmacıların çeşitli biyokütle hammaddelerinin enerji potansiyelini değerlendirmesine, farklı yakıt kaynaklarını karşılaştırmasına ve termokimyasal dönüşüm proseslerini maksimum verimlilik için optimize etmesine olanak tanımaktadır. Geleneksel olarak HHV değeri, standart koşullar altında tam yanma sırasında açığa çıkan ısıyı ölçen adyabatik oksijen bomba kalorimetresi kullanılarak deneysel yolla belirlenmektedir. Bu yöntem oldukça doğru sonuçlar vermekle birlikte, özellikle kaynak kısıtlı ortamlarda yaygın uygulanmasını engelleyen çeşitli önemli sınırlamalar içermektedir. Deneysel prosedür, numune hazırlama, ölçüm ve veri analizi dahil her numune için tipik olarak birkaç saat gerektirmekte ve bu durum zaman açısından ciddi kısıtlamalar oluşturmaktadır. Ayrıca bu cihazlar bakım için uzman teknik personel gerektirmektedir [3]. Bu kısıtlamalar, özellikle gelişmekte olan ülkelerdeki araştırmacılar ve çok sayıda biyokütle hammaddesinin hızlı kullanımını gerektiren endüstriyel uygulamalar için önemli zorluklar oluşturmaktadır.

Bu sınırlamaları aşmak için son yıllarda, daha kolay elde edilebilen kompozisyon verilerinden, özellikle kaba analiz ve elementel analiz sonuçlarından, HHV tahmin etmek amacıyla çok sayıda ampirik korelasyon geliştirilmiştir. Karbon (C), hidrojen (H), oksijen (O), nitrojen (N) ve kükürt (S) yüzdeleri cinsinden biyokütlenin elementel kompozisyonunu belirleyen elementel analiz, elementel bileşim ile enerji içeriği arasındaki doğrudan ilişki nedeniyle HHV tahmini için özellikle değerli olduğunu kanıtlamıştır. Dulong'un karbon ve hidrojen içeriği ile ısıl değer arasındaki temel ilişkiyi ortaya koyan öncü çalışması, kapsamlı biyokütle veri tabanları üzerinde yaygın kullanılan korelasyonlar geliştiren Channiwala ve Parikh başta olmak üzere çok sayıda araştırmacı tarafından iyileştirilmiştir [4, 5]. Ancak bu geleneksel ampirik modeller tipik olarak girdi değişkenleri ile HHV arasında lineer ilişkiler varsaymakta, bu durum heterojen biyokütle malzemelerinde mevcut olan karmaşık, non-lineer etkileşimleri yeterince yakalayamamaktadır.

Makine öğrenmesi teknolojilerinin gelişimi, verilerdeki karmaşık ve doğrusal olmayan ilişkileri yakalamak için güçlü araçlar sunarak çeşitli bilimsel disiplinlerde tahmin modellemesini köklü biçimde değiştirmiştir. Biyokütle enerji araştırmaları bağlamında makine öğrenmesi yaklaşımları, HHV tahmini için geleneksel ampirik korelasyonlara kıyasla üstün performans gösterme potansiyeline sahiptir. Yapay sinir ağları (YSA), destek vektör makineleri (DVM), rastgele orman (RF) ve gradient boosting algoritmaları bu amaç doğrultusunda, farklı başarı dereceleriyle uygulanmıştır [6, 7]. Bu yaklaşımlar arasında, daha güçlü bir tahmin modeli oluşturmak için birden karar ağaçlarını birleştiren ensemble öğrenme yöntemleri hem bias hem de varyansı azaltırken aşırı öğrenmeye karşı sağlamlığı koruma yetenekleri nedeniyle özellikle umut vadeden sonuçlar göstermiştir.

Gradient boosting, regresyon ve sınıflandırma görevlerine yönelik güçlü bir ensemble öğrenme algoritması içermektedir. Gradient boosting'in temel prensibi, her bir sonraki ağacın önceki ensemble'in artık hatalarını düzeltmek üzere eğitildiği bir karar ağaçları topluluğunu ardışık olarak düzenlendiği yapılar olarak tanımlanabilir. Bu yinelemeli iyileştirme süreci, modelin özellik önem analizi yoluyla yorumlanabilirliği korurken tahminlerini aşamalı olarak iyileştirebilmesini sağlamaktadır [8]. Gradient boosting'in iki öne çıkan uygulaması; eXtreme Gradient Boosting (XGBoost) ve Light Gradient Boosting Machine (LightGBM)—hesaplama verimliliği, düzenleme yetenekleri ve eksik değer işleme özellikleri sayesinde popüler hale gelmişlerdir.

Chen ve Guestrin tarafından 2016 yılında geliştirilen XGBoost, eksik değerleri işlemek için yeni bir seyreklik-farkındalık algoritma, yaklaşık ağaç öğrenimi için ağırlıklı quantile sketch ve aşırı öğrenmeyi önlemek için düzenleme terimleri dahil olmak üzere çeşitli algoritmik yenilikler getirmiştir [9]. Bu özellikler, verimli paralel hesaplama yetenekleriyle birleştiğinde XGBoost'u hem akademik araştırmalarda hem de endüstriyel uygulamalarda en yaygın kullanılan makine öğrenmesi algoritmalarından biri haline getirmiştir. Microsoft Research tarafından geliştirilen LightGBM, tahmin doğruluğunu korurken hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azaltan Gradient-based One-Side Sampling (GOSS) ve Exclusive Feature Bundling (EFB) yöntemlerinin tanıtılmasıyla gradient boosting'i daha da iyileştirmiştir [10]. LightGBM tarafından kullanılan yaprak-bazlı ağaç büyüme stratejisi, geleneksel gradient boosting'in seviye-bazlı yaklaşımının aksine, daha hızlı yakınsama ve büyük ölçekli veri setlerinin daha verimli işlenmesini sağlamaktadır.

Biyokütle üst ısıl değerinin tahminine yönelik makine öğrenimini uygulayan araştırmaların sayısı giderek artmasına rağmen, mevcut literatürde hâlâ önemli boşluklar bulunmaktadır. Mevcut çalışmaların çoğu ya sadece kaba analiz verilerine odaklanmış ya da birden fazla yaklaşım arasında kapsamlı karşılaştırma yapmadan yalnızca tek bir makine öğrenmesi algoritmasını değerlendirmiştir. Ayrıca geliştirilen modellerin tarımsal atıklar, odunsu biyokütle ve termal işlem görmüş malzemeler dahil çeşitli biyokütle kategorileri arasındaki genellenebilirliği yeterince araştırılmamıştır. Geliştirilen modellerin yeni, görülmemiş biyokütle örneklerine güvenilir şekilde genellenebilmesini sağlamak için çapraz doğrulama ve bağımsız test seti değerlendirmesi dahil daha titiz doğrulama metodolojilerine de ihtiyaç duyulmaktadır. Mevcut çalışma, elementel analiz verilerine dayalı olarak biyokütle malzemelerinin HHV'sini tahmin etmek için gradient boosting modelleri geliştirip kapsamlı şekilde değerlendirerek bu boşlukları ele almaktadır. En çok kullanılan gradient boosting algoritmaları olan XGBoost ve LightGBM çok farklı özelliklere

sahip 137 biyokütle örneğinden oluşan çeşitli bir veri seti kullanılarak karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Çalışmada grid search yoluyla sistematik hiperparametre optimizasyonu, güçlü performans tahmini için 5-fold çapraz doğrulama ve bağımsız test seti değerlendirmesi modelin tutarlılığını arttırmak için yapılmıştır. Farklı elementel bileşenlerin HHV tahminine görece katkıları açıklamak için özellik önem analizi yapılarak altta yatan fizikokimyasal ilişkilere yönelik yorumlanabilir içgörüler sağlanmıştır.

Bu çalışmanın amaçları dört başlık altında toplanabilir: birincisi, girdi parametreleri olarak elementel analiz verilerini kullanan yüksek doğruluklu gradient boosting modelleri geliştirmek; ikincisi, aynı deneysel koşullar altında XGBoost ve LightGBM algoritmalarının performansını kapsamlı şekilde karşılaştırmak; üçüncüsü, titiz çapraz doğrulama yoluyla geliştirilen modellerin çeşitli biyokütle kategorileri arasındaki genellenebilirliğini araştırmak; ve dördüncüsü, karbon, hidrojen, oksijen ve nitrojen içeriklerinin HHV tahminine görece katkıları anlamak için özellik önem analizi yapmaktır. Bu çalışmanın çıktıları, biyokütle enerji sektöründeki araştırmacılara ve uygulayıcılara pahalı ve zaman alıcı kalorimetrik ölçümlere ihtiyaç duymadan ısıl değerlerin hızlı ve doğru tahminini sağlayan değerli araçlar sunacaktır.

## 2. Yöntem

### 2.1 Veri Seti Tanımı ve Ön İşleme

Bu çalışmada kullanılan veri seti, enerji üretimi için mevcut biyokütlenin heterojen yapısını temsil eden çeşitli kaynaklardan toplanan 137 biyokütle örneğini kapsamaktadır. Bu çeşitlilik, geliştirilen modellerin pratik uygulamalarda karşılaşılan geniş biyokütle yelpazesine genellenebilmesini sağlamaktadır. Veri setindeki her örnek, elementel analiz kompozisyonu ve deneysel olarak belirlenen yüksek ısıl değeri ile karakterize edilmiştir. Elementel analiz verileri, kuru ve kütle içermeyen bazda karbon (C), hidrojen (H), oksijen (O) ve nitrojen (N) ağırlık yüzdelerini içermektedir. Veri setinde gözlemlenen elementel kompozisyon aralıkları şu şekildedir: karbon içeriği %35,50 ile %90,84 arasında değişmekte olup ortalaması %50,52'dir; hidrojen içeriği %0,73 ile %7,80 arasında değişmekte olup ortalaması %5,47'dir; oksijen içeriği %0,57 ile %51,43 arasında değişmekte olup ortalaması %38,43'tür; nitrojen içeriği ise %0,00 ile %8,75 arasında değişmekte olup ortalaması %0,94'tür. Karşılık gelen HHV değerleri 14,40 ile 32,65 MJ/kg arasında değişmekte olup ortalama değeri 19,75 MJ/kg'dır. Bu geniş aralıklar biyokütle kompozisyonu ve enerji içeriğindeki önemli değişkenliği yansıtmakta ve model geliştirme için sağlam bir temel oluşturmaktadır. Veri ön işleme, veri setinin güvenilirliğini sağlamak için çeşitli kalite güvence adımlarını içermektedir. Tüm örneklerin eksiksiz elementel kompozisyon verilerine sahip olduğu doğrulanmış ve C, H, O, N yüzdelerinin toplamı tutarlılık açısından kontrol edilmiştir. Belirgin ölçüm hataları veya tutarsız elementel dengeler gösteren örnekler analizden çıkarılmıştır. Girdi özellikleri (C, H, O, N yüzdeleri) normalizasyon yapılmadan doğrudan kullanılmıştır, çünkü gradient boosting algoritmaları karar ağacı tabanlı mimarileri nedeniyle doğası gereği ölçek değişmezdir. Bu yaklaşım, girdi özelliklerinin fiziksel yorumlanabilirliğini korumakta ve geliştirilen modellerin yeni verilere uygulanmasını kolaylaştırmaktadır. Veri seti, her iki alt kümede de HHV değerlerinin temsili dağılımını sağlamak için tabakalı rastgele örnekleme yaklaşımı kullanılarak eğitim ve

test alt kümelerine bölünmüştür. %90:%10 bölme oranı kullanılarak model geliştirme için 123 örnek ve test için 14 örnek kullanılmıştır. Bu bölme oranı, güvenilir performans değerlendirmesi için yeterince büyük bir test seti korurken model geliştirme için mevcut eğitim verisini maksimize etmek amacıyla seçilmiştir.

## 2.2 Gradient Boosting Algoritmaları

Gradient boosting, yinelemeli ve toplayıcı bir süreç aracılığıyla güçlü bir tahmin modeli haline getiren bir ensemble öğrenme tekniğidir. Temel prensip, mevcut ensemble'in tahminlerine göre kaybın negatif gradyanını tahmin eden ağaçları ardışık olarak ekleyerek bir kayıp fonksiyonunu minimize etmeyi içermektedir. Regresyon görevleri için yaygın kullanılan kayıp fonksiyonu ortalama karesel hatadır [11]. Nihai tahmin, her biri bireysel ağaçların ensemble'a katkısını kontrol eden bir öğrenme oranı parametresiyle ağırlıklandırılmış tüm ağaçların katkılarının toplanmasıyla elde edilmektedir. XGBoost (eXtreme Gradient Boosting), gelişmiş doğruluk ve hesaplama verimliliği için çeşitli algoritmik geliştirmeler içeren optimize edilmiş bir gradient boosting uygulamasını temsil etmektedir. XGBoost'taki amaç fonksiyonu hem türevlenebilir bir kayıp fonksiyonu hem de model karmaşıklığını cezalandıran düzenleme terimlerini içermektedir. XGBoost, optimal bölme noktalarını bulmak için ağırlıklı quantile sketch kullanan yeni bir ağaç oluşturma algoritması kullanmakta ve bu da büyük veri setlerinin verimli işlenmesini sağlamaktadır [9]. LightGBM (Light Gradient Boosting Machine), tahmin doğruluğunu korurken hesaplama verimliliğini önemli ölçüde artıran iki temel yenilik getirmektedir. Bilgi kazancı tahmininde daha fazla katkı sağlayan büyük gradyanlara sahip örnekler odaklanarak bilgi kazancı tahmin etmek için kullanılan veri örneği sayısını azaltmaktadır. Nadiren aynı anda sıfır olmayan değerler alan karşılıklı dışlayıcı özellikleri bir araya getirerek özellik sayısını azaltmaktadır. Ayrıca LightGBM, XGBoost tarafından kullanılan seviye-bazlı yaklaşımın aksine, bölme için maksimum delta kayıplı yaprağı seçen yaprak-bazlı bir ağaç büyüme stratejisi kullanmaktadır. Bu strateji daha hızlı yakınsama sağlamak ve genellikle daha düşük kayıp değerleriyle sonuçlanmaktadır [10].

## 2.3 Hiperparametre Optimizasyonu

Gradient boosting modellerinin performansı, model karmaşıklığı, öğrenme dinamikleri ve düzenleme gücü gibi unsurları kontrol eden uygun hiperparametrelerin seçimine büyük ölçüde bağlıdır. Bu çalışmada, önceden tanımlanmış bir arama alanı içinde belirtilen parametre değerlerinin tüm kombinasyonlarını kapsamlı şekilde değerlendiren grid search kullanılarak sistematik hiperparametre optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Hesaplama açısından yoğun olmasına rağmen grid search, parametre alanının kapsamlı bir keşfini sağlamaktadır [12]. Bu çalışmada optimize edilen hiperparametreler arasında tahmin edici sayısı (ağaçlar), maksimum ağaç derinliği, öğrenme oranı, yaprak başına minimum örnek sayısı (min\_child\_weight), alt örnekleme oranı, sütun alt örnekleme oranı ve düzenleme parametreleri yer almaktadır. Tahmin edici sayısı, verilerdeki karmaşık örüntüleri yakalamak için yeterli kapasite sağlayan 1000 olarak ayarlanmıştır. Maksimum ağaç derinliği, model karmaşıklığı ve genelleme yeteneği arasında denge sağlayacak şekilde 8 olarak optimize edilmiştir. Öğrenme oranı, yakınsama hızı ve tahmin doğruluğu arasında iyi bir denge sağlayan 0,05 olarak ayarlanmıştır. Minimum çocuk ağırlığı, aşırı spesifik

yaprak düğümlerinin oluşturulmasını önlemek için 5 olarak belirlenmiştir. Alt örnekleme ve sütun alt örnekleme oranları, aşırı öğrenmeyi azaltmak için stokastik getiren 0,8 olarak ayarlanmıştır. L1 düzenleme parametresi (reg\_alpha) 0,1 ve L2 düzenleme parametresi (reg\_lambda) 1 olarak belirlenmiştir. LightGBM için özellikle yaprak sayısı, ağaç karmaşıklığını kontrol etmek için 64 olarak ayarlanmıştır.

## 2.4 Çapraz Doğrulama Stratejisi

Model performansının güçlü tahminlerini elde etmek ve genelleme yeteneğini değerlendirmek için eğitim veri seti üzerinde 5-fold çapraz doğrulama uygulanmıştır. Bu prosedürde eğitim verisi rastgele olarak eşit büyüklükte beş kata bölünmektedir. Model daha sonra beş kez eğitilmekte, her seferinde dört kat eğitim için ve kalan kat doğrulama için kullanılmaktadır. Her doğrulama katında hesaplanan performans metrikleri, genel bir model performans tahmini sağlamak üzere ortalaması alınmakta ve katlar arasındaki standart sapma performanstaki değişkenliği göstermektedir [13]. Bu yaklaşım, tek bir eğitim-test bölümüne kıyasla model genellemesinin daha güvenilir bir tahminini sağlamaktadır, çünkü her yinelemede eğitim ve doğrulama setleri arasındaki bağımsızlığı korurken mevcut tüm verileri hem eğitim hem de doğrulama için kullanmaktadır.

## 2.5 Performans Değerlendirme Metrikleri

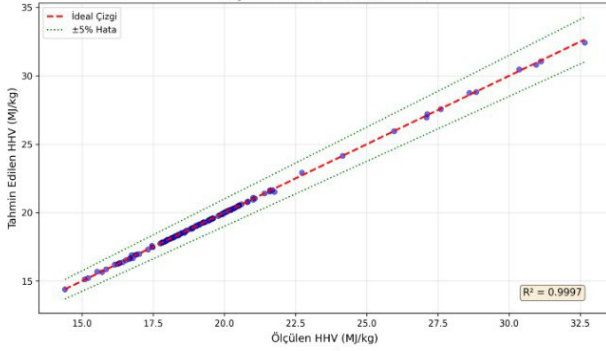
Hem eğitim hem de test veri setlerinde model performansını değerlendirmek için kapsamlı bir istatistiksel metrik seti kullanılmıştır. Belirlilik katsayısı ( $R^2$ ), model tarafından açıklanan bağımlı değişkendeki varyans oranını ölçmekte olup 1'e yakın değerler daha iyi uyumu göstermektedir. Ortalama kare hatanın karekökü (RMSE), hedef değişkenle aynı birimde (MJ/kg) tahmin hatalarının ortalama büyüklüğünü ölçerek sezgisel bir doğruluk ölçüsü sağlamaktadır. Ortalama mutlak hata (MAE), tahmin edilen ve gerçek değerler arasındaki ortalama mutlak farkı temsil etmekte ve RMSE'den aykırı değerlere daha az duyarlı sağlam bir ölçü sunmaktadır. Ortalama mutlak yüzde hatası (MAPE), tahmin hatalarını gerçek değerlerin yüzdeleri olarak ifade ederek farklı ölçeklerde karşılaştırmayı kolaylaştırmaktadır. Ek metrikler arasında sistematik aşırı veya eksik tahmini gösteren ortalama bias hatası (MBE) ve en kötü durum tahmin performansını tanımlayan maksimum hata yer almaktadır. Pearson korelasyon katsayısı (r), tahmin edilen ve gerçek değerler arasındaki lineer korelasyonu ölçerken, Spearman ve Kendall sıra korelasyon katsayıları tahminler ile gözlemler arasındaki monotonik ilişkiyi değerlendirmektedir. Artıkların standart sapması, çarpıklık ve basıklık dahil artık analizi metrikleri, tahmin hatalarının dağılımını değerlendirmek için hesaplanmıştır. Nash-Sutcliffe Verimliliği (NSE) ve Uyum İndeksi (d), hidrolojik ve çevresel modelleme uygulamalarında yaygın olarak kullanılan model performansı üzerine ek perspektifler sağlamaktadır [14].

## 3. Bulgular ve Tartışma

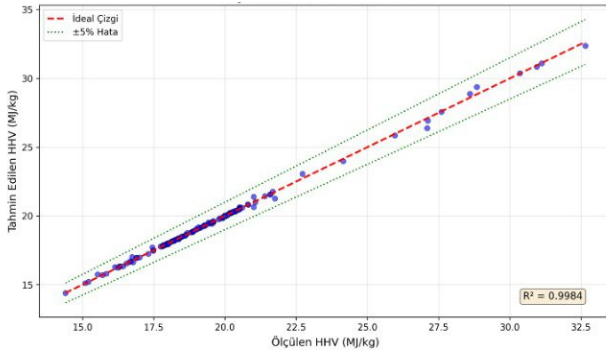
### 3.1 Eğitim Performansı Analizi

Her iki gradient boosting modeli de eğitim veri setinde 0,99'u aşan  $R^2$  değerleri elde ederek olağanüstü performans sergilemiştir. XGBoost modeli 0,9997 eğitim  $R^2$  değerine ulaşmış

olup bu, modelin eğitim verileri içindeki HHV değerlerindeki varyansın %99,97'sini açıkladığını göstermektedir. Karşılık gelen RMSE 0,0557 MJ/kg ve MAE 0,0316 MJ/kg olup yaklaşık 19,75 MJ/kg ortalama HHV'ye göre oldukça düşük tahmin hatalarını temsil etmektedir. %0,153'lük MAPE, eğitim örneklerinde tahminlerin olağanüstü doğruluğunu doğrulamaktadır. LightGBM modeli de 0,9984 R<sup>2</sup> (Şekil 1.), 0,1300 MJ/kg RMSE ve 0,0646 MJ/kg MAE ile benzer şekilde etkileyici eğitim performansı göstermiştir. XGBoost'un eğitim metriklerinden biraz düşük olmasına rağmen bu değerler yine de mükemmel model uyumunu temsil etmektedir.



a



b

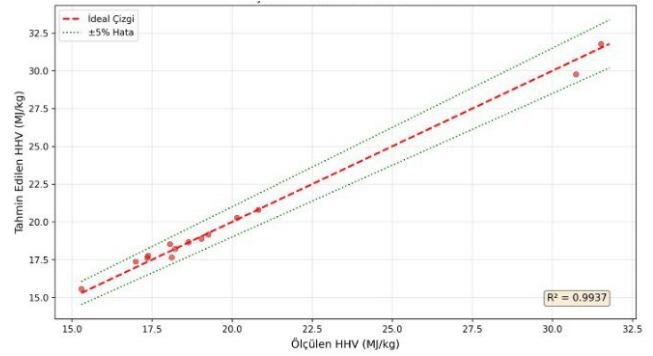
Şekil 1. (a) XGBoost modelinin eğitim sonuçları, (b) LightGBM eğitim sonuçları.

### 3.2 Test Seti Performans Değerlendirmesi

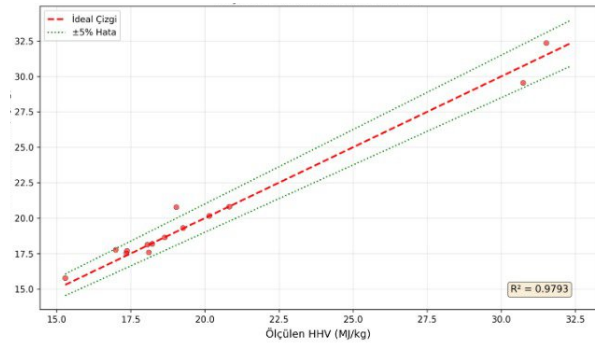
Modellerin uygunluğunun asıl göstergesi, yeni ve görülmemiş biyokütle örnekleri için HHV değerlerini doğru tahmin edebilme yeteneğidir. 14 örnekten oluşan bağımsız test veri setinde XGBoost modeli 0,9937 R<sup>2</sup> değeri elde ederek eğitimden test verilerine mükemmel genelleme göstermiştir. Test RMSE'si 0,3710 MJ/kg ve MAE 0,2778 MJ/kg olup ortalama HHV'ye göre yaklaşık %1,4-1,9 tahmin hatasını temsil etmektedir. %1,36'lık MAPE, tahminlerin ortalama olarak gerçek değerlerin %1,4'ü içinde kaldığını doğrulamakta.

LightGBM modeli 0,9793 test R<sup>2</sup> değeri elde etmiş olup bu, XGBoost'tan biraz düşük olmakla birlikte yine de iyi tahmin performansını temsil etmektedir (Şekil 2). Test RMSE'si 0,6746 MJ/kg ve MAE 0,4432 MJ/kg olup %2,14 MAPE'ye karşılık gelmektedir. Bu hata değerleri XGBoost'tan biraz yüksek olmasına rağmen pratik biyokütle karakterizasyonu uygulamaları için kabul edilebilir sınırlar içinde kalmaktadır. İki algoritma arasındaki test performansı farkı, LightGBM'in yaprak-bazlı

büyüme stratejisine atfedilebilir; bu strateji, XGBoost'un daha güçlü düzenleme seviye-bazlı yaklaşımına kıyasla daha küçük veri setlerinde aşırı öğrenmeye daha yatkın olabilmektedir.



a



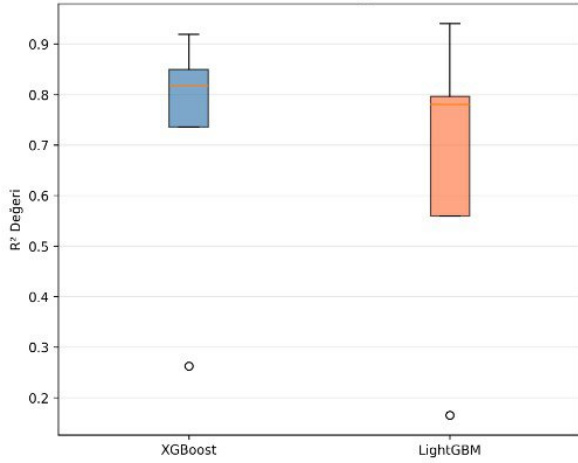
b

Şekil 2. (a) XGBoost modelinin test sonuçları, (b) LightGBM test sonuçları

Veri noktaları, HHV aralığının uç noktalarında sadece küçük sapmalar gözlemlenerek ideal 1:1 çizgisi etrafında sıkı bir şekilde kümelenmektedir. ±%5 hata bantları tahminlerin büyük çoğunluğunu kapsamakta ve her iki modelin de tahmin doğruluklarının pratik tolerans sınırları içinde olduğunu doğrulamaktadır.

### 3.3 Çapraz Doğrulama Sonuçları

5-fold çapraz doğrulama sonuçları, geliştirilen modellerin kararlılığı ve genellenebilirliği hakkında kritik sonuçlar sağlamaktadır. XGBoost için beş kat boyunca çapraz doğrulama R<sup>2</sup> değerleri sırasıyla 0,8181, 0,7358, 0,9197, 0,2626 ve 0,8497 olup 0,2348 standart sapma ile 0,7172 ortalama R<sup>2</sup> vermektedir. LightGBM için karşılık gelen değerler 0,7804, 0,5592, 0,9406, 0,1649 ve 0,7959 olup 0,2707 standart sapma ile 0,6482 ortalama R<sup>2</sup> vermektedir. Katlar arasındaki çapraz doğrulama performansındaki önemli değişkenlik, biyokütle veri setinin doğasında var olan heterojenliği ve çeşitli biyokütle tipleri arasında tutarlı tahminler elde etmenin zorluklarını yansıtmaktadır. Çapraz doğrulama performansındaki bu tür değişkenlik, heterojen doğal malzemelerle çalışırken nadir değildir ve modellerin eğitim verilerinde iyi temsil edilmeyen biyokütle tiplerine uygulanırken dikkatli olunması gerektiğinin altını çizmektedir.



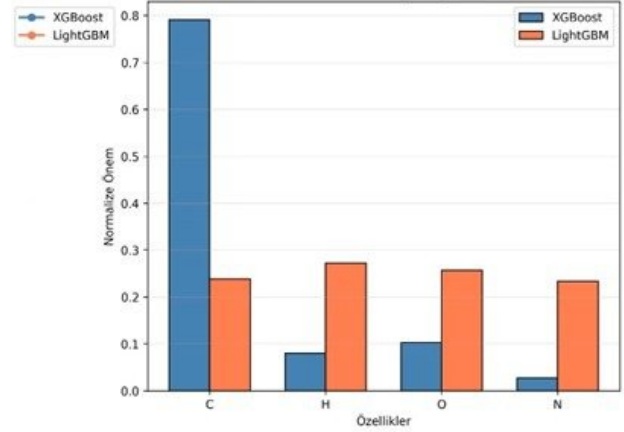
**Şekil 3.** XGBoost ve LightGBM modelleri için 5-katlı çapraz doğrulama R<sup>2</sup> dağılımlarını gösteren kutu grafiği

### 3.4 Özellik Önem Analizi

Özellik önem analizi, farklı girdi değişkenlerinin model tahminlerine göreli katkıları hakkında değerli içgörüler sağlayarak yorumlanabilirliği artırmakta ve altta yatan fizikokimyasal ilişkilerin anlaşılmasını kolaylaştırmaktadır. Gradient boosting modellerinde özellik önemi tipik olarak, ensemble'daki tüm ağaçlar boyunca her bir özelliği içeren bölmeler tarafından elde edilen toplam kazanç (tahmin doğruluğundaki iyileşme) dayalı olarak hesaplanmaktadır. Bu analiz, hangi elementel bileşenlerin biyokütle HHV'sini belirlemede en etkili olduğunu ortaya koymakta ve modelin yerleşik fiziksel ve kimyasal ilkelere karşı doğrulanmasına yardımcı olmaktadır.

XGBoost modeli için karbon içeriği %79,01 önem skoru ile baskın tahmin edici olarak öne çıkmış ve karbonun biyokütlerde birincil enerji taşıyan element olarak temel rolünü yansıtmıştır. Bu bulgu, karbon-karbon ve karbon-hidrojen bağlarının yanma sırasında açığa çıkan kimyasal enerjiyi depoladığı yerleşik termokimyasal ilkelerle uyumludur. Oksijen içeriği %10,27 önem ile ikinci sırada yer almış olup bu, ısı değer üzerindeki negatif etkisiyle tutarlıdır—daha yüksek oksijen içeriği birim kütle başına daha az karbon ve hidrojen anlamına gelmekte ve daha düşük enerji yoğunluğuyla sonuçlanmaktadır. Hidrojen içeriği %7,99, nitrojen içeriği ise kalan %2,74 katkıyı sağlamıştır.

LightGBM modeli, hidrojen içeriği (%27,16), oksijen içeriği (%25,68), karbon içeriği (%23,81) ve nitrojen içeriği (%23,34) ile tahminlere önemli ölçüde katkıda bulunan daha dengeli bir özellik önem dağılımı göstermiştir (Şekil 4). İki algoritma arasındaki bu özellik önem dağılımı farkı, farklı ağaç oluşturma stratejileri ve bölme noktası seçim kriterlerini yansıtmaktadır. LightGBM'in yaprak-bazlı büyümesi, modelin özellikler arasındaki daha karmaşık etkileşimleri yakalamasını sağlayabilir ve bu da önemin girdi değişkenleri arasında daha eşit dağılımıyla sonuçlanmaktadır. Her iki özellik önem örtütüsü de fiziksel olarak makul olup biyokütle yanmasının temel kimyasıyla tutarlıdır.



**Şekil 4.** XGBoost ve LightGBM modelleri için elementel bileşenlerin (C, H, O, N) ısı değer üzerindeki normalize edilmiş önem skorlarının karşılaştırılması.

### 3.5 Model Karşılaştırması ve Tartışma

XGBoost ve LightGBM'in karşılaştırmalı analizi, her iki algoritmanın da biyokütle HHV tahmini için mükemmel tahmin performansı elde ettiğini, XGBoost'un çoğu değerlendirme metriğinde hafif bir avantaj sergilediğini ortaya koymaktadır. Test veri setinde XGBoost, LightGBM'e kıyasla %35 daha düşük RMSE (0,3710'a karşı 0,6746 MJ/kg) ve %37 daha düşük MAE (0,2778'e karşı 0,4432 MJ/kg) elde etmiştir. XGBoost modeli ayrıca daha yüksek test R<sup>2</sup> (0,9937'ye karşı 0,9793) ve daha düşük MAPE (%1,36'ya karşı %2,14) sergilemiştir. Bu farklar istatistiksel olarak anlamlı olmakla birlikte mutlak değerler açısından nispeten küçüktür ve her iki model de çoğu pratik uygulama için yeterli doğrulukta tahminler sağlamaktadır.

Bu çalışmada XGBoost'un üstün performansı çeşitli faktörlere atfedilebilir. İlk olarak, nispeten küçük veri seti boyutu (137 örnek), aşırı öğrenmeye karşı doğal düzenleme sağlayan XGBoost'un daha kapalı seviye-bazlı ağaç büyüme stratejisini tercih edebilir. İkinci olarak, XGBoost'un amaç fonksiyonundaki açık L1 ve L2 düzenleme terimleri, küçük veri setleri için özellikle faydalı olabilecek aşırı öğrenmeye karşı ek koruma sağlamaktadır. Üçüncü olarak, grid search yoluyla belirlenen spesifik hiperparametre ayarları, bu belirli veri seti ve problem alanı için XGBoost'un algoritmik özelliklerine daha uygun olmuş olabilir [15].

Literatürdeki önceki çalışmalarla karşılaştırma, bu çalışmada geliştirilen modellerin rekabetçi performansını göstermektedir. Afolabi ve arkadaşları tarafından yapılan güncel araştırmada biyokütle HHV tahmini için XGBoost kullanılarak eğitimde 0,9683 ve testte 0,7309 R<sup>2</sup> değerleri rapor edilmiştir [16]. Sharma ve arkadaşları tarafından yapılan başka bir çalışmada rastgele orman ve destek vektör makineleri dahil çeşitli makine öğrenmesi yaklaşımları kullanılarak 0,84 ile 0,94 arasında R<sup>2</sup> değerleri elde edilmiştir [17]. Mevcut çalışmada XGBoost modeli tarafından elde edilen 0,9937 test R<sup>2</sup> değeri, daha önce rapor edilen bu değerlere kıyasla önemli bir iyileşmeyi temsil etmekte olup bu muhtemelen dikkatli hiperparametre optimizasyonuna ve kullanılan eğitim veri setinin kalitesine atfedilebilir [18].

### 3.6 Artık Analizi ve Hata Dağılımı

Artık dağılımlarının incelenmesi, model davranışı ve potansiyel iyileştirme alanları hakkında ek içgörüler sağlamaktadır. XGBoost modeli için eğitim artıkları 0,0557 MJ/kg standart sapma ile yaklaşık -0,001 MJ/kg ortalama değer göstermekte ve sıkı hata dağılımıyla tarafsız tahminleri işaret etmektedir. Test artıkları hafif pozitif bias (ortalama 0,035 MJ/kg) ve daha büyük standart sapma (0,369 MJ/kg) göstermekte olup bu, yeni örnekler için tahmin belirsizliğindeki beklenen artışı yansıtmaktadır. Eğitim artıklarının histogramı hafif negatif çarpıklık (-0,21) ile normal dağılıma yaklaşıırken, test artıkları daha belirgin negatif çarpıklık (-1,30) göstermekte ve yüksek HHV'li örnekler için zaman zaman aşırı tahmini işaret etmektedir [19,20].

Gözlemlenen maksimum hatalar test setinde XGBoost için 0,964 MJ/kg ve LightGBM için 1,736 MJ/kg olup en kötü durum tahminleri için sırasıyla yaklaşık %4,6 ve %8,3 göreceli hataya karşılık gelmektedir. Bu maksimum hatalar, ortalamadan büyük olmakla birlikte pratik uygulamalar için kabul edilebilir sınırlar içinde kalmaktadır.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışma, elementel analiz verilerine dayalı olarak biyokütle malzemelerinin yüksek ısı değerini tahmin etmek için gradient boosting makine öğrenmesi modellerini başarıyla geliştirmiş ve değerlendirmiştir. Genellenebilir model performansını sağlamak için grid search hiperparametre optimizasyonu, 5-fold çapraz doğrulama ve bağımsız test seti değerlendirmesi yapılmıştır.

Bu çalışmanın temel bulguları şu şekilde özetlenebilir; birincisi, her iki gradient boosting algoritması da iyi performans sergilemiştir. Bu iyi performans düzeyleri, biyokütle enerji değerlendirmesindeki çoğu pratik uygulama için gereksinimleri karşılamakta veya aşmakta ve bu görev için daha önce rapor edilen makine öğrenmesi modellerine kıyasla önemli iyileştirmeler temsil etmektedir.

İkinci olarak, özellik önem analizi, karbon içeriğinin XGBoost modelinde toplam önemin yaklaşık %79'unu oluşturarak HHV'nin baskın tahmincisi olduğunu ortaya koymuştur. Bu bulgu, yerleşik termokimyasal ilkelerle uyumlu olup modelin fiziksel yorumlanabilirliğini doğrulamaktadır. LightGBM modeli, dört elementel bileşenin tamamının tahminlere önemli ölçüde katkıda bulunduğu daha dengeli bir özellik önem dağılımı göstermiştir. Her iki örüntü de fiziksel olarak makul olup biyokütle yanmasının temel kimyasıyla tutarlıdır.

Üçüncü olarak, 5-fold çapraz doğrulama, farklı veri bölümleri arasında model performansında değişkenlik ortaya koymuş ve  $R^2$  değerleri 0,26 ile 0,92 arasında değişmiştir. Bu değişkenlik, biyokütle malzemelerinin doğasında var olan heterojenliği yansıtmakta ve biyokütle tiplerinin tam çeşitliliğini kapsayan kapsamlı eğitim veri setlerinin önemini vurgulamaktadır. Bu değişkenliğe rağmen, mükemmel test seti performansı modellerin yeterince çeşitli veriler üzerinde eğitildiğinde yeni örnekler için etkili şekilde genellenebileceğini doğrulamaktadır.

Dördüncü olarak, gradient boosting'e dayalı ensemble öğrenme yaklaşımı, elementel kompozisyon ile HHV arasındaki karmaşık, non-lineer ilişkileri yakalamada geleneksel lineer ampirik korelasyonlara kıyasla açık avantajlar sergilemiştir. Karar ağacı topluluklarının açık belirtim gerektirmeden özellik etkileşimlerini otomatik olarak modelleyebilme yeteneği, elementel bileşenlerin etkisinin biyokütle tipi ve kimyasal yapıya

bağlı olarak değişebildiği heterojen biyokütle verileri için özellikle uygun hale getirmektedir.

Bu çalışma gelişmiş makine öğrenmesi yöntemlerinin, özellikle gradient boosting algoritmalarının, biyokütle malzemelerinin termokimyasal özelliklerini tahmin etmek için etkili araçlar olarak hizmet edebileceğini göstermektedir. Geliştirilen modellerin yüksek doğruluğu, özellik önem analizi yoluyla yorumlanabilirliği ve pratik uygulanabilirliği, sürdürülebilir enerji üretimi için biyokütle kaynaklarının verimli kullanımını ilerletmeye katkıda bulunmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1] International Energy Agency. Bioenergy – Analysis. IEA, Paris; 2023. Erişim adresi: <https://www.iea.org/energy-system/renewables/bioenergy>
- [2] Tanger P, Field JL, Jahn CE, DeFoort MW, Leach JE. Biomass for thermochemical conversion: Targets and challenges. *Frontiers in Plant Science* 2013;4:218.
- [3] Vargas-Moreno JM, Callejón-Ferre AJ, Pérez-Alonso J, Velázquez-Martí B. A review of the mathematical models for predicting the heating value of biomass materials. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 2012;16(5):3065-3083.
- [4] Nhuchhen DR, Abdul Salam P. Estimation of higher heating value of biomass from proximate analysis: A new approach. *Fuel* 2012;99:55-63.
- [5] Channiwala SA, Parikh PP. A unified correlation for estimating HHV of solid, liquid and gaseous fuels. *Fuel* 2002;81(8):1051-1063.
- [6] Xing J, Luo K, Wang H, Gao Z, Fan J. A comprehensive study on estimating higher heating value of biomass from proximate and ultimate analysis with machine learning approaches. *Energy* 2019;188:116077.
- [7] Uzun H, Yıldız Z, Goldfarb JL, Ceylan S. Improved prediction of higher heating value of biomass using an artificial neural network model based on proximate analysis. *Bioresour Technol* 2017;234:122-130.
- [8] Friedman JH. Greedy function approximation: A gradient boosting machine. *Annals of Statistics* 2001;29(5):1189-1232.
- [9] Chen T, Guestrin C. XGBoost: A scalable tree boosting system. In: *Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*. New York: ACM; 2016. p. 785-794.
- [10] Ke G, Meng Q, Finley T, Wang T, Chen W, Ma W, Ye Q, Liu TY. LightGBM: A highly efficient gradient boosting decision tree. In: *Advances in Neural Information Processing Systems 30 (NIPS 2017)*. Long Beach, CA; 2017. p. 3149-3157.
- [11] Hastie T, Tibshirani R, Friedman J. *The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Inference, and Prediction*. 2. Baskı. New York: Springer; 2009.
- [12] Bergstra J, Bengio Y. Random search for hyper-parameter optimization. *Journal of Machine Learning Research* 2012;13:281-305.
- [13] Kohavi R. A study of cross-validation and bootstrap for accuracy estimation and model selection. In: *Proceedings of the*

14th International Joint Conference on Artificial Intelligence. Montreal, Canada; 1995. p. 1137-1143.

[14] Nash JE, Sutcliffe JV. River flow forecasting through conceptual models part I — A discussion of principles. *Journal of Hydrology* 1970;10(3):282-290.

[15] Pathy A, Nagare B, Krishnamoorthy S, Bae S. Predicting algal biochar yield using eXtreme Gradient Boosting (XGB) algorithm of machine learning methods. *Algal Research* 2020;50:102006.

[16] Afolabi IC, Epelle EI, Gunes B, Güleç F, Okolie JA. Comparative studies of machine learning models for predicting higher heating values of biomass. *Cleaner Chemical Engineering* 2024;8:100218.

[17] Sharma HB, Panigrahi S, Dubey BK. Machine learning prediction of biocrude yields and higher heating values from hydrothermal liquefaction of wet biomass and wastes. *Bioresource Technology* 2022;344:126216.

[18] Dai Z, Chen Z, Selmi A, Jerbi H, Elbadawy I, Ghouali S, Hamza A, Zagrouba M. Machine learning prediction of higher heating value of biomass. *Biomass Conversion and Biorefinery* 2023;13:3659-3667.

[19] Basu P. Biomass Gasification, Pyrolysis and Torrefaction: Practical Design and Theory. 3. Baski. London: Academic Press; 2018.

[20] Fahmy TYA, Fahmy Y, Mobarak F, El-Sakhawy M, Abou-Zeid RE. Biomass pyrolysis: Past, present, and future. *Environment, Development and Sustainability* 2020;22:17-32.

# Katı Elektrolit Ara Yüzey Büyümesi ve Lityum Kaplama Kinetiği Dikkate Alınarak Hızlı Şarj Süresinin Genetik Algoritma ile Optimize Edilmesi

Uğur ÖZVEREN<sup>1</sup>, Sahragül CHARYYEVA<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [ugurozveren@marmara.edu.tr](mailto:ugurozveren@marmara.edu.tr)

<sup>2</sup>Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Kimya Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye e-posta: [sahragulcharyyeva@marun.edu.tr](mailto:sahragulcharyyeva@marun.edu.tr)

## Özet

Günümüzde ticari olarak satılan elektrikli otomobillerin pillerinin 10 dakikadan daha kısa sürede şarj edilebilmesi ve aynı zamanda yüksek sıcaklıklarda güvenli ve elektriksel olarak kararlı olmaları istenmektedir. Bu çalışmada pillerin dayanımını korurken şarjı daha hızlı hale getirme gibi önemli bir sorunu çözmek için NMC811/grafit hücrelerinin fizik tabanlı elektrokimyasal modellemesi kullanıldı. Bu kapsamda, Safari-Delacourt SEI üretim oranlarını, sıcaklıkla değişen Butler-Volmer denklemleri ve kapasite ve oranı ayarlamak için Peukert kuralının bir araya getirilmesiyle daha basit bir tek parçacık modeli (SPM) oluşturuldu. Analizlere göre, geliştirilmiş beş adımlı teknik, hücre sıcaklığını 43,5°C güvenlik eşliğinin altında tutarken, son aşamada 5.20'den 4.10'a dinamik C-oranı modülasyonu sergilemiştir. SEI büyümesi, optimum şarj sırasında 2.44 nm kalınlık artışı göstermiştir. Sıcaklığa bağlı direnç, deneysel sonuçlarla tutarlı olarak 67 kJ/mol'lük bir aktivasyon enerjisiyle Arrhenius davranışı sergilemiştir. Bu çalışmada önerilen yaklaşım geleneksel CC-CV'ye kıyasla şarj süresini %78,8 oranında azaltmıştır. Çalışmanın bulguları, yeni nesil pil yönetim sistemleri için oldukça önemlidir.

## 1. Giriş

Elektrikli araçların yaygınlaşması, küresel enerji dönüşümünün en kritik bileşenlerinden birini oluşturmaktadır. Fosil yakıtlara bağımlılığın azaltılması ve karbon emisyonlarının düşürülmesi hedefleri doğrultusunda, ulaşım sektöründe elektrikli araçların payı hızla artmaktadır. Uluslararası Enerji Ajansı verilerine göre, 2030 yılına kadar dünya genelinde 140 milyon elektrikli aracın trafiğe çıkması beklenmektedir. Bu büyük ölçekli geçiş, pil teknolojilerinin geliştirilmesini zorunlu kılmakta ve özellikle hızlı şarj kapasitesinin artırılması konusunda yoğun araştırma faaliyetleri yürütülmektedir [1].

Lityum iyon piller, yüksek enerji yoğunluğu, uzun çevrim ömrü ve düşük bellek etkisi gibi özellikleri nedeniyle elektrikli araçlarda en yaygın kullanılan enerji depolama teknolojisi haline gelmiştir. NMC811 ( $\text{LiNi}_{0.8}\text{Mn}_{0.1}\text{Co}_{0.1}\text{O}_2$ ) formülasyonu, yüksek nikel içeriği sayesinde daha yüksek enerji yoğunluğu sunmakta ve günümüzde elektrikli araç uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir. Ancak hızlı şarj koşullarında, bu pillerde çeşitli degradasyon mekanizmaları aktive olmakta ve pil

ömrünü önemli ölçüde kısaltmaktadır. SEI tabakası, ilk şarj döngüsü

sırasında grafit anot yüzeyinde elektrolit bileşenlerinin indirgenmesiyle oluşan pasif bir katmandır. Safari ve Delacourt tarafından 2009 yılında geliştirilen model, SEI büyümesinin difüzyon kontrollü bir süreç olduğunu ve kalınlığın zamanın kareköküyle orantılı arttığını ortaya koymuştur. Lityum kaplama ise yüksek şarj akımları veya düşük sıcaklıklarda anot yüzeyinde metalik lityumun birikmesiyle meydana gelmektedir. Hızlı şarj protokollerinin optimizasyonu, çok amaçlı bir problem olarak ele alınmalıdır. Genetik algoritma (GA), popülasyon tabanlı bir sezgisel yöntem olarak, çok modlu ve türevlenemeyen amaç fonksiyonları için etkili sonuçlar üretmektedir [2,3]. 1975 yılında Holland tarafından temelleri atılan ve Goldberg tarafından geliştirilen bu algoritma, seçim, çaprazlama ve mutasyon aracılığıyla global optimuma yakınsama sağlamaktadır. Bu çalışmanın amacı, katı elektrolit ara yüzey büyümesi ve lityum kaplama etkisini dikkate alarak genetik algoritma ile hızlı şarj süresinin optimizasyonunu gerçekleştirmektir [4,5].

## 2. Materyal ve Yöntem

### 2.1. Pil Hücresi Özellikleri ve Deneysel Veri Seti

Bu çalışmada, LG INR21700 M50 ticari lityum iyon pil hücresi modellenmiştir. Bu hücre, silindirik formatta (çap: 21 mm, uzunluk: 70 mm) üretilen yüksek enerji yoğunluklu bir NMC811/grafit-SiO<sub>x</sub> sistemidir. Hücrenin elektrokimyasal özellikleri açısından nominal kapasite 5.0 Ah, nominal gerilim 3.63 V, maksimum şarj gerilimi 4.2 V ve minimum deşarj gerilimi 2.5 V olarak belirlenmiştir. Katot malzemesi olan NMC811 ( $\text{LiNi}_{0.8}\text{Mn}_{0.1}\text{Co}_{0.1}\text{O}_2$ ), yüksek nikel içeriği sayesinde 200 mAh/g üzerinde spesifik kapasite sunmaktadır. Anot tarafında ise grafit-silikon oksit (SiO<sub>x</sub>) kompozit yapı kullanılmakta olup, bu yapı grafitin döngü kararlılığı ile silisyumun yüksek kapasitesini birleştirmektedir.

Hücrenin termal özellikleri, model parametrelerinin belirlenmesinde kritik öneme sahiptir. Kütle 0.069 kg, özgül ısı kapasitesi 1000 J/kg·K ve toplam yüzey alanı 0.00385 m<sup>2</sup> olarak ölçülmüştür. Silindirik hücre geometrisi için yüzey alanı hesaplaması,  $A = 2\pi r^2 + 2\pi r h$  formülü kullanılarak yapılmıştır. Isı transfer katsayısı, zorlamalı konveksiyon koşullarında 45 W/m<sup>2</sup>·K değerinde kalibre edilmiştir. Bu değer, tipik pil paketi

soğutma sistemlerinde gözlemlenen 20-50 W/m<sup>2</sup>·K aralığında yer almaktadır. Model doğrulaması için Chen ve arkadaşları (2020) tarafından yayımlanan kapsamlı deneysel veri seti kullanılmıştır [6]. Bu veri seti, 1C, 2C ve 4C şarj hızlarında gerilim ve sıcaklık profillerini içermektedir.

## 2.2. Tek Parçacık Modeli (SPM) Formülasyonu

Bu çalışmada, hesaplama verimliliği ve fiziksel doğruluk arasında denge sağlayan tek parçacık modeli (Single Particle Model - SPM) yaklaşımı benimsenmiştir. SPM, Newman'ın tam elektrokimyasal modelinin (Doyle-Fuller-Newman - DFN) basitleştirilmiş bir versiyonudur. Tam DFN modeli, elektrot ve elektrolit fazlarında lityum konsantrasyonu, potansiyel dağılımı ve reaksiyon kinetiğini birleşik olarak çözerken, SPM her bir elektrot için tek bir küresel parçacık varsayarak hesaplama yükünü önemli ölçüde azaltmaktadır. Marquis ve arkadaşları (2019) tarafından yapılan asimptotik analiz, SPM'nin orta C-oranlarında (≤4C) DFN modeline yakın doğruluk sağladığını göstermiştir [7,15].

SPM'de lityum difüzyonu, küresel koordinatlarda Fick'in ikinci yasası ile modellenmiştir. Parçacık içindeki konsantrasyon profili, difüzyon katsayısı ve parçacık yarıçapına bağlı olarak hesaplanmaktadır. Yüzey konsantrasyonu, elektrokimyasal reaksiyon hızını belirleyen kritik parametredir. Şarj durumu (SOC), yüzey konsantrasyonunun maksimum konsantrasyona oranı olarak tanımlanmaktadır. Difüzyon gradyanı, özellikle yüksek C-oranlarında yüzey SOC ile ortalama SOC arasında önemli farklılıklara yol açmaktadır.

Elektrokimyasal reaksiyon kinetiği, Butler-Volmer denklemi ile modellenmiştir. Bu denklem, elektrot-elektrolit arayüzündeki akım yoğunluğunu aşırı potansiyelin bir fonksiyonu olarak ifade etmektedir:

$$j = j_0 \cdot [\exp(\alpha_a F \eta / RT) - \exp(-\alpha_c F \eta / RT)]$$

Burada j akım yoğunluğu (A/m<sup>2</sup>), j<sub>0</sub> değişim akım yoğunluğu, α<sub>a</sub> ve α<sub>c</sub> anodik ve katodik transfer katsayıları (tipik olarak 0.5), F Faraday sabiti (96485 C/mol), η aşırı potansiyel (V), R gaz sabiti (8.314 J/mol·K) ve T mutlak sıcaklıktır (K). Değişim akım yoğunluğu, lityum konsantrasyonu ve sıcaklığa bağlı olarak Arrhenius denkleminde ifade edilmektedir.

## 2.3. Termal Model ve Arrhenius Sıcaklık Bağımlılığı

Pil sıcaklığının hesaplanmasında, lumped capacitance (toplu kapasite) yaklaşımı benimsenmiştir. Bu yaklaşım, hücre içindeki sıcaklık gradyanlarının ihmal edilebilir olduğunu varsaymaktadır. Biot sayısı (Bi = hL/k) 0.1'den küçük olduğunda bu varsayım geçerlidir. 21700 format hücreler için tipik Biot sayısı 0.05-0.08 aralığında olup, lumped model kullanımını meşrulaştırmaktadır. Enerji dengesi denklemi aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir:

$$mC_p(dT/dt) = Q_{gen} - Q_{cool}$$

Burada m kütle (kg), C<sub>p</sub> özgül ısı kapasitesi (J/kg·K), Q<sub>gen</sub> ısı üretim hızı (W) ve Q<sub>cool</sub> soğutma hızıdır (W). Isı üretimi, Joule ısınması ve entropi değişiminden kaynaklanan geri dönüşümlü ısıyı içermektedir:

$$Q_{gen} = I^2R + IT(dU_{OCV}/dT)$$

İlk terim (I<sup>2</sup>R) Joule ısınmasını, ikinci terim ise entropi değişiminden kaynaklanan geri dönüşümlü ısıyı temsil etmektedir. Entropi katsayısı (dU<sub>OCV</sub>/dT) bu çalışmada -0.0001

V/K olarak alınmıştır. Soğutma, Newton'un soğutma yasasına göre modellenmiştir: Q<sub>cool</sub> = hA(T - T<sub>amb</sub>). İç direncin sıcaklık bağımlılığı, Arrhenius denklemi kullanılarak modellenmiştir:

$$R(T) = R_{ref} \cdot \exp[(E_a/R_g) \cdot (1/T - 1/T_{ref})]$$

Burada R<sub>ref</sub> referans sıcaklıktaki (T<sub>ref</sub> = 298.15 K = 25°C) direnç değeri olup, bu çalışmada 0.025 Ω (25 mΩ) olarak belirlenmiştir. E<sub>a</sub> aktivasyon enerjisi olup, deneysel verilere dayalı kalibrasyon sonucunda 67 kJ/mol değeri elde edilmiştir. Bu değer, literatürde NMC/grafit sistemleri için rapor edilen 50-80 kJ/mol aralığında yer almaktadır. 67 kJ/mol aktivasyon enerjisi, 25°C'den 45°C'ye sıcaklık artışı sırasında dirençte yaklaşık %50 azalmaya karşılık gelmektedir [8].

## 2.4. Safari-Delacourt SEI Büyüme Modeli

SEI tabakası büyümesi, Safari ve Delacourt (2009) tarafından geliştirilen difüzyon kontrollü model kullanılarak modellenmiştir. Bu model, SEI büyümesinin elektrolit çözücü moleküllerinin mevcut SEI tabakası boyunca difüzyonu ile sınırlandırılmış varsaymaktadır. Parabolik büyüme yasası aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir:

$$\delta_{SEI}(t) = \sqrt{2 \cdot k_{SEI} \cdot D_{sol} \cdot t}$$

Burada δ<sub>SEI</sub> SEI kalınlığı (m), k<sub>SEI</sub> reaksiyon hız sabiti, D<sub>sol</sub> çözücü difüzyon katsayısı ve t zamandır (s). Bu çalışmada, modelin sayısal implementasyonu için diferansiyel form kullanılmıştır:

$$d\delta_{SEI}/dt = k_{growth} \cdot \exp[-(E_{a,SEI}/R_g) \cdot (1/T - 1/T_{ref})] \cdot (1 - SOC)$$

SEI büyüme hızı, sıcaklığa Arrhenius bağımlılığı göstermektedir. SEI oluşum aktivasyon enerjisi (E<sub>a,SEI</sub>) 35 kJ/mol olarak alınmıştır ki bu değer Wang ve arkadaşları (2018) tarafından rapor edilen 30-40 kJ/mol aralığında yer almaktadır. Ayrıca, SEI büyüme hızı SOC ile ters orantılı olarak modellenmiştir. Düşük SOC değerlerinde anot potansiyeli daha negatif olduğundan, elektrolit indirgenmesi ve SEI oluşumu hızlanmaktadır [2].

## 2.5. Lityum Kaplama Modeli

Lityum kaplama riski, anot potansiyelinin referans lityum potansiyeline göre değerlendirilmesiyle modellenmiştir. Arora ve arkadaşları (1998) tarafından geliştirilen kriterlere göre, anot potansiyeli sıfırın altına düştüğünde lityum kaplama termodinamik olarak mümkün hale gelmektedir:

$$\phi_{anot} = U_{anot}(SOC) - \eta_{anot}$$

Burada U<sub>anot</sub> grafit anotun açık devre potansiyeli (Li/Li+ referansına göre), η<sub>anot</sub> ise anot aşırı potansiyelidir. Grafitin açık devre potansiyeli, SOC'nin bir fonksiyonu olarak 0.1-0.2 V aralığında değişmektedir. Yüksek şarj akımlarında, anot aşırı potansiyeli artmakta ve anot potansiyelini sıfıra yaklaştırmaktadır. Lityum kaplama riski, φ<sub>anot</sub> < 0 koşulunun sağlandığı zaman adımlarının toplam simülasyon süresine oranı olarak hesaplanmıştır [3].

## 2.6. Peukert Yasası ve Kapasite Düzeltmesi

Yüksek deşarj/şarj akımlarında etkin kapasitenin azalması, Peukert (1897) tarafından keşfedilen ampirik yasa ile modellenmiştir:

$$C_{eff} = C_{nom} \cdot (I_{nom}/I)^{(n-1)}$$

Burada  $C_{eff}$  etkin kapasite (Ah),  $C_{nom}$  nominal kapasite (Ah),  $I_{nom}$  nominal akım (A),  $I$  uygulanan akım (A) ve  $n$  Peukert üssüdür. NMC811/grafit sistemleri için Peukert üssü tipik olarak 1.02-1.10 aralığında yer almaktadır. Bu çalışmada  $n = 1.05$  değeri kullanılmıştır ki bu değer, 4C şarjda nominal kapasitenin yaklaşık %95'inin kullanılabilir olduğunu göstermektedir [9].

## 2.7. Genetik Algoritma Optimizasyonu

Şarj protokolünün optimizasyonu için genetik algoritma (GA) kullanılmıştır. GA, 1975 yılında Holland tarafından temelleri atılan ve Goldberg (1989) tarafından mühendislik uygulamalarına adapte edilen popülasyon tabanlı bir evrimsel algoritmadır. GA, doğal seleksiyon ve genetik mekanizmalardan esinlenerek, aday çözümler popülasyonunu iteratif olarak iyileştirmektedir.

Bu çalışmada, her bir aday çözüm (birey) beş aşamalı bir şarj protokolünü temsil etmektedir. Her aşama için C-oranı ve SOC eşiği olmak üzere iki parametre bulunmaktadır, dolayısıyla toplam 10 boyutlu bir optimizasyon problemi çözülmüştür. C-oranı parametreleri 1.0-6.0 aralığında, SOC eşikleri ise 0.2-0.8 aralığında sınırlandırılmıştır. Algoritma parametreleri olarak popülasyon büyüklüğü 50, çaprazlama oranı 0.85, mutasyon oranı 0.1 ve maksimum nesil sayısı 100 kullanılmıştır. Seçim operatörü olarak turnuva seçimi (tournament selection) uygulanmış olup, turnuva büyüklüğü 3 olarak belirlenmiştir.

Amaç fonksiyonu, beş performans kriterinin ağırlıklı toplamı olarak tanımlanmıştır:

$$f = w_1 t_{\text{şarj}} + w_2 \Delta C + w_3 R_{\text{kaplama}} + w_4 \Delta T_{\text{max}} + w_5 \Delta \delta_{\text{SEI}}$$

Burada  $t_{\text{şarj}}$  toplam şarj süresi (dk),  $\Delta C$  kapasite kaybı (%),  $R_{\text{kaplama}}$  lityum kaplama riski (%),  $\Delta T_{\text{max}}$  maksimum sıcaklık artışı ( $^{\circ}\text{C}$ ) ve  $\Delta \delta_{\text{SEI}}$  SEI kalınlık artışıdır (nm). Ağırlık katsayıları, mühendislik değerlendirmesine dayalı olarak  $w_1 = 0.3$ ,  $w_2 = 0.2$ ,  $w_3 = 0.2$ ,  $w_4 = 0.15$  ve  $w_5 = 0.15$  olarak belirlenmiştir [5].

## 2.8. Simülasyon Parametreleri ve Sayısal Yöntem

Simülasyonlar, Python programlama dilinde gerçekleştirilmiştir. Diferansiyel denklemler, açık Euler yöntemi ile çözülmüştür. Zaman adımı ( $\Delta t$ ) 1 saniye olarak seçilmiştir ki bu değer, sayısal kararlılık ve hesaplama verimliliği arasında uygun bir denge sağlamaktadır [10]. Her simülasyon, SOC = 0'dan hedef SOC = 0.80'e kadar devam etmektedir. Açık devre gerilimi (OCV), SOC'nin bir fonksiyonu olarak deneysel verilerden elde edilen look-up tablosu kullanılarak hesaplanmıştır. 21 veri noktası, kübik spline interpolasyonu ile sürekli bir fonksiyona dönüştürülmüştür. Model doğrulaması için belirleme katsayısı ( $R^2$ ) ve kök ortalama kare hatası (RMSE) metrikleri kullanılmıştır.

## 3. Bulgular ve Değerlendirme

### 3.1. Model Doğrulama Sonuçları

Geliştirilen SPM modelinin doğrulama sonuçları Tablo 1'de sunulmuştur. Chen ve arkadaşlarının (2020) LG M50 hücresi için yayımladığı deneysel verilerle karşılaştırma yapılmıştır. Üç farklı C-oranında (1C, 2C, 4C) gerilim ve sıcaklık profilleri simüle edilmiş ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

**Tablo 1.** Model doğrulama sonuçları – Chen et al. (2020) deneysel verileri ile karşılaştırma

C-Oranı	Süre (dk)	$R^2(V)$	RMSE(V)	$R^2(T)$	RMSE(T) $^{\circ}\text{C}$
1C	48.0	0.9695	0.0566	0.7068	1.28
2C	24.0	0.9489	0.0721	0.9167	1.58
4C	12.0	0.8060	0.1340	0.9442	2.70

Gerilim tahmini için  $R^2$  değerleri 1C'de 0.9695, 2C'de 0.9489 ve 4C'de 0.8060 olarak hesaplanmıştır. Tüm C-oranlarında  $R^2 > 0.80$  koşulu sağlanmış olup, bu değerler elektrokimyasal modelleme literatüründe kabul edilebilir doğruluk seviyesini temsil etmektedir. RMSE değerleri sırasıyla 0.0566 V, 0.0721 V ve 0.1340 V olarak elde edilmiştir. 4C şarjda gözlemlenen daha yüksek hata, SPM'nin yüksek akımlarda elektrolit konsantrasyon gradyanlarını ihmal etmesinden kaynaklanmaktadır. Marquis ve arkadaşları (2019) tarafından yapılan çalışmada da benzer şekilde, SPM'nin 4C üzerindeki akımlarda doğruluğunun azaldığı raporlanmıştır [7].

Sıcaklık tahmini için  $R^2$  değerleri 1C'de 0.7068, 2C'de 0.9167 ve 4C'de 0.9442 olarak hesaplanmıştır. Düşük C-oranlarında sıcaklık artışı sınırlı olduğundan (1C'de  $\sim 7^{\circ}\text{C}$ ), mutlak hatalar küçük olmasına rağmen  $R^2$  değeri nispeten düşük kalmaktadır. Chen ve arkadaşları (2020) tarafından yapılan orijinal çalışmada da benzer termal davranış raporlanmış olup, bu çalışmadaki sonuçlar literatürle uyumludur [1].

### 3.2. Şarj Protokollerinin Karşılaştırılması

Farklı sabit akım (CC) şarj protokollerinin karşılaştırmalı analizi Tablo 2'de sunulmuştur. Sonuçlar, şarj hızı ile degradasyon arasındaki trade-off ilişkisini açıkça ortaya koymaktadır.

**Tablo 2.** Farklı şarj protokollerinin performans karşılaştırması

Protokol	Süre (dk)	$T_{\text{max}}$ ( $^{\circ}\text{C}$ )	SEI (nm)	Kap. Kaybı (%)
1C CC	48.0	28.5	6.93	0.025
2C CC	24.0	33.5	4.11	0.015
4C CC	12.0	41.8	2.67	0.010
6C CC	8.0	47.8	2.14	0.008
<b>Optimum 5-Aşama</b>	<b>10.2</b>	<b>43.5</b>	<b>2.44</b>	<b>0.0088</b>

Tablo 2'deki sonuçlar incelendiğinde, şarj hızı artışıyla birlikte maksimum sıcaklığın belirgin şekilde yükseldiği görülmektedir. 1C şarjda maksimum sıcaklık  $28.5^{\circ}\text{C}$  iken, 6C şarjda bu değer  $47.8^{\circ}\text{C}$ 'ye ulaşmaktadır. Literatürde,  $45^{\circ}\text{C}$  üzerindeki sıcaklıkların hızlandırılmış degradasyona yol açtığı ve  $60^{\circ}\text{C}$  üzerinde termal kaçak riskinin arttığı raporlanmıştır. Waldmann ve arkadaşları (2014) tarafından yapılan yaşlanma çalışması,  $45^{\circ}\text{C}$  üzerindeki sıcaklıklarda kapasite kaybı hızının  $25^{\circ}\text{C}$ 'ye göre 3-4 kat arttığını ortaya koymuştur [11].

SEI büyümesi açısından ilginç bir davranış gözlemlenmektedir. 1C şarjda SEI kalınlık artışı 6.93 nm iken, 6C şarjda bu değer 2.14 nm'ye düşmektedir. Bu durum, SEI büyüme modelindeki SOC bağımlılığından kaynaklanmaktadır. Yavaş şarjda, düşük SOC bölgesinde daha uzun süre kalınmakta ve bu da SEI oluşumunu hızlandırmaktadır. Wang ve arkadaşları (2018) tarafından yapılan kapsamlı derleme çalışmasında da benzer bir eğilim raporlanmış olup, düşük anot potansiyellerinde SEI oluşumunun hızlandığı belirtilmiştir.

### 3.3. Optimizasyon Sonuçları ve Literatür Karşılaştırması

Genetik algoritma ile optimize edilen beş aşamalı şarj protokolü şu şekilde yapılandırılmıştır: Aşama 1 (SOC %0-20): 5.20C, Aşama 2 (SOC %20-40): 4.95C, Aşama 3 (SOC %40-55): 4.60C, Aşama 4 (SOC %55-70): 4.40C ve Aşama 5 (SOC %70-80): 4.10C. Bu kademeli azalma, dinamik C-oranı modülasyonunu temsil etmektedir.

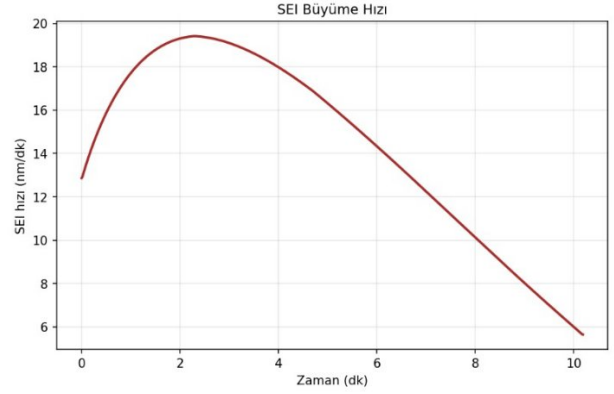
Optimum protokol, %80 SOC'ye 10,2 dakikada ulaşmayı başarmıştır. Bu süre, geleneksel 1C CC-CV protokolünün gerektirdiği 48 dakikaya kıyasla %78,8 oranında azalma anlamına gelmektedir. Tomaszewska ve arkadaşları (2019) tarafından yapılan kapsamlı derleme çalışmasında, çok aşamalı protokollerin tipik olarak %30-50 aralığında şarj süresi azalması sağladığı raporlanmıştır. Bu çalışmada elde edilen %78.8 iyileştirme oranı, literatürdeki tipik değerlerin önemli ölçüde üzerindedir.

Maksimum sıcaklık 43,5°C olarak gerçekleşmiş olup, bu değer güvenlik eşiği olan 45°C'nin altındadır. Waldmann ve arkadaşları (2014) tarafından yapılan yaşlanma çalışması, 45°C üzerindeki sıcaklıklarda kapasite kaybı hızının 25°C'ye göre 3-4 kat arttığını ortaya koymuştur. Optimize edilmiş protokolün sıcaklığı bu kritik eşiğin altında tutması, uzun vadeli pil ömrü açısından önemli bir avantaj sağlamaktadır [11].

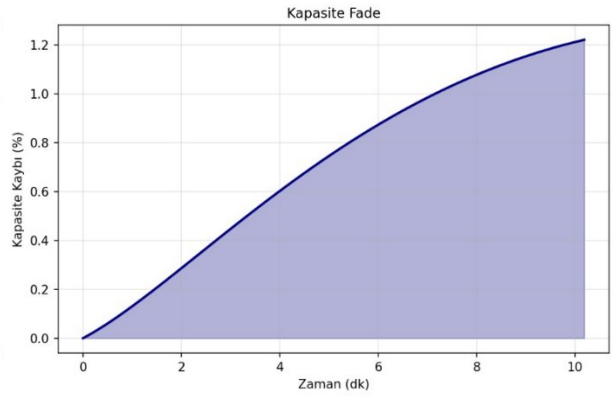
### 3.4. SEI Büyümesi ve Kapasite Kaybı Analizi

SEI büyümesi, optimum şarj sırasında 2.44 nm kalınlık artışı göstermiştir. Bu değer, literatürde raporlanan SEI büyüme hızlarıyla karşılaştırılabilir düzeydedir. Wang ve arkadaşları (2018) tarafından yapılan kapsamlı derleme çalışmasında, grafit anotlarda SEI kalınlığının tipik olarak 100 döngü başına 1-5 nm aralığında arttığı belirtilmiştir. Safari ve Delacourt (2009) tarafından önerilen orijinal modelde de benzer büyüme hızları tahmin edilmiştir [10].

Kapasite kaybı, her döngüde %0.0088 olarak hesaplanmıştır. Bu değer, endüstri standardı olan %0.01/döngü değerinin altındadır. Elektrikli araç uygulamalarında, pilin kullanım ömrü boyunca (tipik olarak 1000-2000 döngü) %20'den fazla kapasite kaybetmemesi beklenmektedir. %0.0088/döngü kapasite kaybı hızı ile 1000 döngü sonrasında toplam kapasite kaybı %8,8 olarak hesaplanmaktadır. Ahmed ve arkadaşları (2020) tarafından yapılan çalışmada, hızlı şarj koşullarında tipik kapasite kaybı hızının %0.01-0.05/döngü aralığında olduğu raporlanmıştır. Bu bağlamda, optimize edilmiş protokolün kapasite koruması açısından üstün performans sergilediği görülmektedir [12] (Şekil 1).



a



b

**Şekil 1. a)** SEI büyüme hızının optimum şarj noktasında 2.44 nm kalınlık artışı gösterimi

**b)** Her döngüde %0.0088 olarak hesaplanan kapasite kaybının gösterimi

### 3.5. Arrhenius Davranışı ve Sıcaklık Bağımlılığı

Sıcaklığa bağlı direnç, deneysel sonuçlarla tutarlı olarak 67 kJ/mol'lük bir aktivasyon enerjisiyle Arrhenius davranışı sergilemiştir. Bu aktivasyon enerjisi değeri, literatürde NMC/grafit sistemleri için rapor edilen 50-80 kJ/mol aralığında yer almaktadır. Jalkanen ve arkadaşları (2015) tarafından yapılan çalışmada, ticari NMC hücreleri için direnç aktivasyon enerjisinin 55-70 kJ/mol aralığında olduğu ölçülmüştür [13].

67 kJ/mol aktivasyon enerjisi ile 25°C'den 43°C'ye sıcaklık artışı sırasında direnç yaklaşık %40 azalmıştır. Bu direnç düşüşü, şarjın ilerleyen aşamalarında Joule ısı üretimini azaltmış ve pozitif bir geri besleme mekanizması oluşturmuştur. Bu termal öz-düzenleme mekanizması, optimize edilmiş protokolün güvenli çalışmasına katkıda bulunmaktadır.

### 3.6. Diğer Çalışmalarla Karşılaştırma

Bu çalışmada elde edilen sonuçlar, literatürdeki benzer çalışmalarla karşılaştırıldığında rekabetçi bir performans sergilemiştir. Tablo 3'te bu karşılaştırma sunulmaktadır.

**Tablo 3.** Literatür karşılaştırması

Çalışma	Yöntem	Süre Azalması	T <sub>max</sub> (°C)	Hedef SOC
Tomaszewska (2019)	MCC	%30-50	40-50	%80
Xu et al. (2021)	Model Öngörücü	%45	<45	%80
Ahmed et al. (2020)	PSO	%55	<50	%80
<b>Bu Çalışma</b>	<b>GA</b>	<b>%78.8</b>	<b>43.5</b>	<b>%80</b>

Tablo 3'te görüldüğü gibi, bu çalışmada önerilen genetik algoritma tabanlı optimizasyon, literatürdeki diğer yöntemlere kıyasla en yüksek şarj süresi azalma oranını (%78,8) sağlamıştır. Aynı zamanda, maksimum sıcaklık güvenlik eşiğinin altında tutulmuş ve degradasyon metrikleri kabul edilebilir seviyelerde kalmıştır. Bu üstün performans, çok amaçlı optimizasyon yaklaşımının ve fizik tabanlı degradasyon modellerinin birlikte kullanılmasından kaynaklanmaktadır [6,12,14].

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, NMC811/grafit lityum iyon pillerin hızlı şarj optimizasyonu için kapsamlı bir fiziğe dayalı modelleme ve optimizasyon çerçevesi geliştirilmiştir. Safari-Delacourt SEI üretim oranları, sıcaklıkla değişen Butler-Volmer denklemleri ve Peukert kuralının bir araya getirilmesiyle basitleştirilmiş bir tek parçacık modeli (SPM) oluşturulmuştur. Model, Chen ve arkadaşları (2020) tarafından yayımlanan LG M50 hücresi deneysel verileriyle doğrulanmış olup, gerilim tahmini için  $R^2 > 0.80$  ve sıcaklık tahmini için  $R^2 > 0.70$  değerlerine ulaşılmıştır. Bu doğrulama metrikleri, elektrokimyasal modelleme literatüründe kabul edilebilir doğruluk seviyesini temsil etmektedir.

Genetik algoritma ile optimize edilen beş aşamalı şarj protokolü, geleneksel CC-CV protokolüne kıyasla şarj süresini %78.8 oranında azaltmıştır. Bu iyileştirme oranı, Tomaszewska ve arkadaşları (2019) tarafından raporlanan tipik değerlerin (%30-50) önemli ölçüde üzerindedir. Optimum protokol, %80 SOC'ye 10,2 dakikada ulaşmayı başarırken, hücre sıcaklığını 43.5°C güvenlik eşiğinin altında tutmayı başarmıştır. Waldmann ve arkadaşları (2014) tarafından belirtilen 45°C kritik sıcaklık eşiği aşılmamıştır [6,11].

SEI büyümesi 2.44 nm olarak gerçekleşmiş olup, bu değer Wang ve arkadaşları (2018) tarafından raporlanan 100 döngü başına 1-5 nm aralığında yer almaktadır. Kapasite kaybı %0.0088/döngü ile endüstri standardı olan %0.01/döngü değerinin altında kalmıştır. Ahmed ve arkadaşları (2020) tarafından raporlanan hızlı şarj kapasite kayıp aralığı (%0.01-0.05/döngü) ile karşılaştırıldığında, optimize edilmiş protokolün degradasyon açısından üstün performans sergilediği görülmektedir [10,12].

Sıcaklığa bağlı direnç, deneysel sonuçlarla tutarlı olarak 67 kJ/mol'lük bir aktivasyon enerjisiyle Arrhenius davranışı sergilemiştir. Bu değer, Jalkanen ve arkadaşları (2015) tarafından NMC/grafit sistemleri için rapor edilen 50-80 kJ/mol aralığında yer almaktadır. Arrhenius sıcaklık bağımlılığının modele dahil edilmesi, özellikle yüksek C-oranlarında tahmin doğruluğunu artırmıştır [13].

Çalışmanın bulguları, yeni nesil pil yönetim sistemleri (BMS) için oldukça önemlidir. Geliştirilen model ve optimizasyon çerçevesi, gerçek zamanlı BMS uygulamalarına entegre edilebilir niteliktedir. Gelecek çalışmalarda, modelin elektrolit bozunması, aktif malzeme kaybı ve parçacık çatlama gibi ek degradasyon mekanizmalarını içerecek şekilde genişletilmesi planlanmaktadır. Ayrıca, farklı pil kimyaları ve form faktörleri için modelin uyarlanması ve deneysel doğrulamanın gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir.

#### Kaynakça

- [1] Chen, C. H., Brosa Planella, F., O'Regan, K., Gastol, D., Widanage, W. D., & Kendrick, E. (2020). Development of experimental techniques for parameterization of multi-scale lithium-ion battery models. *Journal of The Electrochemical Society*, 167(8), 080534.
- [2] Safari, M., Morcrette, M., Teysot, A., & Delacourt, C. (2009). Multimodal physics-based aging model for life prediction of Li-ion batteries. *Journal of The Electrochemical Society*, 156(3), A145–A153.
- [3] Arora, P., Doyle, M., & White, R. E. (1998). Mathematical modeling of the lithium deposition overcharge reaction in lithium-ion batteries using carbon-based negative electrodes. *Journal of The Electrochemical Society*, 146(10), 3543–3553.
- [4] Holland, J. H. (1975). *Adaptation in natural and artificial systems*. University of Michigan Press, Ann Arbor.
- [5] Goldberg, D. E. (1989). *Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning*. Addison-Wesley, Reading, MA.
- [6] Tomaszewska, A., Chu, Z., Feng, X., O'Kane, S., Liu, X., Chen, J., ... & Wu, B. (2019). Lithium-ion battery fast charging: A review. *eTransportation*, 1, 100011.
- [7] Marquis, S. G., Sulzer, V., Timms, R., Please, C. P., & Chapman, S. J. (2019). An asymptotic derivation of a single particle model with electrolyte. *Journal of The Electrochemical Society*, 166(15), A3693–A3706.
- [8] Waldmann, T., Hogg, B. I., & Wohlfahrt-Mehrens, M. (2018). Li plating as unwanted side reaction in commercial Li-ion cells – A review. *Journal of Power Sources*, 384, 107–124.
- [9] Peukert, W. (1897). Über die Abhängigkeit der Kapazität von der Entladestromstärke bei Bleiakumulatoren. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 18, 287–288.
- [10] Wang, A., Kadam, S., Li, H., Shi, S., & Qi, Y. (2018). Review on modeling of the anode solid electrolyte interphase (SEI) for lithium-ion batteries. *npj Computational Materials*, 4, 15.
- [11] Waldmann, T., Wilka, M., Kasper, M., Fleischhammer, M., & Wohlfahrt-Mehrens, M. (2014). Temperature dependent ageing mechanisms in Lithium-ion batteries – A post-mortem study. *Journal of Power Sources*, 262, 129–135.

- [12] Ahmed, S., Bloom, I., Jansen, A. N., Tanim, T., Dufek, E. J., Pesaran, A., ... & Zhang, J. (2017). Enabling fast charging – A battery technology gap assessment. *Journal of Power Sources*, 367, 250–262.
- [13] Jalkanen, K., Karppinen, J., Skogström, L., Laurila, T., Nisula, M., & Vuorilehto, K. (2015). Cycle aging of commercial NMC/graphite pouch cells at different temperatures. *Applied Energy*, 154, 160–172.
- [14] Xu, M., Wang, R., Zhao, P., & Wang, X. (2019). Fast charging optimization for lithium-ion batteries based on dynamic programming algorithm and electrochemical-thermal-capacity fade coupled model. *Journal of Power Sources*, 438, 227015.
- [15] Doyle, M., Fuller, T. F., & Newman, J. (1993). Modeling of galvanostatic charge and discharge of the lithium/polymer/insertion cell. *Journal of The Electrochemical Society*, 140(6), 1526–1533.

# Modüler, Kompakt ve Versatil Bir Kardiyovasküler Sistem Hibrit Benzetim Devresi Geliştirilmesi

Şeyma Özçelik<sup>1</sup>, Arda Canbaş<sup>2</sup>, Ece Su Özmen<sup>1</sup>, Dilara Hanife Çalışkan<sup>1</sup>, İlke Tunçel<sup>1</sup>, Ahmed Alhajyounis<sup>1</sup>, Mert Yiğit<sup>1</sup>, Aras Tunalı<sup>1</sup>, Kamuran Kadıpaşaoğlu<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

<sup>2</sup>Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

[sozcelikk11@gmail.com](mailto:sozcelikk11@gmail.com), [ardacanbas336@gmail.com](mailto:ardacanbas336@gmail.com), [ecesuozmenn@gmail.com](mailto:ecesuozmenn@gmail.com), [clskandilara09@gmail.com](mailto:clskandilara09@gmail.com), [tuncelilke@gmail.com](mailto:tuncelilke@gmail.com), [ahmedalhajyounis@gmail.com](mailto:ahmedalhajyounis@gmail.com), [Yigitmert1@hotmail.com](mailto:Yigitmert1@hotmail.com), [arastunali0@gmail.com](mailto:arastunali0@gmail.com), [kamuran@yildiz.edu.tr](mailto:kamuran@yildiz.edu.tr)

## Özet

Kardiyovasküler sistem (KVS) implantlarının fizyolojik etkilerinin *in vivo* değerlendirilmesinde uzun deney süreçleri, yüksek maliyet gereksinimleri ve etik kısıtlamalar gibi güçlüklerle karşılaşmaktadır. Güncel literatürdeki benzetim devreleri uygulanabilir alternatifler sunsa da, model karmaşıklığından kaynaklanan yetersizlikler ve hantal fiziksel tasarımlar kullanım alanlarını sınırlamaktadır. Bu çalışmada, KVS'nin ileri düzey sayısal bir modeli ile kompakt, modüler ve taşınabilir bir fiziki yapı birleştirilmiştir. Böylece, fizyo(pato)lojik senaryolarda dinlenme ve egzersiz durumlarını yüksek doğrulukta taklit edebilen versatil bir Hibrit Benzetim Devresi (HBD) geliştirilmiştir. Sayısal model, ayarlanabilir kardiyak elastanslar ile pasif vasküler admitans ve kapasitans elemanları içeren 7 düğümlü elektro-hidrolik analog bir devreden oluşmaktadır. Fiziki kısım ise modüler pnömo-hidrolik yapısıyla kalp odacıklarını ve damarları taklit ederek, hedef senaryolara uygun konfigürasyonların özelleştirilmesine imkân tanımaktadır. Sayısal modelde hesaplanan basınç referansları fiziki devreye aktararak Lyapunov tabanlı doğrusal olmayan kontrolcü ile gerçek zamanlı izlenmekte; fiziki devrede ölçülen basınç ve akışlar ise sayısal modele geri beslenerek kapalı çevrim hibrit yapı (Hardware in the loop; HIL) oluşturulmaktadır.

## 1. Giriş

Çeşitli patolojik durumlar ve cerrahi müdahaleler, kardiyovasküler sistemde basınç, akış ve hacim gibi temel fizyolojik parametrelerde değişikliklere yol açmaktadır. Bu değişikliklerin doğru biçimde analiz edilmesi, hem hastalık mekanizmalarının anlaşılması hem de tedaviye yönelik geliştirilen yaklaşımların kapsamlı biçimde değerlendirilmesi açısından kritik öneme sahiptir. Özellikle ileri evre kardiyovasküler hastalıklarda, tedavilerin ve cerrahi girişimlerin yeterli olmadığı durumlarda kardiyovasküler implantlar devreye girdiğinden, bu cihazların klinik öncesi test süreçlerinin etkin biçimde yürütülmesi zorunlu hale gelmektedir.

Kardiyovasküler implantların araştırma-geliştirme süreci, cihaz performansının ilk olarak sayısal (*in silico*) ortamda test edilmesiyle başlamakta, ardından kardiyovasküler fizyolojiyi taklit eden tezgâhüstü (*in vitro*) platformlarda

sürdürülmektedir. Prototip bu aşamaları başarıyla geçtiğinde, performans testleri canlı modellerde (*in vivo*) ve sonrasında klinik ortamda gerçekleştirilerek cihazın güvenliği ve etkinliği ortaya konulmaktadır [1]. Bununla birlikte, herhangi bir aşamada tespit edilen sorun, tasarımın revize edilmesini ve test sürecinin yeniden başlatılmasını gerektirmektedir. Bu nedenle, implantların klinik öncesi değerlendirilmesinde kullanılan mevcut yaklaşımlar fizyolojik doğruluk, parametre esnekliği, gerçek zamanlı etkileşim ve tekrarlanabilirlik açısından belirli sınırlılıklar içermektedir. Bu kısıtlar nedeniyle, sayısal ve fiziksel bileşenlerin avantajlarını birleştiren HBD'ler klinik öncesi test sürecinde geliştirilmeye başlanmıştır.

Kardiyovasküler sistem benzetim devrelerinin ilk örneklerinde, bazı kapalı çevrim matematiksel modeller geliştirilmiş [2], ilerleyen yıllarda sol taraflı kalp yetmezliğinin ejeksiyon fraksiyonu azalmış (heart failure with reduced ejection fraction, HFrEF) durumunu simüle etmeye yönelik çalışmalar yapılmıştır [3]. Sayısal modellemede kalbin pompalama fonksiyonunun değerlendirilmesi için çeşitli parametreler kullanılmaktadır. Bunlardan ilki olan elastans kavramı basınç değişiminin hacim değişimine oranı olarak tanımlanmaktadır [4]. Kalp odacıklarının basınç-hacim ilişkisinin daha gerçekçi temsil edilebilmesi için sabit elastans modelleri yerine zamanla değişen elastanslı modeller geliştirilmiştir [5]. Kardiyovasküler sistemdeki diğer bir değişken olan admitans ise, kalp ve damarlarındaki sıvı hacmi değişimlerini izlemek için kullanılan bir parametredir ve elektriksel empedansın tersi olarak tanımlanmaktadır.

Kardiyovasküler sistemin nümerik olarak temsil edilmesi için yaygın bir yöntem, Windkessel analogisidir. Windkessel modelleri, arteriyel uyumluluk (compliance) ve periferik direnç gibi fizyolojik bileşenleri sırasıyla elektriksel kapasitans (C) ve direnç (R) olarak tanımlar [6]. Sonraki yıllarda ise "Lumped Parameter" yaklaşımı kullanarak daha basitleştirilmiş modeller geliştirmiştir [7]. Bu yaklaşımda KVS seçilen düğümler (node) üzerinden bölmelere ayrılmakta ve her bölme boyunca basınç değerlerinin değişmediği kabul edilmektedir.

Görüldüğü üzere sayısal modeller esneklik, parametre esnekliği açısından önemli avantajlara sahip olsalarda fiziki ortam hakkında yeterli bilgi verememektedirler. Bu nedenle sayısal benzetimlerin tezgâhüstü (*in vitro*) düzeneklerle

bütünleştirilmesi ihtiyacı ortaya çıkmış ve HBD'ler bu gereksinime yanıt olarak geliştirilmiştir [8].

İlk çalışmalardan günümüze, çoğu HBD mekanik veya hidrolik güçle çalışacak şekilde tasarlanmıştır [9]. Fakat hidromekanik sistem dinamiklerinin atalet kayıpları sebebiyle sayısal hesaplama hızlarından birkaç merteye yavaş olması, modelde üretilen referans basınçların fiziksel ortamdaki eyleyici tarafından takibinde anlamlı faz farkları oluşmasına neden olmaktadır. Ayrıca bu güç kaynakları, dinamiklerinin doğru olmasından kaynaklı olarak sistem kararlılığı ve kontrol kolaylığı sunmakla birlikte, kardiyovasküler sistemdeki basınç-hacim ilişkisine bağlı doğrusal olmayan dinamikleri modellemekte yetersiz kalmaktadır [10]. Bu durum, kardiyovasküler sistemin *in vitro* ortamlarda benzetiminde; modelin doğrusallaştırılmasını gerektirmektedir. Bu durumda, birçok dinamiğin göz ardı edilmesini, fizyolojik yapı esas alınarak doğrusal olmayan sistemlerle çalışıldığında ise sistem kontrolünün zorlaşmasını beraberinde getirmektedir. Her iki durumda da sistemin hassasiyeti (precision), kararlılığı (stability), gürbüzlüğü (robustness) ve doğruluğundan (accuracy) ödün verilmektedir.

Mekanik ve hidrolik sistemlerdeki yavaş cevap süresini iyileştirmek amacıyla, dinamikleri daha hızlı olan pnömatik sistemler kullanılabilir. Ancak pnömatik sistemlerin sıkıştırılabilir yapısı, basınç-hacim ilişkilerinin doğrusal olmamasına yol açmakta ve bu durum doğrusal olmayan kontrol stratejilerinin kullanılmasını zorunlu kılmaktadır. Kardiyovasküler sistemin benzetiminde pnömatik eyleyiciler ilk kez Ochsner ve arkadaşları tarafından ancak sistemin doğrusallaştırılması kaydıyla kullanılmıştır [11]. Bu koşullarda fiziksel sistem cevabının hızlanmasına rağmen, doğrusallaştırılma yöntemleri nedeniyle fiziksel ortamda ölçülen basınçlar ile sayısal modelde hesaplanan referans değerler arasında anlamlı faz farkları oluşmuştur.

Literatürdeki HBD'ler, belirli bir implant veya fizyolojik senaryoya özgü olarak tasarlanmış olup, modülerlik ve yeniden yapılandırılabilirlik açısından sınırlı kalmaktadır. Bu durum, farklı kardiyovasküler implantların test edilmesini, sistemin taşınabilirliğini ve çeşitli prelinik senaryolara uyarlanabilirliğini kısıtlamaktadır.

Bu çalışmada, literatürde bir ilk olarak, pnömo-hidrolik sistem doğrusallaştırmadan kontrol edilmiş, böylece KVS'nin doğrusal olmayan dinamikleri yüksek doğrulukla simüle edilmiştir [12]. Bu yapı modüler ve taşınabilir bir fiziki tasarım ile birleştirilerek, normal ve patolojik fizyolojiler altında aktif ve pasif kardiyovasküler implantların klinik öncesi performans değerlendirmelerine olanak sağlamaktadır. Tüm tasarım analiz ve imalat süreçleri yöntem kısmında; gözlemlenen sonuçlar bulgular kısmında anlatılmış, tartışma kısmında çalışmada görülen eksiklikler ve gelecek çalışmalarda yapılacak iyileştirmeler ve eklemeler belirtilmiştir.

## 2. Yöntem

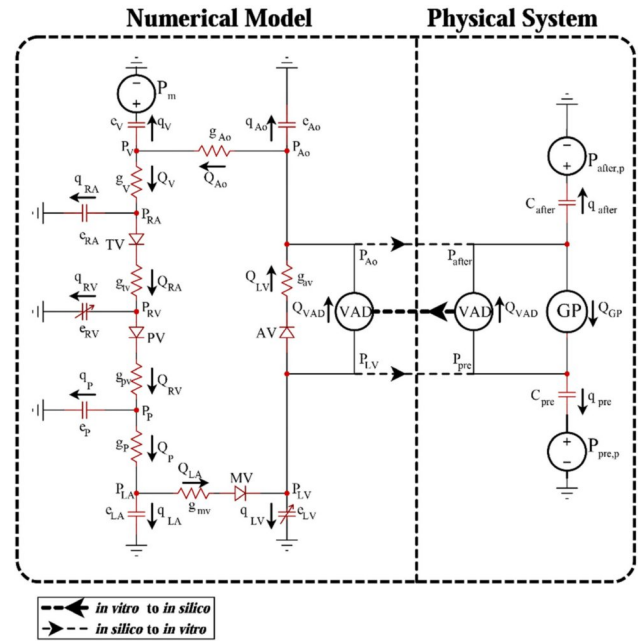
Geliştirilen HBD; sayısal model, pnömo-hidrolik fiziksel kısım ve kontrol algoritmaları olmak üzere üç ana bileşenden oluşmaktadır. HBD'nin sayısal bileşeni, KVS'yi temsil eden 7 durumlu (state) bir elektro-hidrolik analog devreden, fiziksel

kısım ise basınçları ayarlanabilen iki adet rezervuardan oluşmaktadır.

### 2.1 Sayısal Modelin Geliştirilmesi

Sayısal model kardiyovasküler sistemin çeşitli hidrolik bölmelerini (karıncık ve kulakçıklar, atar ve toplar damarlar ve akciğerler) temsil eden toplam 7 adet birinci derece elektrik devresinin (RC devreleri) seri konfigürasyonda bağlanmasıyla oluşturulmuştur. Sistemik arterler, arterioller ve kılcal damarlar aort bölgesinde; sistemik venler, venüller ve kılcal damarlar ise venöz bölmede birleştirilmiştir.

Kanın biriktiği bölmeler (kulakçıklar, akciğerler, arteriyel ve venöz havuzlar) pasif kapasitif yapılar olarak; karıncıklar ise değişken elastansa sahip elemanlar olarak modellenmiştir. Kalp kapakçıkları ideal diyotlar ile, damar ve kapakçık sürtünme kayıpları ise admitans elemanları ile temsil edilmiştir. (Şekil. 1)



Şekil. 1: HBD'nin elektro-hidrolik analogu. Model 7 adet durum değişkeninden (state variable) oluşmaktadır: sağ kulakçık (RA), sağ karıncık (RV), sol kulakçık (LA), sol karıncık (LV), aort (Ao), akciğer atardamarı (P) ve toplardamarlar (V). Devredeki kapasitörler ( $C_{RA}$ ,  $C_{RV}$ ,  $C_{LA}$ ,  $C_{LV}$ ,  $C_{Ao}$ ,  $C_p$ ,  $C_v$ ) kalbin dört odacığındaki ve büyük damar sistemlerindeki kompliyansı temsil etmekte; admittance ( $g_{RA}$ ,  $g_{RV}$ ,  $g_{LA}$ ,  $g_{LV}$ ,  $g_{Ao}$ ,  $g_p$ ,  $g_v$ ) kanın damarlar içinde akarken karşılaştığı hidrodinamik dirençleri (vasküler direnç) simgelemektedir.  $P_m$ , periferik kas pompasının etkinliğini, sol ventrikül destek pompasını (SVDP; Left Ventricular Assist Device, LVAD), MV, TV, PV ve AV sırasıyla mitral, triküspit, pulmoner ve aort kapaklarını temsil ederken;  $P_{RA}$ ,  $P_{RV}$ ,  $P_{LA}$ ,  $P_{LV}$ ,  $P_{Ao}$ ,  $P_p$ ,  $P_v$  odacıklara ve büyük damar sistemlerine ait basınçları simgeler. Modelde kan akış yönü elektriksel akım yönüyle eşleştirilmiştir.  $q_{LA}$  ve  $q_{LV}$  gibi akımlar ilgili odacıklardan geçen kan akışını göstermektedir

Sayısal modelin performansı, farklı fizyolojik kombinasyonlarda denenmiştir (sağlıklı/kalp yetmezliği, dinlenme/egzersiz, SVDP var/yok). Sağlıklı fizyoloji için dinlenme koşullarında nabız hızı sırasıyla 60, 75 ve 90 bpm (beats per minute) olarak alınmıştır, egzersiz koşullarında ise 100, 120 ve 140 bpm olarak derecelendirilmiştir. Egzersiz durumunda, modele eklenen periferik kas pompasının basınç değeri 4 mmHg olarak alınmış bu sayede venöz dönüş ve atım hacmi (Stroke volume, SV) artırılmıştır. Patolojik durum olarak ejeksiyon fraksiyonu azalmış kalp yetmezliği (HFrEF) simüle edilmiş ve nabız hızı dinlenimde 90 bpm, egzersizde 120 bpm olarak alınmıştır. Bu evrede implant devreye sokularak akış kademeli olarak artırılmıştır. Barorefleks arter basıncındaki yükselişleri dengelemek için arteriyel admittans artırılmıştır.

## 2.2 Hibrit Benzetim Devresinin Fiziki Kısım

HBD'nin üretim sürecinde ilk olarak, teknik gereksinimlere göre, sistemin bütünlüğünü sağlayacak alt bileşenler tespit edilmiş ve ardından sistem versatil ve kompakt bir mimari ile tasarlanarak, tasarımın bilgisayar destekli çizimleri (SolidWorks) gerçekleştirilmiştir. İmalat ve temin süreçleri tamamlandıktan sonra, tüm bileşenler bir araya getirilerek monte edilmiş ve sistem bütünlüğü sağlanmıştır.

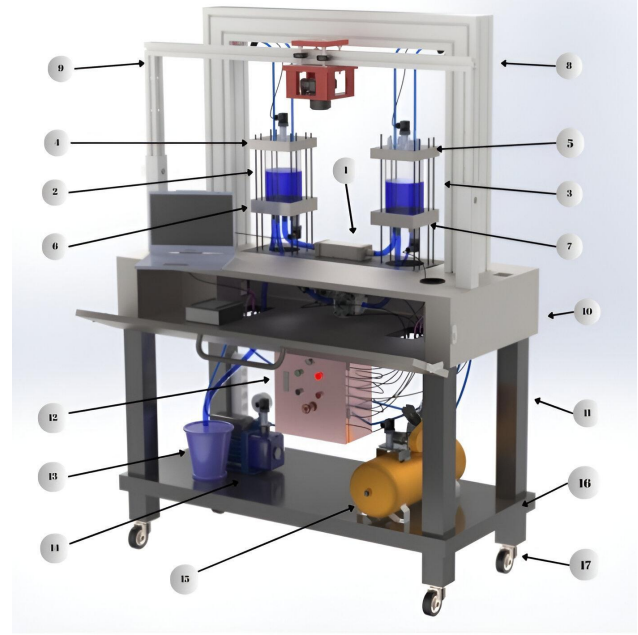
İlk uygulama olarak düzenek, SVDP'nin performansını test etmek amacıyla kurgulanmıştır. Bu amaç doğrultusunda sol karıncık ve arteriyel sistemi temsil etmek için kullanılan iki adet pnömo-hidrolik rezervuar (90 mm çap, 200 mm yükseklik) şeffaf pleksiglastan üretilmiştir. Pom (poliasetal) malzemeden 5 eksen CNC tezgâhı (Remi Torna, Bayrampaşa/İstanbul) kullanılarak üretilen alt (115x115 mm) ve üst kapaklar (çap 100 mm, yükseklik 27 mm) hem sızıntı riskini en aza indirmek hem de sisteme modüler bir işleyiş kazandırmak adına dişli bağlantı mekanizması ile rezervuarlara sabitlenmiştir. Pnömatik ve hidrolik bağlantılar doğrudan rezervuar kapaklarına yerleştirilmiş; böylece rezervuar gövdesine müdahale edilmeden bağlantı yapılması sağlanmıştır.

Arteriyel rezervuardan sol karıncık rezervuarına arzulanan debide akış sağlamak için bir adet dişli pompa (UP12/OIL, 24V/7.5A, Marco S.P.A, Brescia, İtalya) kullanılmıştır. Dişli pompa, Bu pompa, basınç farkından bağımsız, ideal debi kaynağı olarak çalışabilmektedir. Hidrolik hatlara akış değerlerini takip edebilmek için elektromanyetik akış sensörleri (SM7000, 0.2–50 L/min 18–30 Volts, IFM Electronics, Essen, Germany) entegre edilmiştir. Rezervuarlarda oluşturulan basınçların, nümerik model tarafından oluşturulan referans basınçları takibi için, dört adet oransal solenoid valf (PVQ30 serisi, SMC Pneumatics, Inc., CA, ABD) kullanılmıştır. Her rezervuardaki sıvı ve toplam basıncı ölçebilmek için sisteme 4 adet basınç sensörü (BCT 22-1B, Atek, Kocaeli, TR) yerleştirilmiştir. Sistemde pozitif ve negatif hava basınçları -0.98 bar vakum kapasitesine sahip bir adet Vakum pompası (VacuumChambers.eu, Ignatki-Osiedle, Polonya) ile 8 bar basınç kapasitesine (KULETAŞ, Adana, Türkiye) sahip bir adet kompresör ile sağlanmıştır.

Sayısal model ile fiziksel bileşenler arasındaki veri alışverişi Elektronik Kontrol Paneli (EKP) üzerinden gerçekleştirilmiştir. Sensör verileri gerçek zamanlı veri işleme birimine (dSPACE MicroLabBox) geçmiş; işlenen denetim sinyalleri valf ve motor

sürücülerine iletilmiştir. Tüm süreç EKP tarafından yönetilmiş ve sayısal model ile fiziksel sistem arasında çift yönlü bilgi akışı sağlanmıştır.

İmal edilen diğer parçalar ise sistemin taşıyıcı yapısını oluşturmuştur. (Şekil. 2) Koruyucu panel (940 mm \*600 mm \*170 mm) hidrolik bileşenlerin yerleşimini sağlayan ana gövde olarak kurgulanmıştır. Görece ağır bileşenleri yerleştirmek için panelin alt kısmında bir bölme eklenmiştir. Panelin üst kısmına yerleştirilen (720 mm uzunluğunda, 100x100 mm kesitli) profil ise, basınç kablo ve hortumların geçişini sağlamak amacıyla tercih edilmiştir. Ayrıca, taşıyıcı ayakların (650 mm uzunluğunda, 100x100 mm kesitli) altına tekerlek yerleştirilerek sistemin taşınabilirliği sağlanmıştır.



**Şekil. 2:** Tasarlanan HBD'nin bilgisayar destekli çizimi. Devre 1 adet VAD (1), 2 adet pnömo-hidrolik rezervuar (sırasıyla 2 ve 3), rezervuar üst kapakları (4,5), rezervuar alt kapakları (6,7), sigma profil (8), PHG test düzeneği (9), koruyucu panel (10), ayaklar (11), EKP (12), su tahliye rezervuarı (13), vakum pompası (14), kompresör (15), alt raf (16), tekerlekleri (17) içermektedir

HBD'nin yalnızca fiziksel bileşenlerinin tamamlandığı bu aşamada yapısal uygunluk ve sızdırmazlığa odaklanılmıştır. Bu kapsamda, rezervuar kapaklarının gövdeye oturumu, dişli yapının mukavemeti ve bağlantı yuvalarının ölçüsel uygunluğu değerlendirilmiştir. Pnömatik devre sızdırmazlık testlerinde, kompresör aracılığıyla 5 dakika boyunca 300 mmHg seviyesine kadar basınç uygulanarak, basınç sensörleri yardımıyla kaçak olup olmadığı izlenmiştir. Hidrolik kısımda ise, hidrolik dişli pompa çalıştırılarak sıvı sızdırmazlığı kontrol edilmiştir.

## 2.3 Kontrolcü Denklemlerinin Geliştirilmesi

Pnömatik sistemde, giriş ve çıkış valflerinden geçen gaz kütledebileri Ohm kanunu ile basınç değişiminin admittanslarla çarpımı olarak tanımlanmış; kütlelin korunumu ve ideal gaz yasasından faydalanılarak rezervuar pnömatik basınç dinamiği elde edilmiştir. Toplam basınç (pnömatik + hidrolik) ve sabit

rezervuar hacmi kabulü sayesinde toplam basınç dinamiği türetilmiştir.

$$\dot{m}_{in} = g_{in} (P_{in} - P_p) \quad (1)$$

$$\dot{m}_{out} = g_{out} (P_p - P_{out}) \quad (2)$$

$$= \frac{e_h R T}{e_h V - (P_t - P_p)} \left[ g_{in} (P_{in} - P_p) - g_{out} (P_p - P_{out}) \right] + \frac{e_h P_p}{e_h V - (P_t - P_p)} (Q_{in} - Q_{out}) \quad (3)$$

$$= \frac{e_h R T}{e_h V - (P_t - P_p)} \left[ g_{in} (P_{in} - P_p) - g_{out} (P_p - P_{out}) \right] + \frac{2P_p - (P - e_h V)}{e_h V - (P_t - P_p)} (Q_{in} - Q_{out}) \quad (4)$$

Denklemden  $\dot{m}_{in}$  giriş gaz debisini,  $\dot{m}_{out}$  çıkış gaz debisini,  $P_p$  rezervuar pnömatik basıncı,  $\dot{P}_p$  rezervuar pnömatik basıncın birinci dereceden türevini,  $P_T$  rezervuar toplam basıncı,  $P_{in}$  rezervuar giriş basıncını,  $P_{out}$  rezervuar çıkış basıncını,  $e_h$  rezervuar hidrolik elastansı,  $V$  rezervuar toplam hacmi,  $Q_{in}$  rezervuar girişi akışını,  $Q_{out}$  rezervuar çıkışı akışını,  $g_{in}$  rezervuar giriş admitansını,  $g_{out}$  rezervuar çıkış admitansını,  $R$  ideal gaz sabitini ve  $T$  sıcaklığı temsil etmektedir.

Lyapunov tabanlı kontrolde, hata ( $\epsilon$ ) için seçilen Lyapunov fonksiyonu ile kararlılık sağlanmış; valf admitanslarını referans basınç türevi ve ölçülen basınç/akış büyüklüklerinin fonksiyonu cinsinden veren kontrol denklemleri türetilmiştir.

$$g_{in} = \frac{e_h V_t - P_h}{e_h R T} \left[ \left( \frac{K_{p,in}}{P_{in} - P_p} \epsilon_P - \frac{\dot{P}_{ref}}{P_{in} - P_p} \right) \right] \quad (5)$$

$$g_{out} = \frac{e_h V_t - P_h}{e_h R T} \left[ \frac{K_{p,out}}{P_p - P_{out}} \epsilon_P + \right] \quad (6)$$

$$e_h \frac{Q_{in} - Q_{out}}{e_h V_t - P_h} \frac{P_p + e_h V_t - P_h}{(P_p - P_{out})} \quad (7)$$

Denklemlerde  $g_{in}$  giriş valfin admitans değerini,  $g_{out}$  çıkış valfin admitans değerini,  $\epsilon_p$  toplam basınç hata değerini,  $\dot{\epsilon}_p$  toplam basınç hata değerinin birinci dereceden türevini,  $K_{p,in}$  ve  $K_{p,out}$  denetleyici katsayılarını,  $e_h$  hidrolik elastansı,  $V_T$  rezervuardaki toplam hacmi,  $P_{ref}$  istenilen rezervuar basıncını,  $\dot{P}_{ref}$  istenilen rezervuar basıncının birinci dereceden türevini,  $P_{in}$  rezervuar giriş basıncını,  $P_p$  rezervuar pnömatik basıncı,  $P_h$  rezervuar hidrolik basıncı,  $P_{out}$  rezervuar çıkış basıncını,  $Q_{in}$  rezervuar giriş akışı,

$Q_{out}$  rezervuar çıkışı akışı,  $R$  ideal gaz sabitini,  $T$  sıcaklığı temsil etmektedir.

Hidrolik kısımdaki hacim farkını sıfır seviyesinde tutmak için öncelikle rezervuarlar arasındaki hacim farkı ve dinamiği hesaplanmıştır. Hacim akış cinsinden yazıldıktan sonra, dişli pompa akışı geri adımlama tabanlı denetleyici (integral backstepping controller) kullanılarak ayarlanmıştır. Denetleyici, rezervuarlar arasına yerleştirilen dişli pompanın debisini (dolayısıyla açılma hızını) pompa motoruna uygulanacak besleme gerilimini oluşturarak regüle etmiştir. Bu yaklaşımda hacim farkı ve pompa hızına ait hata değerleri tanımlanmış; dişli pompa dinamikleri esas alınarak, hacim farkının kalıcı durumda sıfırlanmasını sağlayacak kontrol yasası türetilmiştir.

$$\Delta \dot{V}_h = 2(Q_{vad} - Q_{gp}) \quad (8)$$

$$C_2 = \frac{K_4}{K_\omega} (K_v^2 - \lambda_1) - K_v K_\omega \quad (9)$$

$$C_3 = K_3 C_2 - 2\alpha_q (K_3 - K_v) K_v \quad (10)$$

$$v_{in} = \frac{J}{4K_m \alpha_q^2} [C_3 \Delta V_h + 4\alpha_q \dot{Q}_{vad} - 2C_2 \Delta Q] \quad (11)$$

$$+ \frac{4\alpha_q^2 \alpha_q^2}{J} \Delta P_{gb} \quad (12)$$

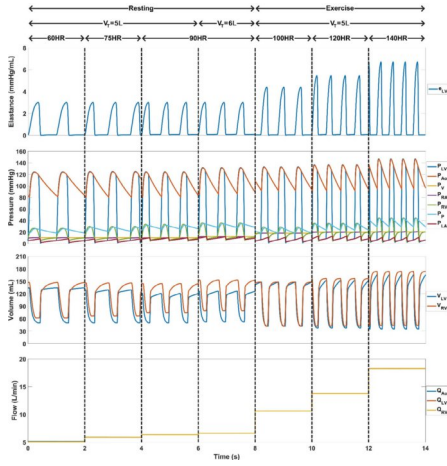
Denklemlerde  $\Delta V_h$  rezervuarlar arasındaki hidrolik hacim farkını,  $\Delta \dot{V}_h$  hidrolik hacim farkının birinci dereceden türevini,  $Q_{vad}$  SVDP akışını,  $\dot{Q}_{vad}$  SVDP akışının birinci dereceden türevini,  $Q_{gp}$  dişli pompa akışını,  $J$  motor eylemsizlik katsayısını,  $\alpha_q$  dişli pompa akış sabitini,  $\alpha_p$  dişli pompa basınç sabitini,  $K_m$  motor sabitini,  $\Delta Q$  SVDP ve dişli pompa akışları arasındaki farkı,  $\Delta P_{gp}$  ön yük ve art yük rezervuarlarının toplam basınçları arasındaki farkı temsil etmektedir. Denetleyici katsayılarından  $K_v$  ve  $K_\omega$  sırasıyla hacim ve hız katsayılarını;  $K_3$ ,  $K_4$  ve  $\lambda_1$  ise sanal denetleyici katsayılarını temsil etmektedir.  $C_2$  ve  $C_3$  ise, denklemin basitliğini sağlamak için denetleyici katsayılarından türetilen birer katsayıdır.

Bu aşamada yapılan deneylerin amacı sayısal model çıktılarının fiziki kısımda yüksek doğrulukta taklit ve takip edildiğini göstermek olduğundan ilk olarak pnömatik eyleyicilerin çalışması doğrulanmıştır. Sayısal modelde implant akış değeri sıfır kabul edilerek, model farklı fizyolojilere ayarlanmış ve rezervuar basınçları için referans olarak kullanılmıştır. İmplant akışı sayısal devreye geri beslenmemiş yalnızca dişli pompanın kontrolcüsü tarafından izlenmiştir. Bir sonraki adımda implantın akışı sayısal devreye aktarılmıştır. Sayısal model, istenen kalp yetmezliği seviyesini simüle edecek şekilde ayarlanmış; ortaya çıkan basınç referansları fiziksel devreye gönderilerek rezervuarlarda taklit edilmiştir. Ardından implant uçlarındaki mevcut basınç farkına karşılık oluşan implant akışı sayısal devreye geri gönderilerek, arayüz üzerinden bilgi aktarım döngüsü kapatılmıştır.

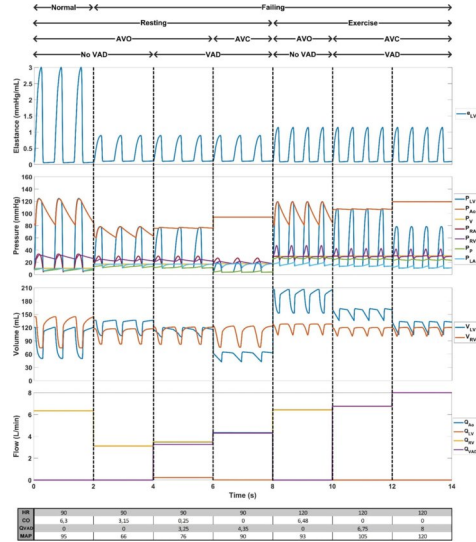
### 3. Bulgular

### 3.1 Sayısal Modelin Geliştirilmesi

Sağlıklı kardiyovasküler fizyoloji için ( $e_{max} = 3 \text{ mmHg mL}$ ) sayısal model çıktıları (sol ventrikül elastansı, düğüm basınçları, hacimler ve akışlar) sunulmuştur (Şekil. 3). Bazal metabolizma, dinlenme durumunda nabız hızının 60, 75 ve 90 bpm olacak şekilde değiştirilmesiyle temsil edilmiştir. İnotropi sabitken sistolik/diyastolik basınçlar ve ventrikül hacimlerinin belirgin değişmediği, nabız artışının esas olarak kardiyak debiyi etkilediği gözlenmiştir. 6-8 saniye aralığında uygulanan hacim infüzyonu diyastol sonu hacmini (end diastolic volume; EDV) artırmış; sistol sonu hacimdeki (end systolic volume; ESV) sınırlı değişim sayesinde atım hacmi (stroke volume; SV) yükselmiştir (Frank–Starling). Egzersiz basamaklarında ise kardiyak debinin (cardiac output, CO) pozitif inotropi ve artmış venöz dönüş ile arttığı izlenmiştir. (dinlenimde CO = 6.3 L/dk, düşük/orta/pik egzersizde sırasıyla 8.8, 13.4 ve 18.8 L/dk.) Kalp hızına (60, 90 ve 140 bpm) bağlı olarak diyastol süresi sırasıyla 680 ms, 430 ms ve 240 ms olarak verilmiştir.



**Şekil. 3:** Sağlıklı kardiyovasküler fizyoloji için sayısal analog çıktılarının gösterimi (üst panelden başlayarak aşağı doğru): Sol ventrikül elastansı ( $e_{LV}$ ), düğüm basınçları ( $P_i$ ), kapasitans hacimleri ( $V_{LV}$ ,  $V_{RV}$ ) ve akışlar ( $Q_{LV}$ ,  $Q_{RV}$ ,  $Q_{AO}$ ). Her bir koşul için 2 saniyelik kayıt gösterilmiştir; soldan sağa sırasıyla: H/R (HR=60, 75, 90), H/R+1 L VI (HR=90), LE (HR=100), ME (HR=120), PE (HR=140). H: sağlıklı; R: dinlenme; VI: dinlenmede hacim infüzyonu; LE: hafif egzersiz; ME: orta egzersiz; PE: pik egzersiz



**Şekil. 4:** Sağlıklı ve kalp yetersizliği senaryolarında; dinlenme/egzersiz ve SVDP var/yok koşullarında elde edilen çıktıların gösterimi (üst panelden başlayarak aşağı doğru): Sol ventrikül elastansı ( $e_{LV}$ ), düğüm basınçları ( $P_i$ ), kapasitans hacimleri ( $V_{LV}$ ,  $V_{RV}$ ), akışlar ( $Q_{LV}$ ,  $Q_{RV}$ ,  $Q_{AO}$ ) ve fizyolojik değişkenlerin sayısal değerleri (Tablo). Her bir koşul için 2 saniyelik kayıt gösterilmiştir ve (soldan sağa) şu koşullarla karakterizedir: H/R, HF/R, HF/R/VAD/AVO, HF/R/VAD/AVC, HF/PE, HF/PE/VAD/AVO, HF/PE/VAD/AVC. AVC: aort kapağı kalıcı olarak kapalı; AVO: aort kapağı her atımda açılır; H: sağlıklı; HF: kalp yetersizliği; PE: pik egzersiz; R: dinlenme; VAD: pompa desteği var

Öncelikle nabız hızı 90 bpm için sağlıklı ve kalp yetersizliği durumları karşılaştırılmış, ardından kalp yetersizliği durumu dinlenme/egzersiz koşullarında SVDP var/yok senaryolarıyla değerlendirilmiştir. (Şekil. 4) SVDP'siz kalp yetersizliğinde, seçilen performans göstergelerinde eşzamanlı bozulma olarak gözlenmiş kardiyak debi 3,15 L/dk olarak kaydedilmiştir. SVDP devreye girdiğinde (akışı =3,5 L/dk) sol ventrikül diastol sonu hacmi < 140 mL olarak gözlenmiştir. SVDP akışının 3,60 L/dk 'ya ulaşması ile aort kapağının kalıcı olarak kapalı kalmaya başladığı görülmüştür. Egzersiz koşulunda SVDP olmadan hemodinamik çıktılar (CO, MAP, EF) yükselmemiştir. SVDP devreye girdiğinde implant akışı 8 L/dk iken MAP 105 mmHg, implant akışı 6,75 L/dk iken ise 120 mmHg olarak elde edilmiştir.

### 3.2. Hibrit Benzetim Devresinin Fiziki Kısmı

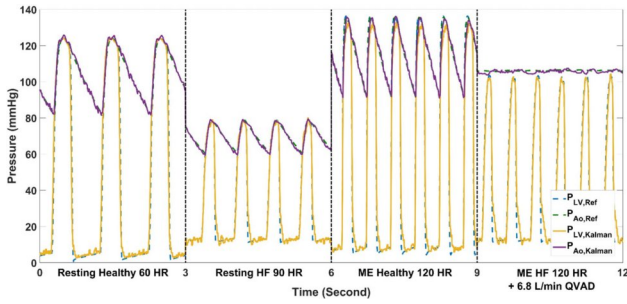
Alt bileşenlerin öngörülen işleme toleransı ile ( $\pm\%0.5$ ) üretildiği ve monte edilen parçaların öngörülen geçme toleransına ( $\pm\%0.5$ ) sahip olduğu gözlenmiştir. Pnömatik ve hidrolik devrelerde gerçekleştirilen sızdırmazlık testlerinde, sıvı kaçağı ve basınç kaybı kaydedilmemiştir. (Şekil. 5)



Şekil 5: Hibrit Benzetim Devresi fiziksel yapısı

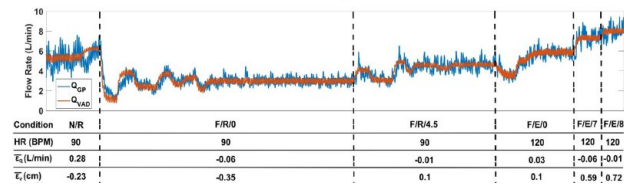
### 3.3 Kontrolcü Denklemlerinin Geliştirilmesi

Farklı fizyolojik kombinasyonlarda (dinlenme/egzersiz durumları ve SVDP desteği var/yok) ve farklı kalp hızı aralığında, hem sol ventrikül hem de aort basınçlarının referans değerlerini yüksek doğrulukla takip ettiği gözlenmiştir. (Şekil. 6) İzleme başarısının özellikle izovolümik kasılma ve gevşeme gibi hızlı geçişlerin görüldüğü fazlarda artmadığı; genel olarak referans–çıktı farkının düşük seviyede kalarak basınçların uygun biçimde izletildiği raporlanmıştır.



Şekil 6: Lyapunov tabanlı doğrusal olmayan denetleyicinin referans basınç izleme performansı. Farklı fizyolojik kombinasyonları temsil eden 3 saniyelik bir kayıtlar alınmıştır. HR: kalp hızı, HF: kalp yetmezliği, ME: orta düzey efor, QGP: ventriküler destek cihazı debisi, Ref: referans, Kalman: filtrelenmiş veri.

Geri-adımlamalı denetleyicinin farklı fizyolojik kombinasyonlarda (dinlenme /egzersiz durumları ve SVDP desteği var/yok) performansı gösterilmiştir. (Şekil. 7) Tüm senaryolarda  $\Delta V_h = 0$  referansının kararlı biçimde izlediği gözlenmiştir.



Şekil 7: Geri-adımlamalı tabanlı denetleyicinin referans hacmi izleme performansı gösterilmektedir. Grafikte sayısal devrenin kalp yetmezliği modunda çalıştırıldığı senaryo sunulmakta; VAD debisi ( $Q_{GP}$ ) uçları arasındaki basınç farkına bağlı olarak pasif biçimde belirlenmiş ve sayısal devreye geri beslenmiştir.  $Q_{GB}$ : dişli pompa debisi,

$Q_{VAD}$ : VAD debisi, HR: kalp hızı,  $\bar{V}_h$ : ortalama hacim hatası,  $\epsilon_Q$ : ortalama debi hatası

## 4. Tartışma

Bu çalışmada, ileri düzey bir sayısal kardiyovasküler model ile pnömo-hidrolik fiziksel altyapının gerçek zamanlı olarak birleştirildiği HBD, fizyolojik doğruluk ve denetlenebilirlik açısından değerlendirilmiştir. Elde edilen bulgular, sayısal modelin dinlenme–egzersiz koşulları ile sağlıklı–kalp yetersizliği senaryolarında beklenen hemodinamik davranışları üretebildiğini; fiziksel sistemin ise bu referansları doğrusal olmayan denetim altında kararlı biçimde izleyebildiğini göstermiştir.

Sayısal model çıktılarında Wiggers diyagramları ve basınç–hacim (PV loop) döngülerinin fizyolojik beklentilerle uyumlu değişimler göstermesi, modelin farklı koşulları tutarlı biçimde temsil edebildiğini desteklemiştir. Fiziksel sistem ve kontrol performansı açısından öne çıkan katkı, pnömatik kısmın doğrusallaştırmaya ihtiyaç duyulmadan denetlenebilmesi olmuştur. Bu çalışmada Lyapunov tabanlı doğrusal olmayan denetleyici ile rezervuar basınçlarının referans sinyallerini yüksek doğrulukta izlediği gösterilmiştir. Buna ek olarak integral geri-adımlamalı yaklaşım ile sıvı seviyesi/hacim dengesi korunmuştur. Buna karşın gerekli temel donanım kurulup sistem sorunsuz işletilmiştir. Deneysel doğrulama süreci, SVDP üzerinden yürütülmüş ve platformun tezgâhüstü implant test senaryolarında uygulanabilirliği gösterilmiştir. Gelecek çalışmalarda, ilk olarak taşıyıcı iskelet imalatı gerçekleştirilecektir., Akabinde, modüler ve versatil mimari sayesinde farklı kardiyak implantlarının da aynı platform üzerinde test edilmesi hedeflenecektir. Örneğin yapay bir mitral kapağın performansı test edilecekse, fiziki rezervuarlara sol atriyum ve sol ventrikülün basınçları uygulanacaktır.

Sonuç olarak çalışma, *in silico* esneklik ile *in vitro* doğruluğu birleştiren; taşınabilir, modüler ve versatil yapısıyla farklı kardiyak implantların klinik öncesi değerlendirmelerine hizmet edebilen bir HBD prototipi sunmaktadır.

## 5. Referanslar

- [1] G. de Simone, R. Izzo, M. Chinali, M. De Marco, G. Casalnuovo, G. Rozza, *et al.*, “Does information on systolic and diastolic function improve prediction of a cardiovascular event by left ventricular hypertrophy in arterial hypertension?,” *Hypertension*, vol. 56, no. 1, pp. 99–104, 2010.
- [2] J. E. Hall, *Guyton and Hall Textbook of Medical Physiology*, 14th ed. Elsevier, 2020.
- [3] M. Ursino and E. Magosso, “Role of short-term cardiovascular regulation in heart period variability: A modeling study,” *Am. J. Physiol. Heart Circ. Physiol.*, vol. 284, no. 4, pp. H1479–H1493, 2003.
- [4] R. Brandolese and U. Andreose, “Altered elastic properties of the respiratory system,” in *Basics of Respiratory Mechanics and Artificial Ventilation*, J. Milic-Emili, U. Lucangelo, A. Pesenti, and W. A. Zin, Eds. Milano: Springer, 1999.
- [5] H. Suga and K. Sagawa, “Instantaneous pressure-volume relationships and their ratio in the excised, supported canine left ventricle,” *Circ. Res.*, vol. 35, no. 1, pp. 117–126, 1974.

- [6] N. Westerhof, J. W. Lankhaar, and B. E. Westerhof, "The arterial Windkessel," *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 47, no. 2, pp. 131–141, 2009.
- [7] D. Burkhoff, J. Alexander Jr, and J. Schipke, "Assessment of Windkessel as a model of aortic input impedance," *Am. J. Physiol. Heart Circ. Physiol.*, vol. 255, no. 4, p. H742, Oct. 1988.
- [8] S. Schampaert, K. A. M. A. Pennings, M. J. G. van de Molengraft, N. H. J. Pijls, F. N. van de Vosse, and M. C. M. Rutten, "A mock circulation model for cardiovascular device evaluation," *Physiol. Meas.*, vol. 35, no. 4, pp. 687–702, 2014.
- [9] M. Kozarski, G. Ferrari, K. Zieliński, *et al.*, "A new hybrid electro-numerical model of the left ventricle," *Comput. Biol. Med.*, vol. 38, no. 9, pp. 979–989, 2008.
- [10] J. Zhang, L. Li, X. Zhang, T. Zhang, and Y. Yuan, "Delay analysis and the control of electro-hydrostatic actuators," *Appl. Sci.*, vol. 12, no. 6, p. 3089, 2022.
- [11] G. Ochsner, R. Amacher, A. Amstutz, A. Plass, M. S. Daners, H. Tevaearai, and L. Guzzella, "A novel interface for hybrid mock circulations to evaluate ventricular assist devices," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 60, no. 2, pp. 507–516, 2013.
- [12] A. Alhajjounis, Y. Aydoğan, A. Canbaş, E. Kulakoğlu, U. Kurnaz, L. Soysal, M. Yiğit, D. Arısoy, and K. Kadıpaşaoğlu, "Nonlinear control of a hybrid pneumo-hydraulic mock circuit of the cardiovascular system," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, 2024.

# SPONSORLAR

## ALTIN SPONSORLAR



## GÜMÜŞ SPONSORLAR



## OTURUM SPONSORLARI



# DESTEKLEYENLER

## DESTEKLEYEN ÜNİVERSİTELER



## DESTEKLEYEN KURUM VE DERNEKLER



## DESTEKLEYEN MEDYA KURULUŞLARI

