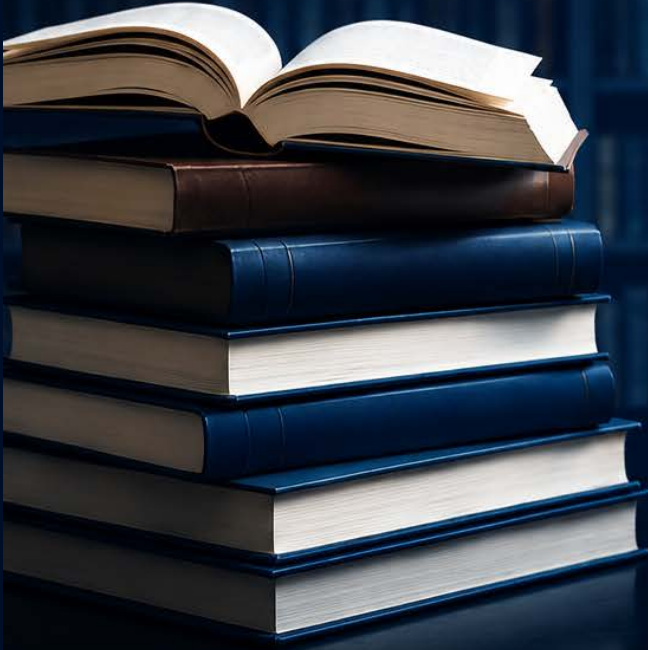


ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİNDE GÜNCEL KONULAR VE AKADEMİK DEĞERLENDİRMELER

Editör: Doç. Dr. Süleyman ADAK



yaz
yayınları

**Elektrik-Elektronik ve Haberleşme
Mühendisliğinde Güncel Konular ve
Akademik Değerlendirmeler**

Editör

Doç. Dr. Süleyman ADAK

yaz
yayınları

2026

**Elektrik-Elektronik ve Haberleşme
Mühendisliğinde Güncel Konular ve
Akademik Değerlendirmeler**

Editör: Doç. Dr. Süleyman ADAK

© YAZ Yayınları

Bu kitabın her türlü yayın hakkı Yaz Yayınları'na aittir, tüm hakları saklıdır. Kitabın tamamı ya da bir kısmı 5846 sayılı Kanun'un hükümlerine göre, kitabı yayınlayan firmanın önceden izni alınmaksızın elektronik, mekanik, fotokopi ya da herhangi bir kayıt sistemiyle çoğaltılamaz, yayımlanamaz, depolanamaz.

E_ISBN 978-625-8926-85-9

Ekim 2026 – Afyonkarahisar

Dizgi/Mizanpaj: YAZ Yayınları

Kapak Tasarım: YAZ Yayınları

YAZ Yayınları. Yayıncı Sertifika No: 73086

M.İhtisas OSB Mah. 4A Cad. No:3/3

İscehisar/AFYONKARAHİSAR

www.yazyayinlari.com

yazyayinlari@gmail.com

İÇİNDEKİLER

Analysis of Output Power in Photovoltaic Systems Based on Solar Panel Connection Configurations	1
<i>Süleyman ADAK</i>	
Güç Dönüştürücüler (Converterler): Karşılaştırmalı Bir İnceleme	24
<i>Sude KART</i>	
From Memory-Effect Passive Elements to Neuromorphic Circuit Blocks: A Comparative Assessment of Analog Emulator Approaches	45
<i>Fatih TULUMBACI</i>	
Analysis of Pid-Based AVR Performance for Different Objective Functions Using DOA, DO and CHIO Methods	64
<i>Ahmet KÜÇÜKKOÇAK, Mustafa SAKA</i>	
Performance Analysis of Power System Stabilizers in Smib Having Time Delay Using Chio for Different Controllers	81
<i>Mehmetcan GORILE, Mustafa SAKA</i>	
Statistical Comparison of Metaheuristic Algorithms for Fractional-Order Pid Tuning in An Integrating Time-Delay System	99
<i>Münevver Mine ÖZYETKİN</i>	
Fotonik Kristal Fiberlerin Temelleri, Tasarım Prensipieri ve Optik Özellikleri	118
<i>Ahmet YAŞLI</i>	

**From Velocity Obstacles to Safety-Critical Control:
Collision Avoidance and Coordination of Multiple
Mobile Robots.....138**

Onur AKBATI

**Biyosensörler: Temel Yapı, Çalışma Prensipleri ve
Güncel Gelişmeler Üzerine Derleme 157**

*Ahmet Enes KARACA, Sıla KÖROĞLU,
Yunus Emre ÇALIŞKAN, Elif ALTINOK, Burak TAŞ,
Özge TÜZÜN ÖZMEN*

**Uçaklar İçin Radar Tabanlı Trafik Uyarı ve Çarpışma
Önleme Sistemi 178**

Cihan DÖĞÜŞGEN ERBAŞ

**Voltage-Constrained Ev Hosting Capacity in
Integrated Ev–Pv–Bess Distribution Systems:
Explainable Machine Learning and Surrogate-Assisted
Multi-Objective Optimization.....199**

Şevket CANTÜRK, Oktay KARAKAYA

**Çift Eksenli Güneş Takip Sistemi Tasarımı ve Sabit
Panel ile Karşılaştırmalı Performans Analizi: Burdur
Örneği.....220**

Yıldıray ÇELİKKOL, Sertaç GÖRGÜLÜ

**Two Auscultation Points Suffice: Protocol
Reduction for Automated Heart Murmur Screening 232**

Erdoğan ÖZEL

"Bu kitapta yer alan bölümlerde kullanılan kaynakların, görüşlerin, bulguların, sonuçların, tablo, şekil, resim ve her türlü içeriğin sorumluluğu yazar veya yazarlarına ait olup ulusal ve uluslararası telif haklarına konu olabilecek mali ve hukuki sorumluluk da yazarlara aittir."

ANALYSIS OF OUTPUT POWER IN PHOTOVOLTAIC SYSTEMS BASED ON SOLAR PANEL CONNECTION CONFIGURATIONS

Suleyman ADAK¹

1. INTRODUCTION

The increasing global demand for clean and sustainable energy has accelerated the deployment of photovoltaic (PV) systems as a key alternative to conventional fossil fuel based power generation. Among renewable energy technologies, photovoltaic systems stand out due to their scalability, low environmental impact, and ease of installation. As PV installations continue to expand across residential, commercial, and utility-scale applications, improving their efficiency and energy yield has become a critical area of research.

One of the fundamental factors influencing the performance of a photovoltaic system is the electrical configuration of its solar panels. PV modules can be connected in series, parallel, or hybrid (series-parallel) arrangements, each of which directly affects system voltage, current, and overall power output. These connection configurations not only determine the electrical characteristics of the PV array but also influence its behavior under varying environmental conditions such as solar irradiance, temperature fluctuations, and partial shading. The types of solar panels PV systems are shown in Fig. 1.

¹ Doç. Dr., Department of Electrical and Energy, OSB MYO, Mardin Artuklu, University, Mardin, Turkey, ORCID: 0000-0003-1436-2830.



Fig. 1 An array of solar panels convert sunlight to electricity

In series connections, the output voltage increases while the current remains constant, making such configurations suitable for applications requiring higher voltage levels. Conversely, parallel connections maintain a constant voltage while increasing current, which is advantageous for systems demanding higher current output. Hybrid configurations combine both approaches to achieve a balance between voltage and current requirements. However, these configurations also introduce challenges, particularly under non-uniform conditions, where mismatches between panels can lead to power losses and reduced system efficiency.

Understanding the relationship between panel connection types and output power is therefore essential for optimizing PV system design. Accurate analysis enables engineers and researchers to select appropriate configurations that maximize energy production while minimizing losses. Furthermore, advancements in power electronics, such as maximum power point tracking (MPPT) techniques, have enhanced the ability of PV systems to operate efficiently under diverse conditions, making the study of connection configurations even more relevant.

This study aims to analyze the output power characteristics of photovoltaic systems based on different solar panel connection configurations. By examining the performance of series, parallel, and hybrid arrangements, the research seeks to provide insights into their advantages, limitations, and suitability for various applications. The findings are expected to contribute to the design and optimization of more efficient and reliable photovoltaic energy systems.

These study, provides significant practical and technical benefits by demonstrating how different solar panel connection configurations influence the overall power output of a photovoltaic (PV) system. By comparing series, parallel, and series-parallel connections under varying environmental conditions, the research helps identify the most efficient configuration for maximizing energy production. This contributes to improved system performance, particularly in situations involving partial shading, temperature variations, or unequal panel characteristics.

Furthermore, the findings support the design of more reliable and cost-effective photovoltaic installations. Optimizing panel connections can reduce power losses, enhance energy conversion efficiency, and increase the overall lifespan of the system by minimizing electrical stress on components. The study also provides valuable guidance for engineers, researchers, and system designers in selecting appropriate connection strategies for residential, commercial, and industrial solar energy applications. Ultimately, these improvements lead to greater energy yield, lower operating costs, and a higher return on investment, while promoting the broader adoption of renewable energy technologies and supporting sustainable electricity generation.

2. TYPES OF CONNECTION FOR PHOTOVOLTAIC PANELS IN A SOLAR SYSTEM.

The connection types of photovoltaic panels are important because they determine the electrical behavior and performance of the solar system. Different connections change the voltage, current, efficiency, and reliability of the PV array. In a series connection, the voltage increases while the current remains constant, which helps reduce cable losses and improves inverter operation. In a parallel connection, the current increases while the voltage stays constant, improving system reliability and reducing the effect of shading on individual panels. A series-parallel connection combines both advantages to provide balanced voltage and current for larger solar installations.

The correct connection type also affects inverter compatibility, battery charging, energy efficiency, system safety, and overall power output. Improper panel connections can cause overheating, energy loss, poor performance, or damage to system components. Therefore, selecting the proper PV connection configuration is essential for achieving maximum efficiency, safe operation, and long-term reliability in a solar power system. PV panels can be connected in several ways depending on the system's voltage, current, and performance requirements. The three main types of connections are:

2.1. Series Connection

The first method to be considered for interconnecting solar panels is known as 'series wiring.' The electrical series connection of solar panels increases the total system output voltage. "Series-connected solar panels are typically employed when a grid-tied inverter is used or when the charge controller requires an input of 24 volts or higher. To connect panels in series, the positive terminal of each panel is connected to the

negative terminal of the subsequent panel until only a single positive and a single negative connection remain.

Panels are connected positive to negative in a chain.

Voltage adds up, current stays the same.

Electrical Impact: Voltage increases

$$V_{\text{total}} = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (1)$$

current remains constant

$$I_{\text{total}} = I_{\text{panel}} \quad (2)$$

The active power value is found using the following formula.

$$P = V_{\text{total}} * I_{\text{total}} \quad (3)$$

Example:

If each panel is 40V and 10A:
3 panels in series = 120V, 10A

The series panel connection for these panels is shown in Fig. 2.

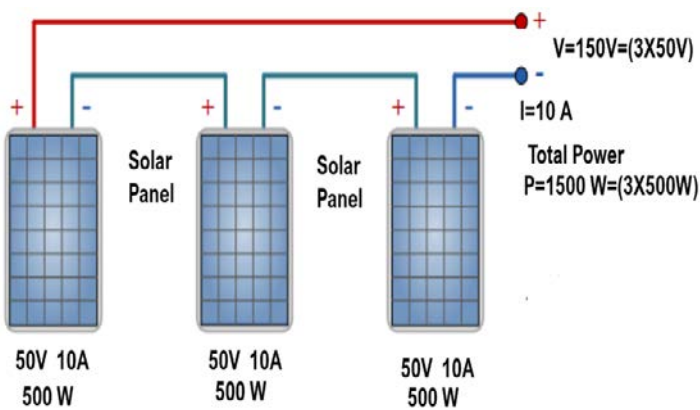


Fig. 2. Series connection of PV panels

This type of connection is mainly used when a higher DC voltage is required for inverters or charge controllers. Because the voltage increases, transmission losses in cables are reduced and the system becomes more efficient for long wire distances. However, if one panel is shaded, dirty, or damaged, the performance of the whole series string decreases because the same current must pass through every panel. Series-connected systems are widely used in residential and commercial solar installations due to their simplicity and compatibility with modern solar inverters.

Advantages of connecting panels in series:

- Increases voltage for long-distance transmission (reduces losses).
- Useful for grid-tied systems and inverters that require higher voltage.

Disadvantages of connecting panels in series:

- If one panel is shaded or faulty, it affects the entire string (due to the principle of Kirchhoff's Voltage Law).

In this configuration, all solar panels must be of the same type and power rating. The total voltage output is equal to the sum of the voltage outputs of each individual panel. Using the same three panels rated at 50 volts and 10 amperes, as mentioned above, when these PV panels are connected in series, the array produces an output voltage of 150 volts ($50 + 50 + 50$) at 10 amperes. Consequently, the total power of the system, under series connection, corresponds to the combined power of all panels.

For example, $500\text{ W} + 500\text{ W} + 500\text{ W}$ results in a total power output of 1500 W.

As the number of panels increases, the voltage rises proportionally to the number of panels. A critical consideration

in this context is the maximum voltage tolerance of the inverter and charge controller; exceeding this limit may result in damage to the equipment.

Moreover, once the voltage exceeds 100 V, there is an increased risk of electric shock. We now consider the series connection of solar panels with different nominal voltages but identical current ratings. In a series-connected configuration, solar panels contribute additively to the array's total output voltage, with the overall voltage equal to the sum of the voltages generated by each individual panel, as illustrated. Using the series wiring method, the panels are connected sequentially, one after another. In this configuration, the system voltage is equal to the sum of the voltages of all panels.

For example, if there are four panels, each with a voltage rating of 24 V, multiplying 24 by 4 yields a total of 96 V. Regardless of the number of panels connected in series, the current (amperage) remains constant. Accordingly, increasing the number of panels connected in series results in a higher system voltage. For example, EcoFlow's 550 W rigid solar panel has a relatively high open-circuit voltage of 50 V, indicating that a voltage exceeding 100 V can be achieved with only two panels.

2.2. Parallel Connection

The next method to be considered for interconnecting solar panels is known as 'parallel wiring.' The parallel connection of solar panels is employed to increase the total system current and constitutes the inverse configuration of a series connection.

In a parallel configuration of solar panels, all positive terminals are interconnected (positive-to-positive) and all negative terminals are interconnected (negative-to-negative) until a single positive and a single negative connection remain,

which can then be connected to the charge controller and battery system.

Electrical Impact: Current increases

$$I_{total} = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (4)$$

Voltage remains constant

$$V_{total} = V_{panel} \quad (5)$$

Therefore, the total power becomes:

$$P_{total} = V_{panel} * (I_1 + I_2 + \dots + I_n) \quad (6)$$

Thus, in a parallel configuration, the system increases current capacity while maintaining constant voltage, making it suitable for low-voltage and high-current solar energy applications. When solar panels are interconnected in parallel, the total voltage output remains equal to that of a single panel, whereas the output current corresponds to the sum of the currents produced by each individual panel, as illustrated.

In this method, correct operation is ensured when all solar panels are of the same type and power rating. Using the same three panels rated at 50 V, 10 A, and 500 W as described above, when they are connected in parallel, the output voltage remains at 50 V, while the total current increases to 30 A (10 + 10 + 10), yielding 1500 W under full solar irradiance.

If the newly acquired solar panels are not identical, it is important to consider how this may affect the overall system. As noted, currents are additive in parallel configurations; therefore, provided that the panel voltages are matched and the output voltage remains constant, no significant issue arises. Nevertheless, there are specific guidelines governing the parallel connection of solar panels with differing nominal voltages and current ratings.

- Panels are connected **positive to positive** and **negative to negative**.
- **Current adds up**, voltage stays the same.

Example:

3 panels of 40V and 10A:

Parallel = 40V, 30A

The parallel panel connection for these panels is shown in Fig 3.

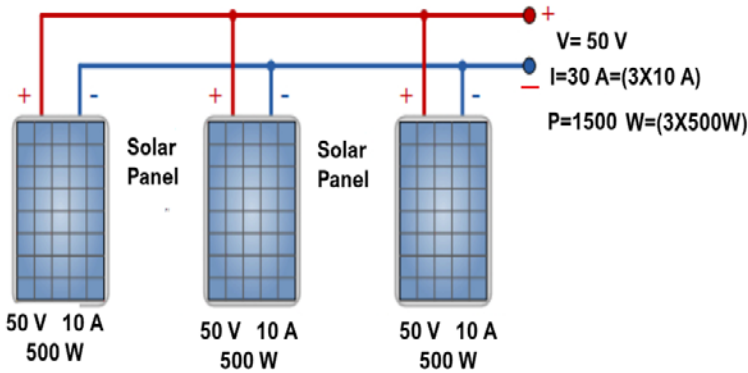


Fig. 3. Parallel connection of PV panels

This type of connection is mainly used when higher current output is required while maintaining a constant system voltage. Parallel-connected PV panels are more reliable under partial shading conditions because if one panel is shaded or damaged, the other panels continue operating with less effect on the overall system performance. It is commonly used in low-voltage solar systems, battery charging applications, and standalone installations. Since the current increases in parallel systems, thicker cables are usually needed to reduce power losses and overheating.

Advantages of connecting panels in Parallel:

- System is less affected by shading (one panel underperforming doesn't drag all others down as much).

- Good for low-voltage systems (like battery charging setups).

Disadvantages of connecting panels in Parallel:

- Higher current means thicker cables and more losses over distance.

Solar panels connected in parallel form a solar panel ‘array.’ This is achieved by interconnecting all positive terminals into a single node and all negative terminals into another node, thereby producing two conductors that carry the combined positive and negative outputs of all panels. In a parallel wiring configuration, the total system voltage remains equal to the voltage of each individual panel; that is, the voltage does not change. However, the current is obtained by summing the currents produced by each panel connected in parallel.

2.3. Series-Parallel (Hybrid) Connection

Both series and parallel connections result in higher power output; however, this performance may be reduced to varying degrees when solar panels with different electrical ratings are interconnected. If a hybrid configuration is adopted, it is generally practical for the solar array to consist of an even number of panels, such as four panels (two in series and two in parallel) or six panels (three in series and two in parallel).

In practice, this depends on the maximum total output voltage and the maximum total output current of the solar array, both of which are limited by the maximum input voltage and the maximum input current of the charge controller in off-grid systems or the inverter in grid-connected systems. If system sizing calculations result in an odd number of panels (e.g., 3 or 5), and no future expansion is anticipated, it is generally more practical to implement either a series or parallel wiring configuration accordingly.

For a hybrid PV configuration:

$$V_{total} = V_{panel} * N_s \quad (7)$$

Total current value:

$$I_{total} = I_{panel} * N_p \quad (8)$$

Where:

- N_s = number of panels connected in series per string
- N_p = number of parallel strings

Therefore, the total array power becomes:

$$P_{total} = (V_{panel} * N_s) * (I_{panel} * N_p) \quad (9)$$

$$P_{total} = P_{panel} * N_s * N_p \quad (10)$$

Thus, the series-parallel configuration increases both voltage and current simultaneously, providing balanced electrical characteristics, improved efficiency, reduced transmission losses, and better compatibility with modern hybrid solar inverters.

When connecting different solar panels, the following measures should be taken to minimize losses:

- Only series connections should be used for panels from different brands that have the same current rating.
- Only parallel connections should be used for panels from different brands that have the same voltage rating.
- Connecting dissimilar solar panels within the same PV array is generally not recommended, as it may lead to voltage or current mismatch. This results in reduced output power and consequently lower electricity generation. Therefore, when different

panels must be used, those with similar voltage and current characteristics should be selected whenever possible.

- Each distinct panel in a solar array has its own optimal operating point at any given moment. Assuming the use of an MPPT charge controller, mismatched solar panels can reduce the controller's effectiveness in tracking the maximum power point.

An MPPT (Maximum Power Point Tracking) solar charge controller is a more advanced device compared to a PWM controller, as it is capable of extracting more energy by continuously tracking the optimal operating point of the PV array. However, when the optimal operating points of different panels vary significantly, the controller may not efficiently manage rapid transitions between these distinct maximum power points.

Essential features for hybrid panel connection:

- Solar panels should have identical characteristics (voltage and current ratings).
- The system design must comply with the input operating range of the MPPT inverter.
- Fuses and protective devices should be properly implemented.
- Blocking diodes may be used to prevent reverse current flow.
- Appropriate cable cross-sectional area should be selected to ensure safe operation.

Example:

- 2 panels in series (19V, 8A)
- 4 such strings in parallel → 38 V, 8A

The hybrid panel connection for these panels is shown in Figure 4.

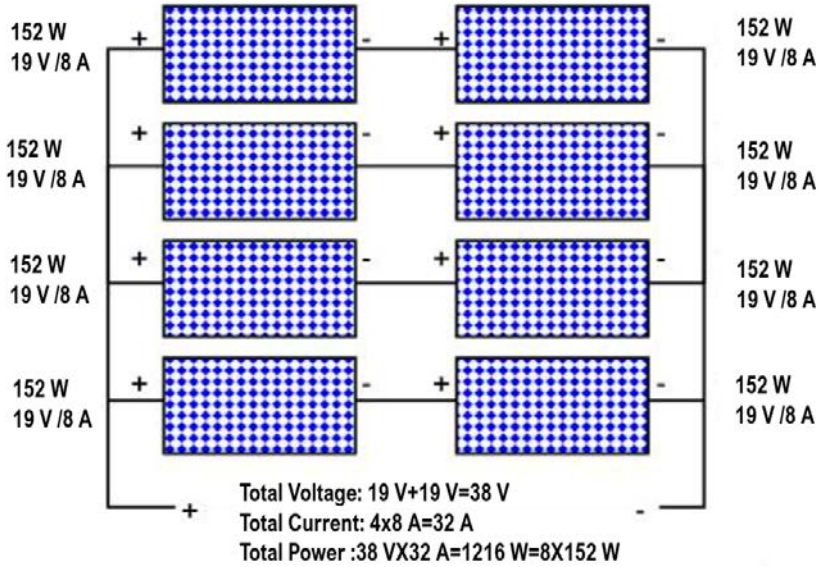


Fig. 4. Combination of series and parallel connections.

This type of connection is widely used in practical solar power systems because it provides flexibility in system design and helps match the voltage and current requirements of inverters, batteries, and electrical loads. It also improves the overall power output of the PV array while reducing transmission losses through higher voltage operation. In large installations, combining series and parallel connections makes it possible to expand the system easily and achieve higher efficiency. However, differences in shading or panel performance between strings can affect the balance and output of the system, so proper design and protection devices are important.

Advantages of connecting panels in series and parallel:

- Balances voltage and current.
- Flexible design for matching inverter or charge controller requirements.

Disadvantages of connecting panels in series and parallel:

- More complex design and wiring.

3. ANALYSIS OF PHOTOVOLTAIC PANEL CONFIGURATIONS IN SOLAR ENERGY SYSTEMS BASED ON CONNECTION TOPOLOGIES

The analysis of photovoltaic panel configurations in solar energy systems based on connection topologies focuses on how different electrical arrangements influence the performance, efficiency, reliability, and power output of photovoltaic arrays. Connection topology determines the electrical characteristics of the system by controlling the relationship between voltage and current within the PV array. The most common configurations include series, parallel, and series–parallel topologies, while advanced structures such as total cross-tied, bridge-linked, and honeycomb configurations are used to improve performance under non-uniform environmental conditions.

In a series topology, photovoltaic modules are connected sequentially so that the voltages add while the current remains constant. This arrangement is suitable for high-voltage applications and reduces transmission losses, but it is highly sensitive to shading because the performance of the entire string depends on the weakest module. Parallel topology increases current while maintaining constant voltage, providing improved

reliability and better tolerance to partial shading, although higher current levels increase conductor losses and cable requirements. The series–parallel configuration combines the advantages of both methods by balancing voltage and current levels, making it one of the most widely used structures in hybrid and grid-connected solar systems.

Advanced photovoltaic array topologies are developed to overcome mismatch losses caused by partial shading, dust accumulation, aging, and non-uniform irradiance. Research shows that total cross-tied and bridge-linked configurations distribute current more effectively across the array, reducing power degradation and improving maximum power point tracking performance under varying environmental conditions. These topologies increase energy extraction efficiency and system stability compared with conventional series–parallel structures.

The selection of photovoltaic connection topology also affects inverter operation, converter design, thermal behavior, and grid integration capability. In modern grid-connected and hybrid systems, inverter topologies are designed according to the arrangement of photovoltaic modules and the level at which maximum power point tracking is implemented. Centralized, string, multistring, and microinverter architectures each provide different operational advantages in terms of efficiency, scalability, reliability, and fault tolerance.

Therefore, the analysis of photovoltaic panel configurations based on connection topologies is essential for optimizing solar energy conversion, minimizing power losses, improving system reliability, and ensuring efficient integration with modern electrical grids and hybrid renewable energy systems.

Table 1. Specifications of PV panels according to their connection type.

Connection Type	Voltage	Current	Usage
Series	Increases	Same	High voltage
Parallel	Same	Increases	High current
Hybrid	Adjustable	Adjustable	Large system

Additional Considerations

- **Shading & mismatch losses:** Modern systems often use technologies like microinverter or power optimizers to reduce losses.
- **System type:** Off-grid systems often favor parallel or hybrid setups, while grid-tied systems often use higher-voltage series strings.
- **Protection:** Proper fusing and blocking diodes are needed, especially in parallel configurations.

The connection topology of photovoltaic panels is strongly influenced by the installed power capacity of the solar energy system because electrical characteristics such as voltage, current, efficiency, and power losses vary with system size. In low-power installations, simpler connection topologies are generally sufficient to meet energy requirements while maintaining low installation costs and ease of maintenance. As the installed power increases, the need for higher operating voltages, reduced transmission losses, and improved compatibility with inverters makes more advanced connection topologies preferable. Medium- and high-capacity photovoltaic systems commonly employ combinations of series and parallel connections to achieve an optimal balance between voltage and current while ensuring reliable operation under changing environmental conditions.

The selection of an appropriate connection topology according to the installed power also affects the system's ability

to tolerate partial shading, module mismatch, and future expansion. Larger systems require configurations that maximize energy yield, facilitate fault detection, and minimize the impact of individual panel performance variations on the entire array. Therefore, analyzing photovoltaic panel configurations based on installed power provides valuable guidance for designing efficient, scalable, and economically viable solar energy systems that deliver stable output power and enhanced long-term performance.

The connection topology of photovoltaic panels is strongly influenced by the installed power capacity of the solar energy system because electrical characteristics such as voltage, current, efficiency, and power losses vary with system size. In low-power installations, simpler connection topologies are generally sufficient to meet energy requirements while maintaining low installation costs and ease of maintenance. As the installed power increases, the need for higher operating voltages, reduced transmission losses, and improved compatibility with inverters makes more advanced connection topologies preferable. Medium- and high-capacity photovoltaic systems commonly employ combinations of series and parallel connections to achieve an optimal balance between voltage and current while ensuring reliable operation under changing environmental conditions.

The selection of an appropriate connection topology according to the installed power also affects the system's ability to tolerate partial shading, module mismatch, and future expansion. Larger systems require configurations that maximize energy yield, facilitate fault detection, and minimize the impact of individual panel performance variations on the entire array. Therefore, analyzing photovoltaic panel configurations based on installed power provides valuable guidance for designing efficient, scalable, and economically viable solar energy systems

that deliver stable output power and enhanced long-term performance.

4. CONCLUSION AND RECOMMENDATIONS

This study examined how different solar panel connection configurations primarily series, parallel, and hybrid (series-parallel) affect the output power of PV systems. The analysis shows that connection topology plays a critical role in determining system performance under varying environmental conditions, especially irradiance and temperature fluctuations.

Series configurations tend to increase system voltage while keeping current constant, making them suitable for applications requiring higher voltage levels. However, they are highly sensitive to partial shading, as the performance of the entire string is limited by the weakest panel. Parallel configurations, in contrast, maintain constant voltage while increasing current, offering better resilience to shading but requiring thicker conductors and more complex current management. Hybrid configurations provide a balanced approach, combining the advantages of both series and parallel connections, and are commonly used in practical installations to optimize both voltage and current levels.

The findings highlight that no single configuration is universally optimal; rather, the choice depends on site-specific conditions, system size, and performance priorities. Factors such as shading patterns, installation area, inverter compatibility, and maintenance considerations significantly influence the effectiveness of each configuration. To maximize output power and system efficiency, the following recommendations are proposed:

a) Configuration Selection Based on Environment

- o Use series connections in uniformly illuminated environments with minimal shading.
- o Prefer parallel or hybrid configurations in areas prone to partial shading or uneven sunlight distribution.

b) Integration of Power Electronics

- o Incorporate technologies such as maximum power point tracking (MPPT), microinverters, or power optimizers to mitigate mismatch losses and improve overall system performance.

c) Shading Analysis Before Installation

- o Conduct detailed site assessments, including shading analysis, to determine the most suitable panel arrangement and configuration.

d) System Scalability and Flexibility

- o Design PV systems with scalability in mind, allowing for future expansion or reconfiguration without major losses in efficiency.

e) Regular Monitoring and Maintenance

- o Implement monitoring systems to track performance and quickly identify faults or underperforming panels, especially in series-connected arrays.

f) Further Research

- o Future studies should explore advanced configurations combined with smart control systems and real-time optimization algorithms to further enhance energy yield.

By carefully selecting and optimizing panel connection configurations, PV system designers and engineers can significantly improve energy output, reliability, and long-term system performance.

REFERENCES

- Bastidas-Rodríguez, J. D., Ramos-Paja, C. A., & Serna-Garcés, S. I. (2022). Model of Series-Parallel Photovoltaic Arrays Using Double-Diode Model and Parallel Computing. *Computation*, 10(6), 100. <https://doi.org/10.3390/computation10060100>,
- Bonthagorla, P. K., Mikkili, S.(2022). Performance Investigation of Hybrid and Conventional PV Array Configurations for Grid-connected/Standalone PV Systems, in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*,, 8(3), 682-695, <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2020.02510>
- Desai, A.A., Mikkili, S.(2022). Modeling and Analysis of PV Configurations to Extract Maximum Power Under Partial Shading Conditions, in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 8 (6), 1670-1683, <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2020.00900>
- Hussein M.K. Al-Masri, Sharaf K. Magableh, Ahmad, A, (2021). Output power computation and sizing of a photovoltaic array by advanced modeling, *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, Vol. 47, 101519, ISSN 2213-1388, <https://doi.org/10.1016/j.seta.2021.101519>.,
- Irwanto, M. Y., Irwan, M., Safwati, I., W., Leow, Z., and Gomesh, N.(2014). Analysis simulation of the photovoltaic output performance, 2014 IEEE 8th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO2014), Langkawi, Malaysia, 2014, pp. 477-481, <https://doi.org/10.1109/PEOCO.2014.6814476>

İsmail, H. Ö.(2021). Elektr Müh. Çamlıca, M 147. C 4/I
Yenimahalle Ankara 0312 425 2200,
<https://www.atakale.com/forum/viewtopic.php?t=894>

Khurana, N., Pareek, S., Krishan, G., and Hooda, M. (2024). Supervised Machine Learning Techniques in the Improvement of Performance of Solar PV Systems due to Partial Shading, 2024 2nd International Conference on Advancements and Key Challenges in Green Energy and Computing (AKGEC), Ghaziabad, India, pp. 1-8, <https://doi.org/10.1109/AKGEC62572.2024.10868784>

Kim, G. G., Hyun, J. H., Choi, H. S., Ahn, H. B., Bhang, G., and Ahn, H. K. (2023). Quality Analysis of Photovoltaic System Using Descriptive Statistics of Power Performance Index, in IEEE Access, 11(81), 28427-28438, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3257373>

Lee, S.-M., Lee, E.-C., Lee, J.-H., Yu, S.-H., Heo, J.-S., Lee, W.-Y., & Kim, B.-S. (2023). Analysis of the Output Characteristics of a Vertical Photovoltaic System Based on Operational Data: A Case Study in Republic of Korea. Energies, 16(19), 6971.

Mochizuki. Y. Yachi, T.(2017). Relationship between power generated and series/parallel solar panel configurations for 3D Fibonacci PV modules, 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), San Diego, CA, USA, pp. 126-130, <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2017.819>

Sharma , S. et al.,(2021). Performance Enhancement of PV System Configurations Under Partial Shading Conditions Using MS Method, in IEEE Access, 9, pp. 56630-56644, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3071340>,

- Tanemo, M., Matsudate, K., and Nomura, S.(2016) Series/Parallel Switching Circuits Using Power MOSFETs for Photovoltaic Modules, 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia), Niigata, Japan, pp. 2022-2029, <https://doi.org/10.23919/IPEC.2018.8507911>
- Vandana, J. (2023). Generalized modelling of PV module and different PV array configurations under partial shading condition, Sustainable Energy Technologies and Assessments, 56, 103021, ISSN 2213-1388, <https://doi.org/10.1016/j.seta.2023.103021>,
- Velasco-Quesada, G., Guinjoan-Gispert, F., Pique-Lopez, R., Roman-Lumbreras, M., & Conesa-Roca, A. (2009). Electrical PV array reconfiguration strategy for energy extraction improvement in grid-connected PV systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11), 4319–4331. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2024664>

GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ (CONVERTERLER): KARŞILAŞTIRMALI BİR İNCELEME

Sude KART¹

1. GİRİŞ

1.1. Tarihsel Arka Plan

Elektrik enerjisinin üretilmesi, iletilmesi ve tüketilmesi (gerilim seviyesi, akım şekli, frekans) çoğu zaman birbirinden farklıdır. Bu farklı enerji biçimlerini birbirine bağlayan devrelere güç dönüştürücüleri (power converters) denir. Bir güneş paneli düşük gerilimli doğru akım üretirken, şebeke 50/60 Hz'lik alternatif akım sağlar. Buna karşılık olarak ise bir mikroişlemci genellikle 1 V civarında kararlı bir gerilime ihtiyaç duyar (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

Güç elektroniğinin gelişimi, 19. yüzyılın sonlarında alternatif akım (AC) ile doğru akım (DC) sistemleri arasında yaşanan rekabete kadar uzanmaktadır. Ancak bugün kullandığımız modern güç elektroniği teknolojilerinin ortaya çıkmasını sağlayan asıl dönüm noktası, yarı iletken güç anahtarlama elemanlarının geliştirilmesi olmuştur. Diyot, tristör, güç transistörü, MOSFET ve IGBT gibi elemanların kullanıma girmesiyle birlikte elektrik enerjisinin kontrolü ve dönüştürülmesi çok daha verimli ve esnek bir hâl almıştır. Özellikle 1950'li yıllarda tristörün geliştirilmesi, kontrollü doğrultucuların endüstride yaygın olarak kullanılmasının önünü

¹ Dr. Öğr. Üyesi, Karabük Üniversitesi, TOBB Teknik Bilimler MYO, Karabük, TÜRKİYE. ORCID: 0000-0001-6631-7316.

açarken, 1970'li yıllarda güç MOSFET'lerinin ticarileşmesi yüksek frekansta çalışan anahtarlama güç kaynaklarının (SMPS) hızla yaygınlaşmasını sağlamıştır (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

Bu gelişmeler yalnızca yeni güç dönüştürücü yapılarının ortaya çıkmasını sağlamamış, aynı zamanda geleneksel doğrusal transformatör tabanlı güç kaynaklarının yerini daha küçük boyutlu, daha hafif ve daha yüksek verime sahip anahtarlama dönüştürücülerin almasına da olanak tanımıştır. Günümüzde ise güç elektroniği, cep telefonu şarj adaptörlerinden elektrikli araç şarj istasyonlarına, veri merkezi güç dağıtım sistemlerinden rüzgâr türbini inverterlerine kadar çok geniş bir kullanım alanına sahiptir. Kısacası, günlük hayatta farkında olmadan kullandığımız pek çok elektronik sistemin güvenilir ve verimli çalışmasının arkasında güç elektroniği teknolojileri yer almaktadır (Erickson ve Maksimović, 2001).

1.2. Güç Elektroniğinin Modern Sistemlerdeki Rolü

Yenilenebilir enerji kaynaklarının hızla yaygınlaşması, güç elektroniğini modern enerji sistemlerinin vazgeçilmez bileşenlerinden biri hâline getirmiştir. Örneğin, fotovoltaik panellerden elde edilen değişken doğru akım (DC), şebekeye aktarılmadan önce uygun gerilim seviyesine yükseltilmeli ve alternatif akıma (AC) dönüştürülmelidir. Bu süreçte maksimum güç noktası izleme (MPPT) amacıyla kullanılan DC-DC dönüştürücüler ile DC-AC inverterler temel görev üstlenmektedir (Kjaer, Pedersen ve Blaabjerg, 2005).

Benzer şekilde, elektrikli araçlarda bataryanın şarj edilmesi, çekiş motorunun sürülmesi ve 12 V yardımcı sistemlerin beslenmesi gibi birçok kritik işlev farklı güç dönüştürücüleri tarafından yerine getirilmektedir. Hızlı şarj istasyonlarının yüksek güç gereksinimleri de güç elektroniğinin ulaşım sektöründeki stratejik önemini daha da artırmaktadır

(Chan, 2007). Bunun yanında, veri merkezlerinde yüksek verim ve güç yoğunluğu ihtiyacı çok kademeli güç dönüştürücü mimarilerinin geliştirilmesini teşvik ederken, endüstriyel otomasyonda kullanılan değişken hızlı motor sürücülerinin temelini de AC-DC-AC dönüştürücü yapıları oluşturmaktadır (Bose, 2006).

Bu bölümde, mühendislik uygulamalarında yaygın olarak kullanılan güç dönüştürücü topolojileri ele alınacaktır. Dönüştürücüler çalışma prensipleri, verimleri, maliyetleri, tasarım karmaşıklıkları, gerilim ve akım stresleri ile kullanım alanları açısından karşılaştırılacak; ayrıca temel kontrol yöntemleri, pasif eleman seçimi ve tasarım sürecine ilişkin önemli noktalar örnek uygulamalar eşliğinde açıklanacaktır.

2. GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN SINIFLANDIRILMASI

Güç dönüştürücüleri, giriş ve çıkışlarındaki enerji türüne göre dört temel türde toplanır: AC-DC, DC-AC, DC-DC ve AC-AC (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

Tablo 1. Güç dönüştürücülerinin temel sınıflandırması

Aile	Giriş	Çıkış	Tipik Uygulama
AC-DC (Redresör)	Alternatif akım	Doğru akım	Adaptörler, şarj cihazları, DC bara besleme
DC-AC (İnverter)	Doğru akım	Alternatif akım	Güneş enerjisi inverterleri, motor sürücüler, UPS
DC-DC	Doğru akım	Doğru akım (farklı seviye)	Batarya yönetimi, POL regülatörler, LED sürücüler
AC-AC	Alternatif akım	Alternatif akım (farklı genlik/frekans)	Dimmer devreleri, frekans dönüştürücüler

Kaynak: (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

3. DOĞRUSAL REGÜLATÖRLER VE ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

Doğrusal regülatörlerin çalışma mantığı aslında oldukça basit: seri bağlı bir transistör, tıpkı ayarlanabilir bir direnç gibi davranarak fazlalık gerilimi ısıya dönüştürür. Bu sadelik, düşük çıkış gürültüsü gibi güzel bir avantaj getirse de, bedeli genellikle düşük verimdir. Anahtarlama regülatörler ise farklı bir yol izler; bir anahtarlama elemanını yüksek frekansta hızlıca açıp kapatarak enerjiyi bir bobin ya da kapasitör üzerinden hedefe taşır. Bu yaklaşım verimi ciddi ölçüde artırır, ancak beraberinde devre karmaşıklığını ve elektromanyetik girişim (EMI) sorununu da getirir (Erickson ve Maksimović, 2001; Hart, 2010).

Anahtarlama frekansını yükseltmenin de kendine has bir mantığı var: frekans arttıkça gerekli bobin ve kapasitör değerleri küçülür, bu da dönüştürücünün daha küçük ve hafif olmasını sağlar. Ne var ki bu kazanımın bir bedeli vardır — yüksek frekans, anahtarlama kayıplarını da beraberinde artırır. Dolayısıyla mühendis, pratikte verim ile boyut arasında bir denge kurmak zorunda kalır; frekans seçimi tam olarak bu ödünleşimin üzerine kuruludur (Erickson ve Maksimović, 2001).

Tablo 2. Doğrusal ve anahtarlama regülatörlerin karşılaştırılması

Özellik	Doğrusal Regülatör	Anahtarlama Regülatör
Verim	Genellikle %30-60	Genellikle %85-98
Isı üretimi	Yüksek	Düşük
Çıkış gürültüsü	Çok düşük	Anahtarlama frekansı gürültüsü mevcut
Maliyet	Düşük	Orta-yüksek
Geçiş yönü	Yalnızca düşürücü	Düşürücü, yükseltici veya her ikisi
Tipik kullanım	Analog/RF hassas devreler	Adaptörler, batarya şarj, POL dönüştürücüler

Kaynak: (Erickson ve Maksimović, 2001; Hart, 2010).

Pratik not: Giriş-çıkış gerilim farkı küçükse ve akım düşükse, doğrusal regülatör (LDO) basitlik ve düşük gürültü avantajı sağlayabilir. Fark büyüdükçe anahtarlama çözümler zorunlu hale gelir.

4. ANAHTARLAMALI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE TEMEL ÇALIŞMA İLKELERİ

Anahtarlama dönüştürücülerin büyük çoğunluğunda kontrol işi, darbe genişlik modülasyonu (PWM) adı verilen yöntem ile yapılmaktadır. Mantiğı şu şekildedir: anahtarlama periyodu (T) sabit tutulurken, anahtarın ne kadar süre iletimde kaldığı (ton) değiştirilir. Bu ikisinin oranı görev döngüsünü ($D = t_{on}/T$) verir ve çıkış gerilimi tam olarak bu oran üzerinden düzenlenmektedir (Erickson ve Maksimović, 2001).

İşin arka planında iki temel fizik kuralı yatar. Kararlı durumda bobin üzerindeki ortalama gerilimin sıfır olması gerekir — buna volt-saniye dengesi denir — ve benzer şekilde kapasitör üzerindeki ortalama akım da sıfıra eşitlenmelidir; bu da yük dengesi olarak bilinir. Aslında her dönüştürücü topolojisinin V_{out}/V_{in} dönüşüm oranı, tam olarak bu iki ilkeden yola çıkılarak türetilmektedir (Erickson ve Maksimović, 2001).

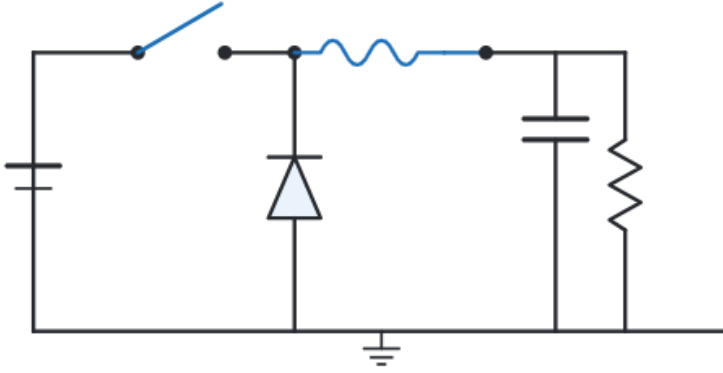
Dönüştürücüler çalışırken de iki farklı davranış sergileyebilir. Sürekli iletim modunda (CCM) bobin akımı hiçbir zaman sıfıra inmezken, süreksiz iletim modunda (DCM) akım her anahtarlama periyodunda sıfıra düşer. CCM'nin sunduğu avantaj, daha düşük tepe akımları ve daha sade bir kontrol dinamiğidir. DCM ise genellikle hafif yük koşullarında kendiliğinden devreye girer. Ama ne var ki bu durumda çıkış geriliminin dinamiği daha karmaşık bir hal almaktadır (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

5. İZOLASYONSUZ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ

İzolasyonsuz dönüştürücüler, giriş ve çıkış toprakları arasında galvanik ayrım olmayan ve tek bir bobin üzerinden enerji aktarabilen topolojilerdir. Düşük-orta güç uygulamalarında yaygın olarak kullanılırlar (Erickson ve Maksimović, 2001).

5.1. Buck (Düşürücü) Dönüştürücü

Buck dönüştürücü, çıkış gerilimi giriş geriliminden her zaman daha düşük olan yaygın bir topolojidir. Anahtar iletimdeyken bobinden geçen akım yükselir; anahtar kesimdeyken bobin, diyot (veya senkron anahtar) üzerinden yükü beslemeye devam etmektedir (Erickson ve Maksimović, 2001).



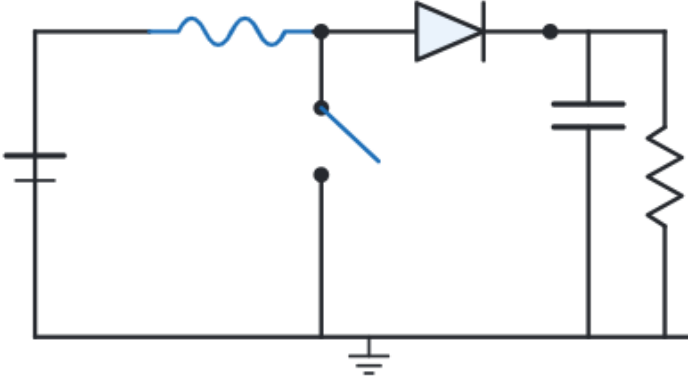
Şekil 1. Buck (düşürücü) dönüştürücü devre topolojisi.

$$V_{out} = D \times V_{in} \quad (1)$$

Bobin akım dalgalanması $\Delta I_L = (V_{in} - V_{out}) \times D / (L \times f_{sw})$ ile, çıkış gerilim dalgalanması ise $\Delta V_{out} \approx \Delta I_L / (8 \times f_{sw} \times C)$ ile yaklaşık olarak hesaplanmaktadır. Ayrıca bu ifadeler bobin ve kapasitör değerlerinin seçiminde temel alınmaktadır (Erickson ve Maksimović, 2001).

5.2. Boost (Yükseltici) Dönüştürücü

Boost dönüştürücüde bobin doğrudan girişe bağlıdır. Anahtar iletim modundayken bobinde enerji birikir. Kesimdeyken ise bu enerji giriş gerilimine eklenerek çıkışa aktarılmaktadır (Erickson ve Maksimović, 2001).



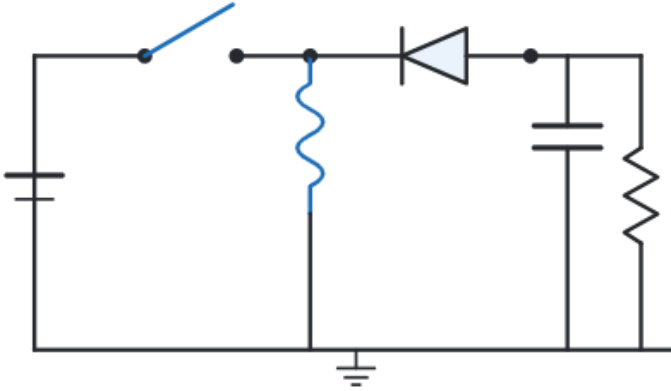
Şekil 2. Boost (yükseltici) dönüştürücü devre topolojisi.

$$V_{out} = V_{in} / (1 - D) \quad (2)$$

Batarya gerilimini yükseltmek (örneğin tek hücreli 3,7 V lityum bataryadan 5 V USB çıkışı üretmek) tipik bir uygulamadır. Boost dönüştürücülerde giriş akımı sürekli olduğundan giriş filtre gereksinimleri buck'a göre daha hafiftir. Buna karşılık çıkış akımı darbeli olduğundan çıkış kapasitörü üzerindeki RMS akım stresi daha yüksektir (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

5.3. Buck-Boost (Ters Çevirici) Dönüştürücü

Klasik (inverting) buck-boost topolojisi, çıkışta girişe göre ters işaretli bir gerilim üretmektedir (Erickson ve Maksimović, 2001).



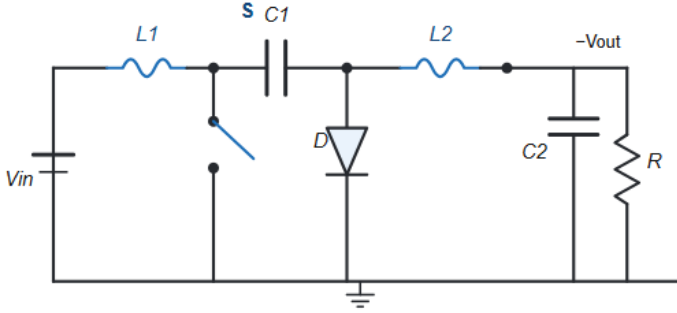
Şekil 3. Buck-Boost (ters çevirici) dönüştürücü devre topolojisi.
Çıkış, ortak hatta (V_{in-}) göre negatiftir.

$$V_{out} = -D/(1-D) \times V_{in} \quad (3)$$

Giriş gerilimi çıkıştan büyük de küçük de olabilir. Bu esneklik ona batarya gerilimi geniş bir aralıkta değişen taşınabilir cihazlarda kullanılması avantajını sağlamaktadır. Ters işaret gerektirmeyen uygulamalarda, dört anahtarlı (4-switch) buck-boost topolojisi tercih edilmektedir. Bu yapı giriş gerilimi çıkışın altında da olsa üstünde de olsa pozitif ve kararlı bir çıkış üretebilmektedir (Rashid, 2013).

5.4. Çuk Dönüştürücü

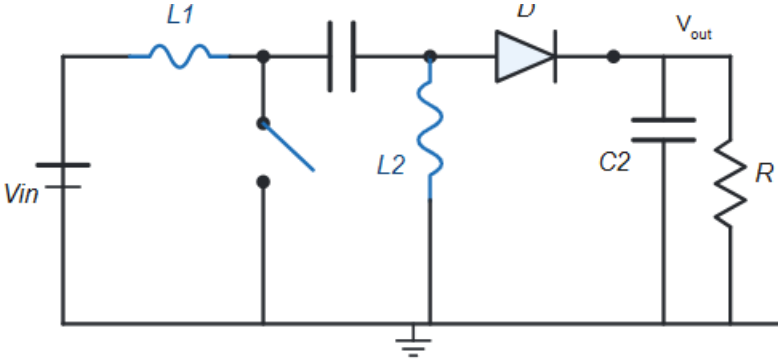
Çuk dönüştürücüde, enerji aktarımı bobinler yerine seri bir kapasitör üzerinden gerçekleştirilmektedir. Hem giriş hem çıkış akımı sürekli (darbeli değildir). Bu da giriş/çıkış filtrelemesini kolaylaştırarak EMI'yi azaltmaktadır. Çıkışta ters polarite üretir ve V_{out}/V_{in} ilişkisi buck-boost ile aynıdır (Erickson ve Maksimović, 2001; Kazimierczuk, 2008).



Şekil 4. Ćuk dönüştürücü devre topolojisi. Enerji $L1$ - $C1$ - $L2$ zinciri üzerinden aktarılır; çıkış negatiftir.

5.5. SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter)

SEPIC'te, Ćuk'a benzer şekilde iki bobin ve bir seri kapasitör kullanılmaktadır. Ancak çıkışta, girişle aynı polariteyi korur. Giriş gerilimi çıkıştan büyük veya küçük olabilir. SEPIC'in bu özelliği, gerilimi geniş aralıkta değişen batarya beslemeli sistemlerde onu öne çıkarmaktadır (Erickson ve Maksimović, 2001).



Şekil 5. SEPIC dönüştürücü devre topolojisi. $L2$ toprağa şönt bağlıdır; çıkış girişle aynı polaritededir.

Tablo 3. İzolasyonsuz DC-DC dönüştürücü topolojilerinin karşılaştırılması (D: görev döngüsü)

Topoloji	V_{out} / V_{in}	Çıkış Polaritesi	Giriş Akımı	Tipik Verim	Uygulama
Buck	$D (< 1)$	Aynı	Darbeli	%90-98	İşlemci/çekirdek besleme, POL
Boost	$1/(1-D) (> 1)$	Aynı	Sürekli	%85-96	Batarya yükseltme, PFC ön katı
Buck-Boost (inv.)	$-D/(1-D)$	Ters	Darbeli	%80-92	Negatif yardımcı raylar
Çuk	$-D/(1-D)$	Ters	Sürekli	%80-90	Düşük EMI gerektiren negatif çıkış
SEPIC	$D/(1-D)$	Aynı	Sürekli	%80-90	Geniş aralıklı batarya besleme

Kaynak: (Erickson ve Maksimović, 2001; Kazimierczuk, 2008).

6. İZOLASYONLU DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Giriş ve çıkış arasında galvanik izolasyon gerektiğinde bir transformatör içeren topolojiler kullanılır. Transformatör aynı zamanda gerilim dönüşüm oranını sarım oranı ile serbestçe ayarlama imkânı sağlar (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

6.1. Flyback Dönüştürücü

Flyback, düşük güçlü (tipik olarak 100 W'a kadar) izolasyonlu uygulamalarda en yaygın kullanılan topolojidir; tek bir anahtar ve birleşik bir transformatör (aslında çift sargılı bir bobin) ile enerji aktarımı sağlar. Telefon şarj adaptörleri ve düşük güçlü harici güç kaynakları tipik örneklerdir (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

6.2. Forward Dönüştürücü

Forward dönüştürücü, enerjiyi transformatör üzerinden anahtar iletimdeyken doğrudan çıkışa aktarır; bu nedenle orta güç seviyelerinde (50-500 W) flyback'e göre daha iyi verim ve daha düşük çıkış dalgalanması sunar. Buna karşılık transformatör manyetik akısının sıfırlanması için ek bir sargı veya devre gerektirir (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

6.3. Push-Pull, Yarım Köprü ve Tam Köprü Dönüştürücüler

Güç seviyesi yükseldikçe, iki anahtarlı push-pull, dört anahtarlı yarım köprü ve tam köprü topolojileri tercih edilir. Bu yapılar transformatörü her iki yönde de sürerek manyetik çekirdeği daha etkin kullanır ve daha yüksek güçlerde yüksek verim sağlar (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

Tablo 4. İzolasyonlu DC-DC dönüştürücü topolojilerinin karşılaştırılması

Topoloji	Anahtar Sayısı	Tipik Güç Aralığı	Verim	Tipik Uygulama
Flyback	1	< 100 W	%75-88	Şarj adaptörleri, yardımcı kaynaklar
Forward	1 (+ sıfırlama)	50-500 W	%80-90	Telekom güç kaynakları
Push-Pull	2	100-1000 W	%82-90	Düşük gerilimli/yüksek akımlı DC girişler
Yarım Köprü	2 (+ 2 kapasitör)	200 W - 2 kW	%85-92	Endüstriyel güç kaynakları
Tam Köprü	4	500 W - 10 kW+	%88-95	Sunucu/telekom yüksek güç rafları

Kaynak: (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

7. AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER (REDRESÖRLER)

AC-DC dönüştürücüler, şebeke veya diğer AC kaynaklardan gelen alternatif gerilimi doğru gerilime çevirmektedirler (Rashid, 2013; Hart, 2010).

7.1. Yarım Dalga Redresör

Yarım dalga doğrultucu, tek bir diyot kullanılarak AC gerilimin yalnızca pozitif (veya negatif) yarım periyodunun yüke aktarılması prensibiyle çalışır. Basit yapısı ve düşük maliyeti en önemli avantajları olsa da, giriş geriliminin yalnızca yarısı değerlendirildiği için enerji kullanım verimi düşüktür. Ayrıca çıkış gerilimindeki dalgalanmanın (ripple) yüksek olması, bu doğrultucu tipinin hassas güç kaynağı uygulamalarında kullanımını sınırlandırmaktadır (Rashid, 2013).

7.2. Tam Dalga Köprü Redresör

Tam dalga köprü doğrultucu, dört diyottan oluşan köprü yapısı sayesinde AC gerilimin hem pozitif hem de negatif yarım periyotlarını çıkışta aynı polaritede elde eder. Böylece yarım dalga doğrultucuya kıyasla daha düşük çıkış gerilim dalgalanması sağlanırken, transformatör kapasitesi de daha etkin bir şekilde kullanılabilir. Basit yapısı, güvenilirliği ve daha iyi performansı nedeniyle güç kaynaklarında en yaygın tercih edilen doğrultucu topolojilerinden biridir (Rashid, 2013).

7.3. Kontrollü Redresörler (Tristör Tabanlı)

Kontrollü doğrultucularda diyotlar yerine tristörler (SCR) kullanılır ve tristörlerin tetikleme açısı değiştirilerek çıkış gerilimi kontrol edilebilir. Bu özellik sayesinde özellikle DC motor sürücülerinde ve çıkış geriliminin ayarlanmasının gerekli olduğu yüksek güçlü endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla birlikte, faz kontrollü çalışma nedeniyle giriş akımında harmonikler oluşması ve güç faktörünün

düşmesi gibi bazı olumsuzluklar da söz konusudur (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

7.4. Güç Faktörü Düzeltmeli (PFC) AC-DC Dönüştürücüler

Klasik köprü doğrultucular, giriş akımını gerilim dalga şeklinin yalnızca tepe noktalarına yakın bölgelerde çektikleri için sinüzoidal olmayan bir akım profili oluşturur. Bunun sonucu olarak güç faktörü düşerken, şebekeye yayılan harmonik bileşenler de artar. Bu sorunu azaltmak amacıyla kullanılan güç faktörü düzeltme (Power Factor Correction, PFC) devreleri, çoğunlukla boost dönüştürücü yapısıyla gerçekleştirilir. PFC katı, giriş akımını şebeke gerilimiyle aynı fazda ve sinüzoidal bir forma yaklaştırarak güç faktörünü bire yakın değerlere yükseltir (Hart, 2010).

Günümüzde özellikle orta ve yüksek güçlü anahtarlamalı güç kaynaklarında, harmonik akım sınırlarını karşılamak ve uluslararası standartlara uyum sağlamak amacıyla PFC devreleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu nedenle birçok ticari güç kaynağı ve adaptörde PFC katı tasarımın ayrılmaz bir parçası hâline gelmiştir (IEC, 2018).

Tablo 5. AC-DC redresör topolojilerinin karşılaştırılması

Topoloji	Güç Faktörü	Çıkış Dalgalanması	Tipik Uygulama
Yarım dalga	Çok düşük	Çok yüksek	Basit düşük güçlü devreler
Tam dalga köprü	Düşük (~0,5-0,7)	Orta	Genel amaçlı adaptörler
Kontrollü (tristör)	Düşük-orta	Ayarlanabilir	DC motor sürücüler
PFC'li (boost tabanlı)	Yüksek (~0,95-0,99)	Düşük	Modern anahtarlamalı güç kaynakları

Kaynak: (Rashid, 2013; Hart, 2010; IEC, 2018).

8. KONTROL TEKNİKLERİ

Bir güç dönüştürücüsünün giriş gerilimi veya yükte meydana gelen değişimlere rağmen istenen çıkış gerilimini koruyabilmesi, etkili bir kapalı çevrim kontrol sistemine bağlıdır. Bu amaçla kullanılan kontrol yöntemleri arasında en yaygın olanları gerilim modlu kontrol ve akım modlu kontroldür (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

8.1. Gerilim Modlu Kontrol

Gerilim modlu kontrolde yalnızca çıkış gerilimi geri beslenir ve referans değer ile karşılaştırılarak bir hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyali, PWM modülatörünü sürerek anahtarlama elemanının görev döngüsünü belirler. Yapısının sade olması ve uygulanmasının kolaylığı önemli avantajları arasında yer alsa da, giriş gerilimindeki ani değişimlere verdiği tepki akım modlu kontrole göre daha yavaştır. Bu dezavantaj, bazı uygulamalarda ileri besleme (feed-forward) tekniği kullanılarak azaltılabilmektedir (Erickson ve Maksimović, 2001).

8.2. Akım Modlu Kontrol

Akım modlu kontrolde, çıkış gerilimine ek olarak bobin veya anahtar akımı da geri beslenir. Bu yapıda iç akım döngüsü, dış gerilim döngüsünden daha hızlı çalıştığı için dönüştürücü giriş gerilimindeki değişimlere daha kısa sürede uyum sağlayabilir. Ayrıca giriş gerilimi değişimlerine karşı doğal bir ileri besleme etkisi sunması, aşırı akım korumasını kolaylaştırması ve paralel çalışan dönüştürücüler arasında akım paylaşımını iyileştirmesi nedeniyle birçok güç elektronigi uygulamasında tercih edilmektedir (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003).

8.3. Geri Besleme Döngüsü Tasarımının Temelleri

Kapalı çevrim bir güç dönüştürücüsünün kararlı çalışabilmesi ve yeterli faz ile kazanç payına sahip olabilmesi için öncelikle güç katının küçük sinyal modeli elde edilir. Bu model temel alınarak, sistemin dinamik davranışını iyileştirecek uygun bir kompanzator (çoğunlukla Tip-II veya Tip-III) tasarlanır. Özellikle boost ve buck-boost gibi sağ yarı düzlem sıfırı (Right Half Plane Zero, RHPZ) içeren topolojilerde kontrol bant genişliğinin bu sıfırın altında seçilmesi büyük önem taşır. Aksi durumda sistemin kararlılığı olumsuz etkilenebilir ve istenmeyen salınımlar ortaya çıkabilir (Erickson ve Maksimović, 2001).

9. PASİF ELEMAN SEÇİMİ VE KAYIP MEKANİZMALARI

9.1. Bobin Seçimi

Bobin değeri, izin verilen akım dalgalanması ve seçilen anahtarlama frekansı dikkate alınarak belirlenir. Daha büyük endüktans değerleri akım dalgalanmasını azaltırken, bobinin fiziksel boyutunu, ağırlığını ve maliyetini artırabilir. Tasarım sürecinde bobin akımının çekirdeğin doyum sınırının altında kalmasına dikkat edilmeli; aynı zamanda çekirdek kayıpları ile bakır kayıpları arasında uygun bir denge kurulmalıdır (Erickson ve Maksimović, 2001).

9.2. Kapasitör Seçimi

Çıkış kapasitörü, dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmanın yanı sıra yük değişimlerine verdiği geçici tepki üzerinde de önemli bir etkiye sahiptir. Tasarım aşamasında yalnızca kapasitans değeri değil, kapasitörün eşdeğer seri direnci (Equivalent Series Resistance, ESR) de dikkate alınmalıdır. Özellikle yüksek anahtarlama frekanslarında ESR, çıkış gerilimindeki yüksek frekanslı dalgalanmanın oluşmasında

belirleyici bir rol oynayabilir. Bu nedenle, yüksek frekanslı güç dönüştürücülerinde düşük ESR değerine sahip seramik veya polimer kapasitörler yaygın olarak kullanılmaktadır (Kazimierczuk, 2008).

9.3. İletim ve Anahtarlama Kayıpları

Güç yarı iletkenlerinde oluşan toplam güç kaybı, iletim kayıpları ile anahtarlama kayıplarından oluşur. İletim kayıpları, anahtarlama elemanı iletimdeyken üzerindeki gerilim düşümü ve üzerinden geçen akım nedeniyle meydana gelirken, anahtarlama kayıpları açma ve kapama geçişleri sırasında gerilim ile akımın kısa bir süre aynı anda sıfırdan farklı olmasından kaynaklanır. Anahtarlama frekansı yükseldikçe anahtarlama kayıpları da artma eğilimi gösterir. Bu nedenle yüksek frekanslı güç dönüştürücülerinde kısa anahtarlama sürelerine sahip MOSFET'ler ile yumuşak anahtarlama (soft-switching) teknikleri, verimi artırmak ve ısı kayıpları azaltmak amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır (Erickson ve Maksimović, 2001; Kazimierczuk, 2008).

10. UYGULAMA ALANLARI VE SİSTEM DÜZEYİNDE DEĞERLENDİRMELER

10.1. Yenilenebilir Enerji Sistemleri

Fotovoltaik sistemlerde panel gerilimi, güneş ışınımı ve sıcaklık koşullarına bağlı olarak sürekli değiştiğinden, maksimum güç noktasının izlenebilmesi için genellikle MPPT (Maximum Power Point Tracking) algoritmasıyla çalışan bir DC-DC dönüştürücü kullanılır. Şebekeye bağlı uygulamalarda ise bu dönüştürücünün ardından, üretilen DC enerjiyi şebekeyle uyumlu AC gerilime dönüştüren bir inverter kademesi yer alır (Kjaer, Pedersen ve Blaabjerg, 2005).

10.2. Elektrikli Araçlar

Elektrikli araçlarda güç elektroniği, motor sürücü inverterinden batarya şarj sistemine ve yüksek gerilim bataryasından 12–48 V seviyesindeki yardımcı sistemlere enerji aktaran izole DC-DC dönüştürücülere kadar birçok farklı bileşenden oluşur. Bu dönüştürücülerin verimi, enerji kayıplarını doğrudan etkilediği için aracın toplam enerji tüketimi ve dolayısıyla sürüş menzili üzerinde önemli bir rol oynar (Chan, 2007).

10.3. Telekomünikasyon ve Veri Merkezleri

Telekomünikasyon sistemleri ve veri merkezlerinde kullanılan güç kaynakları, yüksek verim ve kesintisiz çalışma gereksinimlerini karşılayabilmek için çoğunlukla çok kademeli dönüştürücü mimarileriyle tasarlanır. Bu yapılarda genellikle güç faktörü düzeltme (PFC) katına sahip bir AC-DC dönüştürücü girişte yer alırken, çıkışta ise forward, yarım köprü veya tam köprü topolojilerine dayalı izole DC-DC dönüştürücüler kullanılır. Bu mimari, yüksek güç yoğunluğu, güvenilir çalışma ve daha iyi enerji verimliliği sağlaması nedeniyle yaygın olarak tercih edilmektedir (Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

10.4. Endüstriyel Motor Sürücüleri

Değişken hızlı motor sürücülerinde şebekeden alınan AC gerilim, önce bir doğrultucu ile DC gerilime dönüştürülür. Ardından inverter kademesi bu DC gerilimi, motorun ihtiyaç duyduğu frekans ve genlikte AC gerilime çevirerek hız ve torkun hassas bir şekilde kontrol edilmesini sağlar. Bu sayede motor yalnızca ihtiyaç duyulan hızda çalıştırılabildiğinden, özellikle pompa, fan ve kompresör gibi uygulamalarda önemli ölçüde enerji tasarrufu elde edilebilmektedir (Bose, 2006).

11. DÖNÜŞTÜRÜCÜ SEÇİM KRİTERLERİ

Uygun güç dönüştürücü topolojisinin seçimi, yalnızca istenen gerilim dönüşümüne değil, aynı zamanda uygulamanın teknik gereksinimlerine de bağlıdır. Tasarım sürecinde gerilim dönüşüm yönü ve oranı, galvanik izolasyon gereksinimi, güç seviyesi, hedeflenen verim, termal sınırlar, izin verilen çıkış gerilim dalgalanması, elektromanyetik girişim (EMI/EMC) gereksinimleri, maliyet ve devre karmaşıklığı gibi birçok kriter birlikte değerlendirilmelidir. Ayrıca giriş kaynağının kararlılığı ve yük karakteristiği de uygun dönüştürücü topolojisinin belirlenmesinde önemli rol oynar (Erickson ve Maksimović, 2001; Mohan, Undeland ve Robbins, 2003; Rashid, 2013).

Uygulama gereksinimleri göz önünde bulundurulduğunda, düşük güçlü ve galvanik izolasyon gerektirmeyen sistemlerde çoğunlukla buck veya boost dönüştürücüler tercih edilir. Giriş geriliminin çıkış geriliminden zaman zaman daha yüksek, zaman zaman ise daha düşük olabildiği uygulamalarda SEPIC veya dört anahtarlı buck-boost topolojileri daha uygun çözümler sunar. Şebekeden elektriksel izolasyonun gerekli olduğu düşük ve orta güçlü uygulamalarda flyback dönüştürücüler yaygın olarak kullanılırken, daha yüksek güç seviyelerinde forward, push-pull, yarım köprü ve tam köprü topolojileri öne çıkmaktadır. Bunun yanında, harmonik akımların sınırlandırılmasının ve yüksek güç faktörünün önemli olduğu AC-DC güç dönüştürücülerinde ise PFC katı günümüzde standart tasarım yaklaşımının bir parçası hâline gelmiştir.

12. SAYISAL ÖRNEK: BİR BUCK DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Aşağıdaki örnek, teorik ilişkilerin pratik bir tasarıma nasıl uygulandığını göstermektedir. Tasarım hedefleri: $V_{in} = 12 \text{ V}$,

$V_{out} = 5 \text{ V}$, $I_{out} = 2 \text{ A}$, anahtarlama frekansı $f_{sw} = 200 \text{ kHz}$, izin verilen bobin akım dalgalanması $\Delta I_L = \%30 \times I_{out}$.

Görev döngüsü, ideal (kayıpsız) durum için $V_{out} = D \times V_{in}$ ilişkisinden hesaplanır (Erickson ve Maksimović, 2001).

$$D = V_{out} / V_{in} = 5 / 12 \approx 0,417 \quad (4)$$

Bobin akım dalgalanması hedefi $\Delta I_L = 0,3 \times 2 \text{ A} = 0,6 \text{ A}$ olarak alınırsa, gerekli bobin değeri bobin dalgalanma denkleminde bulunur (Erickson ve Maksimović, 2001).

$$L = (V_{in} - V_{out}) \times D / (\Delta I_L \times f_{sw}) = (12 - 5) \times 0,417 / (0,6 \times 200.000) \approx 24,3 \mu\text{H} \quad (5)$$

Çıkış gerilim dalgalanmasının %1'in altında ($\Delta V_{out} < 50 \text{ mV}$) tutulması hedeflenirse, gerekli çıkış kapasitörü yaklaşık olarak aşağıdaki gibi hesaplanır (Erickson ve Maksimović, 2001).

$$C = \Delta I_L / (8 \times f_{sw} \times \Delta V_{out}) = 0,6 / (8 \times 200.000 \times 0,05) \approx 7,5 \mu\text{F} \quad (6)$$

Pratikte, bileşen toleransları, ESR etkisi ve geçici yük tepkisi gereksinimleri nedeniyle hesaplanan değerlerin üzerinde standart bir bobin (örneğin $33 \mu\text{H}$) ve kapasitör (örneğin $22 \mu\text{F}$, düşük ESR seramik) seçilmesi yaygın bir tasarım pratiğidir. Anahtar ve diyot (veya senkron MOSFET), en az V_{in} kadar gerilime ve yeterli güvenlik payıyla $I_{out} + \Delta I_L/2$ tepe akımına dayanacak şekilde seçilmelidir.

13. SONUÇ

Bu bölümde güç dönüştürücülerinin temel çalışma prensipleri ve modern enerji sistemlerindeki yeri kapsamlı bir bakış açısıyla ele alınmıştır. Öncelikle güç elektronığının gelişim süreci özetlenmiş, ardından dönüştürücüler giriş ve çıkış enerji

türlerine göre sınıflandırılarak doğrusal ve anahtarlama yapıları arasındaki temel farklılıklar açıklanmıştır. İzolasyonsuz ve izolasyonlu DC-DC dönüştürücüler ile AC-DC doğrultucu topolojileri çalışma prensipleri, kullanım alanları ve performans özellikleri bakımından karşılaştırılmış; gerilim ve akım modlu kontrol yöntemleri, pasif eleman seçimi ve güç kayıplarını etkileyen temel mekanizmalar da bu kapsamda değerlendirilmiştir.

Bunun yanında, yenilenebilir enerji sistemleri, elektrikli araçlar, telekomünikasyon altyapıları ve endüstriyel motor sürücüler gibi farklı uygulama alanları incelenerek güç dönüştürücülerinin yalnızca enerji dönüştüren devreler olmadığı, aynı zamanda sistem performansını, enerji verimliliğini ve güvenilirliği doğrudan etkileyen temel bileşenler olduğu gösterilmiştir. Bölüm sonunda verilen sayısal tasarım örneği ise teorik bağıntıların gerçek tasarım sürecinde nasıl kullanıldığını somut bir uygulama üzerinden ortaya koymuştur.

İncelenen topolojiler değerlendirildiğinde, tüm uygulamalar için en uygun tek bir güç dönüştürücüsünden söz etmek mümkün değildir. Her topoloji; gerilim dönüşüm gereksinimi, galvanik izolasyon ihtiyacı, güç seviyesi, verim beklentisi, elektromanyetik uyumluluk ve maliyet gibi tasarım ölçütleri açısından kendine özgü avantaj ve sınırlamalara sahiptir. Bu nedenle başarılı bir güç elektroniği tasarımı, belirli bir topolojiyi ezbere seçmekten ziyade uygulamanın gereksinimlerini doğru analiz ederek bu ölçütler arasında en uygun dengeyi kurabilmeye dayanır.

KAYNAKÇA

- Bose, B. (2020). Power electronics and motor drives. Cambridge, MA, USA: Academic press.
- Chan, C. C. (2007). The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. Proceedings of the IEEE, 95(4), 704-718.
- Erickson, R. W., & Maksimović, D. (2001). Fundamentals of power electronics (Vol. 2, pp. 39-61). Norwell, MA: Kluwer academic.
- Hart, D. W. (2010). Chapter 8-inverters. Power Electronics. Ed. by Darlene M. Schueller. McGraw-Hill, 357-358.
- IEC, C. E. (2018). Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 3-2 Limits for Harmonic Current Emissions. IEC 61000-3-2 (2001-10).
- Kazimierczuk, M. K. (2015). Pulse-width modulated DC-DC power converters. John Wiley & Sons.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., & Blaabjerg, F. (2005). A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. IEEE transactions on industry applications, 41(5), 1292-1306.
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). Power electronics: converters, applications, and design. John wiley & sons.
- Rashid, M. H. (2004). Power electronics circuits, devices and application. University of West Florida.

FROM MEMORY-EFFECT PASSIVE ELEMENTS TO NEUROMORPHIC CIRCUIT BLOCKS: A COMPARATIVE ASSESSMENT OF ANALOG EMULATOR APPROACHES

Fatih TULUMBACI¹

1. INTRODUCTION

Classical lumped circuit theory relates voltage v , current i , charge q , and flux linkage ϕ through the resistor, capacitor, and inductor. Chua (1971) introduced the memristor through the missing charge–flux relation, $d\phi = M(q) dq$, with $v(t) = M(q) i(t)$. Because $M(q)$ depends on accumulated charge, the terminal resistance carries information about earlier excitation. Chua and Kang (1976) later generalised this principle to memristive systems with one or more internal state variables.

Interest in memristive systems increased sharply after Strukov and colleagues linked a nanoscale TiO_2 resistive-switching structure to memristive theory (Strukov, Snider, Stewart, & Williams, 2008), stimulating extensive device research (Yang, Strukov, & Stewart, 2013). Real devices nevertheless depart from the ideal model through temperature sensitivity, stochastic ion motion, thresholds, asymmetry, leakage, and ageing.

The same principle was extended to memcapacitive and meminductive systems, forming a broader family of memory circuit elements (Di Ventra, Pershin, & Chua, 2009). In this

¹ Lecturer, Ph.D., Department of Electronics, Corlu Vocational School, Tekirdag Namik Kemal University, Tekirdag 59860, Türkiye, ORCID: 0000-0002-0677-9153.

framework, memory follows from the evolution of internal ionic, electronic, structural, or magnetic states rather than from a single material mechanism (Pershin & Di Ventra, 2011).

Physical-device studies often depend on specialised fabrication and materials-characterisation facilities. Circuit research poses a different problem: how can a two-terminal element with a prescribed state equation, operating range, and memory duration be implemented with laboratory components? Analog emulators address this need by combining op-amps, OTAs, current conveyors, multipliers, MOS transistors, and capacitors to realise selected mem-element models (Kim, Sah, Yang, Cho, & Chua, 2012; Yeşil, Babacan, & Kaçar, 2014, 2019; Abuelma'atti & Khalifa, 2016; Pal, Kumar, Aishwarya, Nayak, & Islam, 2020; Gözükküçük, Menekay, & Özenli, 2022; Wu et al., 2024; Kumar, Kumar, Pandey, & Minaei, 2025; Saydam & Kaçar, 2026).

This chapter treats analog emulators as controllable circuit blocks rather than temporary substitutes for physical devices. In neuromorphic electronics, memory duration, nonlinearity, forgetting rate, threshold, gain, and update dynamics can be exposed as design parameters. Their usefulness is therefore better judged by the required computational dynamics than by exact reproduction of a material device.

2. THEORETICAL FRAMEWORK OF MEMORY-EFFECT CIRCUIT ELEMENTS

2.1. Memristor and the memristive system

A general voltage-controlled memristive system is expressed as (Chua & Kang, 1976):

$$i(t) = G(x, v, t) v(t), \quad \frac{dx}{dt} = f(x, v, t)$$

Here x denotes the internal state variable(s) and G the state-dependent memductance; the current-controlled form is $v(t) = R(x, i, t) i(t)$. In an emulator, x may be represented by a capacitor voltage, an integrator output, or a controlled current. This correspondence is important because it converts an abstract state equation into a directly adjustable electrical variable.

The best-known experimental signature is a pinched current–voltage hysteresis loop under periodic bipolar excitation. Adhikari and colleagues identified three commonly cited fingerprints: a pinched loop, reduction of hysteresis area with increasing frequency, and convergence toward a single-valued relation at high frequency (Adhikari, Sah, Kim, & Chua, 2013). A pinched loop by itself is not sufficient, since memoryless nonlinear circuits can produce similar traces (Biolek, 2018). The state equation and frequency dependence should therefore be reported together with the v – i curve.

2.2. The memcapacitive system

A voltage-controlled memcapacitive system is described by $q(t) = C_M(x, v, t) v(t)$, $\frac{dx}{dt} = f(x, v, t)$ (Di Ventra, Pershin, & Chua, 2009; Pershin & Di Ventra, 2011). Unlike a conventional capacitor, its effective capacitance depends on internal state, so the same instantaneous voltage can correspond to different charge values. This behaviour is relevant to adaptive filtering, temporal integration, and state encoding. Because realistic systems may also exhibit negative or singular effective capacitance (Di Ventra & Pershin, 2013), their analysis cannot simply reuse memristor-specific criteria.

2.3. The meminductive system

For a meminductive system, $\varphi(t) = L_M(x, i, t) i(t)$ with $\frac{dx}{dt} = f(x, i, t)$ (Di Ventra, Pershin, & Chua, 2009). Emulation is attractive because state-dependent inductive behaviour can be

synthesised without either a meminductive material or a physical coil. Across memristive, memcapacitive, and meminductive systems, the common feature is the coupling between terminal variables and internal state. For neuromorphic circuits, the practical issue is how that state can be used for storage, adaptation, and temporal processing.

3. THE CASE FOR ANALOG EMULATION AND DESIGN CRITERIA

Physical memristive devices have advanced considerably, but device variability, limited access, specialised fabrication, and measurement requirements still complicate circuit-level studies (Yang, Strukov, & Stewart, 2013; Zidan, Strachan, & Lu, 2018; Xia & Yang, 2019). Analog emulators remove part of this barrier by reproducing selected terminal behaviour with standard components. Kim and colleagues, for example, demonstrated real-time off-the-shelf emulators that could be connected in series, parallel, or reversed polarity (Kim, Sah, Yang, Cho, & Chua, 2012).

An emulator should therefore be evaluated by more than the appearance of its hysteresis curve. Five practical criteria are especially relevant:

- Grounded or floating operation, with incremental or decremental behaviour suited to the intended circuit.
- Electronic control of memory coefficient, initial state, or nonlinearity, preferably through bias variables rather than repeated component changes.
- Usable frequency range, supply voltage, and power consumption, which directly affect system- and array-level scalability.
- Component count and expected silicon area.

- State-retention time and robustness to leakage, offset, process variation, and temperature.

Neuromorphic applications add task-specific requirements. A synapse may prioritise linear and repeatable weight updates, whereas a reservoir node benefits from controlled fading memory and sufficient nonlinearity. No single emulator topology is therefore optimal for all uses.

4. ANALOG MEMRISTOR EMULATOR APPROACHES

4.1. Off-the-shelf-component and op-amp-based emulators

Early emulators reproduced memristive behaviour without a physical device by integrating input voltage or current into a state variable and converting that state into terminal conductance. Kim and colleagues' TiO₂-model emulator became a widely used laboratory reference (Kim, Sah, Yang, Cho, & Chua, 2012). Pershin and Di Ventra later used an emulator as an artificial synapse in associative memory (Pershin & Di Ventra, 2010b), demonstrating a network-level role beyond device imitation.

CFOA- and op-amp-based structures remain convenient for bench experiments. Abuelma'atti and Khalifa proposed a floating CFOA emulator that avoided ADC/DAC stages and reduced multiplier requirements, and demonstrated frequency-to-voltage conversion (Abuelma'atti & Khalifa, 2016). Their main drawback is the reliance on several commercial ICs, often with dual supplies and comparatively high power.

4.2. Current-conveyor-based approaches

Current-conveyor approaches offer wide bandwidth and low-impedance current-mode nodes. The DDCC emulator of

Yeşil, Babacan, and Kaçar targeted compact CMOS-compatible implementation (Yeşil, Babacan, & Kaçar, 2014), while CCII structures are useful for floating operation and mutator circuits (Pershin & Di Ventra, 2010a). Kumar and colleagues later reported a capacitorless floating CCII emulator with GHz-range behaviour in 180 nm CMOS simulation (Kumar, Kumar, Pandey, & Minaei, 2025); this frequency range was simulated rather than experimentally measured.

4.3. OTA- and transconductance-based emulators

OTA-based emulators are attractive because transconductance g_m is bias-controlled, allowing gain and state dynamics to be tuned electronically. Representative VDTA circuits include the single-VDTA design of Yeşil, Babacan, and Kaçar (2019), the multi-VDTA topology of Pal and colleagues (2020), and the fully floating structure of Gözüküçük, Menekay, and Özenli (2022). Saydam and Kaçar reported a 0.5 V, 209 nW bulk-driven OTA emulator (Saydam & Kaçar, 2026), illustrating the move toward low-power neuromorphic interfaces.

4.4. MOS-only and passive emulators

The overhead of active blocks has encouraged simpler MOS-only solutions. Wu and colleagues proposed a passive floating emulator with two NMOS transistors, one PMOS transistor, and one capacitor, reporting operation around 50 MHz with process, temperature, and Monte Carlo analyses in 0.18 μm CMOS (Wu et al., 2024). Compactness, however, may come at the cost of tunability, state observability, or independent time-constant control.

Table 1. Comparison of representative memristor emulator approaches

Approach	Representative work	Main advantage	Main limitation	Neuromorphic relevance
Off-the-shelf	Kim et al. (2012)	Ease of prototyping	Large area / power	Education, small nets
DDCC	Yeşil et al. (2014)	Current-mode, CMOS	Active-block complexity	Analog synapse
CFOA	Abuelma'atti & Khalifa (2016)	Floating operation	Commercial-IC dependence	Lab prototype
Single VDTA	Yeşil et al. (2019)	Low component count	State-capacitor dependence	Integrated synapse
Multi-VDTA	Pal et al. (2020)	Tunability	Multiplier cost	Parametric cell
OTA	Gözükcük et al. (2022)	Control via g_m	Bias sensitivity	Adaptive synapse
Passive MOS	Wu et al. (2024)	Very low complexity	Limited control	Large arrays
Capacitorless CCII	Kumar et al. (2025)	High frequency	Complex active block	High-speed network
Bulk-driven OTA	Saydam & Kaçar (2026)	Very low V / power	Reduced linear range	Ultra-low-power cell

5. MEMCAPACITOR, MEMINDUCTOR, AND UNIVERSAL MEM-ELEMENT EMULATORS

Memcapacitor and meminductor emulation is especially useful because corresponding physical devices are far less common than resistive-switching memristors. Pershin and Di Ventra showed that memcapacitive and meminductive behaviour can be obtained through terminal transformations of memristive circuits (Pershin & Di Ventra, 2010a). Yu and colleagues later proposed a floating memcapacitor emulator using four current conveyors and demonstrated it in an RC frequency-selective network (Yu, Liang, Chen, & Iu, 2013).

For meminductors, OTA/CCII combinations can realise state-dependent inductance without a coil. Shukla, Kumar, and Paul presented a two-OTA, two-CCII structure supporting

grounded or floating and incremental or decremental configurations (Shukla, Kumar, & Paul, 2023). Ersoy and Kaçar developed an electronically tunable, charge-controlled OTA-based meminductor that does not require a physical memristor (Ersoy & Kaçar, 2023). A broader approach is the universal mem-element emulator of Zhao, Wang, and Zhang, which can be reconfigured as a memristor, memcapacitor, or meminductor while largely retaining the same topology (Zhao, Wang, & Zhang, 2019).

These element classes need not play identical computational roles. Memristive conductance is well suited to weight storage, memcapacitive behaviour to transient charge accumulation and adaptation, and meminductive behaviour to feedback that depends on current history. Heterogeneous mem-element cells may therefore offer more flexibility than a uniform memristor array in some analog neuromorphic systems.

6. FROM ANALOG EMULATOR TO NEUROMORPHIC CIRCUIT BLOCK

6.1. The meaning of the state variable

Neuromorphic engineering does not seek a transistor-by-transistor copy of the nervous system. Mead instead used biological computation as inspiration for analog VLSI (Mead, 1990), and later silicon-neuron circuits implemented integrate-and-fire, conductance-based, and adaptive dynamics (Indiveri et al., 2011). In the same spirit, an emulator state x can represent synaptic weight, adaptation, threshold, or reservoir state, shifting the objective from device imitation to controlled neural dynamics.

6.2. Artificial synapses

The most direct neuromorphic use of a memristive element is an artificial synapse, where conductance G represents

synaptic efficacy and $i_{\text{syn}} = G(x) v_{\text{pre}}$ combines storage and multiplication. Memristive devices have demonstrated STDP-like behaviour with CMOS neurons (Jo et al., 2010), emulator-based networks have shown associative memory (Pershin & Di Ventra, 2010b), and memristor-bridge synapses have enabled signed weights (Adhikari, Yang, Kim, & Chua, 2012). Tunable emulators can therefore test update rules before a device technology is fixed.

6.3. Memristive neurons and adaptive dynamic blocks

Memristive state can also control neuronal leakage, threshold, refractory response, or feedback gain. Volatile behaviour is unsuitable for long-term storage but useful for adaptation and fading memory. A relation such as $\tau_x \frac{dx}{dt} = -x + k u(t)$, combined with $i(t) = (G_0 + \alpha x + \beta x^2)v(t)$, provides finite memory and nonlinear transformation in one cell, the two central requirements of a reservoir node.

7. MEMORY-EFFECT EMULATORS FROM A RESERVOIR-COMPUTING PERSPECTIVE

Reservoir computing (RC) trains only the readout layer, while internal nodes retain finite input history, transform signals nonlinearly, and create diverse states. Dynamic memristors have been used for temporal processing (Du et al., 2017), classification and forecasting (Moon et al., 2019), spoken-digit recognition and Hénon-map prediction (Zhong et al., 2021), and later fully analog arrhythmia and gesture processing (Zhong et al., 2022). These studies establish memristive dynamics as a practical reservoir mechanism.

A useful distinction is that physical-device memory and nonlinearity are often coupled by device physics, whereas an OTA- or VDTA-based reservoir cell can assign them to separate

controls, for example $\tau_m = \frac{c}{g_{m1}}$ and $\gamma = \frac{g_{m2}}{g_{m3}}$. Bias currents can then adjust memory depth and nonlinear gain independently. Relating these controls to task-level reservoir performance is more informative than optimising hysteresis area alone.

8. COMPARATIVE ASSESSMENT FOR NEUROMORPHIC APPLICATIONS

Physical memristive devices have a density advantage because memory and computation are co-located. Crossbars implement matrix–vector multiplication through Ohm’s and Kirchhoff’s laws (Xia & Yang, 2019), and metal-oxide networks have demonstrated dense learning hardware (Prezioso et al., 2015). Emulators cannot match nanoscale arrays in density; their stronger role is as observable, controllable dynamic cells.

The technologies therefore offer different strengths. Physical devices provide density, nonvolatile storage, crossbar compatibility, and in-memory computation; emulators provide tunability, direct state access, repeatability, and independence from a particular material platform. Memristive hardware increasingly relies on device–circuit–algorithm co-design (Zidan, Strachan, & Lu, 2018; Huang et al., 2024), and emulator evaluation should likewise focus on the computation enabled rather than hysteresis shape alone.

Table 2. Desired emulator properties by neuromorphic application

Application	Dominant memory property	Desired nonlinearity	Persistence	Priority parameter
Analog synapse	Weight storage	Low / moderate	Long	Update linearity
STDP synapse	Timing dependence	Moderate	Long	Pulse integration
Adaptive neuron	Slow state change	Moderate	Transient	Adaptation time constant
Threshold-switching neuron	Cumulative state	High	Transient	Threshold and reset
Reservoir node	Fading memory	High	Short / moderate	τ_m and nonlinearity
Analog filter	History-dependent coefficient	Low / moderate	Task-dependent	Frequency response
Chaotic / oscillator cell	State feedback	High	Task-dependent	Bifurcation parameters

There is no application-independent “best” memristor or emulator. Long retention may favour synaptic storage, whereas excessive retention can weaken the fading memory required by a reservoir. Circuit metrics must therefore be matched to computational function.

9. LIMITATIONS OF EMULATORS

Emulators also have clear limitations. Area and power scale poorly when each mem-element requires several active blocks or capacitors, which becomes decisive in large arrays. In addition, offset, leakage, and mismatch can alter the intended state equation, so neither retention nor stability follows automatically from the presence of a pinched hysteresis loop.

A second difference is variability. The stochastic device-to-device variation of physical memristors does not naturally appear in a well-matched analog emulator. This can be useful for controlled experiments, because variability can be introduced

deliberately and independently. More generally, a pinched v - i curve should not be treated as proof of memristive behaviour (Biolek, 2018); emulator studies should also report the state equation, initial-condition dependence, and frequency response.

10. FUTURE RESEARCH DIRECTIONS

Future work should place less emphasis on transistor count or maximum frequency as isolated targets and more on controllable dynamics, robustness, and task-level performance.

10.1. Independent tuning of memory and nonlinearity; dual-timescale cells

In many circuits, the same parameter affects both hysteresis area and state-evolution rate. Separating these effects—for example with $\tau_m = f(I_{B1})$ and $\eta_{NL} = g(I_{B2})$ —would make reservoir cells easier to tune. Synaptic circuits may also benefit from two time scales, $x = x_{ST} + x_{LT}$, combining a fast short-term state with a more persistent component.

10.2. Programmable variability and emulator-CMOS co-design

Variability can also be treated as a controlled design variable. Bias-current perturbations or deliberate mismatch allow robustness to be studied without changing device technology. This fits the broader device-circuit-algorithm co-design approach (Huang et al., 2024). For reservoir cells, prediction or classification performance should ultimately carry more weight than hysteresis area.

10.3. An analytical link between memory capacity and circuit parameters

A further challenge is to connect standard circuit parameters directly to reservoir memory capacity. For the discrete

state equation $x_{n+1} = a x_n + b u_n$, the forgetting coefficient of an analog first-order cell can be approximated by:

$$a \simeq \exp\left(-\frac{T_s}{\tau_m}\right)$$

This relation makes the dependence on sampling interval T_s and memory time constant τ_m explicit. It provides a simple starting point for linking adjustable quantities such as C , g_m , bias current, and input scaling to task-level memory metrics rather than treating them only as circuit parameters.

11. GENERAL DISCUSSION

Memory-effect elements connect circuit theory (Chua, 1971), device research that accelerated after 2008 (Strukov, Snider, Stewart, & Williams, 2008; Yang, Strukov, & Stewart, 2013), and neuromorphic computation in crossbar and reservoir architectures (Du et al., 2017; Xia & Yang, 2019; Zhong et al., 2021; Huang et al., 2024). Analog emulators bridge these areas by implementing state equations in hardware while keeping their parameters accessible to circuit-level control.

Most emulator papers still report mainly circuit-centred metrics such as component count, supply voltage, operating frequency, floating or grounded configuration, and hysteresis shape. Neuromorphic evaluation would be more informative if it also included:

- effective memory time constant, initial-state adjustability, and short- versus long-term retention;
- a nonlinearity metric, weight-update symmetry, and state separability;
- stability under noise, energy per state update, and reservoir memory capacity on a benchmark task.

Reporting these quantities would make it easier to compare emulators as computational building blocks rather than only as alternative implementations of a mem-element characteristic.

12. CONCLUSION

This chapter reviewed memristive, memcapacitive, and meminductive systems from the joint perspective of analog emulation and neuromorphic electronics. Their common principle is an internal state that links past excitation to present terminal behaviour, enabling storage, adaptation, filtering, and temporal processing.

Analog emulators remain useful because they offer experimental accessibility, model flexibility, electronic tunability, and direct observation of internal state. The field has progressed from discrete op-amp circuits to DDCC-, CCII-, OTA-, VDTA-, and CMOS-based structures with lower voltage and power, higher frequency, and better integration prospects. Passive-MOS and bulk-driven OTA designs illustrate this transition toward compact circuit blocks.

For neuromorphic electronics, the target depends on the application: synapses favour long retention and repeatable updates, whereas reservoir nodes require finite memory and stable nonlinearity. Emulators are most valuable when these properties can be controlled independently. Designing them around measurable computational requirements rather than hysteresis reproduction alone provides a clearer route toward programmable analog neuromorphic blocks.

REFERENCES

- Abuelma'atti, M. T., & Khalifa, Z. J. (2016). A new floating memristor emulator and its application in frequency-to-voltage conversion. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 86(1), 141–147. <https://doi.org/10.1007/s10470-015-0660-6>
- Adhikari, S. P., Sah, M. P., Kim, H., & Chua, L. O. (2013). Three fingerprints of memristor. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 60(11), 3008–3021. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2013.2256171>
- Adhikari, S. P., Yang, C., Kim, H., & Chua, L. O. (2012). Memristor bridge synapse-based neural network and its learning. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 23(9), 1426–1435. <https://doi.org/10.1109/TNNLS.2012.2204770>
- Biolek, D. (2018). About v-i pinched hysteresis of some non-memristive systems. *Mathematical Problems in Engineering*, 2018, Article 1747865. <https://doi.org/10.1155/2018/1747865>
- Biolek, Z., Biolek, D., & Biolková, V. (2009). SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift. *Radioengineering*, 18(2), 210–214.
- Chua, L. O. (1971). Memristor-the missing circuit element. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 18(5), 507–519. <https://doi.org/10.1109/TCT.1971.1083337>
- Chua, L. O., & Kang, S. M. (1976). Memristive devices and systems. *Proceedings of the IEEE*, 64(2), 209–223. <https://doi.org/10.1109/PROC.1976.10092>
- Di Ventra, M., & Pershin, Y. V. (2013). On the physical properties of memristive, memcapacitive and meminductive systems. *Nanotechnology*, 24, Article

255201. <https://doi.org/10.1088/0957-4484/24/25/255201>

- Di Ventra, M., Pershin, Y. V., & Chua, L. O. (2009). Circuit elements with memory: Memristors, memcapacitors, and meminductors. *Proceedings of the IEEE*, 97(10), 1717–1724. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2009.2021077>
- Du, C., Cai, F., Zidan, M. A., Ma, W., Lee, S. H., & Lu, W. D. (2017). Reservoir computing using dynamic memristors for temporal information processing. *Nature Communications*, 8, Article 2204.
- Ersoy, D., & Kaçar, F. (2023). Electronically charge-controlled tunable meminductor emulator circuit with OTAs and its applications. *IEEE Access*, 11, 53290–53300. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3281200>
- Gözükcük, M., Menekay, S., & Özenli, D. (2022). A flux controlled electronically tunable fully floating OTA based memristor emulator. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 113, 171–184. <https://doi.org/10.1007/s10470-022-02074-3>
- Huang, Y., et al. (2024). Memristor-based hardware accelerators for artificial intelligence. *Nature Reviews Electrical Engineering*, 1, 286–299.
- Indiveri, G., et al. (2011). Neuromorphic silicon neuron circuits. *Frontiers in Neuroscience*, 5, Article 73. <https://doi.org/10.3389/fnins.2011.00073>
- Jo, S. H., et al. (2010). Nanoscale memristor device as synapse in neuromorphic systems. *Nano Letters*, 10(4), 1297–1301. <https://doi.org/10.1021/nl904092h>
- Kim, H., Sah, M. P., Yang, C., Cho, S., & Chua, L. O. (2012). Memristor emulator for memristor circuit applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular*

- Papers, 59(10), 2422–2431.
<https://doi.org/10.1109/TCSI.2012.2188957>
- Kumar, N., Kumar, M., Pandey, N., & Minaei, S. (2025). Second generation current conveyor based capacitorless floating memristor emulator. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 53(3), 1775–1794.
<https://doi.org/10.1002/cta.4175>
- Mead, C. (1990). Neuromorphic electronic systems. *Proceedings of the IEEE*, 78(10), 1629–1636.
<https://doi.org/10.1109/5.58356>
- Moon, J., et al. (2019). Temporal data classification and forecasting using a memristor-based reservoir computing system. *Nature Electronics*, 2, 480–487.
- Pal, I., Kumar, V., Aishwarya, N., Nayak, A., & Islam, A. (2020). A VDTA-based robust electronically tunable memristor emulator circuit. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 104, 47–59. <https://doi.org/10.1007/s10470-019-01575-y>
- Pershin, Y. V., & Di Ventra, M. (2010a). Memristive circuits simulate memcapacitors and meminductors. *Electronics Letters*, 46(7), 517–518.
<https://doi.org/10.1049/el.2010.2830>
- Pershin, Y. V., & Di Ventra, M. (2010b). Experimental demonstration of associative memory with memristive neural networks. *Neural Networks*, 23(7), 881–886.
<https://doi.org/10.1016/j.neunet.2010.05.001>
- Pershin, Y. V., & Di Ventra, M. (2011). Memory effects in complex materials and nanoscale systems. *Advances in Physics*, 60(2), 145–227.
<https://doi.org/10.1080/00018732.2010.544961>

- Prezioso, M., et al. (2015). Training and operation of an integrated neuromorphic network based on metal-oxide memristors. *Nature*, 521, 61–64. <https://doi.org/10.1038/nature14441>
- Saydam, F., & Kaçar, F. (2026). A 209 nanowatt 0.5 volt electronically tunable memristor emulator based on bulk-driven operational transconductance amplifiers. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 39(4), Article e70184. <https://doi.org/10.1002/jnm.70184>
- Shukla, G., Kumar, P., & Paul, S. K. (2023). High-frequency tunable grounded and floating incremental-decremental meminductor emulators and application. *Informacije MIDEM*. <https://doi.org/10.33180/InfMIDEM2023.303>
- Strukov, D. B., Snider, G. S., Stewart, D. R., & Williams, R. S. (2008). The missing memristor found. *Nature*, 453, 80–83. <https://doi.org/10.1038/nature06932>
- Wu, S., Shi, G., Huang, Y., Wang, C., Lin, R., Shi, M., Sun, Y., & Wang, B. (2024). A simple passive floating memristor emulator circuit. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 177, Article 155231. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2024.155231>
- Xia, Q., & Yang, J. J. (2019). Memristive crossbar arrays for brain-inspired computing. *Nature Materials*, 18, 309–323.
- Yang, J. J., Strukov, D. B., & Stewart, D. R. (2013). Memristive devices for computing. *Nature Nanotechnology*, 8, 13–24.
- Yeşil, A., Babacan, Y., & Kaçar, F. (2014). A new DDCC based memristor emulator circuit and its applications. *Microelectronics Journal*, 45(3), 282–287. <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2014.01.011>

- Yeşil, A., Babacan, Y., & Kaçar, F. (2019). Design and experimental evolution of memristor with only one VDTA and one capacitor. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 38(6), 1123–1132. <https://doi.org/10.1109/TCAD.2018.2834399>
- Yu, D. S., Liang, Y., Chen, H., & Iu, H. H. C. (2013). Design of a practical memcapacitor emulator without grounded restriction. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 60(4), 207–211. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2013.2240879>
- Zhao, Q., Wang, C., & Zhang, X. (2019). A universal emulator for memristor, memcapacitor, and meminductor and its chaotic circuit. *Chaos*, 29(1), Article 013141. <https://doi.org/10.1063/1.5081076>
- Zhong, Y., et al. (2021). Dynamic memristor-based reservoir computing for high-efficiency temporal signal processing. *Nature Communications*, 12, Article 408.
- Zhong, Y., et al. (2022). A memristor-based analogue reservoir computing system for real-time and power-efficient signal processing. *Nature Electronics*, 5, 672–681. <https://doi.org/10.1038/s41928-022-00838-3>
- Zidan, M. A., Strachan, J. P., & Lu, W. D. (2018). The future of electronics based on memristive systems. *Nature Electronics*, 1, 22–29.

ANALYSIS OF PID-BASED AVR PERFORMANCE FOR DIFFERENT OBJECTIVE FUNCTIONS USING DOA, DO AND CHIO METHODS¹

Ahmet KUCUKKOCAK²

Mustafa SAKA³

1. INTRODUCTION

To ensure power quality and extend the lifespan and reliability of the components in the system, voltage and frequency fluctuations must be effectively damped and continuously maintained within nominal limits (Moschos & Parisses, 2022; Gozde & Taplamacioglu, 2011). In power systems, voltage control is a fundamental requirement due to the strong relationship between active power and frequency, as well as reactive power and voltage. The Automatic Voltage Regulator (AVR) is employed to regulate the terminal voltage of synchronous generators (Chatterjee & Mukherjee, 2016; Gozde et al., 2017). The primary function of the AVR is to keep the generator terminal voltage within specified limits to maintain a constant voltage (Chadar et al., 2022).

¹ This book chapter is related to our master's thesis research.

² Department of Electrical and Electronics Engineering, Institute of Graduate Studies, Iskenderun Technical University, Hatay, Türkiye, ORCID: 0009-0000-7265-4829

³ Assoc. Prof. Dr., Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering and Natural Sciences, Iskenderun Technical University, Hatay, Türkiye, ORCID: 0000-0003-4157-2980.

The AVR can be used in combination with various controllers. In the literature, many studies have investigated different control structures for AVR systems, including the, PID Acceleration (PIDA) controller (Mosaad et al., 2019), Proportional-Integral-Derivative (PID) controller (Saka, 2025), Sliding Mode controller (Çimrin Aktuğ & Furat, 2022), Filtered PID (PID-F) controller (Özgenç et al., 2022), Fractional-order PID controller (Tang et al., 2012), Fuzzy PID controller (Al Gizi, 2019) and PID plus second-order derivative (PIDD²) controller (Sahib, 2015) etc.. Given the simplicity and high applicability of the PID control structure, this controller was utilized in this study. Proper tuning of the PID parameters (K_p , K_i , K_d) is critical for system stability. Traditional and metaheuristic optimization methods are commonly used to determine these parameters. Classical tuning methods such as Ziegler–Nichols (ZN) and Cohen–Coon (CC) often result in high overshoot and oscillations (Bingul & Karahan, 2018). Therefore, metaheuristic algorithms have been frequently applied in recent years for PID parameter tuning in AVR systems. Some examples include Particle Swarm Optimization (PSO) (Gozde & Taplamacioglu, 2011), Many Optimizing Liaisons (MOL) (Panda et al., 2012), Ant Lion Optimizer (ALO) (Ekinci et al., 2018), Sine Cosine Algorithm (SCA) (Hekimoğlu, 2019), Ant Colony Optimization (ACO) (Yurdusever & Danayiyen, 2023), and Golf Optimization Algorithm (GOA) (Saka, 2025).

In this study, Dhole Optimization Algorithm (DOA) (Mohammed et al., 2025), Dandelion Optimizer (DO) (Zhao et al., 2022) and Coronavirus Herd Immunity Optimizer (CHIO) (Al-Betar et al., 2021) meta-heuristic techniques have been selected in order to examine of AVR system performances. For these selected methods, Integral Absolute Error (IAE), Integral Square Error (ISE) and Integral Time Absolute Error (ITAE) functions have been used as objective functions.

The main contributions of this study are summarized as follows:

- PID controller parameters for the AVR system have been tuned using three different metaheuristic algorithms: DOA, DO and CHIO.
- The effects of three different time-domain objective functions (IAE, ISE, and ITAE) on AVR transient performance have been comparatively analyzed.
- The system performances have been evaluated with respect to overshoot, undershoot and settling time criteria.
- The comparative analysis demonstrated the superiority of the Dandelion Optimizer (DO) for AVR PID tuning applications.

The rest of this chapter is organized as follows: Section 2 describes the materials and methods used in the study. Section 3 briefly summarizes the Dhole Optimization Algorithm (DOA), Dandelion Optimizer (DO), and Coronavirus Herd Immunity Optimizer (CHIO). Section 4 presents the computed results and discussions. Finally, Section 5 provides the Conclusions.

2. MATERIAL AND METHOD

2.1. Automatic Voltage Regulator (AVR)

Automatic Voltage Regulators (AVRs) control the terminal voltage of synchronous generators by adjusting the field current. An AVR system can be defined as a closed-loop control system designed to maintain the terminal voltage at the desired reference value (Kılıç & Özdemir, 2019). A typical uncontrolled AVR model consists of four basic components: sensor, generator, exciter and amplifier. Each of these components is modeled with

a first-order transfer function characterized by a gain (K) and a time constant (T). The block diagram of the generator system controlled by the PID controller is shown in Figure 1.

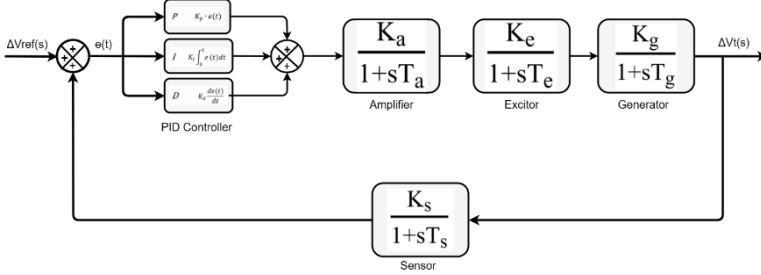


Figure 1. Schematic illustration of an AVR system having PID based controller

In the block diagram, K_s is the sensor gain, and T_s is the sensor time constant, K_e is the exciter gain, T_e is the exciter time constant, K_a represents the amplifier gain, T_a is the amplifier time constant, K_g is the generator gain, T_g is the generator time constant,. In this study, the gain AVR components have been chosen as 1.0, 1.0, 10.0, 1.0 respectively and time constant values of the AVR components have been chosen as 0.01, 0.4, 0.1, 1.0, respectively, based on values commonly used in previous literature studies (Yurdusever & Danayiyen, 2023; Bal et al., 2023).

2.2. PID Controller

PID controllers are widely preferred in industrial control systems due to their simple structure and ease of implementation. PID controller transfer function can be expressed by Equation (1) (Güvenç et al., 2016):

$$G_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (1)$$

In Equation (1), K_p , K_i and K_d denote the proportional, integral and derivative gains, respectively. While the proportional

gain increases the overall gain of the control loop, the derivative gain improves the transient response of the system. The integral gain is effective in reducing the steady-state error. The PID controller have been used in the AVR systems to enhance dynamic performance and eliminate steady-state error (Eke, 2022).

2.3. Objective Function

The minimization of error is primary goal in the objective function used in the metaheuristic methods. Defining a suitable objective function is essential for effectively tuned the PID controller parameters. In this study, the error was evaluated using three different time-domain objective functions. The Integral of Absolute Error is given in Equation (2), the Integral of Squared Error in Equation (3) and the Integral of Time-weighted Absolute Error in Equation (4) (Burnaz & Ayas, 2020):

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (2)$$

$$ISE = \int_0^T [e(t)]^2 dt \quad (3)$$

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (4)$$

3. OPTIMIZATION ALGORITHMS

This section provides brief information about the Dhole Optimization Algorithm, Dandelion Optimizer and Coronavirus Herd Immunity Optimizer which were used for tuning the PID parameters.

3.1. Dhole Optimization Algorithm (DOA)

Dhole Optimization Algorithm (DOA) is a novel nature-inspired optimization method (Mohammed et al., 2025). The algorithm is designed by mimicking the social behaviors of dholes (Asian wild dogs), particularly their pack living, communication, and cooperative hunting strategies (Mohammed et al., 2025). DOA is a population-based algorithm in which each individual (dhole) represents a potential solution to the optimization problem. The main strength of the algorithm lies in its ability to maintain a dynamic balance between exploration and exploitation throughout search process. One of the most distinctive characteristics of DOA is its vocalization mechanism, through which individuals make decisions according to a randomly generated signal. If the signal falls below a certain threshold, exploration, search, and encircling behaviors are emphasized; otherwise, exploitation and attack strategies become dominant. The algorithm models the hunting process in three main phases: the search phase, where the pack moves over a wide area to locate and approach the target solution (prey); the encircling phase, in which the members surround the target to restrict its escape routes; and the attack phase, where different attack strategies are applied depending on the quality of the target position. In addition, the target position is updated in each iteration by calculating the average of the local best and global best positions (Mohammed et al., 2025). This algorithm's modeling and detailed information can be found in (Mohammed et al., 2025).

3.2. Dandelion Optimizer Algorithm (DO)

The Dandelion Optimizer (DO) is a population-based optimization technique inspired by nature and developed by Shijie Zhao and colleagues in 2022 (Zhao et al., 2022). The algorithm is modeled after the dispersion behavior of dandelion seeds, which

are carried over long distances by the wind when mature (Zhao et al., 2022). It simulates the flight process of the seeds in three main phases: the rising phase, the descending phase, and the landing phase. In the rising phase, the seeds spread over a wide search area through spiral movements or local drifts. In the descending phase, Brownian motion is used to achieve a continuously changing descent. In the landing phase, the Levy flight mechanism is employed to enable the seeds to settle into new positions in a random yet effective manner. This structure allows the algorithm to demonstrate strong global exploration capability in the early iterations, while shifting toward local exploitation in later iterations, thereby maintaining a natural balance between exploration and exploitation. Thanks to its simple structure, high robustness and strong global search capacity, the Dandelion Optimizer has achieved successful results in many benchmark functions and real-world engineering problems (Zhao et al., 2022). This algorithm's modeling and detailed information can be found in (Zhao et al., 2022).

3.3. Coronavirus Herd Immunity Algorithms (CHIO)

The Coronavirus Herd Immunity Optimizer (CHIO) is a human-based, nature-inspired optimization technique developed by Mohammed Azmi Al-Betar and his team between 2020 and 2021 (Al-Betar et al., 2021). The algorithm draws inspiration from the concept of “herd immunity” that emerged during the COVID-19 pandemic (Al-Betar et al., 2021). It operates by dividing the population into three groups: susceptible, infected, and immune (recovered) individuals. The algorithm mathematically models the processes of infection spread and immunity acquisition to update the positions of individuals. This structure enables dynamic management of the balance between exploration and exploitation. Due to its simple implementation, good performance and robustness, CHIO has produced successful results in numerous benchmark functions, feature selection

problems, power system optimization, and various other engineering applications (Al-Betar et al., 2021). This algorithm's modeling and detailed information can be found in (Al-Betar et al., 2021).

4. RESULTS AND DISCUSSIONS

In this section, PID controller parameters have been determined via DOA, DO and CHIO techniques. The obtained controller parameters have been applied to the AVR system for unit step input, and the results have been analyzed for dynamic responses in terms of overshoot, undershoot, and settling time criteria. Performance of each algorithm was comparatively evaluated across the three different objective functions. The lower bounds for the K_p , K_i and K_d parameters were set to [0.2, 0.2, 0.2] while the upper bounds were set to [2, 2, 2]. In the optimization process, the population number and iteration number have been selected as 60.

Time-domain simulation results are visualized through graphs, while the optimized parameters and performance metrics are summarized in tables.

4.1. Case 1: DOA Performances

In this section, DOA performances have been examined for AVR system with three different objective functions. Table 1 shows the PID parameters obtained with the DOA algorithm.

Table 1. Obtained PID parameters with DOA

Objective function	K_p	K_i	K_d
IAE	1.9324	0.3390	0.3928
ISE	2.0000	0.3996	0.3432
ITAE	2.0000	0.3269	0.4187

The highest proportional gain ($K_p=2$) was obtained with the ISE and ITAE objective functions, while the integral and

derivative gains varied depending on the selected objective functions.

Figure 2 presents the step responses of the AVR system optimized under different objective functions using the DOA algorithm.

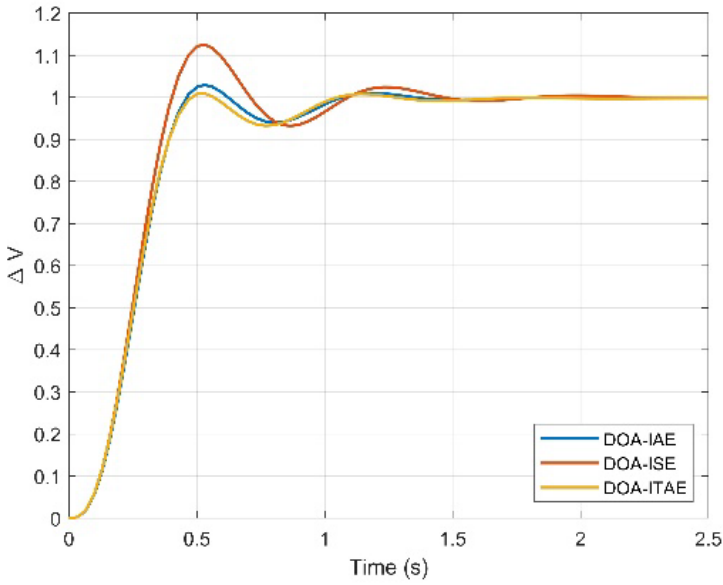


Figure 2. Obtained AVR performances with DOA

All three responses exhibit highly stable behavior. The ITAE-based response showed the smoothest and fastest convergence performance among the DOA results. The superior performance of the ITAE objective function is attributed to the time-weighted error penalty. Since ITAE imposes a heavier penalty on errors occurring in the later stages of the transient response, it guides the optimization algorithm toward controller parameters that provide better damping characteristics, reduce oscillations, and achieve a faster approach to steady-state conditions.

The numerical results obtained via DOA have been given in Table 2.

Table 2. Calculated AVR performance with DOA

Objective function	Overshoot	Undershoot	Settling Time
IAE	1.0239	0.9335	0.9852
ISE	1.1199	0.9267	1.2953
ITAE	1.0088	0.9260	0.9643

Table 2 is summarized the performance metrics (overshoot, undershoot, and settling time) of the AVR system optimized using DOA. The best settling time across the study (0.9643 s) has been obtained with the DOA + ITAE objective function.

4.2. Case 2: DO Performances

In this section, DO performances have been analyzed for AVR system with three different objective functions. Table 3 lists the PID parameters found by the Dandelion Optimizer algorithm.

Table 3. Obtained PID parameters with DO

Objective function	K_p	K_i	K_d
IAE	2.0000	0.3440	0.4090
ISE	2.0000	0.3957	0.3443
ITAE	1.8596	0.3213	0.3929

Similar to DOA, the K_p value reached its upper limit (2.0) in the IAE and ISE objective functions.

Figure 3 shows the step responses of the AVR system optimized using the DO algorithm.

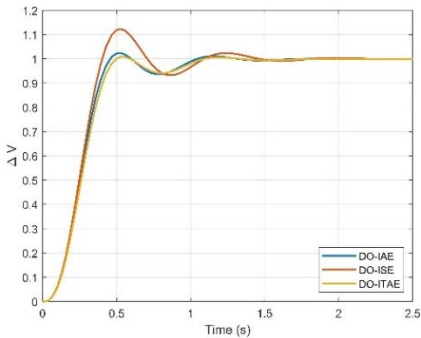


Figure 3. Obtained AVR performances with DO

The ITAE objective function stands out by providing the closest tracking of the reference signal and the lowest overshoot value.

The numerical results determined via DO have been presented in Table 4.

Table 4. Calculated AVR performance with DO

Objective function	Overshoot	Undershoot	Settling Time
IAE	1.0178	0.9297	0.9663
ISE	1.1177	0.9268	1.2904
ITAE	1.0066	0.9339	0.9954

Table 4 presents the AVR performance criteria obtained using the Dandelion Optimizer (DO) algorithm. The DO + ITAE combination achieved the lowest overshoot value (1.0066) among all test cases.

4.3. Case 3: CHIO Performances

In this section, CHIO performances have been analyzed for AVR system with three different objective functions. Table 5 contains the PID parameters optimized with the CHIO algorithm.

Table 5. Obtained PID parameters with CHIO

Objective function	K_p	K_i	K_d
IAE	1.6463	0.3344	0.314
ISE	2.0000	0.4268	0.2939
ITAE	2.0000	0.4181	0.3149

CHIO produced lower K_p values in the IAE case compared to DOA and DO, while it reached the upper limit in ISE and ITAE.

Figure 4 shows the step responses of the AVR system obtained using the CHIO algorithm.

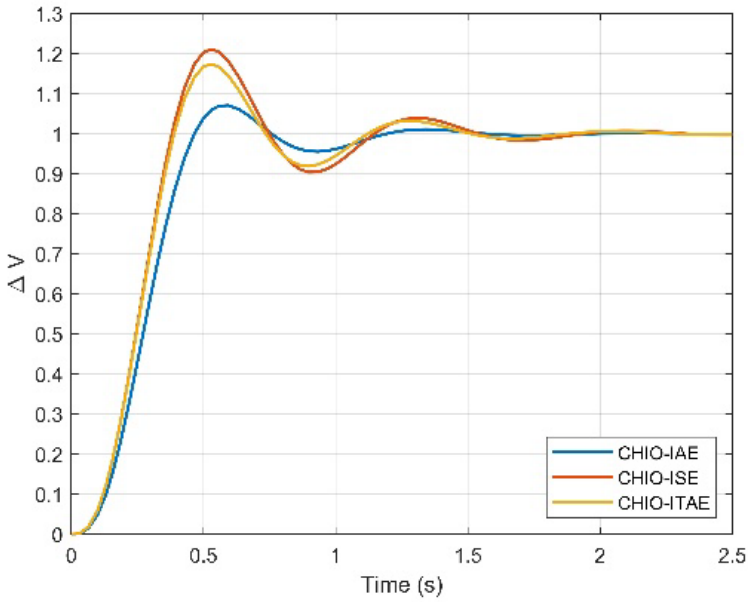


Figure 4. Obtained AVR performances with CHIO

It can be clearly seen from the Figure 4 that better response have been determined via IAE objective function than ISE and ITAE objective functions.

The numerical results calculated via CHIO have been illustrated in Table 6.

Table 6. Calculated AVR performance with CHIO

Objective function	Overshoot	Undershoot	Settling Time
IAE	1.0656	0.9491	1.0940
ISE	1.2055	0.8990	1.7320
ITAE	1.1682	0.9135	1.3693

In this case, maximum overshoot value and settling time value have been found with ISE objective function. On the other hand, lower overshoot value and settling time value have been found with IAE objective function.

5. CONCLUSIONS

In this study, the PID controller parameters have been tuned using DOA, DO, and CHIO metaheuristic algorithms with the IAE, ISE, and ITAE objective functions for an AVR system. The obtained results demonstrate that the Dandelion Optimizer (DO) algorithm generally exhibits the best performance. In particular, the DO algorithm provided the most balanced behavior in terms of low overshoot and fast settling time when used with the ITAE and ISE objective functions. The lowest overshoot value (1.0066) has been achieved with the DO + ITAE combination. The ITAE objective function, which applies a stronger penalty to errors occurring in the later stages of the transient response, played a significant role in achieving better damping and a smoother system response.

The DOA algorithm also produced competitive results and achieved the best settling time (0.9643 s) especially with the ITAE objective function. In contrast, the CHIO algorithm showed lower performance compared to the other two methods, producing higher overshoot and longer settling times particularly under the ISE objective function.

Overall, the results indicate that among the three algorithms examined, the Dandelion Optimizer (DO) is effective and recommended method for PID parameter optimization in AVR systems.

REFERENCES

- Al-Betar, M. A., Alyasseri, Z. A. A., Awadallah, M. A., & Abu Doush, I. (2021). Coronavirus herd immunity optimizer (CHIO). *Neural Computing and Applications*, 33(10), 5011–5042. doi:10.1007/s00521-020-05296-6
- Al Gizi, A. J. H. (2019). A particle swarm optimization, fuzzy PID controller with generator automatic voltage regulator. *Soft Computing*, 23(18), 8839–8853. doi:10.1007/s00500-018-3483-4
- Bal, G., Öztürk, N., Öncü, S., & Ünal, K. (2023). Design of hybrid controller for automatic voltage regulator. *Journal of Polytechnic*, 26(1), 199–207. doi:10.2339/politeknik.957276
- Bingul, Z., & Karahan, O. (2018). A novel performance criterion approach to optimum design of PID controller using cuckoo search algorithm for AVR system. *Journal of the Franklin Institute*, 355(13), 5534–5559. doi:10.1016/j.jfranklin.2018.05.056
- Burnaz, S. A. N., & Ayas, M. Ş. (2020). Effects of objective function in PID controller design for an AVR system. *International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers*, 8(4), 245–255. doi:10.18100/ijamec.803257
- Chadar, G., Mohaney, S. K., & Lakra, P. (2022). Improvement in voltage profile of synchronous generator using PID controller and artificial neural network in automatic voltage regulator. In *Proceedings of the IEEE 11th International Conference on Communication Systems and Network Technologies (CSNT)* (pp. 89–94). Indore, India. doi:10.1109/CSNT54456.2022.9787625

- Chatterjee, S., & Mukherjee, V. (2016). PID controller for automatic voltage regulator using teaching-learning based optimization technique. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 77, 418–429. doi:10.1016/j.ijepes.2015.11.010
- Çimrin Aktuğ, H. A., & Furat, M. (2022). PI λ D based sliding mode controller design for automatic voltage regulator and optimization with sine cosine algorithm. In *8th International Scientific Studies Congress (UBCAK)* (pp. 176–185).
- Eke, İ. (2022). Automatic voltage regulator with optimum PID gains calculated by genetic algorithm. *International Journal of Engineering Research and Development*, 14(3), 351–361. doi:10.29137/umagd.1176936
- Ekinci, S., Hekimoğlu, B., Kaya, S., Adıbelli, O., & Ay, Ş. (2018). Design of PID controller employing ALO algorithm for automatic voltage regulator system. In *Proceedings of the 1st International Engineering and Technology Symposium (IETS)* (pp. 640–645). Batman, Türkiye.
- Gozde, H., & Taplamacioglu, M. C. (2011). Comparative performance analysis of artificial bee colony algorithm for automatic voltage regulator (AVR) system. *Journal of the Franklin Institute*, 348(8), 1927–1946. doi:10.1016/j.jfranklin.2011.05.012
- Gozde, H., Taplamacioglu, M. C., & Ari, M. (2017). Simulation study for global neighborhood algorithm based optimal automatic voltage regulator (AVR) system. In *Proceedings of the 5th International Istanbul Smart Grid and Cities Congress and Fair (ICSG)* (pp. 50–54). Istanbul, Türkiye. doi:10.1109/SGCF.2017.7947634

- Güvenç, U., Işık, A. H., Yiğit, T., & Akkaya, İ. (2016). Performance analysis of biogeography-based optimization for automatic voltage regulator system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 24(3), 1150–1162. doi:10.3906/elk-1311-111
- Hekimoğlu, B. (2019). Sine-cosine algorithm-based optimization for automatic voltage regulator system. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 41(6), 1761–1771. doi:10.1177/0142331218811453
- Kılıç, E., & Özdemir, M. T. (2019). Determination of Multi-objective optimization for Optimum Automatic Voltage Regulation in Power Systems. *Dicle University Journal of Engineering*, 10(1), 1–12. doi:10.24012/dumf.396192
- Mohammed, B. O., Aghdasi, H. S., & Salehpour, P. (2025). Dhole optimization algorithm: A new metaheuristic algorithm for solving optimization problems. *Cluster Computing*, 28(7), 430. doi:10.1007/s10586-024-05005-1
- Moschos, I., & Parisses, C. (2022). A novel optimal $PI^{\lambda}DND^2N^2$ controller using coyote optimization algorithm for an AVR system. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 26, 100991. doi:10.1016/j.jestch.2021.04.010
- Mosaad, A. M., Attia, M. A., & Abdelaziz, A. Y. (2019). Whale optimization algorithm to tune PID and PIDA controllers on AVR system. *Ain Shams Engineering Journal*, 10(4), 755–767. doi:10.1016/j.asej.2019.07.004
- Özgenç, B., Ayas, M. Ş., & Altaş, İ. H. (2022). Performance improvement of an AVR system by symbiotic organism search algorithm-based PID-F controller. *Neural Computing and Applications*, 34(10), 7899–7908. doi:10.1007/s00521-022-06892-4

- Panda, S., Sahu, B. K., & Mohanty, P. K. (2012). Design and performance analysis of PID controller for an automatic voltage regulator system using simplified particle swarm optimization. *Journal of the Franklin Institute*, 349(8), 2609–2625. doi:10.1016/j.jfranklin.2012.06.008
- Sahib, M. A. (2015). A novel optimal PID plus second order derivative controller for AVR system. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 18(2), 194–206. doi:10.1016/j.jestch.2014.11.006
- Saka, M. (2025). Optimal PID controller parameters tuning via GOA and VSA for an AVR system. *International Journal of Engineering Research and Development*, 17(1), 221–230. doi:10.29137/umagd.1537011
- Tang, Y., Cui, M., Hua, C., Li, L., & Yang, Y. (2012). Optimum design of fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller for AVR system using chaotic ant swarm. *Expert Systems with Applications*, 39(8), 6887–6896. doi:10.1016/j.eswa.2012.01.007
- Yurdusever, T., & Danayiyen, Y. (2023). Optimum PID Controller Design for an Automatic Voltage Regulator System Using the Ant Colony Optimization Algorithm. In *Proceedings of the 1st International Conference on Frontiers in Academic Research (Vol. 1, pp. 108–113)*. Konya, Türkiye.
- Zhao, S., Zhang, T., Ma, S., & Chen, M. (2022). Dandelion optimizer: A nature-inspired metaheuristic algorithm for engineering applications. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 114, 105075. doi:10.1016/j.engappai.2022.105075

PERFORMANCE ANALYSIS OF POWER SYSTEM STABILIZERS IN SMIB HAVING TIME DELAY USING CHIO FOR DIFFERENT CONTROLLERS¹

Mehmetcan GORILE²

Mustafa SAKA³

1. INTRODUCTION

Power system stability is defined as the ability of a system to remain in a stable state when subjected to a disturbance (Ekinci, 2018). Low-amplitude, low-frequency oscillations occur when load is removed from or added to a system operating under normal conditions (Eke & Temel, 2020). An increase in these oscillations can lead to system damage or even a total collapse. Therefore, Power System Stabilizers (PSSs) are used to suppress oscillations (Kaymaz, Guvenc, & Dosoglu, 2024).

In systems with varying load conditions, if traditional integer-order controllers fail to provide sufficient damping, system performance degrades (Ekinci, 2018). To mitigate this performance degradation, advancements in technology led to the use of simple, PID-based integer-order controllers that require few parameters. Subsequently, fractional-order controllers

¹ This book chapter is related to our master's thesis research.

² Department of Electrical and Electronics Engineering, Institute of Graduate Studies, Iskenderun Technical University, Hatay, Türkiye, ORCID: 0009-0007-6171-5295

³ Assoc. Prof. Dr., Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering and Natural Sciences, Iskenderun Technical University, Hatay, Türkiye, ORCID: 0000-0003-4157-2980

(FOPID), which offer greater freedom and flexibility, have also been employed (Hattabi, Kheldoun, Bradai, & Khettab, 2024).

To enable Power System Stabilizers (PSSs) to suppress oscillations, quantities such as voltage, frequency, active power, and rotor angle are measured via measurement systems and transmitted to control centers through communication networks. However, time delays arise due to the measurement system and communication infrastructure, adversely affecting the system's dynamic behavior and stability (Sonmez & Ayasun, 2022).

There are a limited number of studies in the literature related with time-delayed PSS and some of them are as follows: Sonmez and Ayasun investigated the effect of time delay under various loading conditions (Sonmez & Ayasun, 2016). In another study, Sonmez and Ayasun analyzed the stability region associated with time delay (Sonmez & Ayasun, 2022). Basel and Mete designed a wide-area damping control system (Basel & Mete, 2023). Pathak and Sambariya compared the results of computer simulations with those of real-time simulator experiments (Pathak & Sambariya, 2023). Zhang et al. performed optimization using the Exponential Distribution Optimization (EDO) algorithm (Zhang et. all, 2025). Chen et al. developed a new method to determine the delay margin (Chen et. all, 2024). Jain et al. conducted an analysis using a Fuzzy Logic-based PSS (Jain et. all, 2023). Sahu et al. performed optimization using the Grasshopper Optimization Algorithm (GOA) (Sahu et al., 2022).

In this study, the Coronavirus Herd Immunity Optimizer (CHIO) (Al-Betar et. all, 2021) method was employed to determine optimal Lead-Lag, PID, and FOPID controller parameters. In addition to this, ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error) selected as objective function for Coronavirus Herd Immunity Optimizer technique. The obtained results have

been evaluated with respect to overshoot, undershoot and settling time values of the output of power system.

2. MATERIAL AND METHOD

The Single Machine-Infinite Bus (SMIB) model represents a configuration in which a generator is connected to an infinite bus via a transmission line characterized by external reactance (X_e) and resistance (R_e). In this study, a version of the Philips-Heffron model that accounts for time delay was adopted for analysis and this model has been used for small-signal stability analysis.

2.1. Power System Stabilizer (PSS)

The Power System Stabilizer (PSS) is a control structure used to ensure the damping of low-frequency oscillations occurring in power systems. The control action within the system is achieved through an appropriate signal applied to the generator's excitation system. Effective regulation of the excitation signal makes it possible to reduce oscillations in the generator rotor and improve the system's dynamic stability. The system model having time delay under this study is presented in Figure 1.

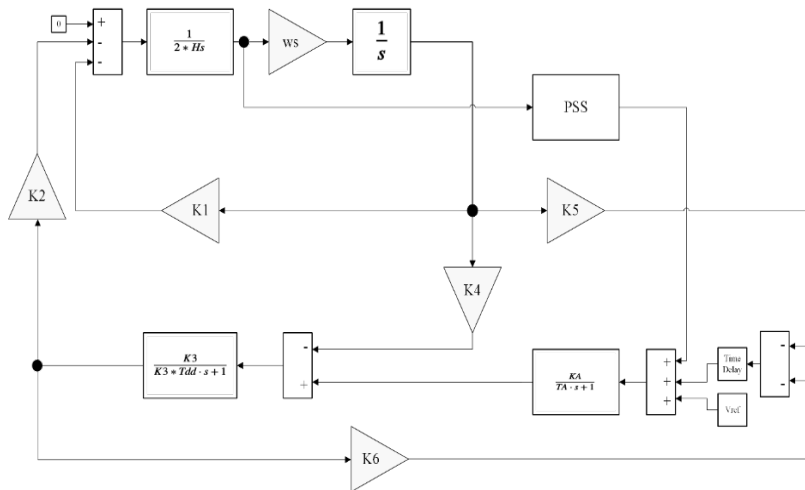


Figure 1. Heffron-Phillips block diagram for a time-delayed SMIB power system

The block diagram in Figure 1 is considered from the study by Ali and Daud (Ali A. R. S. A. & Daud K. R., 2019), while the Time Delay block is considered from the study conducted by Sönmez and Ayasun (Sonmez & Ayasun, 2016).

2.2. Proposed Controller Structures

In this study, in order to examined the power system stabilizer performances, three different controller type has been applied. These are Lead-Lag controller type, PID controller type and FOPID controller type.

2.2.1. Lead-Lag Controller

The Lead-Lag controller design incorporates the K_{PSS} gain, T_1 and T_2 time constants (for phase compensation) and the T_w circuit time constant.

It can be noted that T_w exhibits high-pass filter characteristics, varying within the 1–20 s range (Eke & Temel, 2020). The mathematical expression for the Lead-Lag controller can be given in Equation 1 as follows:

$$C_{lead-lag}(s) = K_{pss} \frac{sT_w}{1+sT_w} \frac{1+sT_1}{1+sT_2} \quad (1)$$

2.2.2. PID Controller

The mathematical expression for the PID controller is given in Equation (2). This equation includes the gains for the proportional operator coefficient (K_P), the integral operator coefficient (K_I), and the derivative operator coefficient (K_D).

$$C_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2)$$

2.2.3. FOPID Controller

In the FOPID type controller, there are five tunable operator gain. These are proportional gain (K_P), integral gain (K_I), derivative gain (K_D), derivative operator order μ and integral operator order λ . Additional two order parameters (λ and μ) supply high flexibility to this controller. Transfer function of FOPID type controller can be given as follows:

$$C_{FOPID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_D s^\mu \quad (3)$$

2.3. Objective Functions

In order to reach to desired solutions, various objective functions have been used in the meta-heuristic optimization techniques. When examined the literature studies, four different objective functions commonly preferred.

2.3.1. Integral of Squared Error (ISE)

ISE is obtained by integrating the square of the error. Since negative and positive errors would cancel each other out, squaring the error renders the entire error positive. Its mathematical expression is given in Equation 4.

$$ISE = \int_0^T (e^2(t))dt \quad (4)$$

2.3.2. Integral of Time-weighted Squared Error (ITSE)

ITSE is obtained by multiplying the integral of the squared error by time. Since small errors can be difficult to detect, multiplying by time in real-time allows us to proportionally magnify the error and observe it more effectively. Its mathematical expression is given in Equation 5.

$$ITSE = \int_0^T t(e^2(t))dt \quad (5)$$

2.3.3. Integral of Absolute Error (IAE)

IAE is obtained by integrating the absolute value of the error. Its mathematical expression is given in Equation 6.

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (6)$$

2.3.4. Integral of Time-weighted Absolute Error (ITAE)

ITAE is obtained by multiplying the integral of the absolute value of the error by time. Its mathematical expression is given in Equation 7.

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \quad (7)$$

In this study, ITAE is preferred as objective function for CHIO.

3. CORONAVIRUS HERD IMMUNITY OPTIMIZER ALGORITHM (CHIO)

The Coronavirus Herd Immunity Optimizer (CHIO) was proposed by Al-Betar et al. in 2021 (Al-Betar et al., 2021). As a nature-inspired, human-based algorithm, CHIO draws inspiration from the concept of herd immunity, which is used as a strategy to combat the coronavirus pandemic (Al-Betar et al., 2021). Herd

immunity refers to the state in which a population possesses a sufficient number of individuals immune to an infection to halt the spread of the disease (Al-Betar et al., 2021).

There are three types of individuals in the population regarding herd immunity: Susceptible (at-risk) individuals—those who have not yet been infected; infected individuals—those who are currently infected and capable of infecting susceptible individuals; and immune individuals—those who have acquired immunity (and cannot be infected by infected individuals). In CHIO, the concept of social distance is derived by calculating the difference between a selected individual from the population and another individual who may be immune, susceptible, or infected (Al-Betar et al., 2021).

Initially, the majority of the population consists of susceptible individuals. In the second phase, a small portion of the population becomes infected; subsequently, if social distancing rules are not observed, the number of infected individuals in the population rises until all infected individuals either acquire immunity or succumb to the disease. In the final phase, the majority of individuals become immune, and the pandemic comes to end (Al-Betar et al., 2021).

Figure 2 presents the flowchart of the CHIO algorithm. Detailed information and mathematical expressions related with CHIO can be found in reference (Al-Betar et al., 2021).

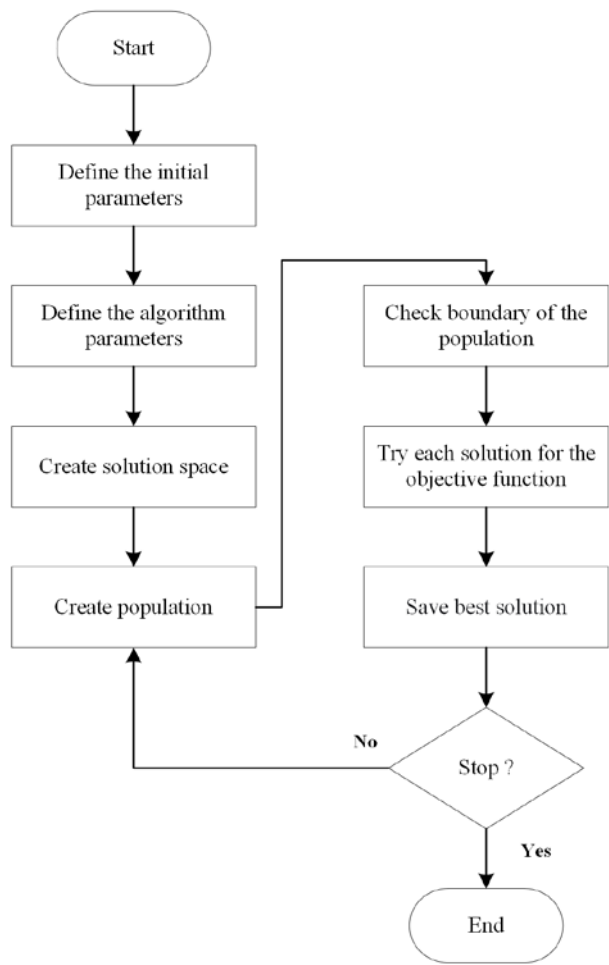


Figure 2. Flowchart of CHIO algorithm

4. RESULTS AND DISCUSSION

In this section, the Coronavirus Herd Immunity Optimizer has been applied to tune the parameters of the proposed controllers for various time delays and to improve the power system's performance by reducing oscillations. Additionally, Lead-Lag, PID and FOPID controllers have been considered to

evaluate the PSS performance associated with the proposed algorithm.

4.1. Analyzes for Lead-Lag Controller

In this section, the structure and application of the Lead-Lag controller are examined. The parameters for the Lead-Lag controller determined via CHIO for the Single-Machine Infinite-Bus system. The founded controller parameters have been presented in Table 1.

Table 1. Lead-Lag Parameters

	K_{PSS}	T_1	T_2
Delay 0	16.509	8.0121	3.3483
Delay 0.047	17.626	4.9601	3.5088
Delay 0.057	15.326	5.6826	4.2564
Delay 0.060	23.274	3.8006	5.2681

Table 2 presents the findings obtained from the implementation of the Lead-Lag controller designed for the Single Machine Infinite Bus system.

Table 2. Lead-Lag Result

	Overshoot	Undershoot	Settling Time (%5 Band width)
Delay 0	0.2797	-8.4592	1.4218
Delay 0.047	1.8611	-12.4701	1.5632
Delay 0.057	3.7436	-14.1585	2.1219
Delay 0.060	5.3879	-15.2222	2.4067

Figure 3 presents a graphical representation of the results obtained for the non-optimized lead-lag controller used on the Single-Machine Infinite-Bus system.

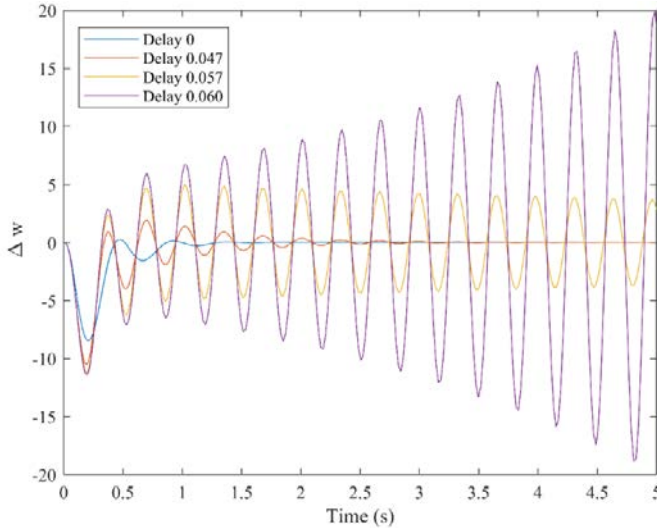


Figure 3. Time delays not optimized for lead-lag

Figure 4 graphically illustrates the results obtained from the implementation of the optimized Lead-Lag controller designed for the Single-Machine Infinite-Bus (SMIB) system.

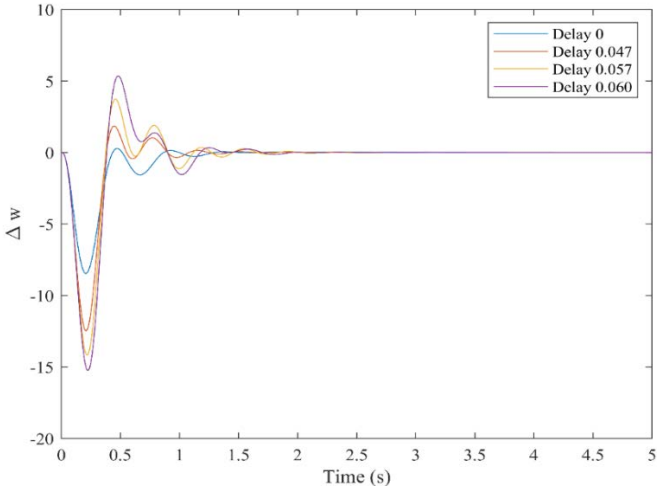


Figure 4. Time delays optimized for lead-lag

It is clearly seen from Figure 3 that as the time delay increases, the output performances of the system having Lead-Lag controller deteriorate in terms of maximum, minimum, and settling time values. However, these negative situations have been corrected via CHIO. Moreover, system outputs settled to desired limits lower than 2.5000 sec. for all time delay values.

4.2. Analyzes for PID Controller

In this section, PID Controller has been considered. The founded PID controller parameters via CHIO for Single Machine Infinity Bus power system given in Table 3.

Table 3. PID parameters

	K_p	K_I	K_D	N
Delay 0	30	0.6953	1.6987	167.35
Delay 0.090	30	25.08	3.5967	356.66
Delay 0.100	27.184	29.484	3.6887	454.96
Delay 0.108	26.01	12.259	3.9569	443.38

The obtained numerical results via CHIO and PID controller for Single Machine Infinity Bus power system presented in Table 4.

Table 4. PID Result

	Overshoot	Undershoot	Settling Time (%5 Band width)
Delay 0	0.3856	-7.5555	1.3818
Delay 0.090	1.9854	-7.9401	2.9168
Delay 0.100	2.4039	-8.3226	3.0563
Delay 0.108	2.8303	-8.4141	3.2760

Fig. 5 graphically presents the results obtained with the non-optimized PID controller used for the Single Machine Infinite Bus system.

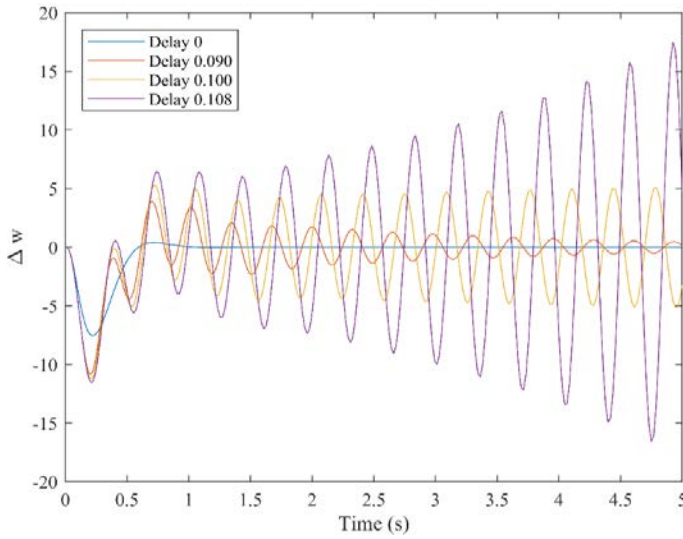


Figure 5. Time delays not optimized for PID

Fig. 6 graphically presents the results obtained with the optimized PID controller used for the Single Machine Infinite Bus system.

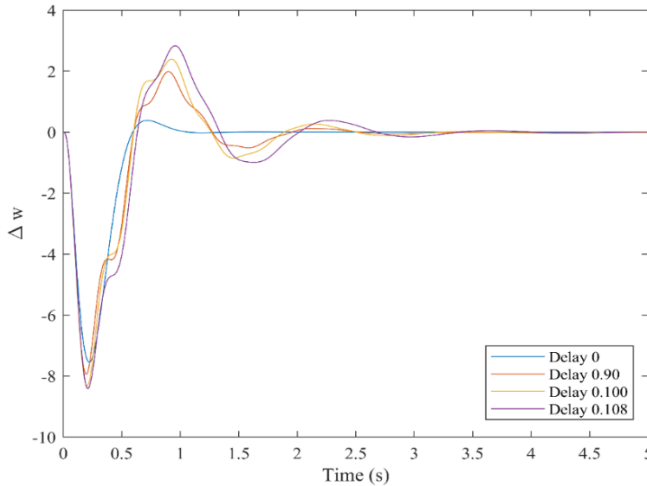


Figure 6. Time delays optimized for PID

It is clearly seen from Figure 5 that as the time delay increases, the output performances of the system having PID type controller deteriorate in terms of maximum, minimum, and settling time values. However, these negative situations have been corrected via CHIO. Moreover, system outputs settled to desired limits lower than 3.5000 sec. for all time delay values.

4.3. Comparison for FOPID Controller

In this section, the FOPID controller is considered. FOPID controller parameters for the SMIB system have been determined using the CHIO method and these parameters are presented in Table 5.

Table 5. FOPID parameters

	K_P	K_I	K_D	λ	μ
Delay 0	29.729	23.948	1.6796	0.9881	0.775
Delay 0.067	23.11	23.081	0.5952	0.2639	1.38
Delay 0.073	30	1.0717	0.6977	1.1631	1.3982
Delay 0.077	23.012	3.684	0.1756	0.2193	1.7085

The performance results of the FOPID controller tuned using the CHIO method for the SMIB system are presented in Table 6.

Table 6. FOPID Result

	Overshoot	Undershoot	Settling Time (%5 Band width)
Delay 0	0.5746	-8.0781	0.9332
Delay 0.067	0.5841	-9.8681	1.3855
Delay 0.073	1.8492	-10.1486	1.8907
Delay 0.077	3.7903	-13.0574	1.9574

The performances of the non-optimized FOPID controller for the SMIB are shown in Figure 7.

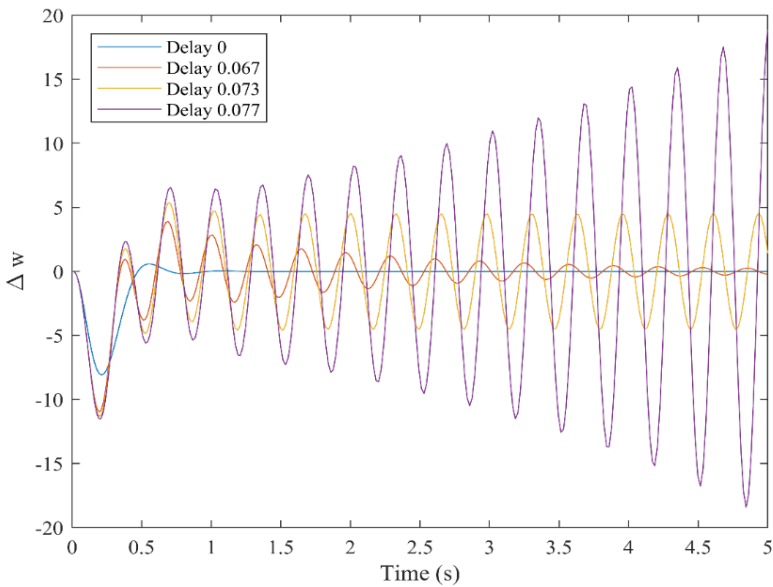


Figure 7. Time delays not optimized for FOPID

The performances of the FOPID controller optimized for the SMIB are shown in Figure 8.

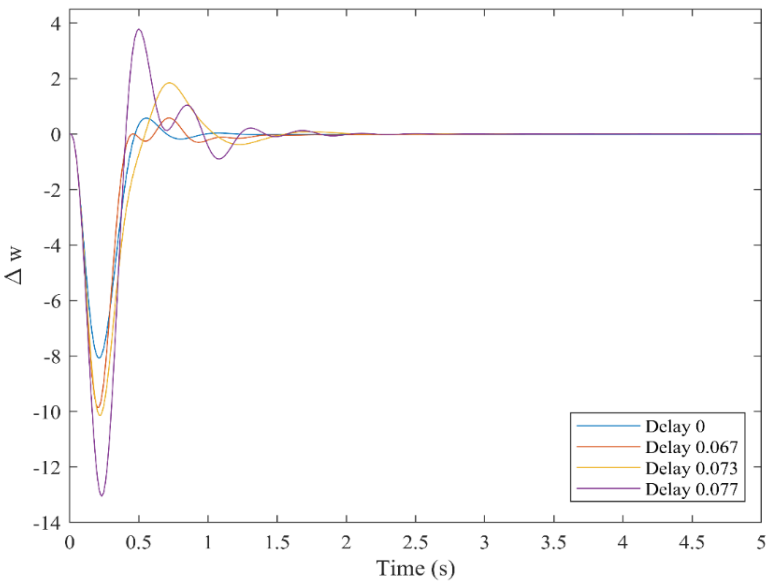


Figure 8. Time delays optimized for FOPID

It is clearly seen from Figure 7 that as the time delay increases, the output performances of the system having FOPID type controller deteriorate in terms of maximum, minimum, and settling time values. However, these negative situations have been corrected via CHIO. Moreover, system outputs settled to desired limits lower than 2.0000 sec. for all time delay values.

5. CONCLUSION

In this study, the CHIO algorithm was selected to improve PSS performances for single machine infinite bus power system having time delay. For this purpose, this method applied to three different controllers: Lead-Lag, PID, and FOPID. The ITAE function was designated as the objective function for the CHIO algorithm. As the value of time delays in the system increases, system performance deteriorates. In fact, at high time delay values, the system becomes unstable. These drawbacks have been overcome through controllers optimized with CHIO. When the computed system performance results have been examined in terms of settling time values for all selected controllers, it can be concluded that the FOPID controller exhibits better performance results compared to the other two controllers.

REFERENCES

- Al-Betar, M. A., Alyasseri, Z. A. A., Awadallah, M. A., & Doush, I. A. (2021). Coronavirus herd immunity optimizer (CHIO). *Neural Computing and Applications*, 33(10), 5011–5042. <https://doi.org/10.1007/s00521-020-05296-6>
- Ali, A. R. S. A., & Daud, K. R. (2019). Mitigation of SMIB oscillations using PSS based on particle swarm optimization algorithm. In 2019 International Conference on Computer, Control, Electrical, and Electronics Engineering (ICCCEEE) (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICCCEEE46830.2019.9071279>
- Basel, M. B., & Mete, A. N. (2023). Güç sistemlerinde alanlar arası salınımlar için bir triyor kontrollü seri kapasitor (TCSC) tabanlı geniş-alan sonumleme sistemi tasarımı. *Cukurova Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, 38(4), 1061–1076. <https://doi.org/10.21605/cukurovaumfd.1409949>
- Chen, W. H., Yang, Y. Z., & Zhang, C. K. (2024). Delay-dependent stability of SMIB with two types of excitation controllers. In 2024 IEEE China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE) (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/CIYCEE63099.2024.10846269>
- Eke, I., & Temel, B. (2020). Yarasa algoritması kullanılarak tek makinalı sonsuz baralı güç sisteminin, geleneksel ve PID güç sistem dengeleyicisi (GSD) parametrelerinin belirlenmesi. *Uluslararası Mühendislik Araştırma ve Geliştirme Dergisi*, 12(1), 278–291. <https://doi.org/10.29137/umagd.619292>
- Ekinci, S. (2019). Optimal design of power system stabilizer using sine cosine algorithm. *Gazi Üniversitesi*

Muhendislik-Mimarlik Fakultesi Dergisi, 34(3), 1329–1350. <https://doi.org/10.17341/gazimmfd.460529>

Hattabi, I., Kheldoun, A., Bradai, R., & Khettab, S. (2024). Optimal design and tuning of novel fractional order fuzzy PID power system stabilizer for SMIB power system using African vulture optimization algorithm. In 2024 12th International Conference on Systems and Control (ICSC) (pp. 312–316). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICSC63929.2024.10928841>

Jain, G., Garg, D., Rohela, V., & Rathor, B. (2023). Stability analysis of Heffron-Phillips SMIB model with integrated power system stabilizer and effect of time delay. In 2023 9th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE) (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/IICPE60303.2023.10474833>

Kaymaz, E., Guvenc, U., & Dosoglu, M. K. (2024). Güç sistemi kararlı kilicisi parametrelerinin uygunluk mesafe dengesi tabanlı parçacık sürü optimizasyonu kullanılarak belirlenmesi. Muhendislik Bilimleri ve Arastirmalari Dergisi, 6(2), 143–152. <https://doi.org/10.46387/bjesr.1463996>

Pathak, D., & Sambariya, D. K. (2023). Implementation of a real-time simulator to evaluate the power system stabilizer. In 2023 International Conference on Electrical, Electronics, Communication and Computers (ELEXCOM) (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ELEXCOM58812.2023.10370731>

Sahu, P. R., Lenka, R. K., Khadanga, R. K., Hota, P. K., Panda, S., & Ustun, T. S. (2022). Power system stability improvement of FACTS controller and PSS design: A

time-delay approach. Sustainability, 14(21), 14649.
<https://doi.org/10.3390/su142114649>

Sonmez, S., & Ayasun, S. (2016). Effect of load increase and power system stabilizer on stability delay margin of a generator excitation control system. Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 24(6), 5183–5194. <https://doi.org/10.3906/elk-1504-226>

Sonmez, S., & Ayasun, S. (2022). Zaman gecikmeli elektrik guc sistemlerinin gecikmeye bagli kararlilik bolgelerinin hesaplanmasi. Politeknik Dergisi, 25(2), 581–592. <https://doi.org/10.2339/politeknik.772330>

Zhang, C., Chang, X., Dai, J., Chen, Z., & Babanezhad, M. (2025). Designing of a wide-area power system stabilizer using an exponential distribution optimizer and fuzzy controller considering time delays. Scientific Reports, 15(1), 1773. <https://doi.org/10.1038/s41598-025-85524-y>

STATISTICAL COMPARISON OF METAHEURISTIC ALGORITHMS FOR FRACTIONAL-ORDER PID TUNING IN AN INTEGRATING TIME-DELAY SYSTEM

Münevver Mine ÖZYETKİN¹

1. INTRODUCTION

The control of systems containing both time delay and integral action is challenging for conventional tuning methods because of low damping, long transients, and narrowed stability margins. Although the classical PID (Proportional Integral Derivative) controller is widely used in industry, the flexibility provided by its three tuning parameters may be insufficient to balance speed and robustness, particularly in systems with large delays.

The fractional-order PID (FOPID) controller expands the design space by also making the orders of the integral and derivative actions adjustable (Monje, Chen, Vinagre, Xue, & Feliu, 2010; Podlubny, 1999). The resulting five-dimensional, nonlinear, and often nondifferentiable objective function complicates the use of classical gradient-based methods. Consequently, PSO, GA, and related metaheuristic methods have been widely employed for PID and FOPID tuning (Joseph, Dada, Abidemi, Oyewola, & Khammas, 2022; Nassef, Abdelkareem, Maghrabie, & Baroutaji, 2023). Bingul and Karahan (2018)

¹ Associate Professor, Department of Electrical and Electronics Engineering, Aydın Adnan Menderes University, Aydın, Türkiye, ORCID: 0000-0002-3819-5240.

compared PID and FOPID controllers tuned by PSO and ABC for unstable and integrating time-delay systems.

The objective of this chapter is not to propose a new metaheuristic method, but to evaluate six methods with different search mechanisms under the same system, parameter bounds, objective function, and computational budget. Its main contribution is a fair comparison protocol comprising 30 repeated runs, model validation against published results, and nonparametric statistical analysis rather than a ranking based on a single best run.

2. SYSTEM AND CONTROLLER STRUCTURE

The system used by Bingul and Karahan (2018) was adopted as a representative benchmark for the class of integrating time-delay systems:

$$G(s) = 0.5e^{-15s}/[s(s + 1)] \quad (1)$$

The system in (1) contains one integrator, one stable pole, and a time delay of 15 s. The parallel structure of the FOPID controller is defined as follows:

$$C(s) = K_p + K_i/s^\lambda + K_d s^\mu \quad (2)$$

In (2), K_p , K_i , and K_d denote the proportional, integral, and derivative gains, respectively, while λ and μ denote the integral and derivative orders. The order λ shapes the frequency distribution of integral action and therefore affects low-frequency tracking, whereas μ provides additional freedom in shaping derivative action and the transient response. The choice $\lambda=\mu=1$ yields the classical PID structure. The combination of an integrator and a long time delay is demanding because the integrator contributes phase lag and unbounded low-frequency gain, while the delay introduces further phase loss and narrows

the available stability margins. Because fractional powers of s are not finite-order rational transfer functions, they must be approximated over a selected frequency interval for time-domain simulation. Since transient-response metrics may depend on this interval, the Oustaloup band was fixed at 0.01–100 rad/s in all comparisons (Oustaloup, Levron, Mathieu, & Nanot, 2000; Vinagre, Podlubny, Hernández, & Feliu, 2000). A third-order approximation was used during optimization, whereas a fifth-order approximation was used for final validation and Monte Carlo analysis. The time delay was implemented by an exact discrete delay buffer corresponding to the sampling interval rather than by a Padé approximation. The unit-feedback configuration is shown in Figure 1.

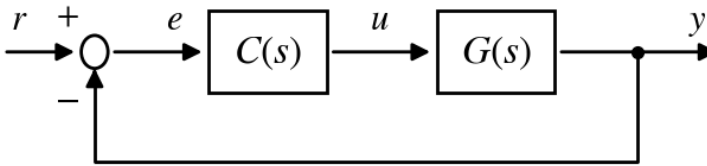


Figure 1. Unit-feedback control configuration.

Here, $C(s)$ denotes the FOPID controller and $G(s)$ denotes the system in (1).

3. OPTIMIZATION PROBLEM

3.1. Objective Function

To obtain a measure that is comparable with the source study and independent of subjective weighting coefficients, the mean squared error (MSE) was minimized:

$$J = \text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e^2(k) \quad (3)$$

In (3), $e(k)=r(k)-y(k)$ is the tracking error. During optimization, the simulation horizon was 200 s, the sampling interval was 0.2 s, and the Oustaloup order was 3. The selected solutions were revalidated over 200 s using a sampling interval of 0.1 s and a fifth-order Oustaloup approximation. Rise time, 2% settling time, maximum overshoot, and the control signal were reported as performance measures independent of the objective function. The search bounds of the five parameters are given in Table 1.

3.2. Search Bounds

Table 1. Search bounds of the FOPID parameters

Parameter	Symbol	Range
Proportional gain	K_p	[0.001, 0.2]
Integral gain	K_i	[10^{-6} , 10^{-1}]
Derivative gain	K_d	[0.001, 1.2]
Integral order	λ	[0.01, 1.2]
Derivative order	μ	[0.1, 1.2]

The experimental results showed no pronounced accumulation at the selected bounds for K_p and K_d . Because K_i spans a wide numerical range, it was optimized on a logarithmic scale to ensure adequate exploration of small values.

3.3. Comparison Protocol

Six methods representing different search mechanisms were selected: simulated annealing (SA) (Kirkpatrick, Gelatt, & Vecchi, 1983), genetic algorithm (GA) (Goldberg, 1989), particle swarm optimization (PSO) (Kennedy & Eberhart, 1995), gravitational search algorithm (GSA) (Rashedi, Nezamabadi-pour, & Saryazdi, 2009), imperialist competitive algorithm (ICA) (Atashpaz-Gargari & Lucas, 2007), and invasive weed optimization (IWO) (Mehrabian & Lucas, 2006). SA attempts to escape local optima through temperature-dependent probabilistic

transitions around a single candidate. GA uses tournament selection, arithmetic crossover, Gaussian mutation, and elitist survivor selection. In PSO, each particle velocity is updated according to its personal best and the swarm best positions, while the inertia weight decreases linearly over the evaluation budget.

In GSA, candidates are modeled as masses determined by their objective values and move under mutual gravitational forces. In ICA, the best candidates are assigned as imperialists and the remaining candidates as colonies; the colonies are updated by assimilation and low-probability revolution operations. In IWO, the number of seeds produced by a candidate depends on its fitness, while the standard deviation of normally distributed dispersal decreases throughout the evaluation budget. Thus, the methods represent evolutionary, swarm-based, physics-based, sociopolitical, and plant-inspired search families.

Because the algorithms generate different numbers of candidates per iteration, equalizing iteration counts would not provide a fair computational comparison. The termination condition was therefore defined as the total number of objective-function evaluations. The convergence history of each algorithm was updated after the simulation of every new candidate, and the median convergence curves were plotted against the same horizontal axis.

SA, GA, PSO, GSA, ICA, and IWO were executed with identical initial bounds. Each method received 600 objective-function evaluations and was repeated with 30 recorded, algorithm-specific independent random seeds; corresponding run indices were not paired by common seeds. The independent run distributions were compared globally using the Kruskal-Wallis test, followed by pairwise Mann-Whitney U tests with Holm correction; effect sizes were reported using the Vargha-Delaney A12 measure (Vargha & Delaney, 2000). The significance level

was 0.05. In the result tables, the median run is the actual run whose MSE is closest to the median of the 30 runs for that method. The protocol follows recommended nonparametric practices for comparing metaheuristic algorithms (Derrac, García, Molina, & Herrera, 2011).

3.4. Model Validation

The simulation model was validated by reimplementing the MSE-based FOPID-PSO and FOPID-ABC controllers reported by Bingul and Karahan (2018). As shown in Table 2, the calculated settling-time and overshoot values are close to the published results. The small differences may be attributable to differences in numerical discretization and fractional-order realization.

Table 2. Simulation validation against the source results

Controller	T _s , source	T _s , this study	M _p , source	M _p , this study
FOPID-PSO	85.47	89.50	14.76	15.00
FOPID-ABC	59.13	61.70	10.97	9.54

3.5. Algorithm Settings

An individual in GA, particle in PSO, agent in GSA, country in ICA, and plant in IWO all represent candidate solutions with the same mathematical role. SA operates with one candidate; GA, PSO, GSA, and ICA use 20 candidates; and IWO starts with 10 plants and limits its population to the best 20 plants. Arithmetic crossover is applied to every offspring in GA, and the 20 individuals with the best objective values are selected from the combined parent-offspring pool. The remaining numerical settings are listed in Table 3.

Table 3. Experimental and algorithm settings

Setting	Value
Independent runs / budget	30 runs; 600 evaluations per run
Oustaloup order	N=3 (search); N=5 (validation and MC)
SA	T: $0.1 \rightarrow 10^{-5}$; relative neighborhood scale: $0.20 \rightarrow 0.01$
GA	Population=20; tournament=3; crossover probability=1; $p_m=0.25$ per offspring; Gaussian mutation scale= $0.10 \times \text{range}$
PSO	Swarm=20; w: $0.9 \rightarrow 0.4$; $c_1=c_2=2$; $v_{\max}=0.20 \times \text{range}$
GSA	Agents=20; $G_0=20$; $\alpha=15$
ICA	Countries=20 (3 imperialists+17 colonies); $\beta=1.7$; $p_r=0.08$; random deviation= $0.03 \times \text{range}$
IWO	Plants= $10 \rightarrow 20$; seeds per plant=1–5; $\sigma_{\max}=0.205 \times \text{range}$; $\sigma_{\min}=0.005 \times \text{range}$; exponent=3

4. RESULTS

Table 4 reports the median, interquartile range (IQR=Q3–Q1), and minimum of the MSE distributions obtained from 30 independent runs. A smaller MSE indicates better tracking performance.

Table 4. Distribution summary of the 30-run MSE results

Method	Median	IQR	Minimum
SA	0.086337	0.000830	0.085054
GA	0.086632	0.000426	0.085350
PSO	0.085996	0.000578	0.085480
GSA	0.095371	0.008777	0.086226
ICA	0.086056	0.000744	0.085289
IWO	0.086367	0.000521	0.085531

The Kruskal-Wallis test indicated a significant difference among the methods ($H=88.44$, $p<0.001$). PSO achieved the

lowest median MSE (0.085996), followed by ICA (0.086056) and SA (0.086337). Holm-corrected Mann-Whitney U comparisons showed no significant differences between PSO and either SA or ICA. PSO significantly outperformed GA, GSA, and IWO; SA and ICA significantly outperformed GA and GSA; and IWO significantly outperformed GA and GSA. GSA performed significantly worse than every other method and also exhibited the largest IQR. For example, PSO showed very large stochastic superiority over GSA ($A_{12}=0.99$). The 30-run MSE distributions are shown in Figure 2.

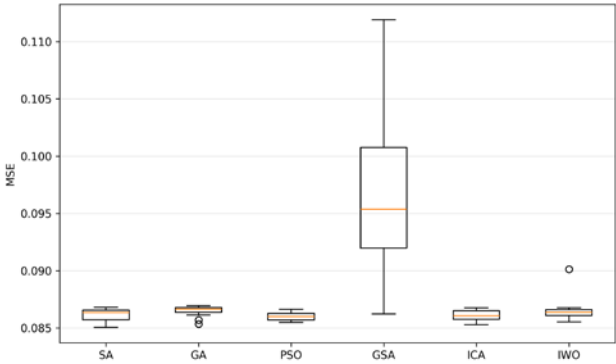


Figure 2. MSE distributions over 30 runs of the algorithms.

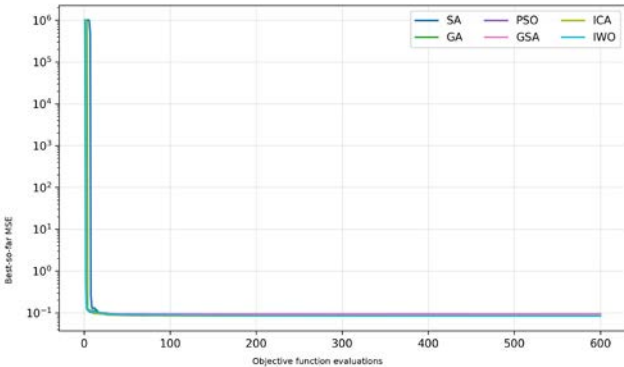


Figure 3. Median best-so-far convergence curves.

The median convergence curves in Figure 3 show that most methods reached a favorable region within the first 50–100 evaluations, whereas the median GSA curve remained at a higher error level. A common large penalty was assigned to invalid initial candidates, which were excluded from performance-metric calculations. The comparatively weak GSA performance may be associated with early clustering and reduced late-stage search diversity as the gravitational constant decreases, particularly along the logarithmically scaled K_i dimension. However, because the experimental design did not isolate this mechanism, it should be regarded as a plausible interpretation rather than a demonstrated cause. The controller parameters of the median runs are listed in Table 5.

Table 5. FOPID parameters of the median runs

Method	K_p	K_i	K_d	λ	μ
SA	0.0902	2.86e-04	0.7912	0.5259	0.9196
GA	0.0912	4.42e-05	0.8055	0.2865	0.9170
PSO	0.0816	1.32e-03	0.8522	0.6819	0.9054
GSA	0.0655	2.25e-05	0.4718	0.0278	0.6457
ICA	0.0700	1.02e-02	0.8088	0.2431	0.9025
IWO	0.0887	1.33e-04	0.8152	0.8260	0.9156

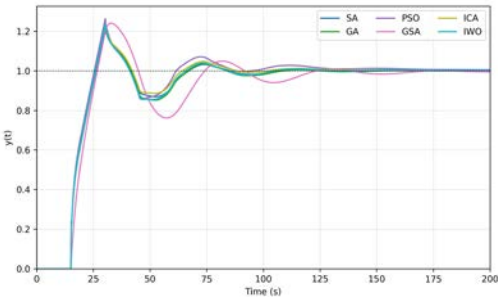


Figure 4. Step responses of the median-run controller for each algorithm.

Although the median solutions in Figure 4 attain similar error levels, their transient characteristics differ. Minimizing MSE alone favored solutions with approximately 22–26% overshoot. This observation indicates that overshoot, settling time, or robustness measures should be introduced as explicit constraints in subsequent work.

Table 6 presents the rise time (10–90% after the delay), 2% settling time, and maximum overshoot calculated from the unit-step responses of the median controllers. SA produced the shortest settling time (79.0 s), followed by ICA (82.3 s). Although PSO provided the lowest median MSE, it had the longest settling time (120.6 s) and the largest maximum overshoot (26.38%). This result shows that MSE alone does not represent transient performance. Figure 5 displays the same data in the settling-time–overshoot plane. The values in Table 6 and Figure 5 were obtained by resimulating the median controllers over 200 s with a 0.1 s sampling interval, a fifth-order Oustaloup realization, and an exact discrete delay buffer.

Table 6. Transient-response metrics of the median controllers

Method	t_r (s)	t_s (s)	M_p (%)
SA	9.1	79.0	22.42
GA	8.8	99.1	24.14
PSO	8.4	120.6	26.38
GSA	9.4	117.5	24.11
ICA	8.9	82.3	23.78
IWO	8.8	92.3	23.71

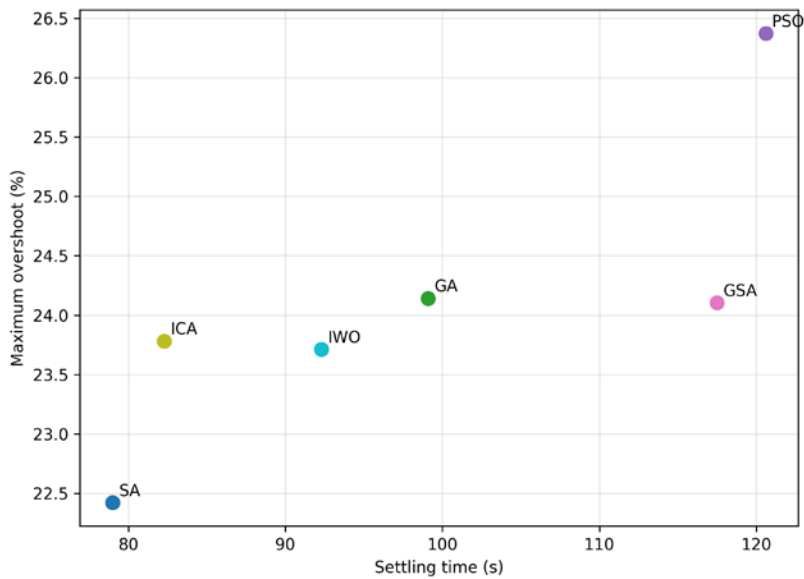


Figure 5. Settling-time–maximum-overshoot trade-off of the median controllers (lower-left is better).

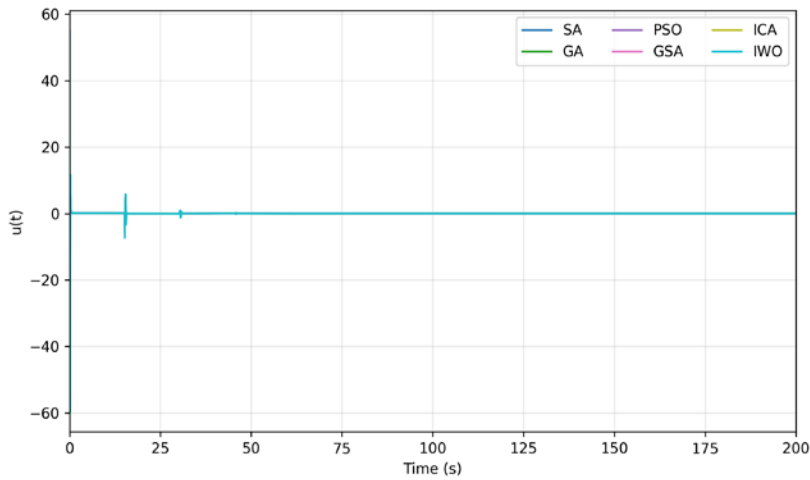


Figure 6. Control signals of the median runs.

The high-amplitude impulses at the beginning of the reference change in Figure 6 arise primarily from the high-

frequency gain of the rational fractional-derivative realization and the derivative jump produced by the step input (the initial transient of the Oustaloup filter), rather than solely from the magnitude of μ . Because the control signal was not included in the objective function, the algorithms did not directly penalize this behavior. A control-energy term or an actuator saturation constraint should be considered in an implementation-oriented design.

4.1. Discussion of the Findings

Although PSO achieved the lowest median MSE, its lack of a significant difference from SA and ICA shows that method selection should not rely solely on the smallest median value. The median MSE of PSO was approximately 0.00034 lower than that of SA, but the practical effect of this difference on the step response was limited. In contrast, both the median and IQR of GSA were markedly higher than those of the other methods. Therefore, the strongest conclusion under these experimental conditions is the low convergence reliability of GSA rather than the definitive superiority of a single method.

GA had a higher median error than PSO but a narrower between-run distribution. This suggests that GA converged consistently to a similar solution region but did not exploit that region sufficiently within the available evaluation budget. IWO generally produced results close to SA, PSO, and ICA, although one run yielded a distinctly higher MSE. This isolated result does not characterize its typical performance, which is more appropriately represented by the median and IQR.

For controller design, algorithm selection should follow the intended performance criterion rather than a universal ranking. PSO is attractive when MSE minimization is primary, whereas SA and ICA gave more favorable settling times among the tested median solutions. If overshoot or actuator limits are

important, the corresponding measures must be added to the objective or to explicit feasibility constraints before implementation.

The main limitations are the use of one system, one objective function, and a finite-band realization of the fractional operators. The close reproduction of two published controllers supports the simulation framework for this benchmark, but broader generalization requires other system models, delay ratios, objectives, uncertainty levels, and fractional-operator realizations. Computational effort was equalized by 600 objective-function evaluations per run rather than by execution time, which could be affected by parallel processing.

4.2. Robustness under Parametric Uncertainty

For fractional-order controllers applied to time-delay systems, robustness under parametric uncertainty should be assessed in addition to nominal performance (Luo & Chen, 2012; Özyetkin, 2018; Özyetkin & Birdane, 2023). The median-run controller of each algorithm was tested over a common uncertainty set around the nominal model $G(s)=0.5e^{-15s}/[s(s+1)]$. The system gain $K \in [0.4, 0.6]$, time constant $T \in [0.8, 1.2]$, and delay $L \in [12, 18]$ were sampled independently from uniform distributions. All algorithms were evaluated on the same 500 parameter triples, and the results are summarized in Table 7. Monte Carlo simulations used a 240 s horizon, a 0.1 s sampling interval, a fifth-order Oustaloup approximation, and an exact discrete delay buffer. A simulation was considered successful when the output entered the $\pm 2\%$ reference band and remained there until the end of the simulation without violating the numerical limits $|y(t)| \leq 10$ and $|u(t)| \leq 10^6$. This analysis was a post-design test of the nominal controllers and was not part of the optimization.

Table 7. Monte Carlo results for 500 samples under $\pm 20\%$ uncertainty in K, T, and L

Method	Observed success (%)	Median MSE	95th-pct. MSE	95th-pct. T _s
SA	100.0	0.07363	0.08870	147.6
GA	100.0	0.07356	0.08989	156.3
PSO	100.0	0.07305	0.08941	172.7
GSA	96.4	0.08055	0.10210	222.6
ICA	100.0	0.07323	0.08866	146.7
IWO	100.0	0.07346	0.08895	152.0

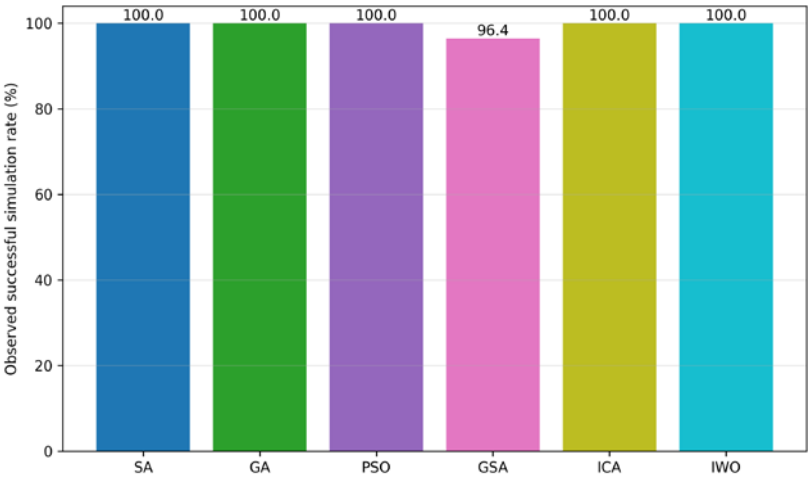


Figure 7. Observed successful simulation rates over the uncertainty samples.

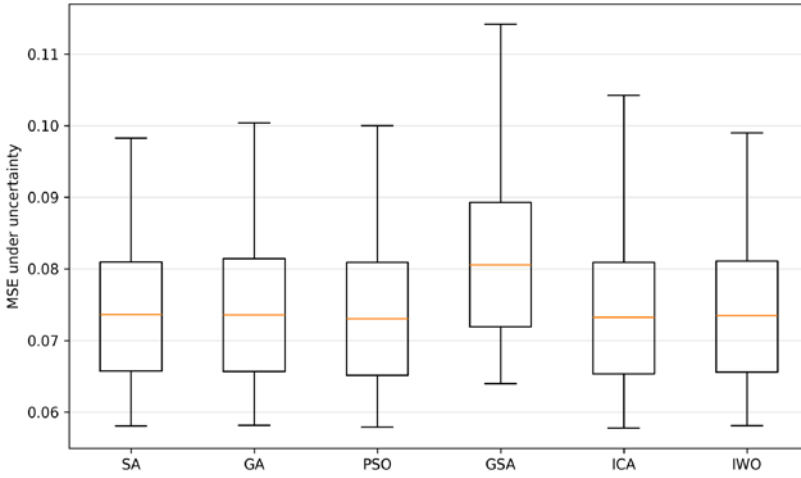


Figure 8. MSE distributions under parametric uncertainty.

The SA, GA, PSO, ICA, and IWO controllers succeeded in all 500 samples, whereas GSA achieved an observed successful simulation rate of 96.4% (Figure 7). GSA also produced the highest median and 95th-percentile MSE values (Figure 8). Although PSO had the lowest median uncertain MSE, its 95th-percentile settling time increased to 172.7 s, which was longer than those of SA, GA, ICA, and IWO. Thus, a low MSE is not synonymous with a short settling time under uncertainty. The findings support treating settling time, overshoot, and the stability region as explicit constraints in the next design stage. The lower uncertain median MSE should be interpreted cautiously: the uncertainty set includes more favorable parameter combinations, and its 240 s horizon is longer than the 200 s nominal horizon. Because MSE is averaged over the complete interval, additional post-settling samples can reduce it; the two MSE levels are therefore not directly comparable. The more informative uncertainty summaries are the 95th percentiles and observed success rate. The latter is a finite-sample frequency, not proof of stability.

5. CONCLUSION

Six metaheuristic FOPID tuning methods were compared under an equal evaluation budget and 30 independent runs. PSO achieved the lowest median MSE, but its differences from SA and ICA were not significant. The low convergence reliability of GSA demonstrated that a single favorable run cannot represent the overall performance of an algorithm. In the 500-sample robustness analysis, the observed successful simulation rate was 96.4% for GSA and 100% for the other methods. Nevertheless, MSE performance did not fully agree with settling time and overshoot. Therefore, the next stage will incorporate the stability region, overshoot, and robustness measures into the optimization as hard feasibility constraints.

REFERENCES

- Atashpaz-Gargari, E., & Lucas, C. (2007). Imperialist competitive algorithm: An algorithm for optimization inspired by imperialistic competition. In *2007 IEEE Congress on Evolutionary Computation* (pp. 4661–4667). doi:10.1109/CEC.2007.4425083
- Bingul, Z., & Karahan, O. (2018). Comparison of PID and FOPID controllers tuned by PSO and ABC algorithms for unstable and integrating systems with time delay. *Optimal Control Applications and Methods*, 39, 1431–1450. doi:10.1002/oca.2419
- Derrac, J., García, S., Molina, D., & Herrera, F. (2011). A practical tutorial on the use of nonparametric statistical tests as a methodology for comparing evolutionary and swarm intelligence algorithms. *Swarm and Evolutionary Computation*, 1(1), 3–18. doi:10.1016/j.swevo.2011.02.002
- Goldberg, D. E. (1989). *Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning*. Reading, MA: Addison-Wesley.
- Joseph, S. B., Dada, E. G., Abidemi, A., Oyewola, D. O., & Khammas, B. M. (2022). Metaheuristic algorithms for PID controller parameters tuning: Review, approaches and open problems. *Heliyon*, 8(5), e09399. doi:10.1016/j.heliyon.2022.e09399
- Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995). Particle swarm optimization. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks* (Vol. 4, pp. 1942–1948). doi:10.1109/ICNN.1995.488968

- Kirkpatrick, S., Gelatt, C. D., Jr., & Vecchi, M. P. (1983). Optimization by simulated annealing. *Science*, 220(4598), 671–680. doi:10.1126/science.220.4598.671
- Luo, Y., & Chen, Y. Q. (2012). Stabilizing and robust fractional order PI controller synthesis for first order plus time delay systems. *Automatica*, 48(9), 2159–2167. doi:10.1016/j.automatica.2012.05.072
- Mehrabian, A. R., & Lucas, C. (2006). A novel numerical optimization algorithm inspired from weed colonization. *Ecological Informatics*, 1(4), 355–366. doi:10.1016/j.ecoinf.2006.07.003
- Monje, C. A., Chen, Y., Vinagre, B. M., Xue, D., & Feliu, V. (2010). *Fractional-order systems and controls: Fundamentals and applications*. London, England: Springer. doi:10.1007/978-1-84996-335-0
- Nassef, A. M., Abdelkareem, M. A., Maghrabie, H. M., & Baroutaji, A. (2023). Metaheuristic-based algorithms for optimizing fractional-order controllers—A recent, systematic, and comprehensive review. *Fractal and Fractional*, 7(7), 553. doi:10.3390/fractalfract7070553
- Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B., & Nanot, F. M. (2000). Frequency-band complex noninteger differentiator: Characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(1), 25–39. doi:10.1109/81.817385
- Özyetkin, M. M. (2018). A simple tuning method of fractional order PI λ -PD μ controllers for time delay systems. *ISA Transactions*, 74, 77–87. doi:10.1016/j.isatra.2018.01.021

- Özyetkin, M. M., & Birdane, H. (2023). The processes with fractional order delay and PI controller design using particle swarm optimization. *International Journal of Optimization and Control: Theories & Applications*, 13(1), 81–91. doi:10.11121/ijocta.2023.1223
- Podlubny, I. (1999). Fractional-order systems and PI λ D μ -controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(1), 208–214. doi:10.1109/9.739144
- Rashedi, E., Nezamabadi-pour, H., & Saryazdi, S. (2009). GSA: A gravitational search algorithm. *Information Sciences*, 179(13), 2232–2248. doi:10.1016/j.ins.2009.03.004
- Vargha, A., & Delaney, H. D. (2000). A critique and improvement of the CL common language effect size statistics of McGraw and Wong. *Journal of Educational and Behavioral Statistics*, 25(2), 101–132. doi:10.3102/10769986025002101
- Vinagre, B. M., Podlubny, I., Hernández, A., & Feliu, V. (2000). Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications. *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 3(3), 231–248.

FOTONİK KRİSTAL FİBERLERİN TEMELLERİ, TASARIM PRENSİPLERİ VE OPTİK ÖZELLİKLERİ

Ahmet YAŞLI¹

1. GİRİŞ

Optik haberleşme ve fotonik sistemlerin hızla gelişmesi, geleneksel optik fiberlerin fiziksel sınırlarının ötesine geçilmesini zorunlu kılmıştır. Geleneksel fiberler, çekirdek ve kabuk olmak üzere iki farklı kırılma indisine sahip homojen cam yapılarından oluşurken; Fotonik Kristal Fiberler (Photonic Crystal Fibers - PCF), optik dalgaların iletiminde çığır açan mikro-yapılı tasarımlarıyla öne çıkmaktadır. Fotonik kristal fiber (FKF) yapısı, fiber boyunca uzanan periyodik hava deliklerinden oluşan bir kabuk katmanı ve genellikle silika veya havadan oluşan bir çekirdekten meydana gelir. Bu hava delikleri, malzemenin efektif kırılma indisini düşürmek ve ışığı çekirdek bölgesinde hapsetmek için ideal koşulları sağlamak amacıyla kullanılır.

Fotonik kristal fiberler, geleneksel adım indisli fiberlerle (step-index) elde edilmesi neredeyse imkânsız olan benzersiz optik özelliklerin tasarlanmasına olanak tanır. Işığın manipülasyonu ve kontrolü, FKF'lerin geometrik parametrelerinin (hava deliklerinin şekli, boyutu ve dizilimi) esnek bir biçimde ayarlanmasıyla sağlanır. Bu bölüm, fotonik kristal fiberlerin temel çalışma prensiplerini, yapısal parametrelerini, ışık kılavuzlama mekanizmalarını ve bu

¹ Doçent Dr., Lefke Avrupa Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ORCID 0000-0003-4654-3222.

yapıların sunduğu üstün optik özellikleri güncel literatür ışığında derinlemesine incelemeyi amaçlamaktadır.

2. FOTONİK KRİSTAL FİBERLERİN TARİHSEL GELİŞİMİ

Fotonik kristal fiber teknolojisinin temelleri, 1996 yılında Knight ve arkadaşları tarafından mikro-yapılı optik fiberlerin (Micro-structured Optical Fiber - MOF) literatüre tanıtılmasıyla atılmıştır (Knight ve Ark., 1996). Geleneksel fiber teknolojilerinde kullanılan iki farklı cam malzemenin (katkılı silika ve saf silika) birleşimiyle sağlanan ışık kılavuzlama mekanizması, FKF konseptiyle tamamen değişmiş; bunun yerine tek bir malzemenin (genellikle saf silika) içerisine periyodik olarak yerleştirilen hava boşlukları kullanılmaya başlanmıştır.

Tarihsel süreç içerisinde FKF'ler, öncelikle katı çekirdekli (solid core) yapılarla optik haberleşme alanındaki dispersiyon sorunlarını çözmek amacıyla tasarlanmış, ardından fotonik bant aralığı (photonic band gap) prensibiyle çalışan içi boş çekirdekli (hollow core) tasarımlarla çok daha düşük kayıp değerlerine ulaşmayı hedeflemiştir. 2000'li yılların başlarında yapılan çalışmalar, kare, dikdörtgen ve eliptik hava deliklerinin ışık propagasyonu üzerindeki geometrik etkilerini inceleyerek FKF tasarımlarına devasa bir esneklik kazandırmıştır. 2020-2026 yılları arasındaki dönemde ise fotonik kristal fiberlerin tarihsel yolculuğu, yapay zekâ (makine öğrenmesi) destekli optimizasyon algoritmalarının üretime dâhil edilmesi ve ultra düşük kayıplı anti-rezonant fiber yapılarına geçiş yapılmasıyla yeni bir boyut kazanmıştır.

3. FOTONİK KRİSTAL FİBERLERİN YAPISI

Fotonik kristal fiberlerin yapısı, ışığın kılavuzlanma biçimini belirleyen en kritik unsurdur. Geometrik özelliklerin titizlikle kurgulanması, fiberin optik davranışını doğrudan şekillendirir.

3.1. Yapısal özellikler

Bir FKF temelde iki ana kısımdan oluşur: merkezde yer alan çekirdek (core) ve bu çekirdeği çevreleyen, fiber boyunca uzanan periyodik hava deliklerinin bulunduğu kabuk (cladding) bölgesi (Şekil 1). Katı çekirdekli FKF'lerde çekirdek camdan (silika) oluşurken, kabuk bölgesindeki hava delikleri bu alanın genel kırılma indisini düşürerek ışığın içeride hapsolmasını sağlar. Mikro-yapılı bu kabuk tasarımı sayesinde, belirli bir dalga boyundaki ışığın çekirdek içinde minimum saçılımla ilerlemesi güvence altına alınır.

3.2. Hava delikleri

Hava deliklerinin varlığı, FKF'yi geleneksel fiberlerden ayıran temel faktördür. Kabuk bölgesinde yer alan deliklerin yerleşimi (kare, altıgen, sekizgen, ongen dizilimler), tipi (dairesel, eliptik, kare) ve boyutundaki farklılıklar, ışık propagasyonunu doğrudan etkiler (Yasli ve Ark., 2018). Özellikle eliptik veya farklı boyutlardaki hava deliklerinin kullanılması, fiber çekirdeğindeki yapısal simetriyi kasıtlı olarak kırarak özel polarizasyon durumlarının (çift kırılım) elde edilmesine olanak sağlar (Yasli ve Ark., 2016).

3.3 Pitch (Λ)

Hava delikleri arasındaki merkezden merkeze mesafe olan pitch (Λ), fotonik kristal fiberlerin tasarımında ışığın kılavuzlanma özelliklerini belirleyen bir diğer hayati parametredir. Pitch değeri, çekirdeğin efektif boyutunu tanımlar ve fiberin tek modlu (single mode) mu yoksa çok modlu

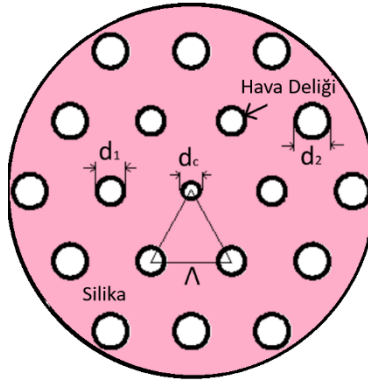
(multimode) mu çalışacağını doğrudan etkiler. Aynı zamanda, Λ parametresindeki küçük değişimler fiberin dispersiyon profilini tamamen farklı bir spektral bölgeye kaydırabilir.

3.4 Air Filling Fraction (d/Λ)

Hava doldurma oranı veya hava dolum kesri (Air Filling Fraction), hava deliği çapının (d) pitch değerine (Λ) bölünmesiyle elde edilen boyutsuz bir parametredir. Bu oran, kabuk bölgesindeki efektif kırılma indisinin ne kadar düşürüldüğünü belirler. Katı çekirdekli yapılarda bu oranın optimize edilmesi toplam iç yansıma mekanizmasını güçlendirirken, fotonik bant aralığıyla çalışan (içi boş çekirdekli) tasarımlarda ışığın hapsedilmesi için bu oranın genellikle %90'ın üzerinde olması gerekmektedir.

3.5 Kullanılan malzemeler

Fotonik kristal fiberlerin üretiminde çoğunlukla saf silika cam (SiO_2) kullanılmaktadır (Knight, J.C., 2003). Saf silikanın tercih edilmesinin ana nedenleri; doğada bol bulunması, maliyetinin düşük olması ve özellikle kızılötesi dalga boyu bandında çok düşük soğurma (absorpsiyon) özelliklerine sahip olmasıdır. Silikaya alternatif olarak, polimer malzemeler kullanılarak plastik optik fiber yapısında FKF'ler de üretilebilmektedir. Güncel uygulamalarda, orta-kızılötesi iletişim ve yüksek nonlinear etkiler için kalkojenit (chalcogenide) camlar, tellürit camlar ve florür bazlı yumuşak cam malzemeleri de aktif olarak kullanılmaya başlanmıştır (Ma ve Ark., 2022, Seddon, A.B., 2011).



Şekil 1. Fotonik Kristal Fiber (Yasli, A., 2026).

4. IŞIK KILAVUZLAMA PRENSİPLERİ

Fotonik kristal fiberlerde çekirdek tasarımı kılavuzlama prensibini belirler. Tasarım yaklaşımına göre ışık, temelde iki klasik mekanizma ve bir modern güncel mekanizma ile taşınır.

4.1. Toplam iç yansırma

Toplam iç yansırma (Total Internal Reflection - TIR), ışığın yoğun bir ortamdan daha az yoğun bir ortama geçerken sınır yüzeyinden geri yansırması prensibidir. Geleneksel fiberlerin aksine, fotonik kristal fiberlerde bu prensip, "modifiye edilmiş toplam iç yansırma" olarak çalışır. Çünkü kabuk bölgesi homojen bir malzeme değil, silika ve havanın mikroskopik bir karışımıdır. Çekirdekteki yüksek kırılma indisi ile kabuktaki yapay olarak düşürülmüş efektif kırılma indisi arasındaki fark, Snell yasalarına göre TIR'ı tetikler.

4.2. Efektif İndis Kılavuzlaması

Efektif İndis Kılavuzlaması (Effective Index Guidance), katı çekirdekli (solid core) FKF'lerde görülen kılavuzlama türüdür. Çekirdek saf silikadan oluşurken, kabuk kısmında periyodik olarak dizilmiş hava delikleri bulunur. Çekirdek ile kabuk (hava ve silika karışımı) arasındaki kırılma indisi farkı,

geleneksel optik fiberlerdeki iletim mantığıyla benzer bir şekilde toplam iç yansıma yasası aracılığıyla ışığı yönlendirir. Saf silika ve havanın kırılma indislerinin ortalaması, kabuk bölgesinin efektif kırılma indisini (n_{eff}) oluşturur. Tasarımın sunduğu esneklik sayesinde; yüksek çift kırılım, sonsuz tek modlu (endlessly single mode) çalışma ve kromatik dispersiyon kontrolü gibi geleneksel fiberlerle ulaşılamayan benzersiz özellikler elde edilir (Knight, J.C., 2003).

4.3. Fotonik Bant Aralığı Kılavuzlaması

Fotonik Bant Aralığı Kılavuzlaması (Photonic Band Gap), içi boş çekirdekli (hollow core) FKF'lerde görülen mekanizmadır. Bu fiber yapısında, çekirdek ve kabuk bölgeleri yapısal olarak aynı malzemeden oluşur. Fotonik bant aralığı tabanlı FKF'lerde hava doldurma oranı genel olarak %90'ın üzerindedir ve bu yüksek hava-silika karışımı, kabuk bölgesinin kırılma indisini çekirdek (hava) bölgesine kıyasla yükselttiği için standart toplam iç yansıma (TIR) uygulanabilirliğini yitirir. Bunun yerine, Bragg kırınımı benzeri bir etkiyle yalnızca belirli dalga boyu bantları fiber içerisinde hapsedilerek kılavuzlanır. Tüm optik güç (küçük iletim kayıpları haricinde) silika cam yerine doğrudan hava içerisinde yayılır. Havanın camdan çok daha düşük nonlineer katsayıya sahip olması ve daha düşük malzeme kayıpları sunması, bu kılavuzlamayı sensör ve yüksek güçlü lazer uygulamalarında cazip kılar (Knight, J.C., 2003).

4.4. Anti-Rezonant Kılavuzlaması (Güncel Literatür)

Son yıllardaki güncel literatürde en çok öne çıkan ışık kılavuzlama yöntemlerinden biri Anti-Rezonant Kılavuzlamadır (Anti-resonant Guidance). İçi boş çekirdekli FKF varyantlarından olan Anti-Rezonant Fiberler (ARF) ve İç İç Geçmiş Anti-Rezonant Düğüm-süz Fiberler (Nested Antiresonant Nodeless Fibers - NANF), fotonik bant aralığı (PBG) prensibinden farklı olarak Fabry-Pérot rezonatör mantığına dayanan ince cam tüp

çeperleriyle ışığı merkeze hapseder. Kılavuzlanan modlar ile kabuk bölgesindeki tüplerin rezonans frekansları arasındaki "engellenmiş eşleşme" (inhibited coupling) sayesinde ışık hava çekirdeğinde muazzam düşük optik kayıplarla (geleneksel Rayleigh saçılma limitinin altında) ilerler (Debord, ve Ark., 2017, Sanders, ve Ark., 2020, Zhang, ve Ark., 2024).

5. FOTONİK KRİSTAL FİBERLERİN OPTİK ÖZELLİKLERİ

Mikro-yapılı geometrileri sayesinde FKF'ler, iletim parametreleri üzerinde benzersiz bir hakimiyet kurar. Konfinman kayıplarından efektif mod alanına kadar birçok özellik, hava deliklerinin çapı ve aralığı ile hassas bir şekilde düzenlenebilir.

5.1. Efektif Kırılma İndisi

Fotonik kristal fiberlerde sızıntılı modların (leaky modes) kompleks matematiksel temsili üzerinden hesaplanan Efektif Kırılma İndisi (Effective Index) (n_{eff}), gerçek (Real) ve sanal (Imaginary) kısımlardan oluşur. İyi hapsedilmiş (well-confined) bir temel mod için, sonlu kabuklu bir FKF'de sanal kısım $Im(n_{eff})$ mümkün olan en küçük değere sahip olmalı; gerçek kısım $Re(n_{eff})$ ise efektif kırılma indisini maksimum seviyede tutmalıdır. FKF tasarımlarında efektif indis, dalga boyuna ve yapısal parametrelere (pitch, delik çapı) sıkı sıkıya bağlıdır ve fiberin genel karakteristiğini (tek modlu çalışma sınırı vb.) tayin eder (Saitoh, ve Ark., 2005).

5.2. Sınırlandırma Kaybı

Toplam iç yansıma tabanlı katı çekirdekli FKF'lerde ışık, yüksek indisli çekirdek bölgesinden; sonlu sayıdaki hava deliği katmanları ile indisi düşürülmüş kabuk bölgesine doğru ilerlerken, hava delikleri arasındaki silika boşluklarından sızarak dış ortama kaçar. Bu sızıntı, Hapis veya Sınırlandırma Kaybı

(Confinement Loss) olarak adlandırılır. Saf malzeme absorpsiyonu bu orana ufak bir katkı yapsa da genellikle ihmal edilebilecek düzeydedir. yayılım kaybı (Confinement loss), efektif kırılma indisinin sanal kısmından $Im(n_{eff})$ elde edilir ve matematiksel olarak şu denklem kullanılarak hesaplanır (Knight ve Ark., 1996):

$$\text{yayılım kaybı} = [40\pi / (\ln(10) \cdot \lambda)] \times Im(n_{eff}) \times 10^4 \text{ [dB/cm]}$$

Burada $Im(n_{eff})$ efektif kırılma indisinin sanal bileşenini, Λ ise çalışma dalga boyunu temsil etmektedir. Fotonik dalgaları yönlendirmede verimliliği sağlamak için bu kayıp değerinin minimize edilmesi veya algılama operasyonlarında doğru bir şekilde ince ayarının yapılması kritik öneme sahiptir (Russell, P. S. J., 2006).

5.3. Kromatik Dispersiyon

Fiber optik iletimde, ışık hızının dalga boyuna bağlı olarak değişmesi neticesinde sinyal bileşenlerinin farklı zamanlarda hedefe ulaşması kromatik dispersiyon (Chromatic Dispersion) sorununu doğurur. Bu durum materyal dispersiyonu ve dalga kılavuzu dispersiyonunun bir birleşimidir. Materyal dispersiyonu, ışığın malzeme içerisindeki elektronlar, iyonlar veya moleküllerle etkileşiminden doğar ve geleneksel olarak dışarıdan kontrol edilmesi mümkün değildir. Ancak, dalga kılavuzu dispersiyonu, çekirdek çapı ve kırılma indisi farkına bağlıdır; ışığın farklı dalga boylarında çekirdek ve kabuk bölgelerinde farklı güç dağılımları göstermesine (çekirdekte daha hızlı, kabukta daha yavaş) neden olur. FKF teknolojisi geometrik parametrelerin (hava deliklerinin boyutları ve aralıkları) yapılandırılması ile dalga kılavuzu dispersiyonu üzerinde tam bir kontrol yeteneği sunar, bu sayede sistemin toplam kromatik dispersiyonu istenilen dalga boyunda sıfırlanabilir veya yüksek pozitif/negatif değerlere ayarlanabilir (Ferrando, ve Ark., 2000).

5.4. Çift Kırılma

Çift Kırılma (Birefringence), fiber çekirdeği kusursuz bir dairesel yapıda olsa dahi, iki ortogonal lineer polarize modun (HE_{11}^x ve HE_{11}^y) fiber içinde aynı anda ancak birbirinden farklı hızlarda yayılması (propagate) olgusudur. Fiber üretimi sırasındaki geometrik sapmalar (bükülme, kıvrılma, iç veya dış mekanik stresler) simetriyi bozarak istemsiz çift kırılıma neden olabilir. Öte yandan, FKF tasarımlarında geometrik modifikasyonlar (örneğin hava deliklerinin kasıtlı olarak farklı boyutlarda yerleştirilmesi veya eliptik yapıda tasarlanması) kullanılarak fiber çekirdeğinin simetrisi kontrollü olarak kırılabilir ve yüksek dereceli çift kırılma (high order birefringence) elde edilebilir. Bu polarizasyona bağlı ışık iletim özellikleri, çok yönlü optik aygıtların temelini oluşturur (Ademgil, ve Ark., 2008).

5.5. Efektif Mod Alanı

Efektif Mod Alanı (Effective Mode Area) (A_{eff}), temel modun (fundamental mode) fiber içerisinde hapsolup ilerlediği etkin alanı ifade eder. Haberleşme uygulamalarında standart adım indisli fiberler için A_{eff} genellikle $80 \mu m^2$ seviyesindedir. FKF teknolojisinde, değişken hava deliği çapları ve Λ değerleri sayesinde çok daha dar mod alanları oluşturularak ışığın güçlü bir biçimde sınırlandırılması sağlanabilir. Tam tersi bir senaryoda ise, yüksek güçlü lazer uygulamaları için nonlinear etkilerin minimize edilmesi gerektiğinde çekirdek çapı devasa boyutlara çıkarılarak oldukça büyük A_{eff} değerlerine ulaşmak da yine FKF mimarisi ile mümkündür (Russell, P. S. J., 2006).

5.6. Doğrusalsızlık

Doğrusalsızlık (nonlineerite), fiberden çıkan optik sinyalin giriş gücüyle orantılı olarak lineer (doğrusal) bir artış göstermemesi durumudur. Fiber optikte nonlinearite, farklı dalga boylarındaki güç dönüşümleri veya süperkontinuum üretimi gibi

süreçler için arzu edilen bir özelliktir. FKF'lerin mikro yapıları sayesinde elde edilen çok küçük çekirdek alanları, ışığın uzun mesafeler boyunca çok daha iyi hapsedilmesini sağlayarak yüksek düzeyde nonlinear etkiler üretilmesine imkan verir. Nonlinearite etkisi matematiksel olarak, ortamın kırılma indisi katsayısının efektif mod alanına (A_{eff}) oranı ile hesaplanır (Agrawal, G.P., 2008).

5.7. Sonsuz Tek Mod

Fotonik kristal fiberlerin en ünlü karakteristiklerinden biri Sonsuz Tek Mod (Endlessly Single Mode - ESM) davranışıdır. Geleneksel fiberlerde tek mod/çok mod sınırı V-parametresine dayanır. FKF yapılarındaki mikro delikler, dalga boyu kısaldıkça (yüksek frekanslarda) ışığın kabuk kısmına nüfuz etmesini engeller; efektif kabuk indisi öylesine dinamik bir biçimde değişir ki V-parametresi limiti teorik olarak hiçbir zaman aşılmaz. Böylelikle uygun d/Λ (genellikle < 0.406) tasarımlarıyla tüm dalga boylarında saf bir tek mod iletimi elde edilebilir (Birks, ve Ark., 1997).

6. MODLAR

Makroskopik fiziğe ait olan Maxwell denklemleri, fiber çekirdeğinin kesit alanı ışığın dalga boyundan çok büyük olduğunda elektromanyetik dalganın keyfi, yansımali yollar izlediğini gösterir. Ancak fiber çekirdeği dalga boyu mertebelerine küçültüldüğünde, belirli iletişim patikaları (modes) oluşur.

6.1. LP Modları

Çoğu FKF modelinde polarizasyon neredeyse doğrusaldır ve zayıf kılavuzlu (weakly guiding) yaklaşım çerçevesinde bu modlar LP (Linear Polarization - Lineer Polarizasyon) modları olarak etiketlenebilir. Temel mod LP01, birinci dereceden (first

order) mod LP11 ve ikinci dereceden mod LP21 olarak isimlendirilir.

6.2. HE Modları

Elektrik alanları E_x , E_y ve E_z , elektromanyetik dalganın alan dağılımı için temel modun sıfır olmayan bileşenleridir ve ilerleme yönünde genellikle x veya y elektrik alanı (transverse elektrik ve manyetik etkiler) hakimdir. Geleneksel adım indisli fiberlerde elektrik alan dağılımı HE_{11} olarak gösterilir; FKF'lerde de alan dağılımı benzer olduğu için sızıntılı modlar x ve y eksenleri baz alınarak HE_{11}^x ve HE_{11}^y temel (fundamental) modları olarak yeniden yazılabilir.

6.3. Sızıntılı Modlar

Geleneksel fiberlerin kılavuzlanmış (guided) modlarının aksine, fotonik kristal fiberler yapıları gereği sızıntılıdır (leaky). Işık çekirdekte ilerlerken bir kısmı hava delikleri arasındaki boşluklardan kabuk bölgesine doğru sızar (confinement loss mekanizması). Delikli yapısı nedeniyle kaçınılmaz olan bu sızıntılar modların bozulmasına yol açar ve FKF fiberler, guided (kılavuzlanmış) modlar yerine Leaky (sızıntılı) modlar terimi ile analiz edilir. Leaky modlar matematiksel olarak kompleks sayılardır; efektif kırılma indisinin gerçek kısmı $Re(n_{eff})$ faz hızını, sanal kısmı $Im(n_{eff})$ ise sızıntıdan kaynaklanan optik kaybı (veya aktif kazancı) ifade eder (Ferrarini, ve Ark., 2002).

6.4. Tek mod ve çok mod davranışı

FKF yapıları fiberlerin modal davranışı, tasarıma ait V-parametresine bağlıdır. Eğer yapının V-parametresi 2.405 değerinden büyükse fiber Çok Modlu (Multimode - MMF) davranır; eğer bu değere eşit veya küçükse Tek Modlu (Single Mode - SMF) davranış sergiler.

Bu hesaplama için kullanılan V-parametresi modifikasyon formülü şu şekildedir (Mortensen, ve Ark., 2003):

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} r \sqrt{n_{core}^2 - n_{cladding}^2}$$

Burada r çekirdek yarıçapı, λ çalışma dalga boyu, n_{core} çekirdeğin kırılma indisi ve $n_{cladding}$ ise kabuk bölgesinin kırılma indisini temsil eder. Haberleşme amacıyla SMF tercih edilirken, büyük yüzey etkileşim alanı gerektiren ölçüm ortamlarında MMF yapıları kullanılmaktadır.

7. ÜRETİM YÖNTEMLERİ

Fotonik kristal fiberlerin tasarım aşamasındaki karmaşık mikroyapılarını gerçeğe dönüştürmek son derece hassas imalat (fabrication) teknikleri gerektirmektedir. Özellikle nano ve mikro düzeydeki hava boşluklarının bütünlüğünü üretim sürecinde korumak temel zorluktur.

İstifleme ve Çekme (Stack and Draw): FKF üretiminde en çok bilinen ve uygulanan klasik yöntemdir. İlk aşamada çekirdek için silika çubuk (rod) ve kabuk bölümündeki hava delikleri için silika kılcal borular (capillaries) çekilir. İstenen boyuta getirildiklerinde bir araya getirilip hedeflenen dizilim modeline (altıgen, sekizgen vb.) göre istiflenir ve hava deliklerinin formunu korumak amacıyla geleneksel optik fiber üretim süreçlerine kıyasla biraz daha düşük sıcaklıklarda fiber çekim kulesinde çekilir (Pysz, ve Ark., 2014).

Delme Yöntemi (Drilling): Ön kalıbın (preform) matkap yardımıyla delinmesi esasına dayanır. Hava delikleri istenilen ebat ve aralıkta kalıp boyunca oyulur. Ancak mekanik delme işlemi iç yüzeylerde pürüzlülüğe (roughness) neden olduğundan ek parlatma ve aşındırma işlemleri gerektirir; ayrıca yalnızca dairesel (circular) delik şekillerinin üretimine imkan tanır (Zhang, ve Ark., 2015).

Sol-Jel (Sol-gel): İstifleme veya delme işlemi ile üretimi oldukça zor (örneğin eliptik veya kare şekilli) hava deliklerine sahip tasarımlar için geliştirilmiş ileri bir metottur. Süreç, istenilen şekle sahip çekirdek kalıplarının (mandrel elements) bir döküm haznesine yerleştirilmesiyle başlar. İçeriye silika çözeltisi doldurulur ve pH düşürülerek solüsyonun jelleşmesi sağlanır. Jel halen ıslakken kalıp parçaları çıkarılarak hava delikleri oluşturulur ve ardından jel fırınlanıp yüksek sıcaklıklarda fiber olarak çekilir (Wang, ve Ark., 2013).

Çamur Döküm (Slurry Casting): Sol-jel metoduna benzeyen bir diğer alternatiftir. Silikon klorür bazlı bir çamur (slurry), içerisinden paslanmaz çelik tellerin geçirildiği metal bir kalıba dökülür. Paslanmaz teller hava deliklerinin yerini tutar; ön kalıp (preform) katılaştıktan sonra teller çekilerek çıkarılır ve yapı yüksek sıcaklıkta ısıtılarak fiber çekimi tamamlanır (Yajima, ve Ark., 2013).

3B Baskı (3D Printing - Güncel Literatür): 2020-2026 yılları arasında öne çıkan eklemeli imalat teknolojileri (SLA veya FDM bazlı optik reçine baskısı) sayesinde artık tasarlanan en karmaşık FKF kesitleri bile polimerik materyallerle tek aşamada basılarak fiber kalıpları elde edilebilmektedir (Bertoncini, ve Ark., 2020).

8. FOTONİK KRİSTAL FİBERLERİN UYGULAMA ALANLARI

Mikro-yapılı geometrinin kazandırdığı olağanüstü yetenekler, FKF'lerin günümüzde bilimsel ve endüstriyel birçok uygulamada başrol oynamasını sağlamıştır. Genel uygulama alanları şu şekilde sıralanabilir:

Optik Haberleşme: Standart fiberlerin dispersiyon limitlerinin (yaklaşık 1.55 μm dalga boyu) çok ötesine geçilerek

istenilen spektrumda sıfır dispersiyon profilleri ve daha yüksek bit hızlarına ulaşılabilmesi iletişim altyapılarında devrim yaratmıştır. Fotonik bant aralığı tabanlı (içi boş çekirdekli) FKF'ler sayesinde, sinyal camdaki yerine havada iletildiği için sistem gecikmesi minimuma inmiştir (Halder, ve Ark.,2024).

Fiber Lazerler ve Yüksek Güçlü Lazerler: Çoklu modlu veya çekirdek çapı devasa boyutlara ulaşabilen geniş mod alanlı (Large Mode Area - LMA) FKF'ler, yüksek enerji lazerlerinin güvenli ve deformasyon olmaksızın aktarılmasını sağlar. Termal hasar eşikleri çok yüksek olduğu için endüstriyel kesim ve lazer cerrahisi prosedürleri için uygundur (Zuo, ve Ark.,2022).

Süperkontinum Üretimi: Lazer sinyallerinin son derece geniş bir bant aralığına yayılarak "beyaz ışık" lazerine dönüştürülmesi işlemidir. FKF'lerin minik efektif mod alanları üzerinden elde edilen muazzam nonlineerite etkisi, süperkontinum ışık kaynaklarının tasarımı için paha biçilmez bir zemin hazırlar (Dudley, ve Ark.,2006).

Kuantum Fotonığı: Dolaşık (entangled) foton çiftlerinin üretiminde faz uyumunu ve dispersiyon limitlerini harfi harfine tayin edebilmek esastır. Holey (delikli) fiberlerin nonlineer optik etkileri, kuantum kriptografi ve haberleşmesinde yaygınlıkla kullanılmaktadır (McGarry, ve Ark.,2024).

Sensör Teknolojileri: FKF yapıları, dış ortamdan veya çekirdek boşluklarına doldurulan herhangi bir numuneden (analyte) gelen parametrik değişimlere karşı aşırı duyarlıdır. Basınç, sıcaklık, akustik veya çevresel nem değişimlerinin anında algılandığı interferometrik veya yoğunluk tabanlı yapısal sağlık izleme sensörleri olarak muazzam işlevselliğe sahiptirler (Ademgil, ve Ark., 2023, Yasli, ve Ark., 2022).

Biyomedikal Uygulamalar: FKF'lerin içerisindeki mikro hava delikleri doğrudan sıvı analiz numuneleriyle

doldurulabilmekte ve ışık ile numune (analyte) moleküllerinin mikro hacimde üst düzey fiziksel etkileşime girmesi sağlanabilmektedir (Yasli, A., 2021, Sawraj, ve Ark. 2024).

9. GÜNCEL ARAŞTIRMA TRENDLERİ

2020-2026 periyodu, fotonik kristal fiberlerin konsept olmaktan çıkıp ticarileşmeye ve extrem uç koşullara doğru evrildiği bir dönemdir. Geleneksel hesaplamalı elektromanyetik yöntemlerin (FEM, FDTD) getirdiği devasa simülasyon sürelerini ve işlemci yüklerini hafifletmek için araştırmacılar, optik tasarım döngüsüne Yapay Zekâ (AI) ve Makine Öğrenmesi modellerini entegre etmeye başlamışlardır. Yapay sinir ağları (YSA) ve genetik algoritmalar, FKF hava delik çapları, pitch oranları ve eliptik deformasyon yapılarını "inverse design" (tersine tasarım) prensibiyle insan tahmini ötesinde optik parametreler üreterek optimize etmektedir (Zelaci, ve Ark., 2020).

Bunun yanı sıra Hollow-Core (İçi Boş Çekirdekli) Fiber Gelişmeleri yeni kırılımlar yaşamıştır. Optik haberleşmede iletim kayıpları standart saf silikanın teorik sınırı olan 0.14 dB/km Rayleigh saçılma limitinin altına düşürülmüştür. Bunu mümkün kılan gelişme; İç İç Geçmiş Anti-Rezonant (NANF) Yapılı Fiberlerdir. Kılavuzlanan modlar ile rezonans çeperleri arasındaki engellenmiş eşleşme sayesinde optik sinyalin %99.99'dan fazlası camın içerisine hiç temas etmeden (dolayısıyla ısınma veya malzeme absorpsiyonu olmadan) ilerlemektedir. Modern disiplinler arası çalışmalar, yonga içi fotoniklerle uyumlu tek modlu ultra dar bantlı FKF çip bağlantıları (interconnects) tasarlamaya yönelmiştir (Borzycki, K., 2026).

10. SONUÇ

Geleneksel optik fiberlerin fiziksel sınırlamaları iletişim ve algılama (sensing) kapasitesini bir noktada doygunluğa ulaştırmışken, Knight ve ekibi (1996) tarafından literatüre kazandırılan Fotonik Kristal Fiberler (FKF) ezber bozan tasarımlarıyla optik fiziğin seyrini değiştirmiştir. Mikro yapılı hava deliklerinin (pitch, hole diameter, eliptik formasyonlar vs.) esnek varyasyonları, efektif kırılma indisinin hassasiyetle kontrolüne imkân vererek toplam iç yansıma veya fotonik bant aralığı mekanizmaları üzerinden benzersiz bir iletim sağlar. Sonsuz tek mod davranışı, devasa veya mikroskobik boyutlara ayarlanabilen efektif mod alanları, üstün çift kırılım özellikleri ve genişletilmiş kromatik dispersiyon manipülasyonu gibi yetenekleri; FKF yapılarını fotonik sistemlerin yapı taşı haline getirmiştir. İstifleme/çekme ve güncel 3B baskı teknikleriyle üretim kaliteleri giderek artan FKF'ler, yapay zekâ destekli analizlerle çağımızın (ve ötesinin) en inovatif dalga kılavuzu çözümlerinden biri olmaya devam etmektedir.

KAYNAKÇA

- Ademgil, H., & Haxha, S. (2008). Highly birefringent photonic crystal fibers with ultralow chromatic dispersion and low confinement losses. *Journal of lightwave technology*, 26(4), 441-448.
- Ademgil, H., Yasli, A., & Haxha, S. (2023). Design and numerical analysis of dual-core photonic crystal fiber-based biosensor. *Modern Physics Letters B*, 37(31), 2350130.
- Agrawal, G. P. (2008). *Applications of nonlinear fiber optics* (Vol. 10). Academic press.
- Bertoncini, A., & Liberale, C. (2020). 3D printed waveguides based on photonic crystal fiber designs for complex fiber-end photonic devices. *Optica*, 7(11), 1487-1494.
- Birks, T. A., Knight, J. C., & Russell, P. S. J. (1997). Endlessly single-mode photonic crystal fiber. *Optics letters*, 22(13), 961-963.
- Borzycki, K. (2026). Recent Progress in Development of Hollow-Core Fibers for Telecommunications and Data Transmission.
- Debord, B., Amsanpally, A., Chafer, M., Baz, A., Maurel, M., Blondy, J. M., ... & Benabid, F. (2017). Ultralow transmission loss in inhibited-coupling guiding hollow fibers. *Optica*, 4(2), 209-217.
- Dudley, J. M., Genty, G., & Coen, S. (2006). Supercontinuum generation in photonic crystal fiber. *Reviews of modern physics*, 78(4), 1135-1184.
- Ferrando, A., Silvestre, E., Miret, J. J., & Andres, P. (2000). Nearly zero ultraflattened dispersion in photonic crystal fibers. *Optics Letters*, 25(11), 790-792.

- Ferrarini, D., Vincetti, L., Zoboli, M., Cucinotta, A., & Selleri, S. (2002). Leakage properties of photonic crystal fibers. *Optics Express*, 10(23), 1314-1319.
- Halder, A., Tanshen, M. R., Hossain, M. A., Akter, M. S., & Sikdar, M. A. (2024). Tailored dispersion and nonlinear effects in flint glass honeycomb PCF for optical communication. *Journal of Optics and Photonics Research*, 1(1), 43-49.
- Knight, J. C., Birks, T. A., Russell, P. S. J., & Atkin, D. M. (1996). All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding. *Optics letters*, 21(19), 1547-1549.
- Knight, J. C. (2003). Photonic crystal fibres. *nature*, 424(6950), 847-851.
- Pysz, D., Kujawa, I., Stępień, R., Klimczak, M., Filipkowski, A., Franczyk, M., ... & Buczyński, R. (2014). Stack and draw fabrication of soft glass microstructured fiber optics. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, 62(4), 667-682.
- Russell, P. S. J. (2006). Photonic-crystal fibers. *Journal of lightwave technology*, 24(12), 4729-4749.
- Ma, J., Jiao, Y., Shao, C., Sun, Y., Jiang, Y., Yu, F., & Hu, L. (2022). Study of photodarkening mechanism of Tb³⁺-activated silica, phosphate, fluorophosphate, and fluoride glasses. *Optical Materials*, 127, 112329.
- McGarry, C., Harrington, K., Davis, A. O., Mosley, P. J., & Rusimova, K. R. (2024). Microstructured optical fibers for quantum applications: Perspective. *APL quantum*, 1(3).
- Mortensen, N. A., Folkenberg, J. R., Nielsen, M. D., & Hansen, K. P. (2003). Modal cutoff and the V parameter in photonic crystal fibers. *Optics letters*, 28(20), 1879-1881.

- Saitoh, K., & Koshiba, M. (2005). Empirical relations for simple design of photonic crystal fibers. *Optics express*, 13(1), 267-274.
- Sanders, G. A., Taranta, A. A., Narayanan, C., Numkam Fokoua, E., Abokhamis Mousavi, S., Strandjord, L. K., ... & Payne, D. N. (2020). Hollow-core resonator fiber optic gyroscope using nodeless anti-resonant fiber. *Optics letters*, 46(1), 46-49.
- Sawraj, S., Kumar, D., Pravesh, R., Chaudhary, V. S., Pandey, B. P., Sharma, S., & Kumar, S. (2024). PCF-based sensors for biomedical applications: A review. *IEEE transactions on nanobioscience*, 24(2), 157-164.
- Seddon, A. B. (2011). A prospective for new mid-infrared medical endoscopy using chalcogenide glasses. *International Journal of Applied Glass Science*, 2(3), 177-191.
- Wang, S., Li, Z., Yu, C., Wang, M., Feng, S., Zhou, Q., ... & Hu, L. (2013). Fabrication and laser behaviors of Yb³⁺ doped silica large mode area photonic crystal fiber prepared by sol-gel method. *Optical Materials*, 35(9), 1752-1755.
- Yajima, T., Yamamoto, J., Ishii, F., Hirooka, T., Yoshida, M., & Nakazawa, M. (2013). Low-loss photonic crystal fiber fabricated by a slurry casting method. *Optics express*, 21(25), 30500-30506.
- Yasli, A., Akowuah, E. K., Haxha, S., & Ademgil, H. (2016, October). Photonic crystal fiber based surface plasmon sensor design and analyze with elliptical air holes. In 2016 HONET-ICT (pp. 75-78). IEEE.
- Yasli, A., & Ademgil, H. (2018). Geometrical comparison of photonic crystal fiber-based surface plasmon resonance sensors. *Optical Engineering*, 57(3), 030801-030801.

- Yasli, A. (2021). Cancer detection with surface plasmon resonance-based photonic crystal fiber biosensor. *Plasmonics*, 16(5), 1605-1612.
- Yasli, A., & Ademgil, H. (2022). Çoklu-analit algılama amacıyla pasta-şeklinde fotonik kristal fiber bazlı yüzey plazmon rezonans algılayıcı. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 28(5), 652-660.
- Yasli, A. (2026). Comparative investigation of various metals and their influence on PCF-based SPR sensors. *Optical and Quantum Electronics*, 58(8), 355.
- Zelaci, A., Yasli, A., Kalyoncu, C., & Ademgil, H. (2020). Generative adversarial neural networks model of photonic crystal fiber based surface plasmon resonance sensor. *Journal of Lightwave Technology*, 39(5), 1515-1522.
- Zhang, P., Zhang, J., Yang, P., Dai, S., Wang, X., & Zhang, W. (2015). Fabrication of chalcogenide glass photonic crystal fibers with mechanical drilling. *Optical Fiber Technology*, 26, 176-179.
- Zhang, X., Du, J., Li, P., Zhang, L., Liu, Y., & He, Z. (2024). Hollow-core NANF for high-fidelity and low-latency transmission at 2-micron waveband. *Journal of Lightwave Technology*, 42(23), 8093-8101.
- Zuo, J., & Lin, X. (2022). High-power laser systems. *Laser & Photonics Reviews*, 16(5), 2100741.

FROM VELOCITY OBSTACLES TO SAFETY- CRITICAL CONTROL: COLLISION AVOIDANCE AND COORDINATION OF MULTIPLE MOBILE ROBOTS¹

Onur AKBATI²

1. INTRODUCTION

Collision avoidance is a common requirement in multi-robot systems operating in shared environments. A mobile robot must reach its assigned target while respecting its kinematic limits and reacting to other moving agents while maintaining sufficient separation from obstacles. In a multi-robot environment, this problem becomes coupled: each robot changes the future motion constraints perceived by the others. Consequently, a locally reasonable command may produce oscillation, deadlock, or an unsafe encounter when communication and perception delays are not considered.

The velocity-obstacle (VO) family of methods provides a geometric language for identifying controls that may lead to a future collision (Fiorini & Shiller, 1998). Its principal strength is computational transparency: predicted collisions are represented directly in velocity space. Reciprocal variants distribute

¹ This chapter is derived from the author's doctoral dissertation entitled "Coordination of Multiple Mobile Robots" (Yıldız Technical University, 2013; supervisor: Prof. Dr. Galip Cansever; Council of Higher Education Thesis No. 355711). It reorganizes and extends the dissertation's collision-avoidance, TCP-based communication, experimental mobile-robot coordination, and parking/final-orientation results within a contemporary safety-critical control framework.

² Assistant Professor, Istanbul Technical University, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Control and Automation Engineering Department. ORCID: 0000-0001-6729-1277.

responsibility for avoidance among the agents (van den Berg, Lin, & Manocha, 2008), while hybrid constructions reduce oscillatory conditions (Snape, van den Berg, Guy, & Manocha, 2011). Nevertheless, geometry alone does not guarantee safety under discrete sampling, packet delay, model uncertainty, actuator saturation, or the nonholonomic motion constraints of differential-drive robots.

This chapter connects classical VO reasoning to safety-critical control. The chapter first reviews differential-drive and relative-motion models, VO, reciprocal VO (RVO), hybrid reciprocal VO (HRVO), and optimal reciprocal collision avoidance (ORCA), and then reconsiders the low-complexity grid-based coordination approach developed in the author's doctoral research. The discussion incorporates practical observations from camera-based localization, TCP communication, QBot implementation, cooperative motion, and parking with a predefined final orientation. Finally, control barrier functions (CBFs) are used to express collision avoidance as a forward-invariance condition, clarifying how geometric and optimization-based methods can be combined.

2. MULTI-ROBOT MOTION MODEL

2.1. Differential-Drive Kinematics

For robot i , let $q_i=[x_i, y_i, \theta_i]^T$ denote planar position and heading. With linear velocity v_i and angular velocity ω_i , the kinematic model becomes

$$\dot{x}_i = v_i \cos \theta_i, \quad \dot{y}_i = v_i \sin \theta_i, \quad \dot{\theta}_i = \omega_i. \quad (1)$$

The avoidance layer produces a planar velocity vector, whereas a differential-drive platform can realize motion only through the coupled action of its two wheels. Accordingly, the

selected translational and angular command must be converted into left- and right-wheel speeds and checked against the platform's velocity, acceleration, turning-rate, and sampling limits. The dynamically reachable set can be constructed in velocity space, as in the dynamic-window approach (Fox, Burgard, & Thrun, 1997). Without this feasibility step, a command that is collision-free in velocity space may remain impossible for the physical robot to execute.

2.2. Relative Motion and Collision Condition

For disc-shaped robots i and j with radii r_i and r_j , define relative position $p_{ij}=p_j-p_i$, relative velocity $u_{ij}=u_i-u_j$, and combined safety radius $R_{ij}=r_i+r_j+d_s$, where d_s is an additional safety margin. Assuming constant velocity over a prediction horizon τ , a collision is predicted when

$$\exists t \in (0, \tau]: \| p_{ij} - tu_{ij} \| \leq R_{ij} \quad (2)$$

This condition defines a truncated cone in relative-velocity space. Enlarging R_{ij} or τ increases conservatism; reducing both improves mobility but weakens robustness to latency and uncertainty. In experimental systems the effective margin should therefore reflect localization error, communication delay, braking capability, and the tracking bandwidth of the low-level controller. Equation (4) below includes bounded delay, one sampling interval, and localization uncertainty; an additional stopping-distance term is required when the platform cannot be assumed to maintain the stated velocity bounds. Figure 1 shows the resulting relative-velocity geometry.

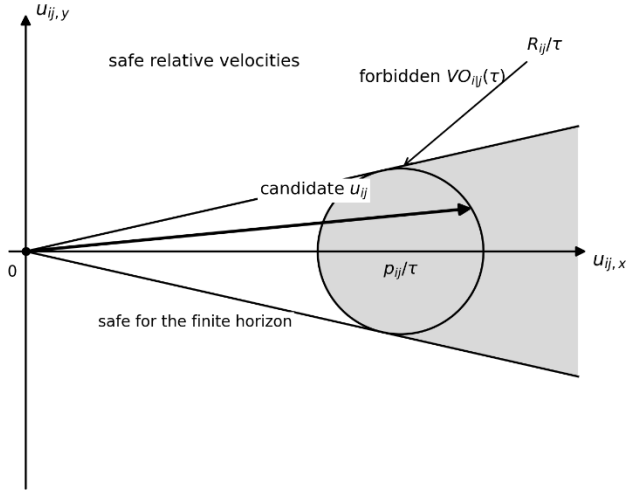


Figure 1. Relative-velocity geometry of the finite-horizon VO.

3. VELOCITY-OBSTACLE-BASED COLLISION AVOIDANCE

3.1. Classical Velocity Obstacles

The velocity obstacle $VO_{i|j}(\tau)$ is the set of velocities for robot i that, relative to the predicted motion of robot j , lead to an intersection within τ . If $\bar{V}_i$ denotes the dynamically reachable velocity set and u_i^{pref} the preferred goal-directed velocity, classical VO control selects a feasible velocity outside the union of pairwise forbidden regions:

$$\begin{aligned}
 VO_{i|j}^\tau &= \{u: u - u_j \in VO_{ij}^\tau\}. \\
 u_i^* &= \arg \min_u \|u - u_i^{pref}\|^2, \\
 u &\in \bar{V}_i \setminus \bigcup_{j \neq i} VO_{i|j}^\tau.
 \end{aligned} \tag{3}$$

If the admissible set in (3) is empty, the controller must select a minimum-violation command under explicit supervisory

logic or transition to a predefined safe stop. The method is intuitive but may overreact when every robot assumes that the others will maintain their velocities. Symmetric encounters can produce alternating commands, especially when observations arrive asynchronously.

3.2. Reciprocal and Hybrid Formulations

In RVO, the correction needed to leave the collision region is divided between two cooperating agents rather than assigned entirely to one robot (van den Berg et al., 2008). HRVO modifies this reciprocal construction by selecting boundaries that discourage the mirrored, alternating maneuvers known as reciprocal dances (Snape et al., 2011). This cooperation-based interpretation is most appropriate when agents have comparable behavior and timely information; heterogeneity, noncooperative motion, packet loss, or unequal priority can invalidate its assumptions.

3.3. ORCA as a Convex Local Program

ORCA expresses the avoidance condition associated with each neighboring robot as a linear constraint on the candidate velocity (van den Berg, Guy, Lin, & Manocha, 2011). Intersecting these constraints with the platform's feasible velocity set produces a convex admissible region, from which the command nearest to the preferred motion is chosen. This construction supports efficient local computation in dense interactions; however, practical safety still depends on state-estimation accuracy, reciprocal agent behavior, and faithful execution of the commanded velocity.

4. LOW-COMPLEXITY GRID-BASED COORDINATION

The doctoral study developed a low-complexity method suitable for multiple mobile robots coordinated through a supervisory computer (Akbatı, 2013). The workspace is represented by occupancy and reservation information; free cells encode traversable regions, while robot footprints and safety margins are expanded to account for finite dimensions. Global routes provide progress toward assigned goals, and local decisions resolve conflicts where planned routes overlap.

Instead of solving a large centralized continuous optimization problem at each cycle, the method decomposes the task into route generation, conflict detection, priority assignment, and short-horizon motion execution. This reduces online computation and makes the behavior easier to inspect. A robot can proceed, wait, or reschedule based on occupancy and reservation status. The crucial requirement is that reservations and status updates remain temporally consistent across the team.

At each supervisory cycle, the grid coordinator (1) updates occupied and reserved cells from the timestamped robot states, (2) generates or refreshes each route over the finite cell horizon, (3) detects overlapping space-time reservations, (4) resolves each conflict using the fixed priority rule, and (5) issues proceed, wait, or replan decisions before the continuous safety filter is evaluated. For N robots and at most L reserved cells per horizon, reservation-table updates require $O(NL)$ operations; a naive all-pairs overlap check requires $O(N^2L)$, although indexed cell reservations reduce this cost in sparse workspaces.

The grid-based method and VO reasoning are complementary. The grid supplies global structure and avoids static obstacles; VO-type constraints manage short-horizon interactions among moving robots. A hierarchical

implementation can therefore use discrete planning to determine preferred motion and a continuous safety layer to filter the corresponding velocity commands.

5. COMMUNICATION, PERCEPTION, AND IMPLEMENTATION

5.1. Camera-Based Localization and TCP Communication

In the experimental design, an overhead vision system estimates robot positions and orientations, while a supervisory computer communicates commands and state information over TCP. TCP provides ordered and reliable delivery, which simplifies application-level consistency. Reliability, however, does not imply bounded delay. Retransmission, buffering, image-processing time, and operating-system scheduling create latency and jitter. Therefore, even if a control package is correct, it may have lost its validity by the time it is applied.

For each received state, the controller should retain a timestamp and estimate information age. Prediction over the measured age can partially compensate for delay, while a watchdog must reject excessively old commands. A conservative effective safety radius is

$$R_{ij,eff} = R_{ij} + (v_{i,max} + v_{j,max})(T_d + T_s) + \varepsilon_{p,i} + \varepsilon_{p,j} \quad (4)$$

where T_d bounds the sensing-to-actuation delay, T_s is the sampling interval, and $\varepsilon_{\{p,i\}}$ and $\varepsilon_{\{p,j\}}$ bound the localization errors of the two robots. This relationship shows the cost of delay: greater latency reduces the collision-free velocity set and can eliminate narrow passages.

5.2. QBot Experimental Platform

In earlier single-robot QBot experiments with an on-board camera, the residual overshoot and steady-state error were attributed to wireless communication delay and numerical quantization (Akbatı & Cansever, 2013). Wheel slip, actuator dead zones, unequal motor response, quantized localization, and limited angular acceleration are known to affect tracking and should therefore be considered when interpreting terminal accuracy. Commands must be subject to speed limits and checked for feasible motion. Experimental validation should report not only path completion but also minimum separation, command smoothness, stopping behavior, and recovery from delayed or missing updates.

6. COOPERATIVE CONTROL AND TASK COORDINATION

Collision avoidance prevents unsafe contact but does not by itself define team behavior. Coordination additionally requires assignment of targets, management of shared passages, and resolution of priorities. A communication graph $G=(V,E)$ models which robots exchange information. Collision-cone avoidance has also been combined with consensus control for mobile-agent teams (Akkaya, Akbatı, & Ergenç, 2018), while distributed CBF formulations can combine several safety constraints in multi-robot operation (Fernandez-Ayala, Tan, & Dimarogonas, 2023). For a simple consensus variable z_i , distributed coordination may be written as

$$\dot{z}_i = - \sum_{j \in \mathcal{N}_i} a_{ij} (z_i - z_j) \quad (5)$$

Consensus supports agreement, but safety and liveness remain separate concerns. Priority rules can break deadlocks; reservation mechanisms can serialize access to bottlenecks; and replanning can recover when the preferred route is persistently blocked. Priority should not be switched too frequently because repeated reversals recreate the oscillations observed in purely reactive avoidance.

A practical hierarchy consists of a task layer that assigns goals, a planning layer that generates preferred paths or velocities, a coordination layer that manages reservations and priorities, a safety filter that enforces separation, and low-level wheel controllers that execute feasible commands. Instead of silently proceeding with outdated assumptions, each layer should report error conditions to the layer above it.

7. PARKING AND FINAL-ORIENTATION CONTROL

Arrival at a target position is insufficient when the robot must park with a predefined orientation. Near the target, direct position regulation for a nonholonomic platform can become ill-conditioned, and collision-avoidance corrections may leave the robot at the correct position but with an undesired orientation. Therefore, the controller must distinguish between the approach, alignment, and final stabilization phases. Following the standard polar-coordinate posture controller described by Siegwart, Nourbakhsh, and Scaramuzza (2011), let the position error be $\rho_i = \|p_i - p_{i,g}\|$, the bearing error be $\alpha_i = \text{atan2}(y_i, g - y_i, x_i, g - x_i) - \theta_i$, and the final-heading error be $\beta_i = \theta_{i,g} - \theta_i - \alpha_i$. A representative local posture-control law is

$$v_i = k_\rho \rho_i, \quad \omega_i = k_\alpha \alpha_i + k_\beta \beta_i \quad (6)$$

With α_i and β_i wrapped to $(-\pi, \pi]$, the equilibrium is locally exponentially stable when

$$k_\rho > 0, \quad k_\beta < 0, \quad k_\alpha - k_\rho > 0.$$

The negative sign of k_β is essential under the stated definition of β_i . The polar-coordinate transformation is undefined exactly at $\rho_i=0$, and the stability statement is local rather than global. When $|\alpha_i|>\pi/2$, the forward direction is redefined and the robot approaches the target in reverse, which keeps the effective bearing error within the selected approach interval and avoids an unnecessary large turn (Siegwart et al., 2011).

The gains must additionally respect the platform velocity and acceleration limits. During terminal alignment, the safety layer must remain active, and the reserved parking footprint should include the swept area generated by rotation. A hysteresis band around phase transitions reduces repeated switching caused by measurement noise; it is an implementation measure and does not by itself constitute a stability proof for the switched system.

8. CONTROL BARRIER FUNCTIONS FOR SAFETY-CRITICAL CONTROL

8.1. Pairwise Safety Constraint

For clarity, the CBF formulation is first introduced at the virtual planar-velocity level, where $\dot{p}_i=u_i$. Because a differential-drive robot cannot directly realize an arbitrary planar velocity vector, the virtual command must subsequently be transformed into admissible linear and angular velocities. The look-ahead-point transformation introduced below establishes this connection while preserving the affine structure required by the CBF-QP. The construction follows the forward-invariance framework of Ames, Xu, Grizzle, and Tabuada (2017).

$$h_{ij}(p) = \|p_i - p_j\|^2 - R_{ij}^2 \quad (7)$$

The safe set is $C = \{p: h_{ij}(p) \geq 0 \text{ for all } i \neq j\}$. A sufficient CBF condition for forward invariance of the safe set is

$$\dot{h}_{ij} + \gamma h_{ij} \geq 0, \quad \gamma > 0 \quad (8)$$

Since $\dot{h}_{ij} = 2(p_i - p_j)^T(u_i - u_j)$, the condition is affine in velocity commands and can be included in a quadratic program. With nominal command u_i^{nom} supplied by the planner, a centralized safety filter can be stated as

$$\begin{aligned} \min_{v_i, \omega_i} \quad & \sum_i \|A(\theta_i)[v_i, \omega_i]^T - u_i^{nom}\|^2 \text{ such that} \\ & dh_{ij}^\ell / dt + \gamma h_{ij}^\ell \geq 0, \quad |v_i| \leq v_{max}, \\ & |\omega_i| \leq \omega_{max}. \end{aligned} \quad (9)$$

8.2. Differential-Drive Realization Through a Look-Ahead Point

To apply the planar CBF command to the differential-drive model in (1), define a look-ahead point located at a fixed distance $\ell > 0$ from the robot center:

$$p_i^\ell = p_i + \ell \begin{bmatrix} \cos \theta_i \\ \sin \theta_i \end{bmatrix} \quad (10)$$

Its velocity is related to the differential-drive inputs by

$$\dot{p}_i^\ell = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\ell \sin \theta_i \\ \sin \theta_i & \ell \cos \theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ \omega_i \end{bmatrix} = A(\theta_i) \begin{bmatrix} v_i \\ \omega_i \end{bmatrix} \quad (11)$$

Since $\det A(\theta_i) = \ell \neq 0$, every virtual look-ahead-point velocity command can be mapped to admissible differential-drive inputs according to

$$\begin{bmatrix} v_i \\ \omega_i \end{bmatrix} = A^{-1}(\theta_i) u_i^\ell \quad (12)$$

The safety constraint is therefore evaluated using the look-ahead points rather than assuming that the robot center can execute an arbitrary planar velocity. Here, u_i^ℓ denotes the virtual look-ahead velocity command. This near-identity-diffeomorphism construction follows the multi-robot barrier-certificate treatment of Wang, Ames, and Egerstedt (2017). A conservative pairwise barrier function is

$$h_{ij}^\ell = \|p_i^\ell - p_j^\ell\|^2 - (R_{ij} + 2\ell)^2 \quad (13)$$

Enforcing the constraint in (13) provides a conservative center-to-center separation guarantee by the triangle inequality. Its derivative is affine in the physical inputs (v_i, ω_i) , so the CBF-QP can account explicitly for the nonholonomic differential-drive kinematics. The transformed velocity constraints remain linear in (v_i, ω_i) , as written in (9). Loss of feasibility must trigger a predefined safe-stop or supervisory action.

The look-ahead construction guarantees safety under the stated assumptions, but it does not guarantee liveness. In a symmetric encounter, minimally modifying both nominal commands can bring the robots to a mutual stop. The coordination layer described in Sections 4 and 6 must therefore break the symmetry through a consistent priority assignment, a reservation decision, or a small rule-based lateral bias in the nominal command. The safety filter then enforces separation while the coordination layer restores progress.

The choice of ℓ creates a practical trade-off. Increasing ℓ enlarges the conservative radius $R_{ij} + 2\ell$, whereas decreasing ℓ amplifies angular commands through the $1/\ell$ term in $A^{-1}(\theta_i)$. Accordingly, ℓ should be selected as a small fraction of the

available passage width and checked against the platform's angular-velocity limit. Because look-ahead feedback does not directly regulate the center orientation, the parking controller in Section 7 remains a distinct terminal mode.

8.3. Robustness to Delay and Uncertainty

A CBF inequality is only as reliable as the state and model used to evaluate it. Robust variants tighten the constraint using bounds on localization error, delay, disturbance, and tracking error. Recent collision-cone and velocity-obstacle CBF formulations place dynamic collision geometry directly in the safety constraint, reducing conservatism and extending the approach to acceleration-controlled and multi-robot systems (Huang et al., 2025; Tayal et al., 2026). Alternatively, predicted states may be used with an enlarged safety radius. Slack variables may preserve numerical feasibility, but safety slack must carry a very large penalty and trigger a supervisory response because a feasible optimization problem is not equivalent to a physically safe system. Equation (9) is centralized; a distributed implementation may instead allocate pairwise barrier responsibility between neighboring robots, following the reciprocal barrier-certificate construction of Wang et al. (2017).

9. COMPARATIVE ASSESSMENT AND INTEGRATED ARCHITECTURE

Table 1 summarizes the complementary properties of the principal approaches. The comparison is qualitative because performance depends strongly on sensing rate, robot density, dynamic limits, and communication conditions.

Table 1. Qualitative Comparison of Collision-Avoidance and Coordination Approaches

Method	Representation	Strength	Limitation	Role
VO	Forbidden velocity set	Simple geometry	Oscillation; assumes constant motion	Reactive avoidance
RVO/HRVO	Reciprocal geometry	Reduced reciprocal dances	Needs cooperation assumptions	Symmetric encounters
ORCA	Velocity half-planes	Efficient convex solution	Execution and latency limits	Dense local interaction
Grid/reservation	Discrete cells and time/priority	Low complexity ; inspectable	Resolution and synchronization	Global coordination
CBF-QP	Invariant-set inequality	Explicit safety condition	Model/feasibility sensitivity	Final safety filter

An integrated architecture uses the thesis-derived grid and reservation layer to supply globally meaningful, conflict-aware preferred commands. VO or ORCA can serve as a fast geometric predictor and candidate generator. A CBF-QP formulated at the look-ahead-point level modifies the nominal command when necessary and maps the resulting virtual velocity to admissible differential-drive inputs. Pairwise safety is retained when the barrier constraints remain feasible and the stated modeling and uncertainty bounds are satisfied. Terminal parking is handled as a mode with position and final-orientation objectives while retaining the same safety layer. TCP timestamps, watchdogs, and conservative uncertainty margins connect the mathematical conditions to the physical implementation.

Evaluation should include at least task-completion time, path length, minimum inter-robot distance, number of stops or replans, peak and total control correction, terminal position/orientation error, optimization time, and sensitivity to injected latency or packet loss. Comparing methods under identical initial conditions and dynamic constraints is essential;

otherwise, a shorter path may merely reflect a smaller safety margin. Figure 2 shows the resulting layered architecture.

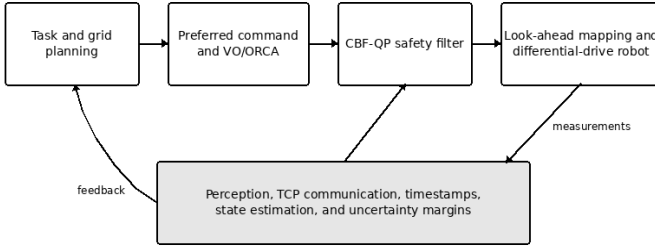


Figure 2. Layered architecture combining planning, geometric prediction, and safety-critical control.

10. CONCLUSION

The progression from velocity obstacles to safety-critical control is not a replacement of one method by another but a clarification of their roles. VO-based methods efficiently expose imminent geometric conflicts; reciprocal variants improve cooperative behavior; grid-based planning and reservation provide global structure and low-complexity coordination; and CBFs translate minimum-separation requirements into explicit control constraints.

The doctoral implementation illustrates why communication, perception, platform dynamics, and terminal parking must be treated as part of the control problem. TCP reliability cannot remove delay, vision data require time-aware prediction, and a collision-free planar velocity may be infeasible for a differential-drive robot. The most defensible design is therefore layered: task and grid planning generate progress, geometric methods anticipate local interactions, and a model-

consistent safety filter constrains the look-ahead-point motion and maps the resulting commands to attainable differential-drive inputs. This layered formulation preserves the practical contributions of the original multi-robot coordination study and provides a structured basis for safety-critical implementation, subject to the stated feasibility, sensing, and uncertainty assumptions.

REFERENCES

- Akbatı, O. (2013). Çoklu mobil robotların koordinasyonu [Coordination of multiple mobile robots] (Doctoral dissertation, Yıldız Technical University). Council of Higher Education National Thesis Center (Thesis No. 355711).
- Akbatı, O., & Cansever, G. (2013). Control of pattern tracking nonholonomic mobile robot with feedback linearization. In *Proceedings of the 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2013)* (pp. 512–515). Bursa, Turkey.
- Akkaya, S., Akbatı, O., & Ergenç, A. F. (2018). Consensus control of mobile agents with obstacle avoidance using collision cone approach. In *2018 6th International Conference on Control Engineering and Information Technology (CEIT)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/CEIT.2018.8751824>
- Ames, A. D., Xu, X., Grizzle, J. W., & Tabuada, P. (2017). Control barrier function based quadratic programs for safety critical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 62(8), 3861–3876. <https://doi.org/10.1109/TAC.2016.2638961>
- Chakravarthy, A., & Ghose, D. (1998). Obstacle avoidance in a dynamic environment: A collision cone approach. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—Part A: Systems and Humans*, 28(5), 562–574. <https://doi.org/10.1109/3468.709600>
- Fernandez-Ayala, V. N., Tan, X., & Dimarogonas, D. V. (2023). Distributed barrier function-enabled human-in-the-loop control for multi-robot systems. In *2023 IEEE International Conference on Robotics and Automation*

- (ICRA) (pp. 7706–7712). IEEE.
<https://doi.org/10.1109/ICRA48891.2023.10160974>
- Fiorini, P., & Shiller, Z. (1998). Motion planning in dynamic environments using velocity obstacles. *The International Journal of Robotics Research*, 17(7), 760–772.
<https://doi.org/10.1177/027836499801700706>
- Fox, D., Burgard, W., & Thrun, S. (1997). The dynamic window approach to collision avoidance. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, 4(1), 23–33.
<https://doi.org/10.1109/100.580977>
- Huang, J., Zeng, J., Chi, X., Sreenath, K., Liu, Z., & Su, H. (2025). Dynamic collision avoidance using velocity obstacle-based control barrier functions. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 33(5), 1601–1615. <https://doi.org/10.1109/TCST.2025.3546076>
- Siegwart, R., Nourbakhsh, I. R., & Scaramuzza, D. (2011). *Introduction to autonomous mobile robots* (2nd ed.). Cambridge, MA: MIT Press.
- Snape, J., van den Berg, J., Guy, S. J., & Manocha, D. (2011). The hybrid reciprocal velocity obstacle. *IEEE Transactions on Robotics*, 27(4), 696–706.
<https://doi.org/10.1109/TRO.2011.2120810>
- Tayal, M., Goswami, B. G., Rajgopal, K., Singh, R., Rao, T., Keshavan, J., . . . Kolathaya, S. (2026). A collision cone approach for control barrier functions. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 34(3), 1297–1310.
<https://doi.org/10.1109/TCST.2026.3661160>
- Wang, L., Ames, A. D., & Egerstedt, M. (2017). Safety barrier certificates for collisions-free multirobot systems. *IEEE*

Transactions on Robotics, 33(3), 661–674.
<https://doi.org/10.1109/TRO.2017.2659727>

van den Berg, J., Guy, S. J., Lin, M., & Manocha, D. (2011). Reciprocal n-body collision avoidance. In C. Pradalier, R. Siegwart, & G. Hirzinger (Eds.), *Robotics Research* (pp. 3–19). Springer. https://doi.org/10.1007/978-3-642-19457-3_1

van den Berg, J., Lin, M., & Manocha, D. (2008). Reciprocal velocity obstacles for real-time multi-agent navigation. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation* (pp. 1928–1935). <https://doi.org/10.1109/ROBOT.2008.4543489>

BİYOSENSÖRLER: TEMEL YAPI, ÇALIŞMA PRENSİPLERİ VE GÜNCEL GELİŞMELER ÜZERİNE DERLEME

Ahmet Enes KARACA¹

Sıla KÖROĞLU²

Yunus Emre ÇALIŞKAN³

Elif ALTINOK⁴

Burak TAŞ⁵

Özge TÜZÜN ÖZMEN⁶

1. GİRİŞ

Hastalıkların erken tanısı, çevresel kirleticilerin izlenmesi, gıda güvenliği ve biyolojik tehditlerin belirlenmesi, güvenilir ve hızlı analiz sistemlerini gerekli kılmaktadır. Geleneksel yöntemler yüksek doğruluk sağlayabilse de gelişmiş laboratuvar altyapısı, uzman personel, karmaşık numune hazırlama işlemleri ve uzun analiz süreleri gerektirebilir. Bu sınırlılıklar, taşınabilir, düşük maliyetli ve sahada kullanılabilen

¹ Lisans Öğrencisi, İzmir Bakırçay Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ORCID: 0009-0004-6292-8290.

² Lisans Öğrencisi, İzmir Bakırçay Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ORCID: 0009-0004-7678-7847.

³ Lisans Öğrencisi, İzmir Bakırçay Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ORCID: 0009-0006-3326-467X.

⁴ Lisans Öğrencisi, İzmir Bakırçay Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ORCID: 0009-0006-2613-7816.

⁵ Arş. Gör., İzmir Bakırçay Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, ORCID: 0000-0002-9928-5004.

⁶ Prof. Dr., İzmir Bakırçay Üniversitesi, Temel Bilimler Bölümü, ORCID: 0000-0002-5204-3737.

teknolojilere olan gereksinimi artırmıştır. Biyosensörler, hedef analiti tanıyan biyolojik eleman ile bu etkileşimi ölçülebilir sinyale dönüştüren transdüseri birleştirir. Biyoreseptör ve dönüştürme yöntemlerinin çeşitlenmesi, sağlık, çevre, gıda, tarım, savunma ve ilaç geliştirme alanlarında farklı hedeflerin analizini sağlamıştır. Bu derlemede biyosensörlerin temel yapısı, çalışma prensibi, gelişimi, türleri ve uygulamaları; nanomalzeme destekli, mikroakışkan, giyilebilir ve yapay zekâ ile bütünleşmiş platformlar üzerinden incelenmiş, mevcut sınırlılıklar ve gelecek perspektifi değerlendirilmiştir.

2. BİYOSENSÖRLERİN TEMEL YAPISI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ

2.1. Biyosensör Nedir?

Biyosensörler; hedef bir analitin varlığını, konsantrasyonunu veya miktarını tayin etmek amacıyla tasarlanmış, yapısında biyolojik bir tanıma elemanı (biyoreseptör) ile fizikokimyasal bir dönüştürücüyü (transdüser) bir arada barındıran entegre analitik cihazlardır (Ali, Najeeb, Ali, Aslam, & Raza, 2017; Bollella & Katz, 2020). Bu sistemlerin temel felsefesi, canlı organizmaların veya biyolojik bileşenlerin sahip olduğu eşsiz moleküler seçicilik yeteneğini, modern elektroniğin nicel sinyal işleme gücüyle bir araya getirmektir (Turner, 2013). Biyosensörler, karmaşık matrisler içerisindeki spesifik kimyasal veya biyolojik değişimleri doğrudan ölçülebilir bir sinyale dönüştürerek hızlı, hassas ve doğrudan analiz imkânı sunarlar (Kulkarni, Ayachit, & Aminabhavi, 2022).

2.2. Biyosensörlerin Temel Mimarisi

Bir biyosensörün yapısal bütünlüğü, işlevsel olarak birbirini takip eden ve entegre bir zincir oluşturan beş temel bileşenden meydana gelir: analit, biyoreseptör, arayüz

(immobilizasyon katmanı), dönüştürücü ve sinyal işleme/gösterge ünitesi (Chadha et al., 2022; Kulkarni et al., 2022).

2.2.1. Analit

Analit, incelenen veya ölçüm yapılmak istenen karmaşık numune ortamı içerisinde nicel (miktar) veya nitel (varlık) olarak tespiti hedeflenen özgül kimyasal ya da biyolojik bileşendir (Ali et al., 2017). Analit, biyosensörün algılama mekanizmasını tetikleyen temel girdidir (Kulkarni et al., 2022).

2.2.2. Biyoreseptör (Biyolojik Algılama Elemanı)

Biyoreseptör, biyosensörün seçiciliğinden ve hedef molekülü tanıma kabiliyetinden sorumlu olan biyolojik veya sentetik kökenli unsurdur (Ali et al., 2017; Bollella & Katz, 2020). Ortamdaki diğer yabancı moleküller arasından yalnızca hedef analiti seçip ona bağlanarak biyosensörün doğruluğunu sağlar (Chadha et al., 2022). Literatürde biyoreseptör olarak enzimler, dokular, hücreler, antikorlar, nükleik asit dizilimleri (DNA/RNA), aptamerler veya antikorları taklit eden sentetik yapılar (Moleküler Baskılanmış Polimerler-MIP) kullanılmaktadır (Chadha et al., 2022; Kulkarni et al., 2022).

2.2.3. Biyoreseptör-Dönüştürücü Arayüzü (İmmobilizasyon)

Biyolojik algılama elemanının, kendi doğal yapısını, konformasyonunu ve üç boyutlu işlevini kaybetmeden transdüser yüzeyine entegre edilmesi/sabitlenmesi işlemidir (Ali et al., 2017). Sinyalin kayıpsız iletilebilmesi için bu arayüz katmanı hayati önem taşır ve sabitlenme işlemi fiziksel adsorpsiyon, kovalent bağlama veya matris içerisine hapsedme (kapsülasyon) gibi kimyasal/fiziksel yöntemlerle gerçekleştirilir (Ali et al., 2017; Turner, 2013).

2.2.4. Dönüştürücü (Transdüser)

Dönüştürücü, analit ile biyoreseptör arasındaki etkileşim sonucunda yüzeyde meydana gelen biyokimyasal veya biyoanalitik değişimi doğrudan yakalayan ve bunu ölçülebilir bir fiziksel sinyale dönüştüren kalıcı cihaz bileşenidir (Ali et al., 2017; Kulkarni et al., 2022). Dönüştürücü, biyolojik dünyadaki (reaksiyon, kütle artışı, ışık Emilimi, elektron hareketi veya ısı değişimi gibi) olayları, elektronik dünyanın anlayabileceği bir dile (elektrik akımı, voltaj, direnç veya optik veri) tercüme eden köprü vazifesindedir (Ali et al., 2017; Chadha et al., 2022).

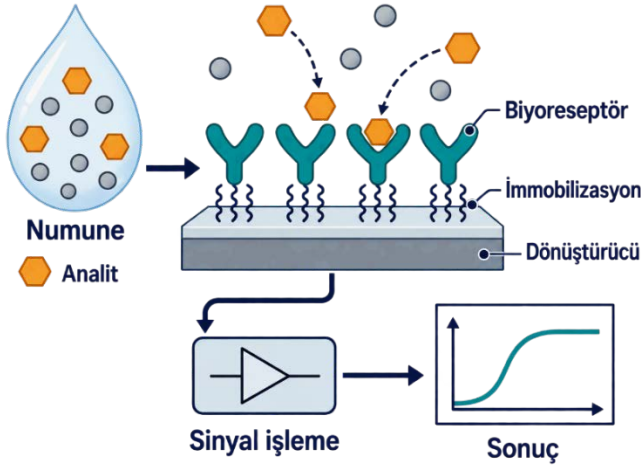
2.2.5. Sinyal İşleme ve Gösterge Ünitesi

Dönüştürücü tarafından üretilen ham fiziksel sinyal genellikle oldukça zayıf, mikro veya nano düzeyde ve dış gürültülere açıktır (Kulkarni et al., 2022). Sinyal işleme ünitesi, bu ham veriyi alır; amplifikatörler (yükselticiler) vasıtasıyla kuvvetlendirir, analog sinyali dijital veriye dönüştürür ve gürültü filtreleme işlemlerinden geçirir (Kulkarni et al., 2022; Sumitha & Xavier, 2023). İşlenen bu kararlı veri, kullanıcının doğrudan okuyabileceği nicel bir konsantrasyon değeri, sayısal veri veya grafik olarak nihai ekran modülüne aktarılır (Chadha et al., 2022).

2.3. Genel Çalışma Prensibi ve Sinyal Dönüşüm Mekanizması

Biyosensörlerin çalışma prensibi, moleküler tanımadan sayısal çıktıya uzanan ardışık bir sürece dayanır (Ali et al., 2017). Şekil 1’de gösterildiği gibi biyosensörler, analitin tanınmasını ölçülebilir bir sinyale dönüştüren bileşenlerden oluşur. Analit, numuneden difüzyonla biyoreseptör katmanına ulaşır ve moleküler uyum veya kimyasal afinite yoluyla tanınır. Bu etkileşim; biyoreseptörün doğasına göre elektron veya yan ürün oluşumu, yüzeyde kütle birikimi, ısı değişimi ya da optik özelliklerin farklılaşması gibi fizikokimyasal değişiklikler üretir. Dönüştürücü, bu değişiklikleri algılayarak akım, potansiyel farkı

veya frekans kayması gibi ölçülebilir sinyallere dönüştürür. Ham sinyal elektronik devrelerde yükseltilir, filtrelenir ve kalibrasyon ilişkisi kullanılarak konsantrasyon değerine çevrilir; sonuç gösterge ekranında kullanıcıya sunulur (Ali et al., 2017; Chadha et al., 2022; Kulkarni et al., 2022).

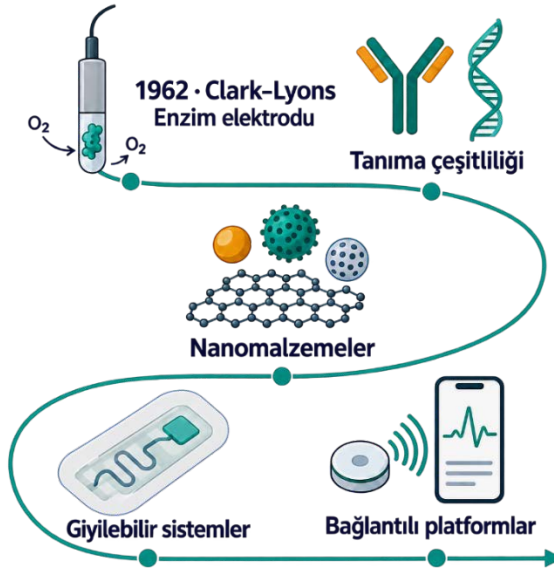


Şekil 1. Biyosensörün temel bileşenleri ve sinyal oluşum süreci

3. BİYOSENSÖR TEKNOLOJİSİNİN GELİŞİM SÜRECİ

Biyosensör teknolojisinin başlangıcı, Clark ve Lyons'un 1962 yılında geliştirdiği enzim tabanlı glikoz sensörüne dayanır. Glikoz oksidazın kullanıldığı bu yaklaşım, biyolojik reaksiyonların elektrokimyasal olarak izlenebileceğini göstermiştir (Chadha et al., 2022). Ardından farklı enzimlerle klinik tanı, gıda güvenliği ve çevresel izlemeye yönelik sistemler geliştirilmiş; ancak enzimlerin çevresel koşullara duyarlılığı, kararlılık ve kalibrasyon sorunlarını beraberinde getirmiştir (Vigneshvar, Sudhakumari, Senthilkumaran, & Prakash, 2016). Elektrokimyasal ve optik dönüştürücülerin gelişmesi, hassas ölçümleri ve bakım noktası uygulamalarını desteklemiştir (Kurt,

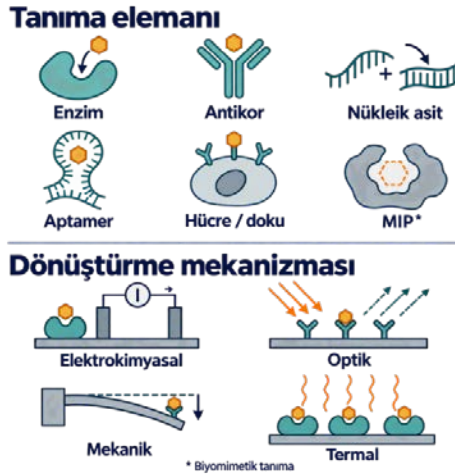
Yavuz Alagöz, & Bereli, 2026). Biyolojik tanıma elemanlarının çeşitlenmesiyle aptamer tabanlı sistemler de gelişmiş ve farklı hedeflerin tespitinde kullanılmaya başlanmıştır (Sequeira-Antunes & Ferreira, 2023). Nanomalzemelerin kullanımı ise sinyal güçlendirme ve analitik performansın geliştirilmesinde önemli bir aşama oluşturmıştır (Kumar, Purohit, Maurya, Pandey, & Chandra, 2019). Sonraki gelişmeler, taşınabilir ve giyilebilir biyosensörler ile mikroakışkan platformların yaygınlaşmasını sağlamış; biyolojik sıvılardan örnekleme ve sürekli izleme olanaklarını genişletmiştir (Pour et al., 2024; Tu, Torrente-Rodríguez, Wang, & Gao, 2020). Güncel aşamada yapay zekâ destekli veri analizi ve Nesnelerin İnterneti (IoT) bağlantıları, akıllı ve uzaktan izlenebilir sistemlerin gelişimini desteklemektedir (Wang, He, Zhou, Zhang, & Lee, 2023). Biyosensör teknolojisinin tarihsel gelişimi Şekil 2’de özetlenmiştir.



Şekil 2. Biyosensör teknolojisinin tarihsel gelişimindeki başlıca aşamalar

4. BİYOSENSÖR TÜRLERİ

Biyosensörler, kullanılan biyolojik tanıma elemanına ve analit-biyoreseptör etkileşiminin ölçülebilir bir sinyale dönüştürülme yöntemine göre sınıflandırılmaktadır (Şekil-3'te gösterilmiştir). Biyolojik tanıma elemanına göre enzim, antikor, nükleik asit, aptamer, hücre ve moleküler baskılanmış polimer tabanlı biyosensörlerden söz edilebilir. Bu sistemlerin seçiciliği, kullanılan tanıma elemanının hedef analitle kurduğu özgül etkileşime bağlıdır. Transdüksiyon mekanizmasına göre ise biyosensörler başlıca elektrokimyasal, optik, piezoelektrik veya kütle tabanlı ve termal sistemler şeklinde incelenmektedir. Her bir yaklaşım, biyolojik tanıma sonucunda meydana gelen akım, potansiyel, empedans, ışık şiddeti, kırılma indisi, kütle veya sıcaklık değişimini farklı bir fiziksel prensip aracılığıyla ölçmektedir. Bu nedenle biyosensörlerin analitik performansı; biyoreseptörün seçiciliğinin yanı sıra kullanılan dönüştürme yönteminin hassasiyeti, ölçüm aralığı ve hedef uygulamaya uygunluğuna göre değişmektedir (Ali et al., 2017; Katey, Voiculescu, Penkova, & Untaroiu, 2023).



Şekil 3. Biyosensörlerin tanıma elemanları ve sinyal dönüştürme mekanizmalarına göre sınıflandırılması

4.1. Optik Biyosensörler

Optik biyosensörler, ışık ile madde arasındaki etkileşime dayalı çalışır. X-ışını, ultraviyole, görünür ışık, kızılötesi ve gama ışınları spektrumunu kapsayan bu yöntemde; lüminesans, floresans, kolorimetri veya absorpsiyon gibi optik sinyaller analiz edilerek hedef bileşiğin konsantrasyonu belirlenir. Bu sensörler; sağlık hizmetleri, klinik tanı, ilaç keşfi, biyomedikal araştırma, çevre izleme ve gıda proses kontrolü başta olmak üzere geniş bir uygulama yelpazesinde kullanılmaktadır. Analitlere hızlı yanıt verme kapasiteleri, yüksek özgüllükleri ve güçlü duyarlılıkları sayesinde araştırmacılar ve klinisyenler arasında yaygın biçimde tercih edilmektedirler (Chadha et al., 2022; Kulkarni et al., 2022).

4.2. Elektrokimyasal Biyosensörler

Elektrokimyasal biyosensörler, biyokimyasal süreçleri ölçülebilir elektriksel sinyallere dönüştüren sistemlerdir. Enzim-substrat reaksiyonları ve antijen-antikor etkileşimleri gibi biyolojik olaylar; voltaj, akım veya empedans biçiminde elektriksel çıktılara çevrilir. Bu kategori kendi içinde beş alt sınıfa ayrılır (Katey et al., 2023; Sumitha & Xavier, 2023):

4.2.1. Amperometrik Biyosensörler

Bir oksidasyon reaksiyonu sonucunda üretilen akımı ölçer. Kesin kantitatif analitik veriler üretebilmeleri ve yüksek duyarlılıkları ile öne çıkarlar. Sonuçlar, sensörün kendi akım çıkışının analiz edilmesiyle elde edilir (Sumitha & Xavier, 2023).

4.2.2. Voltammetrik Biyosensörler

Değişen voltajın ardından akımı ölçen elektro-analitik bir yönteme dayanır. Düşük maliyetleri, yüksek seçicilikleri ve üstün duyarlılıkları nedeniyle biyosensör sistemlerinde sıklıkla tercih edilmektedir (Sumitha & Xavier, 2023).

4.2.3. Empedimetrik Biyosensörler

Biyoalıcı moleküllerin elektrot yüzeyine immobilize edilmesiyle üretilir. Hedef analitin seçici bağlanması gerçekleştikçe sensör yüzeyindeki iletkenlik ve kapasitans değişikliklerini ölçer. Bu sayede hem biyolojik molekülleri hem de canlı hücrelerin davranışlarını tespit edebilir (Katey et al., 2023; Sumitha & Xavier, 2023).

4.2.4. Potansiyometrik Biyosensörler

Çalışma elektrodu ile referans elektrodu arasındaki potansiyel farkının ölçülmesine dayanır. Amperometrik sistemlerin aksine bu teknik, ölçülen türleri tüketmez (Sumitha & Xavier, 2023).

4.2.5. Kondüktometrik Biyosensörler

İyon duyarlı silikon alan etkili transistörler (FET) kullanır. Biyo-duyarlı tabaka, transistörün kapısı (gate) üzerindeki iyon duyarlı membran yüzeyine yerleştirilerek çalışır (Chadha et al., 2022).

4.3. Kütle Tabanlı Biyosensörler

Kütle tabanlı biyosensörler, hedef analitin reseptöre bağlanmasıyla sensör yüzeyinde oluşan kütle değişimini genellikle rezonans veya salınım frekansındaki kayma üzerinden ölçer. Bu gruptaki piezoelektrik kuvars sensörler, diğer adıyla kuvars kristali mikrotarazi sistemleri, antijen-antikor bağlanması gibi etkileşimleri rezonans frekansındaki değişimle belirler. Yüzey akustik dalga sensörleri, piezoelektrik malzemeler üzerinde oluşturulan akustik dalgalarındaki değişimleri izleyerek yüzey etkileşimlerini değerlendirir. Manyetoelastik biyosensörler, manyetik alan altında meydana gelen mekanik titreşim ve gerilim değişimlerini ölçerken, mikro konsol sensörler nano ölçekteki kütle değişimlerini konsol yapısındaki sapma veya

rezonans değişimi üzerinden tespit eder (Chadha et al., 2022; Katey et al., 2023).

5. BİYOSENSÖRLERİN UYGULAMA ALANLARI

Glikoz algılama sistemlerinden gelişen biyosensörler, tanıma elemanı, transdüser ve sinyal işleme ünitesini birleştirerek hastalık taramasından çevre izlemeye, tarımdan savunmaya kadar Şekil-4’te gösterildiği gibi geniş bir alanda kullanılmaktadır (Ali et al., 2017; Kulkarni et al., 2022).



Şekil 4. Biyosensörlerin başlıca uygulama alanları ve bu alanlara ilişkin örnek analiz hedefleri

5.1. Sağlık Hizmetleri

Sağlık hizmetleri alanı, biyosensörlerin en yaygın uygulama alanlarından biridir. Bulaşıcı hastalık taraması, erken tanı, kronik hastalık yönetimi ve hasta takibinde; tümör ve patojen tespiti, kan glikozu izleme, idrar yolu enfeksiyonlarının tanısı ve antibiyotik duyarlılığının belirlenmesi amacıyla kullanılmaktadır. Kalp hastalıklarının tanısı, retina protezleri ve

MRI kontrast maddeleriyle ilişkili ileri uygulamalar da literatürde ele alınmaktadır (Haleem, Javaid, Singh, Suman, & Rab, 2021). Giyilebilir cihazlar; kalp atış hızı ve değişkenliği, solunum ve uyku gibi fizyolojik parametreleri izler. Ter tabanlı glikoz sensörleri ise iğnesiz izleme ve kullanıcı konforu açısından araştırılmaktadır (Haleem et al., 2021; Katey et al., 2023). Pandemi döneminde SARS-CoV-2 tespiti için yapay zekâ ve Nesnelerin Tıbbi İnterneti (AI-IoMT) ile bütünleşen bakım noktası (POC) biyosensörleri geliştirilmiştir (Sumitha & Xavier, 2023).

5.2. Çevre ve Su Kalitesi İzleme

Endüstriyel ve tarımsal faaliyetlerden çevreye salınan sentetik kimyasallar, ağır metaller ve pestisitler çevresel sağlık riskleri oluşturmaktadır. Biyosensörler; kimyasal ajanların, organik kirleticilerin, toksik elementlerin ve patojenlerin hava, su ve topraktaki varlığının sürekli ve duyarlı biçimde izlenmesinde kullanılmaktadır (Chadha et al., 2022; Kulkarni et al., 2022). Özellikle uygunsuz atık yönetimi sonucunda suya karışan toksik bileşikler, su kalitesini ve ekosistemleri olumsuz etkilemektedir. Biyosensörler, su ortamındaki patojen mikroorganizmaları, ağır metal iyonlarını ve organik kirleticileri hızlı ve güvenilir biçimde saptayarak su kalitesinin değerlendirilmesine katkı sağlamaktadır (Katey et al., 2023; Kulkarni et al., 2022).

5.3. Gıda ve İçecek Endüstrisi

Gıda sektöründe biyosensörler; karbonhidratlar, amino asitler ve vitaminler gibi besin etiket bilgilerinin doğrulanmasından, gıda güvenliğinin ve kalitesinin izlenmesine kadar geniş bir işlev yelpazesinde kullanılmaktadır. Biyosensörler ayrıca, bozulmuş gıdalardan salınan gazların tespitinde, kontaminasyon izlenmesinde ve taze gıdalarda bakteri ile mantar gelişiminin kontrolünde etkin biçimde devreye girmektedir. Gıda işleme tesislerinde otomasyon amaçlı

kullanımları; süreç süresini ve maliyetini önemli ölçüde azaltmaktadır (Ali et al., 2017; Chadha et al., 2022).

5.4. Tarım

Tarım sektöründe ürün kalitesi geleneksel olarak mikrobiyolojik veya kimyasal yöntemlerle kontrol edilmektedir. Bu yöntemler hem pahalı hem de zaman alıcıdır. Ön işlem ve ekstraksiyon gibi ek adımlar gerektiren bu geleneksel yaklaşımların aksine, biyosensörler ürün kalitesi izlemesi için hızlı, tahribatsız ve uygun maliyetli çözümler sunmaktadır. Tarımsal araştırmalarda nükleik asit tabanlı moleküler görüntüleme ve dizileme teknolojileriyle entegre çalışan biyosensörler, bitki bilimi alanında da önemli ilerlemelere katkı sağlamaktadır (Chadha et al., 2022; Kulkarni et al., 2022).

5.5. Güvenlik ve Savunma

Biyosensörlerin milyonda bir (ppm) ve milyarda bir (ppb) düzeyindeki son derece düşük konsantrasyonlarda bile çoklu analit türlerini doğru biçimde tespit edebilme yeteneği, biyogüvenlik ve savunma alanında kritik bir avantaj sağlamaktadır. Bu sistemler, botulinum toksini, Francisella tularensis, Salmonella typhimurium ve Yersinia pestis gibi biyoterörizm ajanlarının tespitinde kullanılmaktadır. Askeri uygulamalarda ise vejetatif bakteriler, sporlar, toksinler ve virüsler dahil olmak üzere çeşitli biyolojik savaş ajanlarının (BWA) anlık ve doğru tanımlanması birincil hedef olarak öne çıkmaktadır (Ali et al., 2017; Chadha et al., 2022).

5.6. İlaç Geliştirme ve İzleme

Biyosensörler, ilaç tasarımı ve geliştirme süreçlerinde de giderek artan bir önem kazanmaktadır. Bir biyosensör, hedef molekülü algılayarak sinyal üretebilme kapasitesiyle; ilaç adayı kimyasal bileşikler ile hedef moleküller arasındaki etkileşimlerin incelenmesine doğrudan katkı sağlar. Bu özellik, ilaç etkinliğinin

değerlendirilmesinde ve yeni farmasötik ajanların keşfinde araştırmacılara güçlü bir araç sunmaktadır (Haleem et al., 2021; Kulkarni et al., 2022).

6. YENİ NESİL BİYOSENSÖR PLATFORMLARI

Bu bölümde, temel biyosensör sistemlerinin performansını, taşınabilirliğini ve klinik uygulanabilirliğini geliştiren nanomalzemeler, CRISPR/Cas, mikroakışkan platformlar, giyilebilir cihazlar ve yapay zekâ destekli veri işleme yaklaşımları incelenmektedir.

6.1. Nanomalzemelerle Performansın Geliştirilmesi

Nanoteknoloji, biyosensör performansını artıran en önemli gelişmelerden biri olarak kabul edilmektedir. Karbon nanotüpler, grafen, MXene yapıları, metal nanopartiküller ve metal sülfür bazlı nanomalzemeler yüksek yüzey alanı, üstün elektriksel iletkenlik ve biyouyumluluk özellikleri sayesinde sensör duyarlılığını önemli ölçüde artırmaktadır (Bollella & Katz, 2020; Khan & Andreescu, 2020; Li, Wang, Jiang, & Wang, 2020). Özellikle grafen ve karbon nanotüpler, elektrot yüzey alanını genişleterek biyomoleküllerin daha etkin bağlanmasını sağlamaktadır. Benzer şekilde MXene olarak adlandırılan iki boyutlu nanomalzemeler yüksek iletkenlikleri ve kolay yüzey modifikasyonları sayesinde biyolojik analizlerde umut vadeden materyaller olarak öne çıkmaktadır (Bollella & Katz, 2020; Khan & Andreescu, 2020). Nanomalzemelerin kullanımı sayesinde biyobelirteçlerin femtomolar hatta attomolar düzeylerde tespit edilmesi mümkün hale gelmiştir. Bu durum özellikle erken evre kanser tanısı, enfeksiyon hastalıklarının hızlı teşhisi ve kişiselleştirilmiş tıp uygulamaları açısından büyük önem taşımaktadır (Kim, Joe, Mitchell, & Gu, 2023).

6.2. CRISPR Tabanlı Moleküler Tanı Platformları

Son yılların en dikkat çekici gelişmelerinden biri CRISPR/Cas sistemlerinin biyosensör teknolojilerine entegre edilmesidir. Başlangıçta gen düzenleme amacıyla geliştirilen bu sistemler, günümüzde yüksek özgüllükte moleküler tanı platformları olarak kullanılmaktadır (Kim et al., 2023; Santhanam, Algov, & Alfonta, 2020). CRISPR tabanlı biyosensörler, hedef DNA veya RNA dizilerini çok düşük konsantrasyonlarda tespit edebilmekte ve geleneksel PCR yöntemlerine alternatif oluşturmaktadır. SHERLOCK ve DETECTR gibi sistemler viral enfeksiyonların hızlı teşhisinde başarılı sonuçlar vermiştir (Kim et al., 2023). Bu teknolojinin en önemli avantajlarından biri, karmaşık laboratuvar ekipmanlarına ihtiyaç duymadan yüksek doğrulukta analiz yapabilmesidir.

6.3. Mikroakışkan, Kâğıt Tabanlı ve Taşınabilir Sistemler

Mikroakışkan teknolojiler biyosensörlerin taşınabilir hale gelmesinde kritik rol oynamaktadır. Laboratuvar ortamında gerçekleştirilen birçok analiz artık "lab-on-a-chip" sistemleri sayesinde tek bir çip üzerinde gerçekleştirilebilmektedir (Kim et al., 2023). Kâğıt tabanlı analitik cihazlar ise düşük maliyetleri ve kolay üretilebilirlikleri nedeniyle özellikle gelişmekte olan ülkelerde önemli avantajlar sunmaktadır. Lateral akış testleri (LFA), COVID-19 hızlı testleri ile geniş kitleler tarafından tanınmıştır. Geliştirilen yeni nesil kâğıt tabanlı sensörlerde akıllı telefonlarla entegre çalışan görüntü işleme sistemleri kullanılmakta ve böylece sonuçların sayısal olarak değerlendirilmesi mümkün olmaktadır (Kim et al., 2023).

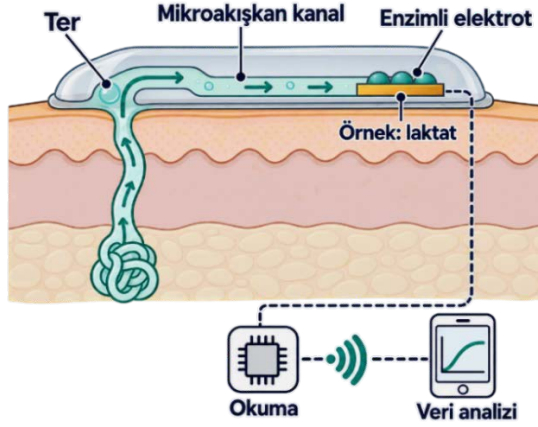
6.4. Giyilebilir ve Sürekli İzleme Platformları

Sağlık teknolojilerindeki en önemli dönüşümlerden biri giyilebilir biyosensörlerin gelişimidir. Akıllı saatler, deri üzerine yapıştırılabilen sensörler ve mikro iğne tabanlı sistemler,

bireylerin sağlık verilerinin gerçek zamanlı olarak izlenmesine olanak sağlamaktadır (Falk, Psotta, Cirovic, & Shleev, 2020). Günümüzde diyabet hastalarında kullanılan sürekli glikoz izleme sistemleri (Continuous Glucose Monitoring–CGM), bu teknolojinin en başarılı örneklerinden biridir. Bu sistemler, gün boyunca glikoz düzeylerini sürekli ölçerek hastaların sağlık durumlarını daha yakından takip etmelerine ve yaşam kalitelerini artırmalarına katkı sağlamaktadır (Falk et al., 2020). Yeni nesil giyilebilir biyosensörler yalnızca glikozu değil; laktat, kortizol, elektrolitler, alkol, inflamasyon belirteçleri ve kanser biyobelirteçleri gibi birçok parametreyi de izleyebilmektedir. Ter, tükürük, gözyaşı ve interstisyel sıvı gibi biyolojik örneklerin invaziv olmayan veya minimal invaziv yöntemlerle analiz edilmesi, kullanıcı konforunu artırmakta ve sürekli sağlık izlemine mümkün hâle getirmektedir (Falk et al., 2020).

6.5. Yapay Zekâ ve IoT Destekli Akıllı Biyosensörler

Artan biyosensör verilerinin yorumlanması için yapay zekâ ve makine öğrenmesi algoritmaları kullanılmaktadır. Bu algoritmalar; gürültü filtreleme, hatalı ölçümlerin belirlenmesi ve düzeltilmesi, erken tanı ve kişiye özgü sağlık tahminlerini destekler. Özellikle giyilebilir sensörlerin sürekli ürettiği büyük veri setlerinin analizinde yararlıdır ve dijital sağlık sistemlerinde daha fazla kullanılması beklenmektedir (Kim et al., 2023). Şekil 5'te örneklenen sistemde ter, mikroakışkan kanallarla algılama bölgesine taşınır; ölçüm verileri elektronik olarak okunarak kablosuz bağlantıyla aktarılır.



Şekil 5. Mikroakışkan giyilebilir biyosensörlerde ter örnekleme, biyokimyasal algılama ve kablosuz veri aktarım süreci

7. BİYOSENSÖR TEKNOLOJİLERİNDE GÜNCEL ZORLUKLAR VE SINIRLILIKLAR

Her ne kadar biyosensör teknolojilerinde önemli ilerlemeler kaydedilmiş olsa da uzun dönem kararlılık, biyolojik kirlenme (biofouling), düzenli kalibrasyon gereksinimi, klinik doğrulama süreçlerinin uzunluğu, üretim maliyetleri ile veri güvenliği ve mahremiyet gibi çeşitli sorunlar güncelliğini korumaktadır (Campuzano et al., 2020; Vadgama, 2020). Bu zorluklar Şekil 6'da özetlenmiştir. Özellikle vücut içine yerleştirilen veya biyolojik sıvılarla uzun süre temas eden sensörlerde proteinlerin, hücrelerin ve diğer biyolojik bileşenlerin sensör yüzeyinde birikmesi, sinyal kararlılığını ve ölçüm doğruluğunu olumsuz etkileyebilmektedir. Bu nedenle biyolojik kirlenmeyi azaltan yüzey kaplamalarının ve biyouyumlu malzemelerin geliştirilmesi, biyosensör araştırmalarının öncelikli alanlarından biri olarak değerlendirilmektedir (Campuzano et al., 2020; Vadgama, 2020).



Şekil 6. Biyosensörlerin uygulamaya aktarılmasında karşılaşılan başlıca zorluklar

8. GELECEK PERSPEKTİFİ

Biyosensörlerin gelişiminin minyatürleşme, akıllı veri işleme ve kişiselleştirilmiş sağlık doğrultusunda sürmesi beklenmektedir. Nanomalzemeler, CRISPR platformları ve yapay zekâ entegrasyonu; hassasiyetin, klinik uygulanabilirliğin ve sürekli izleme olanaklarının geliştirilmesini desteklemektedir (Bollella & Katz, 2020; Kim et al., 2023; Wang et al., 2023). Elektronik dövmeler, kablosuz biyosensör ağları, kendi enerjisini üreten sensörler ve akıllı telefon bağlantılı platformlar gelecekteki uygulamalar arasında öne çıkmaktadır. Bu sistemlerin erken uyarı yaklaşımlarıyla bütünleştirilmesi, hastalıkların belirtiler oluşmadan saptanmasına ve kişiye özgü tedavilerin geliştirilmesine katkı sağlayabilir (Kim et al., 2023). Gelecek çalışmalarda bu potansiyelin biyoyumluluk, kullanım kolaylığı ve ölçüm güvenilirliğiyle birlikte değerlendirilmesi önem taşımaktadır.

9. SONUÇ

Biyosensörler, biyolojik tanımayı ölçülebilir sinyale dönüştürerek sağlık, çevre ve gıda güvenliği başta olmak üzere çeşitli alanlarda hızlı ve hassas analiz sağlamaktadır. Nanomalzeme destekli, mikroakışkan, CRISPR tabanlı ve giyilebilir platformlar, algılama performansını ve taşınabilirliği geliştirmiştir. Yapay zekâ ve IoT ise veri analizini ve uzaktan izlemeyi desteklemektedir. Bununla birlikte yaygın kullanım; biyolojik kirlenme, uzun dönem kararlılık, kalibrasyon, klinik doğrulama, maliyet ve veri güvenliği sorunlarının çözülmesine bağlıdır. Bu nedenle laboratuvar başarısının gerçek kullanım koşullarında sürdürülebilmesi temel bir gerekliliktir. Güvenilir ve erişilebilir sistemlerin geliştirilmesi, biyosensörlerin erken tanı, koruyucu sağlık ve çevresel izlemeye katkısını güçlendirecektir.

KAYNAKÇA

- Ali, J., Najeeb, J., Ali, M. A., Aslam, M. F., & Raza, A. (2017). Biosensors: Their fundamentals, designs, types and most recent impactful applications: A review. *Journal of Biosensors & Bioelectronics*, 8(1), 235. doi:10.4172/2155-6210.1000235
- Bollella, P., & Katz, E. (2020). Biosensors—Recent advances and future challenges. *Sensors*, 20(22), 6645. doi:10.3390/s20226645
- Campuzano, S., Pedrero, M., Gamella, M., Serafín, V., Yáñez-Sedeño, P., & Pingarrón, J. M. (2020). Beyond sensitive and selective electrochemical biosensors: Towards continuous, real-time, antibiofouling and calibration-free devices. *Sensors*, 20(12), 3376. doi:10.3390/s20123376
- Chadha, U., Bhardwaj, P., Agarwal, R., Rawat, P., Agarwal, R., Gupta, I., ... Chakravorty, A. (2022). Recent progress and growth in biosensors technology: A critical review. *Journal of Industrial and Engineering Chemistry*, 109, 21-51. doi:10.1016/j.jiec.2022.02.010
- Falk, M., Psotta, C., Cirovic, S., & Shleev, S. (2020). Non-invasive electrochemical biosensors operating in human physiological fluids. *Sensors*, 20(21), 6352. doi:10.3390/s20216352
- Haleem, A., Javaid, M., Singh, R. P., Suman, R., & Rab, S. (2021). Biosensors applications in medical field: A brief review. *Sensors International*, 2, 100100. doi:10.1016/j.sintl.2021.100100
- Katey, B., Voiculescu, I., Penkova, A. N., & Untaroiu, A. (2023). A review of biosensors and their applications. *ASME Open Journal of Engineering*, 2, 020201. doi:10.1115/1.4063500

- Khan, R., & Andreescu, S. (2020). MXenes-based bioanalytical sensors: Design, characterization, and applications. *Sensors*, 20(18), 5434. doi:10.3390/s20185434
- Kim, E. R., Joe, C., Mitchell, R. J., & Gu, M. B. (2023). Biosensors for healthcare: Current and future perspectives. *Trends in Biotechnology*, 41(3), 374–395. doi:10.1016/j.tibtech.2022.12.005
- Kulkarni, M. B., Ayachit, N. H., & Aminabhavi, T. M. (2022). Biosensors and microfluidic biosensors: From fabrication to application. *Biosensors*, 12(7), 543. doi:10.3390/bios12070543
- Kumar, A., Purohit, B., Maurya, P. K., Pandey, L. M., & Chandra, P. (2019). Engineered nanomaterial assisted signal-amplification strategies for enhancing analytical performance of electrochemical biosensors. *Electroanalysis*, 31(9), 1615–1629. doi:10.1002/elan.201900216
- Kurt, Z. T., Yavuz Alagöz, H., & Bereli, N. (2026). The role of electrochemical and optical biosensors in the detection of chemical and biological agents: A critical review. *Analytical and Bioanalytical Chemistry*, 418(1), 75–90. doi:10.1007/s00216-025-06162-x
- Li, C., Wang, Y., Jiang, H., & Wang, X. (2020). Biosensors based on advanced sulfur-containing nanomaterials. *Sensors*, 20(12), 3488. doi:10.3390/s20123488
- Pour, S. R. S., Calabria, D., Emamiamin, A., Lazzarini, E., Pace, A., Guardigli, M., ... Mirasoli, M. (2024). Microfluidic-based non-invasive wearable biosensors for real-time monitoring of sweat biomarkers. *Biosensors*, 14(1), 29. doi:10.3390/bios14010029

- Santhanam, M., Algov, I., & Alfonta, L. (2020). DNA/RNA electrochemical biosensing devices a future replacement of PCR methods for a fast epidemic containment. *Sensors*, 20(16), 4648. doi:10.3390/s20164648
- Sequeira-Antunes, B., & Ferreira, H. A. (2023). Nucleic acid aptamer-based biosensors: A review. *Biomedicines*, 11(12), 3201. doi:10.3390/biomedicines11123201
- Sumitha, M. S., & Xavier, T. S. (2023). Recent advances in electrochemical biosensors - A brief review. *Hybrid Advances*, 2, 100023. doi:10.1016/j.hybadv.2023.100023
- Tu, J., Torrente-Rodríguez, R. M., Wang, M., & Gao, W. (2020). The era of digital health: A review of portable and wearable affinity biosensors. *Advanced Functional Materials*, 30(29), 1906713. doi:10.1002/adfm.201906713
- Turner, A. P. F. (2013). Biosensors: Sense and sensibility. *Chemical Society Reviews*, 42(8), 3184-3196. doi:10.1039/c3cs35528d
- Vadgama, P. (2020). Monitoring with in vivo electrochemical sensors: Navigating the complexities of blood and tissue reactivity. *Sensors*, 20(11), 3149. doi:10.3390/s20113149
- Vigneshvar, S., Sudhakumari, C. C., Senthilkumaran, B., & Prakash, H. (2016). Recent advances in biosensor technology for potential applications – An overview. *Frontiers in Bioengineering and Biotechnology*, 4, 11. doi:10.3389/fbioe.2016.00011
- Wang, C., He, T., Zhou, H., Zhang, Z., & Lee, C. (2023). Artificial intelligence enhanced sensors – Enabling technologies to next-generation healthcare and biomedical platform. *Bioelectronic Medicine*, 9, 17. doi:10.1186/s42234-023-00118-1

UÇAKLAR İÇİN RADAR TABANLI TRAFİK UYARI VE ÇARPIŞMA ÖNLEME SİSTEMİ

Cihan DÖĞÜŞGEN ERBAŞ¹

1. GİRİŞ

Hava trafiğinin yoğunlaştığı günümüzde, uçakların emniyetinin sağlanması son derece önemlidir. Hava Trafik Kontrol (Air Traffic Control-ATC) merkezlerindeki kontrolörler, yoğun olan bu hava trafiğini yönlendirirler ancak bazen uçaklar arasında kontrol dışı yaklaşmalar, karşılaşmalar meydana gelir. Bu tehdit durumlarında uçakların havada çarpışmalarını önleyen sistem Hava Çarpışma Önleme Sistemi (Airborne Collision Avoidance System-ACAS) sistemidir. ACAS, sistemin genel adıdır. Kullanılan cihaz ise Trafik Uyarı ve Çarpışma Önleme Sistemi (Traffic Alert and Collision Avoidance System-TCAS) olarak adlandırılır. Bu yüzden ACAS ve TCAS terimleri birbirlerinin yerine kullanılabilir.

TCAS, uçak çarpışmalarını önlemede son çare olarak kullanılır. Uçak seyrüsefer ekipmanları ve hava trafik hizmetlerinde kullanılan yer sistemlerinden bağımsız olarak çalışmaktadır. TCAS, iki uçak arasındaki mesafeye göre değil olası çarpışma zamanına göre ikazlar üretir. Güncel düzenleyici çerçevede TCAS II Version 7.1 ve ACAS Xa, hava aracı çarpışma önleme sistemlerinin başlıca ACAS II uygulamaları arasında yer almaktadır (FAA, 2024; EUROCONTROL, 2025).

TCAS cihazına sahip olan uçaklar, belirli bir yaklaşma durumunda birbirlerini 1030 MHz frekansından yayın yaparak

¹ Doktor Öğretim Üyesi, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, ORCID: 0000-0003-1977-3567

sorgular. 1030 MHz frekansından yapılan sorguya 1090 MHz frekansından karşılık verilir. Bu döngü saniyede birkaç defa tekrarlanır. Bu iletişim sayesinde TCAS cihazı diğer trafiklerin pozisyonlarını üç boyutlu bir harita üzerinde mesafeleri, irtifaları ve istikametleri dahil olmak üzere belirler. Mevcut irtifa, mesafe, istikamet, pozisyon ve olması muhtemel durum bilgilerini değerlendirerek muhtemel çarpışma riskleri ve tehlikelerinin olup olmadığını hesaplar (EUROCONTROL, 2025). Çarpışma riski durumunda, dikey yönde kaçınma(lar) tavsiyesinde bulunarak kazayı önler. TCAS'in verdiği komut ATC'nin verdiği talimata göre önceliklidir.

2. TCAS

2.1. Kısa Tarih

1950'li yılların başlarında hava araçlarının çarpışmalarını önlenmesinde son çare olarak başvurulmak üzere TCAS ile ilgili araştırmalara başlanmıştır.

Amerika Birleşik Devletleri'nde oluşan çarpışmalar TCAS üzerindeki çalışmaları hızlandırmıştır. Bu çarpışmalar (DHMI, 2013);

1956 yılında iki yolcu uçağının Grand Canyon üzerinde çarpışması sonucu, havacılık otoriteleri ile havayolu şirketlerinin, çarpışma önleme sistemi konusundaki çalışmaları hızlanmıştır.

1978 tarihinde küçük bir uçak ile bir yolcu uçağı San Diego üzerinde çarpışmıştır. Bu çarpışmadan 3 yıl sonra Federal Havacılık Kurulu (FAA) tarafından TCAS sistemi geliştirilmiştir.

Son olarak 1986 senesinde özel bir uçak ile DC-9 (Douglas DC-9) tipi bir uçağın Cerritos üzerinde çarpışmaları sonucunda, 1989 tarihinden itibaren bazı tiplerdeki Amerikan ve yabancı uçakların, Amerikan hava sahasında TCAS'in taşınması ve kullanılması zorunlu hale getirilmiştir.

TCAS cihazı üzerindeki bu çalışmaların yanında, 1980 yılının başlarında da Uluslararası Sivil Havacılık Organizasyonu (ICAO), Havada İken Çarpışma Önleyici Sistem (ACAS) konusundaki standartları geliştirmeye başlamıştır.

2.2. TCAS Türleri

TCAS; yer radarından bağımsız, uçağa monte edilmiş radar sistemi ile çalışan bir sistemdir. Sistemin genel olarak dört tipi vardır. Bunlar; TCAS I, TCAS II, TCAS III ve TCAS IV'tür.

2.2.1. TCAS I

En eski TCAS tipidir. TCAS I, en ucuz olanıdır ama modern TCAS II'in yanında neredeyse hiçbir şeydir. Özellikle genel havacılıkta kullanılmak üzere tasarlanmıştır.

TCAS I sistemleri, 40 millik bir düzlem çevresinde trafik durumunu izler ve diğer uçakların yaklaşık mili ve yüksekliği hakkında bilgi sunar. Aynı zamanda trafik tavsiyesi üretir. Sistem, yakın çevredeki uçakları pilota bildirir. Ancak uçağın, ne tarafa manevra yapılması gerektiğini bildirmemektedir. Avrupa'da TCAS I kullanımı gerekli değildir.

2.2.2. TCAS II

TCAS I sistemi yeterli olmayınca ikinci nesil sistemlere yani TCAS II'ye geçildi. TCAS II, hem trafik tavsiyesi hem de çözüm tavsiyesi üretir. Bu cihazda verilen çözüm tavsiyesi sadece dikey istikamettir.

TCAS II Version 7.1, Avrupa hava sahasında uzun süredir zorunlu ve yaygın olarak kullanılan ACAS II uygulamasıdır. ICAO standartları kapsamında TCAS II Version 7.1'e ek olarak ACAS Xa da uyumlu bir çarpışma önleme sistemi olarak kabul edilmektedir; ACAS Xa/Xo'nun Avrupa operasyonlarına onayı 2025 yılında verilmiştir (EUROCONTROL, 2025).

2.2.3. TCAS III

TCAS III, TCAS II'nin tüm yeteneklerine sahiptir. Ek olarak cihaz, herhangi bir tehdit durumunda yatay bir manevra (sola veya sağa) tavsiyesi vermektedir. Bu sistem uçağın gösterge panelinde, çarpışma tehdidini algılamak ve yatay konumlandırma çözünürlüğünü sağlamak için radar kullanmaktadır. Ancak TCAS anteninin doğruluk düzeyi sınırlıdır. Bu teknik zorluklar nedeniyle TCAS III sisteminin geliştirilmesi iptal edilmiştir.

2.2.4. TCAS IV

TCAS IV cihazı, gerekli bilgiyi kodlamak için hedef uçak tarafından alınan yanıtla(yani hedef sinyal içine kendi konumunu kodlama), yatay tavsiye oluşturmak için kullanılır. Cihazın hedef uçaklarda kodlama yapabilmesi için buna ek olarak Ataletsel Seyrüsefer Sistemi (INS) veya Küresel Konumlama Sistemi (GPS) gibi bazı güvenilir kaynaklara ihtiyaç duyulmaktadır.

TCAS IV, 1990'ların ortalarında TCAS III kavramının yerini almıştır. TCAS III deneyimlerinden biri; alınan bir cevap için TCAS işlemci tarafından kullanılan yönlü anten, doğru yatay pozisyonu belirtmek için güvenli olmadığı anlaşılmıştır. TCAS IV, kodlanmış konum bilgilerine ek olarak hava-hava veri bağlantısı oluşturulup bilginin taşınması sağlanır. Böylece yönlü anten doğruluğu bir faktör olmaz.

TCAS IV için çalışmalar birkaç yıl devam etti. Fakat hava-hava veri bağlantısında farklı eğilimlerin görülmesiyle sistemin yetersiz olduğu anlaşılmıştır. Bu sorunların bir sonucu olarak TCAS IV çalışmaları iptal edilmiştir.

2.3. TCAS Çalışma Prensipleri

TCAS cihazı, Trafik İkazı (TA) ve Kaçınma İkazı (RA) olmak üzere iki çeşit ikaz üretir.

2.3.1. Trafik İkazı (TA)

TA, tehdit oluşturan hava taşıtının tespit edilmesine yardım eder ve oluşabilecek bir RA'nın hazır duruma gelmesini gerçekleştirir. TA'lar, hava taşıtının irtifasına bağlı olarak, CPA olası çarpışma bölgesine (CPA) 20-48 saniye kala devreye girer. TA'lardan sonra hava aracında RA oluşumu gözlemlenmeyebilir. Bazen ise henüz TA oluşmamış iken RA oluşabilir (EUROCONTROL, 2025).

Hava aracındaki pilotlar, TA'ya dayanarak herhangi bir manevrada bulunmamalıdır. Bu durumu, ATC merkezlerine rapor etme zorunluluğunu taşımazlar.

Eğer tehdit durumunda bulunan bir hava taşıtı TA oluşturmamışsa ve kendi (TCAS II taşıyan) hava taşıtına göre yatay 6 deniz mili (NM), dikey +/-1200 ft'lik bir sahada ise, böyle bir hava taşıtı yakın trafikte görünür (DHMI, 2013).

TCAS II TA durumunda iken 'Traffic, traffic!' sesli uyarısı devreye girer. Şekil 5'te görüldüğü gibi TCAS II ekranında tehdit durumundaki hava taşıtı sarı daire ile gösterilir.

2.3.2. Kaçınma İkazı (RA)

RA, hava aracının uçuş yüksekliğine göre, tehdit durumundaki hava taşıtıyla güvenli bir dikey (300 ila 700 ft arası) kaçınma gerçekleştirmeyi amaçlar. RA çarpışma zamanının 15-35 saniye öncesinde devreye girer.

TCAS II cihazı RA durumunda iken pilot, söz konusu RA talimatını gerçekleştirmelidir. Yoksa hava taşıtının güvenliğinin tehdidine neden olabilir. Kesinlikle mevcut RA talimatının tersi bir manevra yapmamalıdır (EUROCONTROL, 2025).



Şekil 5. TCAS II ekranında tehdit durumundaki hava taşıtının sarı daire ile gösterilmesi (Kuchar & Drumm, 2007).

Sesli ikazlar, var olan RA'ya göre farklılık gösterebilirler. Şekil 6'da da görüldüğü üzere TCAS II ekranında tehdit durumundaki hava aracı kırmızı kare ile görüntülenmektedir.



Şekil 6. Tehdit oluşturan hava aracının kırmızı kare şeklinde olması (Spitzer et al., 2015).

Pilotlar, ilk belirtilen RA'yı yerine getirmek için 5 saniye içinde manevra gerçekleştirmeli, ilave RA'larda ise 2,5 saniye içinde manevra değiştirmelidirler.

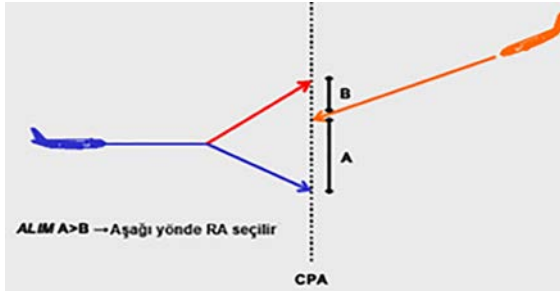
Pilotlar hava aracının aşırı sapmalarını engellemek için TCAS II cihazının meydana getirdiği sesli ve görüntülü ikazları uygulamalıdır (DHMİ, 2013). Aşırı sapmalar tehdit durumunda olmayan hava taşıtlarına yönelik risk oluşturup, ilgili dikey süratin altında kalındığıdaysa; TCAS II cihazının hesapladığı CPA (olası çarpışma bölgesi)'daki ayırma değerinin altında kalınmasına neden olur.

TCAS cihazı bir tehdit algıladığında, RA'nın oluşturulması iki adımda gerçekleştirilir. Bu işlemler yön seçimi ve direnç seçimidir:

2.3.2.1. Yön Seçimi

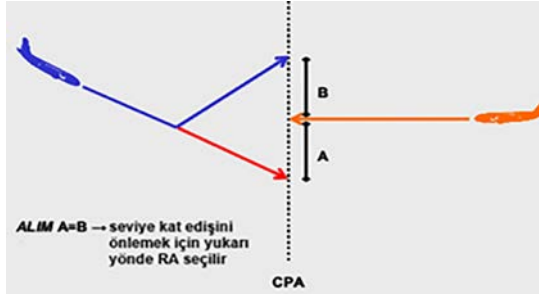
RA'nın yukarı veya aşağı yönde manevra yapmasının belirlenmesine yönelik ilk aşamadır.

Şekil 7'de tehdit durumunda olan iki uçak görülmektedir. Soldaki uçağın aşağı yönde manevra yaptığında diğer uçağın olası yeri ile mesafesi, yukarı yönde manevra yaptığı mesafeden büyük (ALIM-Tehtit oluşturan hava aracının olası çarpışma bölgesindeki konumunun, tehdidi algılayan uçağın yükseldiğinde geldiği nokta ile alçaldığında geldiği nokta arasındaki mesafedir - $A > B$) olduğundan dolayı TCAS aşağı yönde kaçınma tercihinin yapmaktadır.



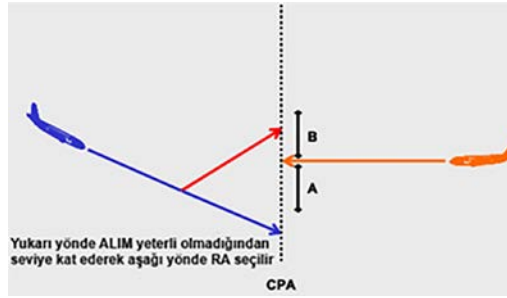
Şekil 7. Aşağı yönde RA seçilmesi (DHMI, 2013).

Şekil 8'de tehdit durumunda olan iki uçak görülmektedir. Soldaki uçak için TCAS aşağı mı yukarı mı manevra yapmasını seçme durumundadır. Burada soldaki uçağın aşağı yönde manevra yapmasıyla sağdaki uçağın olası yeri ile mesafesi, yukarı yönde manevra yaptığı mesafeye eşit ($A=B$) olduğundan TCAS, tehdit durumundaki hava taşıtının uçuş yönünde değil tırmanma yönünde RA oluşturmaktadır.



Şekil 8. Yukarı yönde RA seçilmesi (DHMİ, 2013).

Şekil 9’da da TCAS tarafından aşağıya mı yukarıya mı manevra seçilmesi durumu görülmektedir. TCAS’ın uygulanacağı hava aracı, tehdit hava aracına göre daha alçakta bulunacağından, alçalma olacak şekilde RA oluşmaktadır.



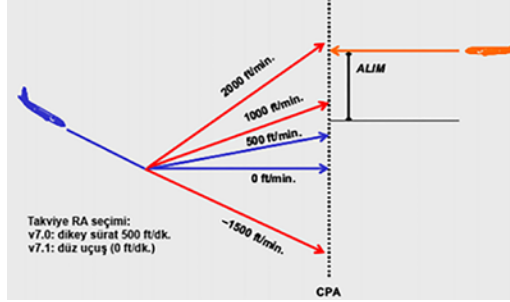
Şekil 9. Alçalma yönünde RA oluşması (DHMİ, 2013)

2.3.2.2. Direnç Seçimi

RA için gereken iki adımdan, yön seçiminden sonraki adım ise RA’nın direncinin seçilmesidir. Direnç, dikey süratin sınırlandırılması, uçuş rotasında ayarlanacak sınırın belirlenmesidir (EUROCONTROL, 2025). TCAS II cihazı, verdiği RA’nın direncini, uçuş rotasını minimum sapmayla sağlayacak biçimde tasarlanmıştır.

Şekil 10’da soldaki uçağın aşağı yönde kaçınma yaptığı görülmektedir. Sapma değerinin fazla olmaması için direncin en düşük değere sahip olması gerekir. Bu direnç; TCAS II v7.0

cihazında dikey olarak 500 ft/dk iken, TCAS II v7.1 cihazında düz uçuş biçiminde olmaktadır.



Şekil 10. RA direnç seçimi (DHMI, 2013).

Yaşanan birçok hadisede pilotlar, TCAS II displayinde belirtilen dikey hızı (0, 500, 1000 veya 2000 ft/dk) yapmaları gerekirken, dikey hızı arttırdıkları ve diğer hava araçlarına tehdit oluşturdukları gözlenmiştir. Bu karmaşıklık TCAS II v7.1 de düz uçuş komutuyla giderilmiştir.

2.4. TCAS Bileşenleri

TCAS uçakların havada çarpışmasını önleyen aktif bir elemandır. Birbirleriyle bağlantılı olan bileşenlerden oluşmaktadır. TCAS II'in aşağıdaki biçimdedir:

S Mod Transponder (Mode S Transponder)

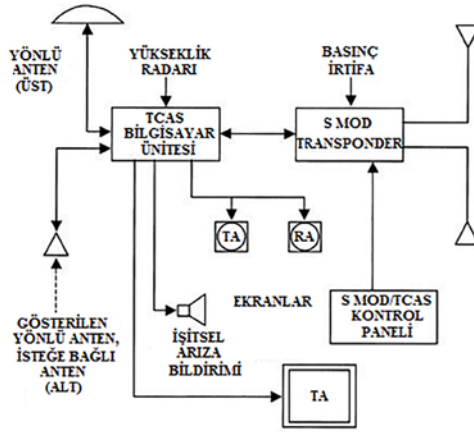
TCAS Bilgisayar Ünitesi (TCAS computer unit)

Anten (Antenna)

Kontrol Paneli Ünitesi (Control Panel Unit)

TCAS Trafik Ekranı (TCAS traffic display)

Şekil 11'de TCAS II bileşenlerinin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 11. TCAS blok diyagramı (Henely, 2001).

2.4.1. S Mod Transponder

S Mod Transponder, spesifik olarak hava alanındaki araçların yerini sorgulayabilen ikincil gözetim radarlarının bir bileşenidir. S Mod Transponder'a sahip olan hava araçlarına, ICAO tarafından 24 bitlik kimlik bilgisi verilmektedir. İkincil radar tarafından yapılan genel sorgulamanın ardından hava aracından alınan kimlik bilgileri kullanılarak sadece ilgili uçak sorgulanabilmektedir. Bu sayede hava alanındaki araçlar, trafik kontrolü tarafından ayrı ayrı izlenebilmekte ve yönlendirilebilmektedir.

Transponder'ın temel işlevleri; uçakların tehdit bölgesine doğru geldiğini göstermek ve bu tehdit oluşturan uçaklar arasında iletişim kurmak olarak belirtilebilir. Parça numarası 066-01127-xxxx olan bir Transponder için aşağıdaki özellikler sıralanabilir:

Güç girişi: 97 – 134 VAC, 380 – 420 Hz, 60 – 90 Watt

Uzunluk : 14,20 inç (36,07 cm)

Genişlik : 4,29 inç (12,5 cm)

Yükseklik : 7,68 inç (19,51 cm)

Ağırlık : 13,90 pound (6,3 kg)

Transponder'ın iki tip kullanım şekli vardır: Hava Trafik Kontrol Radar İşaret Sistemi (ATCRBS) ve S Mod. Bu kullanım şekilleri aşağıda ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

2.4.1.1. ATCRBS

ATCRBS transponder ilk nesil olan tiptir ve bugün hala kullanılmaktadır. ATCRBS, 1030 MHz frekansla sorgulama yapmaktadır.

ATCRBS, Mod A ve Mod C olmak üzere iki şekilde çalışmaktadır.

Mod A, 8 µs içinde uçakların kimliklerini kontrol eder.

Mod C de 21 µs içinde diğer irtifaları kontrol eder.

İki uçak arasındaki mesafe 2 mil (3,218 km) olduğunda Transponder erişimi yetersiz olmaktadır. Bu mesafe içinde ATC'den alınan veri, kafa karıştırıcı olmaktadır.

2.4.1.2. S Mod

S Mod transponder, ATCRBS sınırlamalarını kapatmak için geliştirilmiştir. S Mod, uçak çarpışmalarını engellemek için pilotlara yardım amacıyla TCAS bilgisayarlarına bilgi aktarır. S Mod transponder tek bir adres verir. Sorgulayıcılar tahmin eder, hedefleri izler ve pozisyonları güncelleştirir.

2.4.2. TCAS Bilgisayar Ünitesi

TCAS II cihazı, ATC sisteminden bağımsız olarak çalışmaktadır. Bu sistem, bir transponder ile donatılmış çevredeki

diğer uçakların varlığını algılar. TCAS sistemi, herhangi bir tehlide karşı TCAS donanımlı diğer uçağı her zaman izleyip değerlendirme yapar.



Şekil 13. TCAS Bilgisayar Ünitesi (DHMI, 2013).

Parça numarası 066-50000-xxxx olan TCAS II işlemcisi aşağıdaki özelliklere sahip olabilir:

Güç kaynağı : 115 volt, 400 Hz, 150 Watt
+28 VDC, 150 Watt

26 VAC veri tertibatı

Ağırlık : TCAS işlemcisi 28 pound (12.7 kg)

Montaj tablası 4,5 pound(2,05 kg)

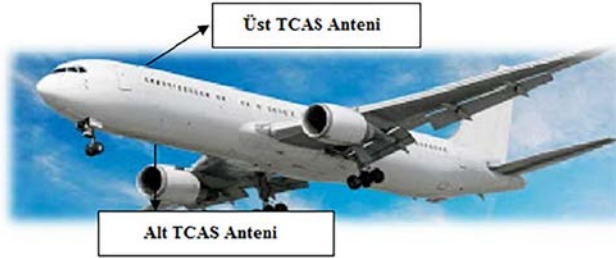
Sıcaklık : Çalışma -67 ile 158° F (-55 ile +70° C)

Depolama -67 ile 185° F (-55 ile +85° C)

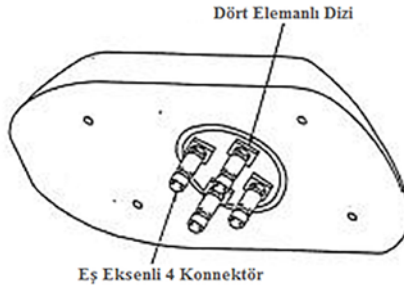
2.4.3. Anten

TCAS ile donatılmış uçaklarda bir verici bir de alıcı olmak üzere iki anten bulunmaktadır. Şekil 14'te de görüldüğü üzere Düzlemin üstünde ve altında monte edilen 2 anten vardır.

TCAS anten sinyalleri, düzenli aralıklarla sorgulama yaparak her 10 saniyede 1 sinyalleri yayarlar. Bu sinyal çevresinde bölgedeki diğer uçaklara TCAS durum bilgilerini vermek için hizmet vermektedir. Antenler, Şekil 15'te de görüldüğü üzere elektronik olarak kontrol edilen 4 adet elemandan meydana gelmektedir.



Şekil 14. Uçakta TCAS anten konumu (Spitzer et al., 2015).



Şekil 15. Anten elemanları (Spitzer et al., 2015).

2.4.4. Kontrol Paneli Ünitesi

Kontrol paneli ünitesi, TCAS ve Transponder'ı kontrol eden ünedir. Aşağıdaki fonksiyonlar bu üneden yapılır:

- a) S Mod Transponder'ı etkinleştirme ve devre dışı bırakma,
- b) TCAS işleyiş modunun seçilmesi,
- c) ATC (Hava Trafik Kontrolü) transponder kimlik kodunun seçilmesi,

- d) TCAS fonksiyon testlerinin başlatılması,
- e) Transponder ikili sisteminin aktif olup olmadığının seçimi.

Kontrol panel ünitesinin özellikleri aşağıdadır:

Güç kaynağı : 115 VAC, 400 Hz

Ekran ve aydınlatma paneli : 0 -5 VAC 400 Hz, 10.5 Watt

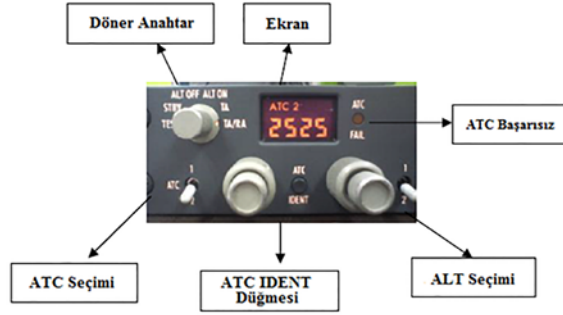
Monitör ışıklığı bütünlüğü : 12 – 28 VDC ya da 5 VAC 400 Hz, 0.3 Watt

Veri çıkışı: ARINC 429 (veri iletişimi), 12,5-14

Kbit / sn

Havacılık Radyo Kuruluşu (ARINC) 429, uçak avyonik (hava aracı üzerinde bulunan bütün elektronik sistemleri tanımlamak için kullanılır) sistemlere yönelik bir veri formatıdır. Bu format, hava aracında bulunan dijital bilgi sistemleri için destekleyici fiziksel ve elektriksel ara yüz fonksiyonlarının temel tanımını yapar. ARINC 429 günümüzde birçok uçak için temel avyonik veri yoludur (Honeywell, 2000).

Şekil 16'daki kontrol panel ünitesi yardımıyla mekanik açıklaması aşağıdaki gibi yapılabilir.



Şekil 16. Kontrol Paneli Ünitesi (Honeywell, 2004).

1) Döner anahtar

Döner anahtar, çalışma modunu seçmek için kullanılır. Bu çalışma modları aşağıdadır.

Test modu: Bu çalışma modu ile uçak, bir saniye içerisinde TCAS II ile S Mod transponderi kendi kendine test eder. Fonksiyonel test sırasında, iyi durumunda, ‘TCAS RA’bayrağı ekranda gözükür. Başarısızlık durumunda ise ‘TCAS’ yazısı ekranda sürekli görüntülenir (Honeywell, 2000).

Bekleme Modu: Uçağın havada ya da pist üzerinde iken TCAS II ile S Mod Transponder’in bekleme moduna alınmasıdır. Bekleme modunda transponderin gücü açıktır. Ancak sorguya cevap verilmemektedir.

Alt Kapalı (Alt Off) modu: Alt Off modu aktif edildiğinde, TCAS sistemi bekleme moduna girip S Mod Transponder tarafından irtifa raporlaması yapılamaz

Alt Açık (Alt On) modu: Alt Off modunda olduğu gibi bu modda da TCAS II sistemi bekleme durumundadır. Ama mod A ve mod C’den irtifa bilgisi alınabilir.

TA modu: Ekranda trafik bilgileri verilir ama RA’ları belirtilmez. Bu modda, S Mod Transponder ve dolayısıyla irtifa raporlama aktiftir.

TA/RA modu: Ekran üzerinde trafik bilgileri verilir ve bir tehdit durumunda sesli ikazlar ve görüntülü RA'lar üretilir. Bu modda da S Mod Transponder ve dolayısıyla irtifa raporlama aktiftir.

2) Ekran

ATC kodu seçimini ve Transponder No. 1 veya No. 2 numaralı etkin olup olmadığını gösterir.

3) ATC seçimi

ATC 1-2 seçimleri transponderi aktif eder.

4) ATC IDENT düğmesi

ATC IDENT düğmesi, ATC için IDENT özelliğini başlatmak için kullanılır. Bu özellik SPI (Özel bir pozisyon tanımlayıcısı)'dır (Honeywell, 2000).

5) ALT seçimi

ALT 1-2 seçimleri ile Mode S Transponder kaynakları seçilir.

6) ATC başarısız (ATC fail)

ATC Fail lambası yandığında seçilen transponderin başarısızlığını gösterir.

2.4.5. TCAS Trafik Ekranı

TCAS'a sahip olan uçakların konumlarına göre yakınlarındaki trafiklerin uçuş ekranlarında görüntülenmesi sağlanır. Bu görüntü, diğer uçakların sahip oldukları transponderlerinden gelen sinyallere göre, kendi uçak pozisyonuna göre yatay ve dikey konumu şeklindedir.

Ekran, etraftaki diğer uçakların yakınlığı ile TA ve RA halleri de belirtilmektedir. Uçuş ekranlarında trafiğin gösterilmesinin amacı; uçuş ekibinin transpondere sahip olan uçaklardan, görsel olarak trafik bilgisi almalarıdır. Ayrıca, TCAS

RA durumunda kaçınma yapabilmeleri için yeterli zamanı sağlanması açısından uçuş ekibine yardımcı olunur. Şekil 17’de iki farklı TCAS gösterge cihazları görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 17. (a) Anlık Dikey Hız Göstergesi (b) Elektronik Uçuş Bilgi Sistemi (EUROCONTROL, 2004).

2.5. TCAS Analog Arayüzü

TCAS analog ara yüzünde, TCAS’in aşağıdaki ara birimler ile ilişkisi vardır.



(a)



(b)

Şekil 24. PFD (Birincil Uçuş Ekranı) (b) ND (Seyrüsefer Ekranı) (FAA, 2011).

2.5.1. Anten

TCAS'a sahip hava araçlarında, altta ve üste olmak üzere iki tane anten bulunmaktadır. TCAS anten sinyalleri ile TCAS durum bilgileri verilmektedir.

2.5.2. İniş Takımları Kolu Anahtarı

İniş takımları kolu anahtarı, TCAS'a aşağı iniş olduğunu bildirir. TCAS bu bilgiyi almak için iki tane antene sahiptir.

2.5.3. Yakınlık Anahtarı Elektronik Ünitesi (PSEU)

PSEU, uçak havada ya da pistte iken TCAS bilgilerini dağıtır. Herhangi bir engelde TCAS'ın kendi kendine sınaması gerçekleştirilir. Buna ek olarak TCAS için kalıcı bir bellek eklenmesi denetlenir (IVAO, 2015).

2.5.4. Yer Yakınlaşma Uyarı Bilgisayarı (GPWC)

Uçak havada iken yere yaklaştığında, sesli ve görsel olarak TCAS'a bilgi gönderen ünedir (Spitzer et al., 2015).

2.5.5. Hava Radarı

Hava radarı sayesinde, TCAS'a hava bilgileri verilmektedir. Böylece TCAS'ın ürettiği TA ve RA da, hava radarının rüzgar hızlarında yaptığı uyarılar ile değişecektir.

2.5.6. Bastırma Giriş-Çıkış

Transponder'den gelen bilgiler TCAS'a aktarılır. TCAS'a aktarıldığında da transponder için TCAS tarafından darbe bastırma gönderilir.

2.5.7. Elektronik Ekran Ünitesi (DEU)

TCAS ekranı, gösterme yeteneğini kaybettiğinde, DEU ile TCAS ekranına bilgi girilir. Böylece diğer hava araçları ile veri koordinasyonu TCAS tarafından sağlanmış olur (Honeywell, 2004).

2.5.8. Uzaktan Elektronik Ünitesi (REU)

TCAS, REU'ya trafik bilgilerini gönderir. REU da uçağın kokpit içindeki hoparlöre sesli bilgi gönderir. Böylece TCAS tarafından üretilen TA ve RA güçlendirilir (Honeywell, 2004).

3. SONUÇ

TCAS, hava araçlarının, çarpışmalarının önlenmesinde son çözüm olarak düşünülmelidir. TCAS sisteminin sağladığı teknik destek sayesinde, hava araçlarının uçuş emniyeti önemli ölçüde artmıştır. Ancak TCAS sistemi henüz kesin bir çözüm değildir. Çünkü halen çarpışma risklerini tamamen ortadan kaldıramamıştır.

TCAS tarafından üretilen TA ve RA'lar uçağa herhangi bir manevra işlemi yapmaz. Sadece ikaz verir. Gereken işlemi pilotların yapması beklenir. Bunun için pilotların özel bir eğitim almaları gerekmektedir. Bununla beraber, uçakta TCAS cihazı olmasına rağmen pilotlar, çarpışmaların önlenmesi için dışarıya bakmalıdırlar. Çünkü bazı uçakların Transponder'leri irtifa bilgisi vermez. TCAS cihazı yalnız TA tavsiyesi üretir. Yani TCAS II cihazı, transponderi düzgün çalışmayan uçakları görmeyip ikaz üretememektedir.

Transponder'lerin ürettiği irtifa bilgisi sayesinde TCAS cihazının ürettiği RA uyarıları, pilotların gerekli eğitimi almalarıyla ATC ve RA talimatlarını düzgün ayırt etmeleri halinde TCAS II cihazı ile hava uçuşu güvenliği büyük oranda sağlanmaktadır.

KAYNAKÇA

- Devlet Hava Meydanları İşletmesi Genel Müdürlüğü, Hava Seyrüsefer Daire Başkanlığı. (2013). *ATS gözetim sistemleri ve hizmetleri* (11. basım). Ankara: Devlet Hava Meydanları İşletmesi Genel Müdürlüğü.
- EUROCONTROL. (2004). *ACAS II Bulletin No. 4: TCAS II and VFR traffic*. Brussels, Belgium: EUROCONTROL ACAS Programme.
- EUROCONTROL. (2025). *Airborne Collision Avoidance System (ACAS) guide* (Version 5.0). Brussels, Belgium: EUROCONTROL. Retrieved from <https://www.eurocontrol.int/publication/airborne-collision-avoidance-system-acas-guide>
- Federal Aviation Administration. (2011). *Introduction to TCAS II: Version 7.1* (FAA Booklet HQ-111358). Washington, DC: U.S. Department of Transportation, Federal Aviation Administration. Retrieved from https://www.faa.gov/documentlibrary/media/advisory_circular/tcas%20ii%20v7.1%20intro%20booklet.pdf
- Federal Aviation Administration. (2024). *Operational use of airborne collision avoidance systems* (Advisory Circular AC 90-120). Washington, DC: U.S. Department of Transportation, Federal Aviation Administration. Retrieved from https://www.faa.gov/documentLibrary/media/Advisory_Circular/AC_90-120.pdf
- Henely, S. (2001). TCAS II. In C. R. Spitzer (Ed.), *The avionics handbook* (Chap. 18). Boca Raton, FL: CRC Press.
- Honeywell International Inc. (2000). *TCAS II/ACAS II collision avoidance system user's manual* (ACS-5059, Rev. 5, 02/2000). Redmond, WA: Author.

- Honeywell International Inc. (2004). *TCAS II CAS 67A pilot's guide* (006-08499-0000, Rev. 7, effective 02/04). Olathe, KS: Author.
- International Civil Aviation Organization. (2026). *Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation: Aeronautical telecommunications, Volume IV—Surveillance radar and collision avoidance systems* (6th ed.). Montréal, Canada: ICAO.
- International Virtual Aviation Organisation. (2015). *Airborne collision avoidance system—TCAS* [Training documentation].
- Kuchar, J. K., & Drumm, A. C. (2007). The traffic alert and collision avoidance system. *Lincoln Laboratory Journal*, 16(2), 277–296.
- Spitzer, C. R., Ferrell, U., & Ferrell, T. (Eds.). (2015). *Digital avionics handbook* (3rd ed.). Boca Raton, FL: CRC Press.

VOLTAGE-CONSTRAINED EV HOSTING CAPACITY IN INTEGRATED EV–PV–BESS DISTRIBUTION SYSTEMS: EXPLAINABLE MACHINE LEARNING AND SURROGATE-ASSISTED MULTI-OBJECTIVE OPTIMIZATION

Şevket CANTÜRK¹

Oktay KARAKAYA²

1. INTRODUCTION

The widespread adoption of electric vehicles (EVs) is an important pathway for reducing transport-related emissions, yet the addition of charging loads to distribution systems introduces new operational challenges. Uncontrolled or intensive EV charging can lead to lower bus voltages, higher active power losses and increased loading of network components (Karmaker, Prakash, Siddique, Hossain, & Pota, 2024; Nutkani, Toole, Fernando, & Andrew, 2024). Therefore, the EV level that a distribution system can accommodate should be evaluated not only in terms of additional demand but also in relation to the network's technical limits.

Photovoltaic (PV) systems and battery energy storage systems (BESSs) can help balance the additional demand from EV charging through local generation and flexibility resources. PV generation reduces the power drawn from the grid, while the charging and discharging capability of BESSs can provide power support under different operating conditions. However, simultaneous variations in EV, PV and BESS levels create a large number

¹ Assistant Professor, Balıkesir University, Sındırgı Vocational School, Department of Electricity and Energy, ORCID: 0000-0001-5439-5405.

² Assistant Professor, Balıkesir University, Bigadiç Vocational School, Department of Electricity and Energy, ORCID: 0000-0003-3871-1724.

of possible operating points. This makes it useful to combine detailed power-flow simulations with data-driven prediction methods.

In this context, hosting capacity (HC) is a key planning indicator that quantifies the amount of new load or generation that can be connected to the grid without violating predefined technical limits. Voltage limits, thermal loading, power quality and operating conditions can all affect EV hosting capacity. Recent reviews indicate that HC depends strongly on network structure, load profile, charging behavior and the constraints used in the assessment (Fatima, Püvi, Lehtonen, & Pourakbari-Kasmaei, 2024; Mousa, Mahmoud, & Lehtonen, 2024; Zenhom, Abdel Aleem, Zobaa, & Boghdady, 2024).

Applications across different distribution systems further confirm this dependence. In low-voltage networks, EV hosting capacity varies with network and operating conditions, including background voltage, load level, charging power and equipment loading (Mulenga, Bollen, & Etherden, 2021; Then, Agalgaonkar, & Muttaqi, 2024). In addition, coordinated optimization of PEV placement, distributed-generation allocation and charging/discharging strategies can increase EV hosting capacity while reducing active power losses (Memon et al., 2023). Therefore, rather than referring to a single fixed EV capacity, it is more appropriate to clearly state the operating point and technical criterion under which the capacity is obtained.

The impact of PV and BESS support on HC has also been widely studied. The combined use of smart EV charging and PV curtailment can help manage surplus local generation and mitigate voltage issues (Fachrizal, Ramadhani, Munkhammar, & Widén, 2021). Similarly, controlled BESS operation and appropriate integration into the network can increase hosting capacity, particularly at high PV and EV levels (Filip, Püvi, Paar, & Lehtonen, 2022). These studies show that EV capacity should be assessed not only as an EV load issue but also in conjunction with simultaneous PV generation and BESS support. For example, combining short-term PV forecasting with coordinated PV-BESS operation under high EV penetration

showed that network losses and voltage unbalance could be reduced while PV utilization was improved (Rashid et al., 2026).

When a large number of operating points must be evaluated, repeated conventional power-flow analyses increase the computational burden. In recent years, machine-learning-based HC approaches have used data from detailed simulations to predict quantities such as voltage, losses and admissible capacity more rapidly (Karahan & Bagriyanik, 2026; Qammar, Arshad, Miller, Mahmoud, & Lehtonen, 2024). However, high predictive accuracy alone is insufficient. Identifying which input variables drive model predictions makes it easier to interpret the results in physical terms, particularly in planning studies. Explainable artificial intelligence therefore provides a complementary tool for making the decision process of data-driven models more transparent.

The environmental dimension of EV integration should not be considered separately from the technical assessment of the grid. The overall emissions impact of electric vehicles varies with the generation mix supplying charging energy and the carbon intensity of the electricity system (Hawkins, Singh, Majeau-Bettez, & Strømman, 2013; International Energy Agency, 2024). Accordingly, achieving a high EV hosting level is not, by itself, an indicator of sustainability; technical performance and grid-related indirect carbon emissions should be evaluated together.

Overall, the literature indicates that EV hosting capacity, PV-BESS support, data-driven prediction and environmental performance are often treated as separate research lines. Recent studies show that forecast-assisted PV-BESS coordination can improve grid performance under high EV penetration (Rashid et al., 2026). However, studies that integrate detailed power-flow simulation, explainable machine-learning-based surrogate modeling and multi-objective Pareto optimization within the same decision chain, while jointly evaluating EV hosting capacity, minimum bus voltage, active power loss and grid-related carbon emissions, remain scarce. These observations motivate a framework in which detailed power-flow results can be evaluated efficiently without losing their physical interpretability.

To address this need, an OpenDSS-based analysis framework was developed in this chapter using the IEEE 123-bus distribution system. A total of 8000 scenarios, representing different combinations of EV, PV and BESS operating variables, were generated. For each scenario, the minimum bus voltage ($V_{\min}$), total active power loss (P_{loss}) and grid-related carbon emissions (CO_2) were computed. The resulting dataset was evaluated using CatBoost, LightGBM, XGBoost and Random Forest models, and the factors driving the predictions of the best-performing model were examined using SHAP. In the final stage, the CatBoost prediction models served as surrogates within an NSGA-II-based multi-objective optimization framework.

The approach's main contribution is that it evaluates EV-PV-BESS interactions not through a single technical output but jointly across voltage, active power loss and carbon emissions. Detailed OpenDSS simulations provide the physics-based reference, while machine learning enables rapid evaluation of a large number of candidate operating points. SHAP analysis identifies which operating variables drive the predictions, whereas NSGA-II exposes trade-offs among EV capacity, technical performance, environmental impact and relative investment requirements through Pareto solutions. The resulting workflow links OpenDSS simulations with explainable surrogate models and Pareto-based planning in a single analysis framework.

2. TEST SYSTEM AND DATASET GENERATION

This section outlines the distribution-system model and data-generation process used in the numerical analysis. First, the locations of the EV, PV and BESS units in the IEEE 123-bus system are specified. The operating variables, the OpenDSS-based scenario-generation procedure and the model outputs are then presented. This establishes the physical data structure used in the subsequent machine-learning and optimization stages.

2.1. Test System and Integration Structure

The IEEE 123-Bus Test System was used in the numerical analyses. Its unbalanced single- and three-phase loads, radial feeder structure and branches with varying electrical distances make it a suitable test environment for examining the effects of EV, PV and BESS integration on distribution-system performance. The basic network structure was preserved, and additional sources and loads were connected to selected buses to create different operating conditions.

EV loads were distributed among buses 47, 83 and 108 in proportions of 30%, 40% and 30%, respectively. PV systems were connected to buses 60, 83 and 108 and BESS units were placed at buses 83 and 108. This arrangement allows sources and loads to affect different electrical regions of the network and enables multiple flexibility resources to be evaluated within the same operating scenario.

The test system and the EV, PV and BESS integration points are illustrated in Figure 1.

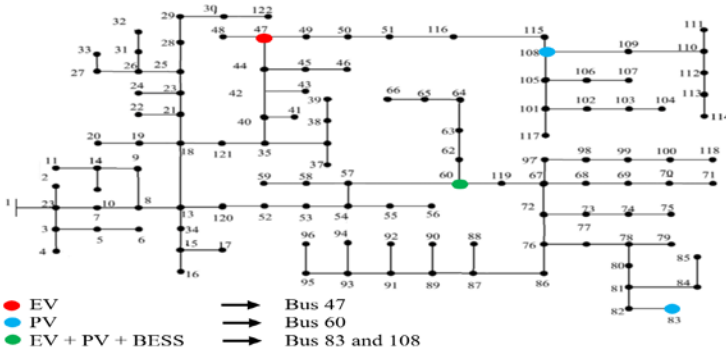


Figure 1. IEEE 123-bus test system and EV, PV and BESS integration points.

2.2. Operating Variables and Scenario Space

The scenario space was defined by five key operating variables: load-level coefficient (k_L), total EV load (P_{EV}), total installed PV capacity (P_{PV}), PV generation coefficient (k_{PV}) and BESS active power (P_{BESS}). Negative P_{BESS} values indicate charging, whereas positive values indicate

discharging. To capture the combined effect of installed PV capacity and instantaneous generation conditions, the derived variable in equation (1) was also used. The ranges and physical meanings of the variables are summarized in Table 1.

$$P_{PV,eff} = P_{PV} \times k_{PV} \quad (1)$$

Table 1. Input variables and variation ranges used to generate the dataset.

Variable	Description	Range	Rationale
k_L	Load level coefficient	0.80-1.50	Representing different loading conditions from 80% to 150% of nominal load
P_{EV} (kW)	Total EV load	0-8000	Examining a broad scenario range from low to very high EV penetration
P_{PV} (kW)	Total installed PV capacity	0-4000	Representing different installed PV capacity levels
k_{PV}	PV generation coefficient	0-1	Modeling PV generation from night/low-irradiance conditions to full generation
P_{BESS} (kW)	BESS active power	-1500-1500	Evaluating the BESS effect with negative values representing charging and positive values representing discharging
$P_{PV,eff}$ (kW)	Effective PV generation	0-3938	Representing the actual PV generation level through the combined effect of installed PV capacity and the generation coefficient

2.3. OpenDSS-Based Scenario Generation and Outputs

Latin Hypercube Sampling (LHS) was used to sample the input variables evenly across their defined ranges (McKay, Beckman, & Conover, 1979). This method generated 8000 distinct operating scenarios, each evaluated as a separate power-flow solution in OpenDSS. The dataset therefore represents a broad EV-PV-BESS operating space rather than a single nominal operating point.

After each scenario was solved, the minimum bus voltage was used as the first indicator of technical performance. $V_{\min}$ was calculated as the lowest per-unit voltage magnitude across all buses in the system:

$$V_{\min} = \min(V_i) \quad (2)$$

Where, V_i denotes the per-unit voltage magnitude of the i th bus. This indicator was used to track, with a single quantity, the voltage drop that may occur, particularly under high EV loading.

The second technical output, P_{loss} , was defined as the sum of active power losses across the lines and other relevant network components during the power-flow solution:

$$P_{\text{loss}} = \sum_{k=1}^N P_{\text{loss},k} \quad (3)$$

Where, $P_{\text{loss},k}$ denotes the active power loss in the k th system component, and N is the total number of components included in the loss calculation. For the environmental assessment, energy consumption was determined from the active power drawn from the grid and the grid energy for a representative one-hour operating interval was computed as follows:

$$E_{\text{grid}} = \frac{P_{\text{grid}}}{1000} \quad (4)$$

Where, P_{grid} is the active power drawn from the grid (kW) and E_{grid} is the corresponding grid energy for the same operating interval (MWh).

Grid-related indirect carbon emissions were calculated as the product of the imported energy and the average emission factor:

$$CO_2 = E_{\text{grid}} \times EF \quad (5)$$

The emission factor was set to $EF = 0.485 \text{ tCO}_2/\text{MWh}$ (Bastos, Monforti-Ferrario, & Melica, 2024). This approach does not represent vehicle life-cycle emissions; rather, it represents the indirect emissions associated with the energy drawn from the grid by the distribution system at the operating point under study.

2.4. Physical Characteristics of the Dataset

The main relationships in the generated dataset are shown in Figure 2. The decrease in $V_{\min}$ and the nonlinear increase in P_{loss} as EV load rises are consistent with the expected impact of additional charging demand on the network. By contrast, higher effective PV generation reduces energy drawn from the grid and therefore lowers CO_2 emissions. BESS operation in discharge mode provides a similar form of grid support. These trends indicate that the dataset provides a physically meaningful basis for the subsequent prediction and explainability analyses.

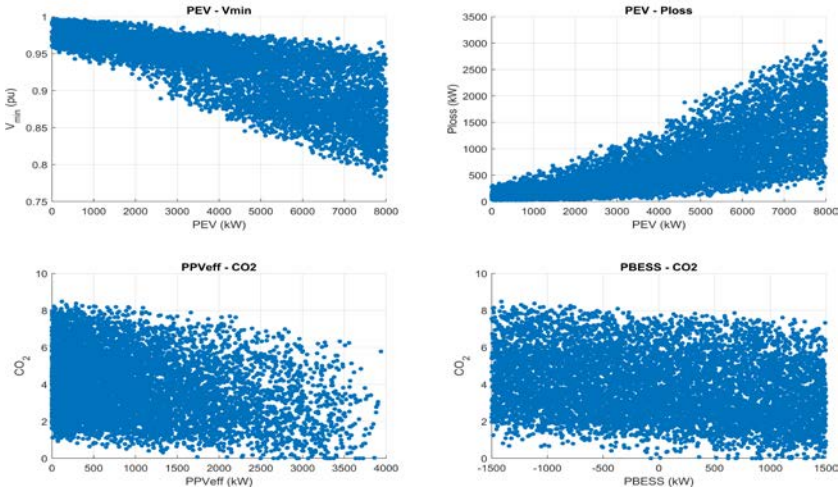


Figure 2. Distribution relationships between input and output variables.

3. DATA-DRIVEN PREDICTION AND EXPLAINABILITY FRAMEWORK

Although OpenDSS simulations provide detailed, physics-based solutions, repeatedly solving a large number of candidate operating points increases the computational burden, especially during optimization. Data-driven models were therefore developed to provide rapid predictions from the simulation results, and an explainable artificial-intelligence approach was added to support interpretation of model decisions. This section describes the analysis chain and the model-evaluation scheme used in the study.

3.1. Integrated Analysis Workflow

The analysis framework consists of four connected stages. First, the LHS-generated scenarios were solved in OpenDSS to obtain $V_{\min}$, P_{loss} and CO_2 . Second, different machine-learning models were trained and compared using these outputs. Third, the variable sensitivities of the best-performing model were examined using SHAP. Finally, the same prediction models were used as surrogates within NSGA-II. This structure enabled rapid evaluation of a large number of candidate solutions during optimization without rerunning OpenDSS for each candidate point.

3.2. Model Training and Validation Scheme

The dataset was split 80/20 for training and testing, with a random seed of 42 for reproducibility. In addition, five-fold cross-validation with shuffling was also applied to the full dataset to assess how sensitive model comparisons were to different data subsets. CatBoost, LightGBM and XGBoost were configured with 1500 trees, a learning rate of 0.03 and a maximum depth of 8, whereas Random Forest used 500 trees. The same data splits and performance metrics were used for all models.

3.3. Machine-Learning Models Compared

CatBoost, LightGBM, XGBoost and Random Forest were compared for predicting $V_{\min}$, P_{loss} and CO_2 . Their tree-based structures can capture nonlinear relationships and provide a strong comparative framework

for tabular data (Breiman, 2001; Chen & Guestrin, 2016; Ke et al., 2017; Prokhorenkova, Gusev, Vorobev, Dorogush, & Gulin, 2018). Rather than assuming one algorithm was superior from the outset, the objective was to identify the most suitable model under the same data and evaluation scheme.

3.4. Performance Evaluation Metrics

Prediction performance was evaluated using the coefficient of determination (R^2), mean absolute error (MAE), root mean square error (RMSE) and mean absolute percentage error (MAPE). R^2 indicates the proportion of output variability explained by the model, whereas MAE, RMSE and MAPE quantify prediction error from different perspectives. R^2 has been reported to be particularly informative for interpreting regression performance (Chicco, Warrens, & Jurman, 2021).

3.5. Explaining Variable Effects with SHAP

For tree-based models, accurate prediction alone is insufficient; it is also important to understand which variables drive the predictions. To this end, SHapley Additive exPlanations (SHAP) was used (Lundberg & Lee, 2017). SHAP values indicate the direction and magnitude by which each input variable changes the model output relative to the baseline value, enabling interpretation of both global variable importance and individual prediction behavior within a common framework.

The SHAP analysis jointly evaluated the effects of k_L , P_{EV} , P_{PV} , k_{PV} , P_{BESS} and the derived variable $P_{PV,eff}$ on V_{min} , P_{loss} and CO_2 . Because $P_{PV,eff}$ is computed as the product of P_{PV} and k_{PV} , the SHAP magnitudes of these three variables were not interpreted as fully independent physical effects but rather as different representations of the same PV-generation mechanism.

4. EVALUATION OF PREDICTION PERFORMANCE AND VARIABLE EFFECTS

This section evaluates the quantitative predictive performance of the developed models alongside the explainability findings. The models are first compared using cross-validation results, after which the SHAP

distributions of the best-performing model are interpreted in terms of the system's physical behavior.

4.1. Comparison of Prediction Performance

The five-fold cross-validation results are presented in Table 2. All four models achieved high agreement for $V_{\min}$, P_{loss} and CO_2 ; however, CatBoost produced the highest mean R^2 values and the lowest error for all three outputs. This result indicates that, within the same scenario space, CatBoost represented the nonlinear input-output relationships more consistently than the other models considered. For CatBoost, the mean R^2 values for $V_{\min}$, P_{loss} and CO_2 were 0.9965, 0.9996 and 0.9997, respectively. The low standard deviations across folds indicate that performance was not strongly dependent on any particular data subset. CatBoost was therefore selected as the surrogate model for the subsequent explainability and optimization stages.

Table 2. Five-fold cross-validation performance of the machine-learning models for $V_{\min}$, P_{loss} and CO_2 .

Model	Output	R^2	MAE	RMSE	MAPE (%)
CatBoost	$V_{\min}$	0.9965 ± 0.0002	0.0021 ± 0.0000	0.0026 ± 0.0000	0.221 ± 0.003
LightGBM	$V_{\min}$	0.9945 ± 0.0004	0.0025 ± 0.0000	0.0033 ± 0.0001	0.271 ± 0.005
XGBoost	$V_{\min}$	0.9937 ± 0.0004	0.0026 ± 0.0000	0.0035 ± 0.0001	0.285 ± 0.004
Random Forest	$V_{\min}$	0.9907 ± 0.0004	0.0031 ± 0.0001	0.0043 ± 0.0001	0.342 ± 0.010
CatBoost	P_{loss}	0.9996 ± 0.0001	7.57 ± 0.31	11.31 ± 1.24	1.91 ± 0.06
LightGBM	P_{loss}	0.9980 ± 0.0001	17.89 ± 0.30	26.23 ± 0.66	3.87 ± 0.10
XGBoost	P_{loss}	0.9958 ± 0.0003	25.04 ± 0.87	37.94 ± 1.56	5.04 ± 0.04
Random Forest	P_{loss}	0.9922 ± 0.0003	35.47 ± 0.67	51.70 ± 0.71	7.69 ± 0.23
CatBoost	CO_2	0.9997 ± 0.0000	0.0198 ± 0.0004	0.0293 ± 0.0022	0.95 ± 0.23
LightGBM	CO_2	0.9984 ± 0.0001	0.0534 ± 0.0016	0.0694 ± 0.0020	2.16 ± 0.15
XGBoost	CO_2	0.9964 ± 0.0001	0.0789 ± 0.0011	0.1050 ± 0.0024	3.21 ± 0.18
Random Forest	CO_2	0.9929 ± 0.0003	0.1114 ± 0.0024	0.1476 ± 0.0033	4.61 ± 0.31

4.2. Physical Interpretation of SHAP Results

The SHAP beeswarm distributions in Figure 3 indicate that P_{EV} is the dominant variable across all outputs. High P_{EV} and k_L values tend to reduce V_{min} while increasing P_{loss} and CO_2 . By contrast, high effective PV generation and positive BESS power support in the discharge direction improve the voltage profile and reduce grid power import, along with the associated losses and emissions. These associations are consistent with the general trends observed in the OpenDSS results. However, because P_{PV} , k_{PV} and $P_{PV,eff}$ are structurally related, the PV effect is more meaningfully interpreted from their joint behavior than from their individual SHAP rankings.

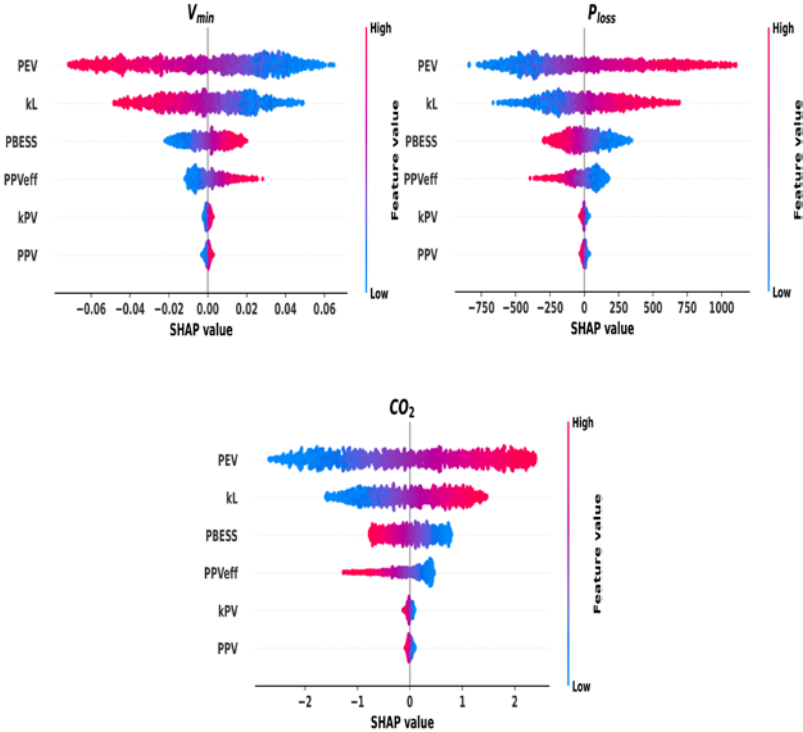


Figure 3. SHAP beeswarm analyses for V_{min} , P_{loss} and CO_2 .

5. MULTI-OBJECTIVE PLANNING AND SUSTAINABLE EV HOSTING CAPACITY

The high predictive accuracy and low computational cost of the machine-learning models make them suitable as surrogate models for the multi-objective planning problem. This section examines, using a Pareto-based approach, the trade-off between increasing EV capacity and reducing active power loss, carbon emissions and relative investment requirements.

5.1. Multi-Objective Problem Formulation and NSGA-II

The optimization problem simultaneously seeks to increase EV integration capacity and reduce technical, environmental and capacity-related investment indicators. To this end, the CatBoost prediction models were integrated into the NSGA-II optimization. Rather than rerunning the detailed OpenDSS power flow for every candidate solution, $V_{\min}$, P_{loss} and CO_2 were obtained directly from the surrogate models. This approach enables the optimization to explore a much larger candidate solution space.

The objective vector was defined to maximize the total EV load P_{EV} while minimizing active power loss P_{loss} , carbon emissions CO_2 and the investment capacity index ICI.

$$F = [\text{Max}(P_{\text{EV}}), \text{Min}(P_{\text{loss}}), \text{Min}(\text{CO}_2), \text{Min}(\text{ICI})] \quad (6)$$

ICI was defined as follows to combine PV and BESS capacity requirements into a single relative indicator:

$$\text{ICI} = \alpha \cdot P_{\text{PV}} + \beta \cdot |P_{\text{BESS}}| \quad (7)$$

In the index, $\alpha = 1$ and $\beta = 2$ were assigned to PV and BESS capacity, respectively. The absolute value $|P_{\text{BESS}}|$ was used because the installed power requirement is independent of the charging or discharging direction. ICI represents a relative capacity indicator rather than a direct monetary cost. The decision variables were P_{EV} (0–8000 kW), P_{PV} (0–4000 kW) and P_{BESS} (–1500 to 1500 kW). Optimization was performed at $k_L =$

1.0 and $k_{PV} = 0.7$, with $P_{PV,eff} = P_{PV} \times k_{PV}$. The constraint $V_{min} \geq 0.95$ pu defined the voltage-constrained EV hosting capacity; upper-voltage and thermal-loading limits were excluded.

NSGA-II was applied with 250 individuals, 500 generations and a random seed of 42 (Deb, Pratap, Agarwal, & Meyerivan, 2002). Duplicate solutions were removed, and CatBoost models predicted V_{min} , P_{loss} and CO_2 . Small negative CO_2 predictions were clipped to zero ($CO_2 = \max(0, CO_{2pred})$) to prevent nonphysical values from affecting the optimization.

5.2. Evaluation of the Pareto-Optimal Solution Space

The Pareto-optimal solution set from CatBoost-assisted NSGA-II is shown in Figure 4. As EV capacity increases, P_{loss} and CO_2 generally rise and a substantial share of high-EV solutions requires greater PV and/or BESS support. The maximum-EV solution occurs very close to the $V_{min} = 0.95$ pu limit, whereas low-loss and low-emission solutions are characterized by more limited EV loads. This distribution clearly shows that no single solution is superior across all four objectives.

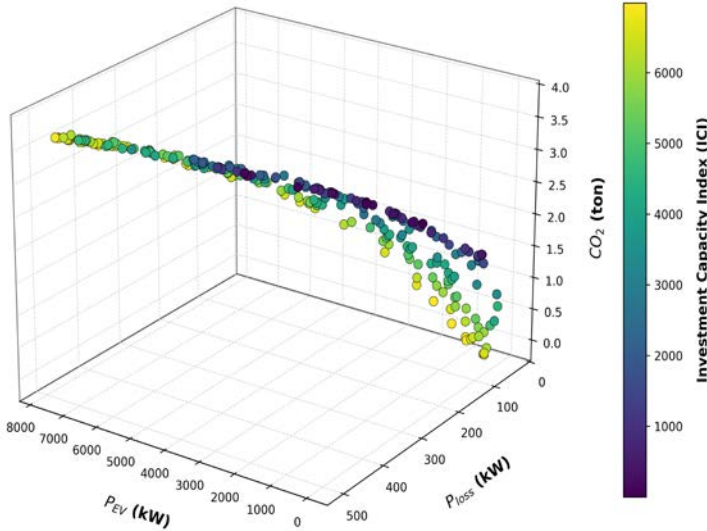


Figure 4. Pareto-optimal solutions for EV integration capacity, power loss and carbon emissions.

The solutions on the Pareto set offer different planning options aligned with the decision maker's priorities. When high EV capacity is prioritized, PV and BESS requirements and technical losses increase, whereas solutions focused on low emissions or low losses have markedly lower EV hosting levels. The value of the Pareto front therefore lies not in identifying a single 'best' point, but in making the trade-offs among technical, environmental and capacity-related investment objectives visible.

5.3. Representative Pareto Solutions and the Compromise Point

Five representative Pareto solutions were compared in Table 3. To identify the compromise point, the four objectives were normalized to the 0–1 range, treating PEV as a benefit and P_{loss}, CO₂ and ICI as costs. The solution with the shortest Euclidean distance to the equally weighted ideal point [1, 1, 1, 1] was selected as the compromise point.

The maximum-EV solution reached $P_{EV} = 7752.851$ kW, with $V_{min} = 0.950$ pu, $P_{loss} = 484.467$ kW, $CO_2 = 3.612$ tons and $ICI = 6874.796$. In contrast, the minimum-ICI solution accommodated 2210.770 kW of EV load with negligible PV and BESS capacities, resulting in $P_{loss} = 278.040$ kW and $CO_2 = 2.865$ tons. The corresponding PBESS value of -0.011 kW was considered zero within numerical tolerance. The compromise solution provided 2273.230 kW of EV capacity, 2956.113 kW of PV and 14.923 kW of BESS support. Its operating values were $V_{min} = 0.973$ pu, $P_{loss} = 124.879$ kW, $CO_2 = 1.814$ tons and $ICI = 2985.960$. Compared with the maximum-EV solution, it accommodated less EV demand but achieved substantially lower losses and emissions. This point represents a balance among the four objectives rather than the optimum of any single objective.

Table 3. Pareto-optimal solutions corresponding to different optimization objectives.

Metric	Min. CO ₂	Min. Ploss	Max. PEV	Min. ICI	Compromise
P _{EV} (kW)	245.797	99.186	7752.851	2210.77	2273.230
P _{PV} (kW)	3725.273	1499.061	3917.461	0.000	2956.113
P _{BESS} (kW)	1479.234	1466.453	1478.667	-0.011	14.923
ICI	6683.740	4431.967	6874.796	0.022	2985.960
V _{min} (pu)	0.992	0.992	0.950	0.958	0.973
P _{loss} (kW)	63.768	30.170	484.467	278.04	124.879
CO ₂ (tons)	0.000	0.567	3.612	2.865	1.814

6. CONCLUSIONS AND GENERAL ASSESSMENT

This chapter jointly evaluated voltage, active power loss and grid-related carbon emissions in a distribution system with EVs, PV and BESS. The 8000 OpenDSS scenarios generated for the IEEE 123-bus system bridged detailed power-flow analysis and data-driven prediction. Among the models compared, CatBoost achieved the highest cross-validation performance, with mean R² values of 0.9965, 0.9996 and 0.9997 for V_{min}, P_{loss} and CO₂, respectively. The SHAP results showed that EV load and load level were the primary drivers, while PV generation and BESS support played balancing roles for voltage, losses and emissions.

Using the CatBoost models within NSGA-II enabled the trade-off among EV capacity, technical performance, carbon emissions and relative investment requirements to be examined directly via Pareto solutions. At the operating point $k_L = 1.0$ and $k_{PV} = 0.7$, the maximum voltage-constrained EV capacity under $V_{min} \geq 0.95$ pu was 7752.851 kW. The compromise solution, selected based on the distance of the equally weighted, normalized objectives from the ideal point, provided 2273.230 kW of EV capacity, 124.879 kW of active power loss and 1.814 tons of CO₂, representing a more balanced operating point. These results demonstrate that detailed simulation, explainable machine learning and multi-objective optimization can be integrated within the same decision-support chain.

The scope of the study should be considered when interpreting these values. The optimization is based on static operating points and a minimum-voltage constraint; it does not include upper-voltage limits, line and transformer thermal loading, BESS energy capacity and state-of-charge dynamics, or the time-varying electricity-generation mix. The reported HC values should therefore be interpreted not as a general network limit, but as the capacity under the defined operating condition and voltage criterion. Future work can extend the framework to include time-series EV charging, dynamic PV generation, BESS energy management and time-varying carbon intensity to improve its representativeness for planning applications.

REFERENCES

- Bastos, J., Monforti-Ferrario, F., & Melica, G. (2024). *GHG emission factors for electricity consumption*. European Commission, Joint Research Centre.
- Breiman, L. (2001). Random forests. *Machine Learning*, 45, 5–32. <https://doi.org/10.1023/A:1010933404324>
- Chen, T., & Guestrin, C. (2016). XGBoost: A scalable tree boosting system. In *Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining* (pp. 785–794). ACM. <https://doi.org/10.1145/2939672.2939785>
- Chicco, D., Warrens, M. J., & Jurman, G. (2021). The coefficient of determination R-squared is more informative than SMAPE, MAE, MAPE, MSE and RMSE in regression analysis evaluation. *PeerJ Computer Science*, 7, e623. <https://doi.org/10.7717/peerj-cs.623>
- Deb, K., Pratap, A., Agarwal, S., & Meyarivan, T. (2002). A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6(2), 182–197. <https://doi.org/10.1109/4235.996017>
- Fachrizal, R., Ramadhani, U. H., Munkhammar, J., & Widén, J. (2021). Combined PV-EV hosting capacity assessment for a residential LV distribution grid with smart EV charging and PV curtailment. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 26, 100445. <https://doi.org/10.1016/j.segan.2021.100445>
- Fatima, S., Püvi, V., Lehtonen, M., & Pourakbari-Kasmaei, M. (2024). A review of electric vehicle hosting capacity quantification and improvement techniques for distribution networks. *IET Generation, Transmission &*

- Distribution*, 18(6), 1095–1113.
<https://doi.org/10.1049/gtd2.13010>
- Filip, R., Püvi, V., Paar, M., & Lehtonen, M. (2022). Analyzing the impact of EV and BESS deployment on PV hosting capacity of distribution networks. *Energies*, 15(21), 7921.
<https://doi.org/10.3390/en15217921>
- Hawkins, T. R., Singh, B., Majeau-Bettez, G., & Strømman, A. H. (2013). Comparative environmental life cycle assessment of conventional and electric vehicles. *Journal of Industrial Ecology*, 17(1), 53–64.
- International Energy Agency. (2024). *Global EV outlook 2024*. Paris, France: Author.
- Karahan, O., & Bagriyanik, M. (2026). Machine learning-based dynamic hosting capacity for bidirectional EVs. *IEEE Access*, 14, 30906–30915.
<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2026.3667959>
- Karmaker, A. K., Prakash, K., Siddique, M. N. I., Hossain, M. A., & Pota, H. (2024). Electric vehicle hosting capacity analysis: Challenges and solutions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 189, 113916.
<https://doi.org/10.1016/j.rser.2023.113916>
- Ke, G., Meng, Q., Finley, T., Wang, T., Chen, W., Ma, W., ... Liu, T.-Y. (2017). LightGBM: A highly efficient gradient boosting decision tree. In *Advances in Neural Information Processing Systems 30* (pp. 3146–3154).
- Lundberg, S. M., & Lee, S.-I. (2017). A unified approach to interpreting model predictions. In *Advances in Neural Information Processing Systems 30* (pp. 4765–4774).
- McKay, M. D., Beckman, R. J., & Conover, W. J. (1979). A comparison of three methods for selecting values of input variables in the analysis of output from a computer code.

Technometrics, 21(2), 239–245.
<https://doi.org/10.1080/00401706.1979.10489755>

- Memon, Z. A., Said, D. M., Hassan, M. Y., Munir, H., Alsaif, F., & Alsulamy, S. (2023). Effective deterministic methodology for enhanced distribution network performance and plug-in electric vehicles. *Sustainability*, 15(9), 7078. <https://doi.org/10.3390/su15097078>
- Mousa, H. H. H., Mahmoud, K., & Lehtonen, M. (2024). A comprehensive review on recent developments of hosting capacity estimation and optimization for active distribution networks. *IEEE Access*, 12, 18545–18593. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3359431>
- Mulenga, E., Bollen, M. H. J., & Etherden, N. (2021). Adapted stochastic PV hosting capacity approach for electric vehicle charging considering undervoltage. *Electricity*, 2(3), 387–402. <https://doi.org/10.3390/electricity2030023>
- Nutkani, I., Toole, H., Fernando, N., & Andrew, L. P. C. (2024). Impact of EV charging on electrical distribution network and mitigating solutions – A review. *IET Smart Grid*, 7(5), 485–502. <https://doi.org/10.1049/stg2.12156>
- Prokhorenkova, L., Gusev, G., Vorobev, A., Dorogush, A. V., & Gulin, A. (2018). CatBoost: Unbiased boosting with categorical features. In *Advances in Neural Information Processing Systems 31* (pp. 6638–6648).
- Qammar, N., Arshad, A., Miller, R. J., Mahmoud, K., & Lehtonen, M. (2024). Machine learning based hosting capacity determination methodology for low voltage distribution networks. *IET Generation, Transmission &*

Distribution, 18, 911–920.
<https://doi.org/10.1049/gtd2.12933>

Rashid, T. H. M. S., Refat, K. A., Islam, M. N., Khan, R., Mostofa, E. R., Hossain, M. A., ... Ali, M. F. (2026). Machine learning-driven PV forecasting and coordinated PV-BESS dispatch for optimizing distribution grid performance under high EV penetration. *Energy Conversion and Management: X*, 29, 101418. <https://doi.org/10.1016/j.ecmx.2025.101418>

Then, J., Agalgaonkar, A. P., & Muttaqi, K. M. (2024). Hosting capacity of an Australian low-voltage distribution network for electric vehicle adoption. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 60(2), 2601–2610. <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3337068>

Zenhom, Z. M., Abdel Aleem, S. H. E., Zobaa, A. F., & Boghdady, T. A. (2024). A comprehensive review of renewables and electric vehicles hosting capacity in active distribution networks. *IEEE Access*, 12, 3672–3699. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3349235>

ÇİFT EKSENLİ GÜNEŞ TAKİP SİSTEMİ TASARIMI VE SABİT PANEL İLE KARŞILAŞTIRMALI PERFORMANS ANALİZİ: BURDUR ÖRNEĞİ

Yıldıray ÇELİKKOL¹

Sertaç GÖRGÜLÜ²

1. GİRİŞ

Enerji, ülkelerin gelişmişlik düzeyini belirleyen temel etkenlerden biridir. Artan enerji talebi, fosil yakıtlara bağımlılığı ve bunun doğa üzerindeki olumsuz etkileri gündeme getirmiş; elektrik üretim kaynaklarının seçilmesinde sürdürülebilirlik ve çevresel etki ölçütlerini öne çıkarmıştır (Cengiz, 2016). Bu eğilimle birlikte yenilenebilir ve sürdürülebilir teknolojiler hızla yaygınlaşmaktadır. Nitekim Türkiye’de güneş enerjisinin toplam kurulu güç içindeki payı 2014’te binde 1 düzeyindeyken 2026 başında %20,9’a ulaşmıştır (AA, 2026).

Türkiye, coğrafi konumu nedeniyle güçlü bir güneş enerjisi potansiyeline sahiptir (Cengiz, 2016; AA, 2026). Ancak güneş ışınımı gün boyunca değişir ve süreklilik göstermez; bu durum hem depolama ihtiyacını hem de panel yüzeyinin güneşe göre konumlandırılmasını önemli kılar. Panel veriminin artırılmasında en yaygın çözümler tek eksenli ve çift eksenli güneş takip sistemleridir; sabit panellere göre enerji kazancının

¹ Burdur Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ORCID: 0009-0005-3906-2780.

² Prof. Dr., Burdur Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ORCID: 0000-0002-8394-5362.

yaklaşık %25–35 düzeyinde olabileceği bildirilmektedir (Cengiz, 2016).

Çalışmanın amacı, çift eksenli takip yapan hareketli bir panel ile sabit bir panelin ürettiği güç arasındaki farkı ölçerek hangi çözümün daha avantajlı olduğunu ortaya koymaktır. Benzer biçimde, 30° eğimli ve güneye bakan sabit bir panelle karşılaştırılan, ışık sensörlü çift eksenli bir sistemde %24,6 ek enerji elde edildiği bildirilmiştir (Shang ve Shen, 2023). Geliştirilen sistemde Arduino UNO kartı dört LDR sensöründen gelen ışık bilgisine göre iki step motoru yönlendirmektedir. Motorlar kendi sürücü kartları üzerinden bir akü ile beslenmektedir. Tasarım, elektrik-elektronik mühendisliğinin temel bileşenlerini, yazılım, üç boyutlu tasarım ve üretim yöntemleriyle birleştirerek düşük maliyetli ve geliştirilebilir bir uygulama sunmaktadır.

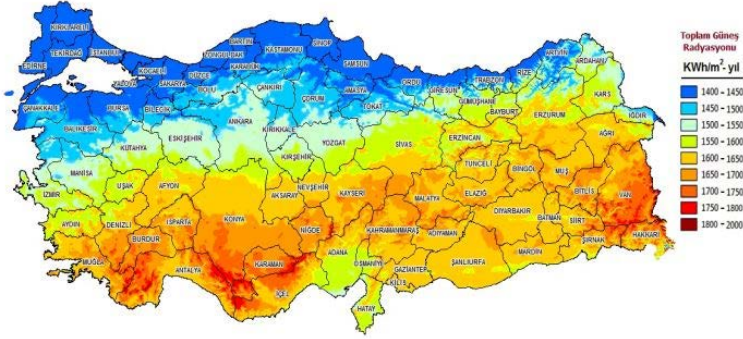
2. GÜNEŞ ENERJİSİ VE TAKİP SİSTEMLERİNE GENEL BAKIŞ

2.1. Güneş Enerjisi Potansiyeli

Dünya atmosferinin dışında toplam güneş ışıınımı yaklaşık 1361 W/m²'dir (Kopp ve Lean, 2011); yeryüzünde ise atmosferik soğurma ve saçılma nedeniyle açık havada ışıınım en fazla yaklaşık 1000 W/m² düzeyine ulaşır, bulutluluk ve gün saatine bağlı olarak sıfıra kadar düşebilir (Duffie ve Beckman, 2013).

Türkiye 36°–42° kuzey enlemleri ile 26°–45° doğu boylamları arasında yer almaktadır. Yıllık ortalama toplam güneş ışıınımı 1303 kWh/m², yıllık ortalama güneşlenme süresi 2623 saattir; bu değerler günlük ortalama 3,6 kWh/m² ışıınımına ve yaklaşık 7,2 saatlik güneşlenmeye karşılık gelir (Çelik, 2006). Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı Elektrik İşleri Genel

Müdürlüğü tarafından hazırlanan güneş enerjisi potansiyel atlası Şekil 1’de verilmiştir (EİGM, 2025).



Şekil 1. Türkiye güneş enerjisi potansiyeli atlası (GEPA).

Çalışmanın yürütüldüğü Burdur ilinde yıllık toplam güneşlenme süresi yaklaşık 2636 saat, günlük ortalama güneşlenme süresi 7,22 saat ve günlük ortalama ışıınım yaklaşık 4,66 kWh/m²'dir (Kırbaş vd., 2013; EİGM, 2025). GEPA verileri incelendiğinde, Haziran-Ağustos ayları arasında günlük güneşlenme süresinin 11 saati aştığı görülmektedir. Bu veriler, Burdur'un fotovoltaik (FV) uygulamaları için elverişli olduğunu göstermektedir.

2.1. Fotovoltaik Hücrelerin Çalışma Prensibi ve Türleri

Bir FV güneş paneli, silikon benzeri yarı iletkenlerden oluşan çok sayıda güneş pilinden oluşur. Güneş hücreleri, güneş ışınlarından gelen fotonların enerjisini aktararak çalışır; daha sonra bu fotonlar elektrotlardan ve harici devreden akan elektrik akımı üreterek enerji üretir (Shang ve Shen, 2023).

Güneş pilleri dört ana grupta incelenebilir. Monokristalin (tek kristal) silisyum hücrelerin atomik yapısı homojendir ve bu hücreler güneş pili teknolojileri arasında en yüksek verimi sunar. Bağımsız olarak doğrulanmış en yüksek hücre verimi, LONGi'nin n-tipi HTBC (hibrit arka kontaklı) hücresiyle 139,70

cm² tasarlanmış aydınlatma alanında %28,1; 175,37 cm² toplam alan esasında ise %27,8'dir. Ticari boyutlu hücrelerde toplam alan esasına göre en iyi sonuçlar n-tipi TBC için %27,0, HJT için %26,9, n-tipi TOPCon için %26,55 ve p-tipi PERC için %24,1'dir. Aynı teknoloji modül ölçeğinde %26,4 verime ulaşmıştır. Polikristalin hücreler birçok küçük kristalden oluşur ve daha düşük maliyetle üretilir. Amorf silisyum hücreler kristal yapıda değildir ve ince film teknolojisiyle üretilir; stabilize edilmiş en yüksek hücre verimi %10,2 olup amorf/nanokristal silisyum tandem modüllerde %12,3'e çıkmaktadır. Bakır-indiyum-(galyum)-selenyum esaslı CIS/CIGS hücreleri de ince film teknolojisiyle üretilir; kadmiyumsuz CIGS hücresi için doğrulanmış en yüksek verim %23,35, alt modül için %20,3, modül için %19,2'dir (Green vd., 2026).

2.3. Güneş Takip Sistemleri

FV hücreleri güneş ışınları yüzeye dik geldiğinde en yüksek verimi verir. Sabit panellerde ışınların geliş açısı gün boyu değiştiğinden verim kaybı kaçınılmazdır. Sabit sistemlerin güneşe yönlendirilmesi bu kaybı azaltsa da, güneş takip sistemleri paneli gün boyunca güneşe dik tutarak üretimi %25'e kadar artırabilmektedir (Cengiz, 2016; Shang ve Shen, 2023). Takip sistemleri eksen sayısına ve kontrol yöntemine göre sınıflandırılır (Mousazadeh vd., 2009; Hafez vd., 2018; Awasthi vd., 2020).

Tek eksenli sistemlerde panel kuzey-güney hattına yerleştirilir ve doğu-batı yönünde döndürülür; üretimde %20-25 artış bildirilmektedir. Çift eksenli sistemlerde güneşin konumu azimut ve zenit olmak üzere iki açıyla izlenir ve %30-40 artış mümkündür (Awasthi vd., 2020). Bildirilen ölçüm sonuçları da buna yakın düzeydedir: Türkiye'de PLC kontrollü çok eksenli bir sistemle sabit panele göre %42,6 (Sungur, 2009), ışığa duyarlı dirençlerle çalışan iki eksenli bir sistemle %30 (Kentli ve Yılmaz,

2015) ve 30° eğimli sabit panele karşı fotoelektrik yöntemle %24,6 (Shang ve Shen, 2023) ek enerji elde edilmiştir.

Kontrol yöntemine göre ise sensör geri beslemeli (kapalı çevrim) ve matematiksel modele dayalı (açık çevrim) sistemler söz konusudur. Sensör geri beslemeli sistemlerde ışığa duyarlı sensörler ışığın en yoğun olduğu yönü algılar; sinyal denetleyicide işlenir ve panel bu yöne bir ya da iki eksenle döndürülür. Matematiksel modele dayalı sistemlerde güneşin yıllık ve günlük hareketine dayalı modellerle konumu hesaplanır; enlem, boylam ve yerel saat bilgisi yeterlidir. Bu sistemler, bulutlanma, kirlenme ve yağmur gibi etkilerden kaynaklanan algılama hatalarından etkilenmez; ancak daha karmaşıktır (Awasthi vd., 2020).

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Sistemin Donanımı

Arduino UNO denetleyici, dört LDR ışık sensörü, iki step motor ve sürücülerden oluşmaktadır. Kullanılan temel sistem bileşenleri Şekil 2’de gösterilmiştir. Arduino, mikrodenetleyici ve programlama ortamını bir arada sunan bir geliştirme kartıdır; giriş pinleriyle algılayıcı verilerini alır, çıkış pinleriyle motor sürücülerine en fazla 5 V’luk sinyaller verir.

LDR (Light-Dependent Resistor), üzerine düşen ışık şiddeti arttıkça direnci azalan pasif bir optik sensördür. Çalışmada 4 pinli LDR sensör kartları kullanılmıştır (Robotistan, 2025a). Sistemin yük kapasitesini karşılayan tork ve enerji verimliliği nedeniyle iki eksen için NEMA 17 serisi step motorlar kullanılmıştır; motorlar çift kutuplu olup çalışma gerilimi 12 V, adım açısı 1,8°, ağırlığı 130 g’dır (Robotistan, 2025b). Motorların devir ve akım denetimi A4988 sürücü kartlarıyla yapılmıştır (Robotistan, 2025c). Sürücü devrelerine koruma amacıyla direnç

ve kondansatör bağlanmıştır. Yukarı–aşağı hareket, step motora bağlı 8 mm çaplı, 2 mm hatveli trapez mil ve somunla sağlanmıştır.



Şekil 2. Sistemde kullanılan başlıca bileşenler

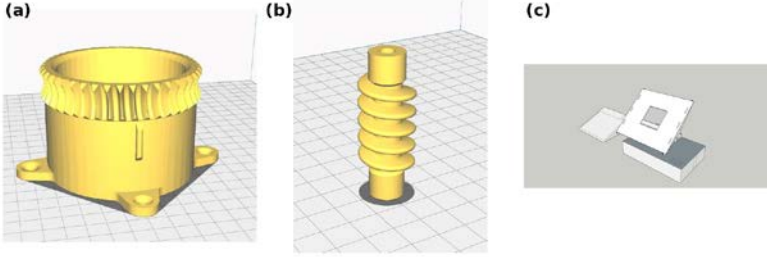
Kullanılan iki panel özdeştir; her birinin maksimum gücü 12 W, maksimum çıkış gerilimi ise 22 V'dir. Etiket değerleri Şekil 3'te verilmiştir. Panellerden biri, yatayla 30° açı yapacak şekilde güneye bakacak biçimde sabitlenmiş; diğeri ise döner mekanizmaya yerleştirilmiştir.

Şekil 3. Panel etiket değerleri.

3.2. Mekanik Tasarım

Sistemi kendi ekseninde döndüren parça ile onu step motora bağlayan dişli çark üç boyutlu tasarım programında çizilmiş ve üç boyutlu yazıcıyla üretilmiştir. Motorları, mil bağlantılarını ve paneli taşıyan iskelet ise üç boyutlu çizim programında tasarlanmış, 5 mm kalınlığındaki MDF malzemeden

lazer kesimle imal edilmiştir (Şekil 4). Akü, mikrodenetleyici ve sürücü kartı iskeletin alt kısmında yer almaktadır.



Şekil 4. Mekanik tasarım: (a) dönen eksen dişlisi, (b) dişli parça, (c) sistem iskeleti.

3.3. Yazılım ve Çalışma Prensibi

Denetleyici yazılımında yatay eksen motoru H, düşey eksen motoru V örnekleriyle tanımlanmış; LDR'ler üst-sağ, üst-sol, alt-sağ ve alt-sol olmak üzere dört analog girişe bağlanmıştır. Program döngüsünde dört sensör okunur; üstteki, alttaki, soldaki ve sağdaki sensör çiftlerinin ortalamaları alınır. Üst ile alt ortalamaları arasındaki fark düşey hata, sol ile sağ ortalamaları arasındaki fark ise yatay hata olarak değerlendirilir. Hata tanımlı tolerans değerinin dışındaysa ilgili motor, ışığın daha yoğun olduğu yöne doğru küçük bir adım grubu kadar döndürülür; tolerans içinde ise hareket etmez. Adım sayaçları, mekanik sınırların aşılmasını için alt ve üst limitlerle karşılaştırılır; açılışta sınır anahtarları yardımıyla her iki eksenin başlangıç konumu belirlenir. Bu yöntem literatürde fotoelektrik izleme olarak anılmakta ve düşük maliyetli çift eksenli sistemlerde Arduino ile kullanılmaktadır (Kaur vd., 2016; Laseinde ve Ramere, 2019; Shang ve Shen, 2023).

Böylece her motor, ilgili eksenindeki iki sensör çiftinden gelen verilerle yönlendirilmekte ve daha sağlıklı bir konum kararı verilmesi amaçlanmaktadır. Panel gün boyunca açısını değiştirerek güneşe dik kalmaya çalışır; güneş battıktan sonra

konumunu korur ve ertesi gün güneş doğduğunda yeniden güneşe yönelir.

3.4. Ölçüm Yöntemi

Karşılaştırma için Burdur’da 12, 15 ve 22 Mayıs tarihlerinde, 12:00, 13:00, 13:30, 14:00, 15:00 ve 17:00 saatlerinde her iki panelden değerler okunarak kaydedilmiştir.

4. BULGULAR

Tablo 1’de üç ölçüm günü için sabit ve takipli panellerin güç değerleri verilmiştir. Üç günün tamamında takipli panel sabit panelden daha yüksek güç üretmiştir. Fark, sabit panelin öğleden sonra güneşe giderek daha eğik kaldığı saatlerde belirginleşmiştir: 12 Mayıs’ta sabit panelin gücü 13:30’daki 11,35 W’tan 17:00’de 5,80 W’a düşerken takipli panel 11,65 W’ın üzerinde kalmıştır. Öğle saatlerinde ise güneş paneli zaten yaklaşık dik açıyla ışık aldığından, iki sistemde de birbirine yakın değerler ölçülmüştür.

Tablo 1. Sabit ve Takipli Panellerin Ölçülen Güç Değerleri (W)

Saat	12 Mayıs		15 Mayıs		22 Mayıs	
	Sabit	Takipli	Sabit	Takipli	Sabit	Takipli
12:00	8,10	10,84	7,75	12,27	7,25	9,45
13:00	10,70	11,73	9,47	11,87	7,69	9,52
13:30	11,35	12,98	9,71	12,43	8,25	9,83
14:00	9,06	12,50	10,84	11,93	8,90	10,53
15:00	7,37	12,12	9,65	11,52	8,75	10,45
17:00	5,80	11,65	8,74	10,76	8,45	9,49

22 Mayıs’ta alınan değerlerin diğer günlere göre düşük olması, havanın yağmurlu olmasından kaynaklanmış olabilir; güneşin önüne bulut gelmesi durumunda da benzer bir düşüş beklenebilir. Işık sensörlü takip sistemlerinin bulut ve gölge gibi

bozucu etkilere duyarlı olduğu da bildirilmektedir (Shang ve Shen, 2023).

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bulunan artışlar literatürde bildirilen değerlerle genel olarak uyumludur. Ancak sonuçlar tek bir ayda, üç günlük ölçümden ve altı zaman noktasından elde edilmiştir; bu nedenle yıllık kazanç hakkında doğrudan çıkarım yapılamaz. Işınım şiddeti ayrıca ölçülmediği için bulutlanma etkisi nicel olarak ayrıştırılamamış; takip mekanizmasının kendi enerji tüketimi de hesaba katılmamıştır. İlerideki çalışmalar için kullanılan motorların tüketiminin hesaba katılması ve farklı mevsimleri kapsayan uzun süreli verilerin toplanması önerilmektedir.

Takip sisteminin ilk yatırım maliyeti sabit sisteme göre yüksek olmasına rağmen, sağladığı ek üretim ve bileşen maliyetlerinin düşme eğilimi birlikte düşünüldüğünde, sistemin ekonomik açıdan da avantaj sağlama potansiyeli bulunmaktadır; bu konu ayrı bir maliyet-fayda analiziyle desteklenmelidir.

KAYNAKÇA

- AA, .(2026). Anadolu Ajansı. (2026, 21 Mart). Türkiye'nin güneş enerjisi kurulu gücü 25 bin megavatı geçti. Milliyet. Erişim tarihi: 10.07.2026, <https://www.milliyet.com.tr/ekonomi/turkiyenin-gunes-enerjisi-kurulu-gucu-25-bin-megavati-gecti-7558132>.
- Awasthi, A., Shukla, A. K., Manohar, S. R. M., Dondariya, C., Shukla, K. N., Porwal, D., & Richhariya, G. (2020). Review on sun tracking technology in solar PV system. Energy Reports, 6, 392–405. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2020.02.004>.
- Cengiz, M. S. (2016). Stirling motorlu güneş takip sisteminin tasarımı ve fotovoltaiik panel sistemiyle verim yönünden karşılaştırılması [Doktora tezi, İnönü Üniversitesi].
- Duffie, J. A. & Beckman, W. A. (2013). Solar engineering of thermal processes (4. bs.). John Wiley & Sons.
- EİGM. (2025). Elektrik İşleri Genel Müdürlüğü. Güneş enerjisi potansiyel atlası (GEPA). Erişim tarihi: 21.12.2025, <https://gepa.enerji.gov.tr/>
- Green, M. A., Dunlop, E. D., Yoshita, M., Kopidakis, N., Bothe, K., Siefer, G., & Jiang, J. Y. (2026). Solar cell efficiency tables: Version 68. Joule, 10, 102494. <https://doi.org/10.1016/j.joule.2026.102494>.
- Hafez, A. Z., Yousef, A. M., & Harag, N. M. (2018). Solar tracking systems: Technologies and trackers drive types— A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 91, 754–782. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.094>.
- Kaur, T., Mahajan, S., Verma, S., Priyanka, & Gambhir, J. (2016). Arduino based low cost dual axis solar tracker. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems

- (ICPEICES), 1-5.
<https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853108>.
- Kentli, F. & Yılmaz, M. (2015). Mathematical modelling of two-axis photovoltaic system with improved efficiency. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 21(4), 40–43.
<https://doi.org/10.5755/j01.eee.21.4.12780>.
- Kırbaş, İ., Çifci, A., & İşyarlar, B. (2013). Burdur İli Güneşlenme Oranı ve Güneş Enerjisi Potansiyeli. *Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 4(2), 20-23.
<https://izlik.org/JA87CJ79JS>.
- Kopp, G. & Lean, J. L. (2011). A new, lower value of total solar irradiance: Evidence and climate significance. *Geophysical Research Letters*, 38, L01706.
<https://doi.org/10.1029/2010GL045777>.
- Laseinde, T. & Ramere, D. (2019). Low-cost automatic multi-axis solar tracking system for performance improvement in vertical support solar panels using Arduino board. *International Journal of Low-Carbon Technologies*, 14, 76–82. <https://doi.org/10.1093/ijlct/cty058>.
- Mousazadeh, H., Keyhani, A., Javadi, A., Mobli, H., Abrinia, K. & Sharif, A. (2009). A review of principle and sun-tracking methods for maximizing solar systems output. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13, 1800–1818. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2009.01.022>.
- Robotistan (2025a). 4 Pinli LDR Işık Sensörü Kartı. <https://www.robotistan.com/ldr-isik-sensoru-karti-4-pin>. Erişim tarihi: 21.12.2025.
- Robotistan (2025b). NEMA17 Step Motor. <https://www.robotistan.com/bipolar-unipolar-nema17-200-adim-34x42-mm-13a-step-motor-17hs3401>. Erişim tarihi: 21.12.2025.

- Robotistan (2025c). A4988/DRV8825 Kontrol Kartı.
<https://www.robotistan.com/a4988drv8825-kontrol-karti>.
Erişim tarihi: 21.12.2025.
- Shang, H. & Shen, W. (2023). Design and implementation of a dual-axis solar tracking system. *Energies*, 16 (17), 6330.
<https://doi.org/10.3390/en16176330>.
- Sungur, C. (2009). Multi-axes sun-tracking system with PLC control for photovoltaic panels in Turkey. *Renewable Energy*, 34, 1119–1125.
<https://doi.org/10.1016/j.renene.2008.06.020>.

TWO AUSCULTATION POINTS SUFFICE: PROTOCOL REDUCTION FOR AUTOMATED HEART MURMUR SCREENING

Erdoğan ÖZEL¹

1. INTRODUCTION

Cardiac auscultation remains the cheapest front line of screening for structural heart disease, and the recent availability of annotated phonocardiogram (PCG) corpora has made automated murmur detection a well-studied problem (Clifford et al., 2016; Liu et al., 2016; Oliveira et al., 2022; Reyna et al., 2023). The CirCor DigiScope dataset (Oliveira et al., 2022) and the George B. Moody PhysioNet Challenge 2022 built on it (Reyna et al., 2023) both adopt the clinical four-point protocol: aortic (AV), pulmonary (PV), tricuspid (TV) and mitral (MV) valve areas are each recorded, and a patient-level decision is formed from all of them. That protocol is an assumption inherited from the bedside examination, not a requirement of the algorithm. It is also the most expensive part of the acquisition in exactly the settings where automated screening would matter most: a primary-care visit, a school screening campaign, or a tele-auscultation session in which a non-specialist places one stethoscope once. If most of the detectable signal lives at one or two points, then the cost of deployment falls sharply, and knowing which points matter tells the operator where to place the device.

¹ Assist. Prof., Van Yüzüncü Yıl University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering, Van, Türkiye, ORCID: 0000-0002-4366-7257.

The question is not answered by the dataset's own statistics. Of the 179 patients annotated with a murmur, it is audible at a single point in 34 cases (19%) and at all four in 71, so a one-point protocol must structurally miss part of the Present population. Whether that loss is large enough to matter for a detector is an empirical question, and it is the one this chapter answers.

Our contribution is threefold. First, we measure murmur detection under all fifteen non-empty subsets of the four auscultation points with a design that isolates the protocol from every other factor: one model, one set of weights, one set of folds, and the subset applied only at inference. Second, we avoid the decision-threshold confound that makes such comparisons fragile, by scoring the threshold-free area under the ROC curve. Third, rather than reporting the best subset, a quantity biased upward by the selection itself, we report the marginal contribution of each auscultation point, averaged over every subset of the other three. That is a fixed question asked of every point.

2. RELATED WORK

Automated heart sound analysis was given its first large public benchmark by the PhysioNet/Computing in Cardiology Challenge 2016, which asked for a normal/abnormal decision on single recordings drawn from several corpora (Clifford et al., 2016; Liu et al., 2016). The entries that did best there combined a segmentation front end with either engineered features or a convolutional classifier (Potes, Parvaneh, Rahman, & Conroy, 2016; Rubin et al., 2016). That front end was most often the logistic-regression hidden semi-Markov model of Springer, Tarassenko, and Clifford (2016), which locates the first and second heart sounds and thereby the systolic and diastolic

intervals. The 2016 task was framed per recording, so the question of how many recordings to take, and from where, did not arise.

The CirCor DigiScope dataset (Oliveira et al., 2022) changed that framing. It records each patient at the four standard valve areas, annotates the murmur at each area separately, and asks for a patient-level decision; the PhysioNet Challenge 2022 built its murmur task and its weighted accuracy metric on that structure (Reyna et al., 2023). Entries accordingly aggregate over a patient’s recordings, but they aggregate over all of them: the protocol is treated as given, and to our knowledge no published study measures what happens when only part of it is available.

Methodologically we follow the now-standard practice of applying one-dimensional convolutional networks directly to raw or lightly filtered physiological waveforms, which has displaced hand-crafted features across biosignal tasks. Electrocardiography is the clearest case: end-to-end networks match expert readers on arrhythmia detection (Hannun et al., 2019; Ribeiro et al., 2020), and public benchmarks have made model comparison routine (Strodthoff, Wagner, Schaeffter, & Samek, 2021; Wagner et al., 2020). Our network is deliberately small and unremarkable. What this chapter contributes is the experimental design; the model exists to hold everything else fixed while the recording protocol varies.

3. DATA AND LABELS

3.1. Dataset

We use the CirCor DigiScope Phonocardiogram Dataset v1.0.3 (Goldberger et al., 2000; Oliveira et al., 2022), which is the public training split of the PhysioNet Challenge 2022 (Reyna et al., 2023): 942 patients, murmur labelled Absent in 695, Present in 179 and Unknown in 68. Recordings are sampled at 4 kHz; we

retain the 3 159 recordings made at the four main auscultation points and discard the small number taken at other spots.

The cohort is paediatric, and this matters for how the results below should be read: the age field records 664 children, 126 infants, 72 adolescents and 6 neonates, with 74 unrecorded, and no adults at all. The recordings come from screening campaigns rather than from a cardiology clinic, so the murmurs present are those of a screening population.

3.2. Labels

The dataset annotates murmur at the patient level and additionally lists the points at which the murmur is audible. A recording is therefore labelled Present only when its own point is in that list; a Present patient can, and often does, contribute Absent recordings. Patients labelled Unknown pass that label to all of their recordings.

3.3. Cohort

Comparing recording protocols requires that every protocol be scored on the same people. We therefore restrict evaluation to the 598 patients who have all four points recorded; the remaining patients are still used for training. Within this cohort the Unknown class holds only 13 patients, too few for its per-class statistics to carry an argument. The primary analysis is therefore binary: Present against Absent, 585 patients (120 Present, 465 Absent). The three-class weighted accuracy of Reyna et al. (2023) is reported separately for comparability.

4. METHOD

4.1. Preprocessing

Each recording is resampled to 1 kHz, band-pass filtered to 25–400 Hz with a zero-phase fourth-order Butterworth filter,

standardised and clipped at eight standard deviations to suppress the contact artefacts common in this corpus. It is then cut into 4-second windows with a 2-second hop; windows with negligible energy are dropped. This yields 31 372 windows.

4.2. Network and Training

The classifier is a small one-dimensional convolutional network, given in Table 1: five blocks of convolution, batch normalisation (Ioffe & Szegedy, 2015), ReLU and max pooling, widening from 16 to 96 channels, followed by concatenated global average and max pooling and a linear layer, 75 603 parameters in total. The wide first kernel and the aggressive first pooling stage set a receptive field of the order of a cardiac cycle, which is what a murmur has to be judged against; the concatenated global pooling lets the head read both the average character of the window and its loudest moment, the latter mattering because a murmur may occupy only part of the cycle.

Table 1. The Classifier

Stage	Operation	C	Output length
Input	—	1	4000
Block 1	Conv($k=15$), BN, ReLU, Pool($p=4$)	16	1000
Block 2	Conv($k=9$), BN, ReLU, Pool($p=2$)	32	500
Block 3	Conv($k=9$), BN, ReLU, Pool($p=2$)	64	250
Block 4	Conv($k=5$), BN, ReLU, Pool($p=2$)	64	125
Block 5	Conv($k=5$), BN, ReLU, Pool($p=2$)	96	62
Pooling	Global average $\oplus$ global max	192	1
Head	Dropout(0.3), Linear	3	1

Note: C is the channel count, k the kernel width and p the pooling factor. Input is one 4-second window at 1 kHz.

Two properties of this design are deliberate. First, the network consumes a single window and is given no indication of which auscultation point that window came from, so one set of weights serves every experimental condition. Second, it is small enough to train in minutes, which is what makes a fifteen-condition study affordable at all; no attempt was made to tune it

for absolute performance, since every condition is affected equally by whatever is left on the table.

Training uses AdamW (Loshchilov & Hutter, 2019) at 10^{-3} with cosine decay over 25 epochs, batches of 128, and a cross-entropy loss weighted by inverse class frequency scaled by the clinical weights of Reyna et al. (2023). Amplitude jitter and additive noise are applied to training windows. The checkpoint with the best window-level weighted accuracy on the validation split is retained; this averaged 0.705 across folds. Window-level performance is well below the patient-level figures reported in Section 5, which is expected: many windows of a Present patient contain no murmur at all, and the aggregation step is where that noise is averaged out.

4.3. Cross-Validation and Protocol Restriction

We use 5-fold stratified cross-validation over the cohort, split by patient so that no patient's windows straddle a split. Within each fold, 20% of the training pool is held out for validation; it selects the checkpoint and, where a threshold is needed, calibrates it.

Window probabilities are averaged within a recording. A condition $S \subseteq \{AV, PV, TV, MV\}$ is then realised by allowing only the recordings made at the points in S to contribute to the patient decision. Because the network never saw the point identity, the fifteen conditions differ in nothing but which recordings are permitted to vote.

4.4. Patient Score and Evaluation

The patient score is the maximum $p(\text{Present})$ over the permitted recordings. This choice matters. The two conventional alternatives are both biased by how many recordings a condition permits, in opposite directions: an any-Present vote gives a four-point patient four chances to raise a false alarm where a one-point

patient gets one, while averaging probabilities dilutes a murmur audible at a single point with the silence at the other three. Either would let subset size masquerade as a protocol effect. The maximum matches what the label asserts, a murmur audible *somewhere*, and, being used through a rank-based metric, needs no threshold at all.

The primary metric is therefore the area under the ROC curve (Hanley & McNeil, 1982). Confidence intervals and all contrasts come from a bootstrap over patients with 2000 resamples (Efron & Tibshirani, 1993); because every condition is scored on the same patients with the same model, the same resample indices are applied to both sides of each contrast, which makes the comparison paired and considerably more sensitive than comparing fold means.

For readability we also report sensitivity and specificity at a per-fold operating point chosen on the validation patients by Youden's index, and the three-class weighted accuracy $W.\text{acc} = (5t_p + 3t_u + t_a) / (5c_p + 3c_u + c_a)$ of Reyna et al. (2023) at a threshold calibrated per condition on the validation split.

5. RESULTS

5.1. The Subset Grid

Table 2 and Figure 1 give the AUROC of all fifteen subsets. The best single point is PV at 0.923, against 0.941 for the full four-point protocol. The paired difference is +0.0174 with a 95% interval of [-0.0061, +0.0436]: the interval includes zero, so a single pulmonary recording is not measurably worse than four recordings on this cohort. The interval does, however, admit a real loss of up to about 0.04.

Table 2. Murmur Detection Under Every Subset of the Four Auscultation Points

Points	S	AUROC	95% CI	Sens.	Spec.
PV	1	0.923	[0.891, 0.950]	0.667	0.974
TV	1	0.898	[0.857, 0.935]	0.750	0.916
AV	1	0.882	[0.841, 0.919]	0.725	0.918
MV	1	0.881	[0.839, 0.918]	0.683	0.935
PV·TV	2	0.940	[0.913, 0.964]	0.750	0.970
PV·MV	2	0.937	[0.906, 0.961]	0.767	0.938
TV·MV	2	0.925	[0.893, 0.954]	0.817	0.892
AV·TV	2	0.925	[0.890, 0.955]	0.842	0.910
AV·PV	2	0.917	[0.881, 0.947]	0.767	0.892
AV·MV	2	0.912	[0.878, 0.944]	0.808	0.901
PV·TV·MV	3	0.951	[0.927, 0.971]	0.825	0.942
AV·TV·MV	3	0.934	[0.903, 0.961]	0.875	0.862
AV·PV·TV	3	0.934	[0.901, 0.959]	0.842	0.935
AV·PV·MV	3	0.929	[0.897, 0.957]	0.850	0.880
AV·PV·TV·MV	4	0.941	[0.912, 0.964]	0.867	0.910

Note: AUROC is given with its 95% bootstrap interval; sensitivity and specificity are given at the validation-calibrated operating point. $N = 585$ patients.

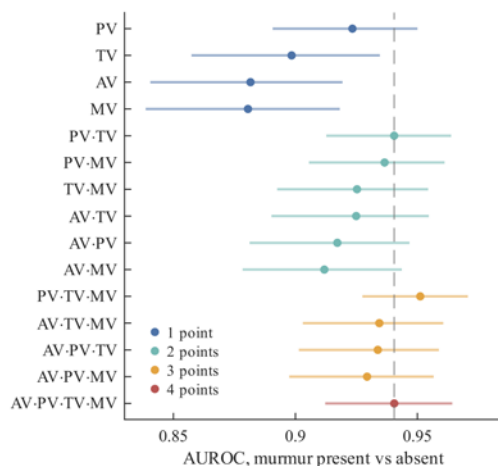


Figure 1. AUROC of every subset of the four auscultation points, with 95% bootstrap intervals. The dashed line marks the full four-point protocol.

The best pair, PV·TV, reaches 0.940, which is the four-point figure to three decimal places; the paired difference is

+0.0001 (95% CI [-0.0163, +0.0173]). Figure 2 shows the corresponding ROC curves, which are visually indistinguishable over the clinically useful range.

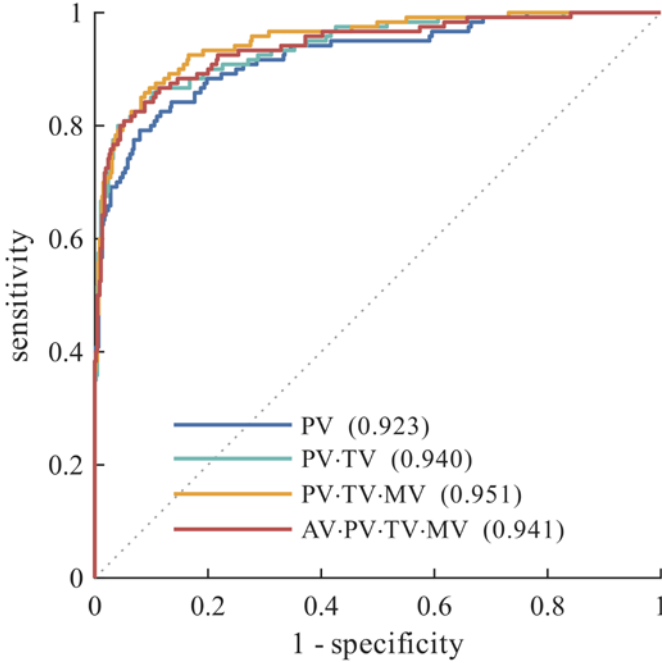


Figure 2. ROC curves for the best single point, the best pair, the best triple and the full protocol, with AUROC in parentheses.

5.2. Marginal Contribution of Each Point

Reading the best subset off Table 2 and then testing it would be a winner's curse: with four triples to choose from, the maximum is biased upward. We therefore ask a fixed question of each point L . By how much does adding L change the AUROC, averaged over all seven non-empty subsets of the other three points? Nothing is selected after the fact.

Table 3 and Figure 3 give the answer. The pulmonary, tricuspid and mitral points each contribute a significant amount of information, improving every one of the seven subsets they are added to. The aortic point does not: its mean contribution is

+0.0052 with a 95% interval of [-0.0086, +0.0197], and it improves only 3 of the seven subsets. Consistently, the best triple PV·TV·MV attains 0.951, slightly above the full four-point protocol.

Table 3. Marginal Contribution of Each Auscultation Point

Point	Δ AUROC	95% CI	Subsets improved
PV	+0.0274*	[+0.0124, +0.0420]	7/7
TV	+0.0243*	[+0.0105, +0.0402]	7/7
MV	+0.0156*	[+0.0026, +0.0318]	7/7
AV	+0.0052	[-0.0086, +0.0197]	3/7

Note: Change in AUROC when the point is added, averaged over all seven non-empty subsets of the other three. *Interval clear of zero.

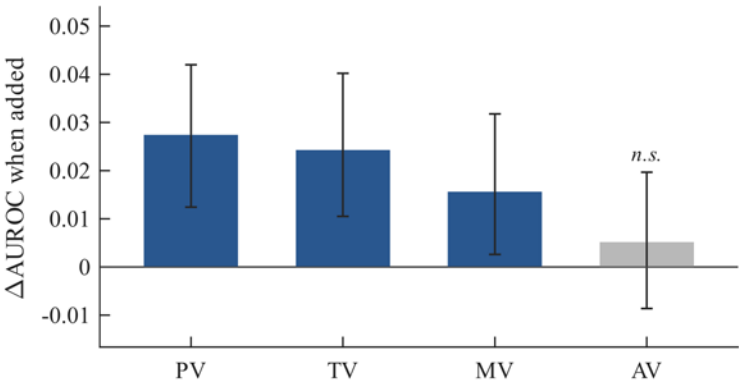


Figure 3. Marginal contribution of each auscultation point, averaged over all seven subsets of the other three, with 95% bootstrap intervals. Only the aortic point’s interval includes zero.

5.3. Three-Class Weighted Accuracy

Table 4 reports the challenge metric for comparability. The full protocol reaches 0.829. The ordering of the single points differs from Table 2: the weighted accuracy depends on a threshold estimated on roughly 165 validation patients per fold, and the Unknown class contributes only 13 patients in this cohort, so small differences in this table should not be over-read.

Table 4. Three-Class Weighted Accuracy at the Validation-Calibrated Threshold

Points	W.acc	Recall Present	Recall Absent
PV	0.768 ± 0.055	0.750	0.849
TV	0.795 ± 0.046	0.775	0.882
AV	0.753 ± 0.069	0.742	0.824
MV	0.763 ± 0.074	0.758	0.819
PV·TV	0.822 ± 0.020	0.808	0.895
PV·TV·MV	0.835 ± 0.032	0.858	0.856
AV·PV·TV·MV	0.829 ± 0.062	0.875	0.826

Note: Weighted accuracy as defined by Reyna et al. (2023); values are mean ± standard deviation across folds.

6. DISCUSSION

Two findings stand out. A two-point protocol at the pulmonary and tricuspid areas matched the full four-point protocol to within one ten-thousandth of AUROC, and the aortic recording made no measurable contribution to detection once the other three points were available. Both point the same way. For the screening question of whether a murmur is present at all, the four-point protocol carries substantial redundancy, and the acquisition can be halved without a detectable cost.

The aortic result deserves care. It does not say that the aortic area is clinically uninformative; aortic stenosis is precisely the lesion it is auscultated for, and murmur *characterisation* is a different task from murmur *detection*. In this dataset the murmur was audible at the aortic point in 60% of Present patients, the lowest of the four, and was the loudest point in only 19 of them, the lowest by a wide margin. What the result says is that in a population screened for any murmur, the aortic point contributes little that the other three do not already carry.

That the surviving pair is pulmonary and tricuspid is consistent with the composition of this cohort, which is a paediatric screening population (Oliveira et al., 2022): innocent

and small-shunt murmurs in children are typically best heard at the left sternal border, which the pulmonary and tricuspid points straddle, whereas the aortic area is most informative for the degenerative valve disease of older adults. Read the result, then, as protocol advice for this setting. It is no universal ranking of auscultation points, and the same analysis on an adult cohort might well promote the aortic area. The method transfers unchanged either way: the grid, the marginal contribution and the paired bootstrap need only a multi-point corpus and a model that can be held fixed across conditions.

One further observation is methodological. The ordering of the single points under the three-class weighted accuracy of Table 4 disagrees with the threshold-free ordering of Table 2: TV appears best under the former, PV under the latter. The two tables do not contradict each other; the disagreement is a warning about the metric. Weighted accuracy is read at one operating point, that point has to be estimated from a few hundred validation patients, and the estimate is noisy enough to reorder conditions separated by a few thousandths. Studies that compare acquisition protocols, or for that matter architectures, on a thresholded metric alone are therefore reporting a quantity that partly reflects how well the threshold happened to be calibrated. Where the question is about information rather than about a deployed decision rule, a rank-based metric answers it more directly. The same concern, that a comparison is informative only when everything except the factor under study is held fixed, has been raised in controller benchmarking, where unequal tuning effort can masquerade as an algorithmic advantage (Hataş & Silahtar, 2026a, 2026b).

Several limitations bound these conclusions. The cohort is a single dataset of 585 patients, of whom 120 carry a murmur; the intervals are correspondingly wide, and an absent effect here means an effect too small to detect at this sample size, not an effect of zero. The bootstrap resamples patients but not model

training, so variation from retraining is not represented in the intervals. Restricting evaluation to patients with all four points recorded is necessary for a like-for-like comparison, but those patients may differ systematically from those with incomplete recordings. Finally, the finding is stated for one model family; a larger or spectrogram-based model might extract more from the aortic signal than this one does.

7. CONCLUSION

Measuring murmur detection under all fifteen subsets of the four auscultation points, with a single location-agnostic network and a threshold-free metric, we find that two points suffice: PV·TV reaches 0.940 against 0.941 for the full protocol. Of the four points, three contribute significant independent information and the aortic point does not. For automated screening in settings where acquisition is the binding cost, recording the pulmonary and tricuspid areas appears to be enough, and the aortic recording is the first that can be dropped.

Future work should repeat the analysis on an independent cohort, extend it from murmur detection to the clinical-outcome task, and test whether a model trained specifically for a single point recovers what the location-agnostic model leaves on the table.

REFERENCES

- Clifford, G. D., Liu, C., Moody, B., Springer, D., Silva, I., Li, Q., & Mark, R. G. (2016). Classification of normal/abnormal heart sound recordings: The PhysioNet/Computing in Cardiology Challenge 2016. In *Proceedings of Computing in Cardiology 2016* (Vol. 43, pp. 609–612).
- Efron, B., & Tibshirani, R. J. (1993). *An introduction to the bootstrap*. New York, NY: Chapman & Hall.
- Goldberger, A. L., Amaral, L. A. N., Glass, L., Hausdorff, J. M., Ivanov, P. Ch., Mark, R. G., . . . Stanley, H. E. (2000). PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a new research resource for complex physiologic signals. *Circulation*, 101(23), e215–e220. doi:10.1161/01.CIR.101.23.e215
- Hanley, J. A., & McNeil, B. J. (1982). The meaning and use of the area under a receiver operating characteristic (ROC) curve. *Radiology*, 143(1), 29–36. doi:10.1148/radiology.143.1.7063747
- Hannun, A. Y., Rajpurkar, P., Haghpanahi, M., Tison, G. H., Bourn, C., Turakhia, M. P., & Ng, A. Y. (2019). Cardiologist-level arrhythmia detection and classification in ambulatory electrocardiograms using a deep neural network. *Nature Medicine*, 25(1), 65–69. doi:10.1038/s41591-018-0268-3
- Hataş, H., & Silahtar, O. (2026a). Equal-effort tuning of conventional, type-1 and interval type-2 fuzzy MPPT for a PV boost converter under sensor noise. In *Proceeding Book of the 8th International Conference on Scientific and Innovative Studies (ICSIS 2026)* (pp. 260–267). Konya, Turkey: All Sciences Academy.

- Hataş, H., & Silahtar, O. (2026b). Equal-effort tuning of type-1 and interval type-2 fuzzy PID secondary frequency controllers for a low-inertia islanded microgrid. In *Proceeding Book of the 8th International Conference on Scientific and Innovative Studies (ICSIS 2026)* (pp. 367–375). Konya, Turkey: All Sciences Academy.
- Ioffe, S., & Szegedy, C. (2015). Batch normalization: Accelerating deep network training by reducing internal covariate shift. In *Proceedings of the 32nd International Conference on Machine Learning (ICML)* (pp. 448–456).
- Liu, C., Springer, D., Li, Q., Moody, B., Juan, R. A., Chorro, F. J., . . . Clifford, G. D. (2016). An open access database for the evaluation of heart sound algorithms. *Physiological Measurement*, 37(12), 2181–2213. doi:10.1088/0967-3334/37/12/2181
- Loshchilov, I., & Hutter, F. (2019). Decoupled weight decay regularization. In *Proceedings of the 7th International Conference on Learning Representations (ICLR)*.
- Oliveira, J., Renna, F., Costa, P. D., Nogueira, M., Oliveira, C., Ferreira, C., . . . Coimbra, M. T. (2022). The CirCor DigiScope dataset: From murmur detection to murmur classification. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, 26(6), 2524–2535. doi:10.1109/JBHI.2021.3137048
- Potes, C., Parvaneh, S., Rahman, A., & Conroy, B. (2016). Ensemble of feature-based and deep learning-based classifiers for detection of abnormal heart sounds. In *Proceedings of Computing in Cardiology 2016* (Vol. 43, pp. 621–624).
- Reyna, M. A., Kiarashi, Y., Elola, A., Oliveira, J., Renna, F., Gu, A., . . . Clifford, G. D. (2023). Heart murmur detection

- from phonocardiogram recordings: The George B. Moody PhysioNet Challenge 2022. *PLOS Digital Health*, 2(9), e0000324. doi:10.1371/journal.pdig.0000324
- Ribeiro, A. H., Ribeiro, M. H., Paixão, G. M. M., Oliveira, D. M., Gomes, P. R., Canazart, J. A., . . . Ribeiro, A. L. P. (2020). Automatic diagnosis of the 12-lead ECG using a deep neural network. *Nature Communications*, 11, Article 1760. doi:10.1038/s41467-020-15432-4
- Rubin, J., Abreu, R., Ganguli, A., Nelaturi, S., Matei, I., & Sricharan, K. (2016). Classifying heart sound recordings using deep convolutional neural networks and mel-frequency cepstral coefficients. In *Proceedings of Computing in Cardiology 2016* (Vol. 43, pp. 813–816).
- Springer, D. B., Tarassenko, L., & Clifford, G. D. (2016). Logistic regression-HSMM-based heart sound segmentation. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 63(4), 822–832. doi:10.1109/TBME.2015.2475278
- Strodthoff, N., Wagner, P., Schaeffter, T., & Samek, W. (2021). Deep learning for ECG analysis: Benchmarks and insights from PTB-XL. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, 25(5), 1519–1528. doi:10.1109/JBHI.2020.3022989
- Wagner, P., Strodthoff, N., Bousseljot, R.-D., Kreiseler, D., Lunze, F. I., Samek, W., & Schaeffter, T. (2020). PTB-XL, a large publicly available electrocardiography dataset. *Scientific Data*, 7, Article 154. doi:10.1038/s41597-020-0495-6

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK VE HABERLEŞME
MÜHENDİSLİĞİNDE GÜNCEL KONULAR VE
AKADEMİK DEĞERLENDİRMELER**

yaz
yayınları

YAZ Yayınları
M.İhtisas OSB Mah. 4A Cad. No:3/3
İscehisar / AFYONKARAHİSAR
Tel : (0 531) 880 92 99
yazyayinlari@gmail.com • www.yazyayinlari.com