ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİNDE İLERİ TEKNOLOJİLER VE UYGULAMALAR

Editör:
Dr. Öğretim Üyesi Ali Can ÇABUKER



BİDGE Yayınları

Elektrik Elektronik Mühendisliğinde İleri Teknolojiler ve Uygulamalar

Editör: Dr. Öğretim Üyesi Ali Can ÇABUKER

ISBN: 978-625-5474-58-2

1. Baskı
Sayfa Düzeni: Gözde YÜCEL
Yayınlama Tarihi: 2026-10-25
BİDGE Yayınları

Bu eserin bütün hakları saklıdır. Kaynak gösterilerek tanıtım için yapılacak kısa alıntılar dışında yayıncının ve editörün yazılı izni olmaksızın hiçbir yolla çoğaltılamaz.

Sertifika No: 71374
Yayın hakları © BİDGE Yayınları
www.bidgeyayinlari.com.tr - bidgeyayinlari@gmail.com
Krc Bilişim Ticaret ve Organizasyon Ltd. Şti.
Güzeltepe Mahallesi Abidin Daver Sokak Sefer Apartmanı No: 7/9 Çankaya / Ankara

ÖNSÖZ

Elektrik-elektronik mühendisliği, teknolojik gelişimin temel itici güçlerinden biri olarak enerji sistemlerinden haberleşme teknolojilerine, gömülü sistemlerden kontrol uygulamalarına kadar çok geniş bir uygulama alanına sahiptir. Dijital dönüşüm, yapay zekâ, nesnelerin interneti ve akıllı sistemler gibi güncel teknolojilerin hızla gelişmesi, bu disiplinin yalnızca teorik bilgi üretmekle kalmayıp yenilikçi tasarım ve uygulamalarla toplumsal ve endüstriyel ihtiyaçlara doğrudan katkı sunmasını sağlamaktadır. Elektrik Elektronik Mühendisliğinde İleri Teknolojiler ve Uygulamalar başlıklı bu eser, alanın farklı uzmanlık konularını güncel yaklaşımlar çerçevesinde bir araya getirerek araştırmacılar, akademisyenler, lisansüstü öğrenciler ve sektör profesyonelleri için kapsamlı bir başvuru kaynağı oluşturmayı amaçlamaktadır. Bu eser, farklı bakış açılarını ve uzmanlık alanlarını aynı çatı altında buluşturarak disiplinler arası bilgi paylaşımını teşvik etmeyi ve okuyuculara güncel mühendislik problemlerine yönelik çözüm yaklaşımları sunmayı hedeflemektedir. Bu kitabın hazırlanmasına bilimsel katkı sağlayan tüm bölüm yazarlarına ve yayının ortaya çıkmasına destek veren herkese teşekkür ederim Eserin, elektrikelektronik mühendisliği alanında çalışan araştırmacılar ve uygulayıcılar için yararlı bir kaynak olmasını temenni eder, gelecekte gerçekleştirilecek yeni bilimsel çalışmalara katkı sunmasını dilerim.

Dr. Öğretim Üyesi Ali Can ÇABUKER

ARTVİN ÇORUH ÜNİVERSİTESİ

İÇİNDEKİLER

RADAR CROSS SECTION REDUCTION WITH METASURFACE POLARIZER DESIGN 1
ABDÜLKADİR ÇILDIR

AKILLI BİNALARDA HVAC KONTROLÜNDE SİMÜLASYONDAN GERÇEK UYGULAMAYA GEÇİŞ: MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL, PEKİŞTİRMELİ ÖĞRENME VE DİJİTAL İKİZ YAKLAŞIMLARININ KARŞILAŞTIRMALI İNCELENMESİ 16
MERVE TÜRKTAM, UFUK TÜRKTAM

BUILT-IN TEST EQUIPMENT IN AIRCRAFT SYSTEM DESIGN AND DEVELOPMENT 72
MURAT EKİCİ

DESIGN AND NUMERICAL MODELLING OF A STAND-ALONE WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM BASED ON A SELF-EXCITED INDUCTION GENERATOR .. 92
HARİS ÇALGAN, METİN DEMİRTAŞ

ANTEN TÜRLERİ, TASARIM VE UYGULAMALAR 120
MEHMET TÜMAY, NURETTİN GÖKŞENLİ

ELEKTROMANYETIK DALGA TEMELLERI VE ANTEN KAVRAMLARI 137
MEHMET TÜMAY, NURETTİN GÖKŞENLİ

ANAHTARLAMALI GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNDE KUANTALAMA VE ÇÖZÜNÜRLÜK: TEMEL KAVRAMLAR VE UYGULAMA REHBERİ 152
SUDE KART

AA SÜRÜCÜLERDE KONTROL STRATEJİLERİNİN EVRİMİ: ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLDEN MODEL ÖNGÖRÜLÜ YAKLAŞIMLARA 182

İÇİNDEKİLER

MİKAİL KOÇ

MODERN ALTERNATİF AKIM SÜRÜCÜLERE GENEL BAKIŞ VE GÜNCEL EĞİLİMLER 199
MİKAİL KOÇ

VISION-BASED BALL-AND-PLATE CONTROL WITH TYPE-1, INTERVAL TYPE-2 AND INTUITIONISTIC FUZZY PID CONTROLLERS UNDER EQUAL TUNING EFFORT 214
ONUR SİLAHTAR

FUZZY SLIDING MODE IMAGE-BASED VISUAL SERVOING WITH VISIBILITY-AWARE FUZZY SUPERVISION 236
ONUR SİLAHTAR

A-IGZO TFTS IN FLAT-PANEL DISPLAYS AND X-RAY DETECTORS: APPLICATION REQUIREMENTS AND STABILITY 271
MEHMET İZZEDDİN GÜLER, TAMİLA ANUTGAN, MUSTAFA ANUTGAN

BEŞ İLETKENLİ ALÇAK GERİLİM DAĞITIM HATTINDA KONTROLLÜ AŞIRI AKIM DURUMLARININ İKİ EKSENLİ SARGI MANYETİK ALAN SENSÖRÜYLE TEMASSIZ AYRIŞTIRILMASI 304
EMİR OSMAN ÇELİK, YUNİS TORUN

REACTIVE ION ETCH MONITORING OF THIN FILMS BY LASER INTERFEROMETRIC ENDPOINT DETECTION 336
EFE KARAAVCI, MEHMET İZZEDDİN GÜLER, TAMİLA ANUTGAN, MUSTAFA ANUTGAN

UN ECE R100 KAPSAMINDA ELEKTRİKLİ

İÇİNDEKİLER

ARAÇLARDA GÜÇ ELEKTRONİĞİ TABANLI İZOLASYON VE ÖLÇÜM SİSTEMLERİ 377
BUĞRA ER, OKAN BİNGÖL

A COMPARATIVE REVIEW OF CONVENTIONAL AND ARTIFICIAL INTELLIGENCE-ASSISTED PI CONTROL METHODS: ADVANTAGES, LIMITATIONS, AND APPLICATION AREAS 395
UMUR ORUÇÖZ, MUHAMMED CANHAKAN BODUR

CONVENTIONAL AND ARTIFICIAL INTELLIGENCE-ASSISTED PI/PID CONTROL STRATEGIES FOR DC–DC CONVERTERS: A COMPARATIVE LITERATURE REVIEW 411
MUHAMMED CANHAKAN BODUR, UMUR ORUÇÖZ

ELECTRIC TRACTION MOTORS FOR ELECTRIC VEHICLES: TOPOLOGIES 438
YÜCEL ÇETİNCEVİZ, MUHAMMED TAN

BÖLÜM 1

RADAR CROSS SECTION REDUCTION WITH METASURFACE POLARİZER DESIGN

1. Abdulkadir CILDIR[1]

I. Introduction

The rapid evolution of radar systems has significantly enhanced their capability to detect aircraft at an early stage. The radar cross-section (RCS) of a target is a critical parameter governing its detectability by radar systems. Consequently, wideband and wide-angle RCS reduction has become an increasingly important research area for radar stealth applications, driven by the continuous advancement of radar detection technologies. With the growing demand for stealth techniques in military applications, effectively reducing the target's RCS and improving wideband stealth capability is becoming increasingly important. Low radar observability can be achieved through the integration of advanced structural designs, materials, and electromagnetic technologies that minimize or redirect the energy scattered back toward the radar system.

[1] Dr., Burdur Mehmet Akif Ersoy University, Electrical-Electronics, Orcid: 0000-0003-1789-6088, acildir@mehmetakif.edu.tr

Metasurfaces are a new class of electromagnetic materials based on sub-wavelength periodic structures that can manage the magnitude, phase, and polarization of electromagnetic waves. Therefore, recent research shows that metasurfaces have significant potential in areas such as antenna design (Bagheri, Khodadadi, Brown, Xiao and Khalily 2025, Tian, Yang, Cheng, Cai, Cheng, Luo and Li 2025), electromagnetic wave polarization conversion (Cildir, Tahir, Farooq, Zahid, Imran and Abbasi 2025, Cildir 2025), wireless communication (Yang, Zheng, Zhang, Li, Shen, He, Yang, Lyu and Yu 2023, Cildir 2025), and RCS reduction (Lin, Huang, Guo, Wang, Si and Ye 2024, Wei, Shi, Meng, Hui and Wu 2024, Bolat 2026). Metasurface-based RCS reduction methods primarily involve reducing electromagnetic signal scattering by reflection from the metasurface, deceiving radar through polarization conversion, altering target shape and orientation, and increasing target scattering absorption.

Recent studies in the literature have attempted to reduce the radar cross-section using different methods. El-Sewedy et al. used two artificial magnetic conductor (AMC) unit cells arranged in a chessboard pattern on a low-cost FR4 substrate. When the reflection phase difference between these AMCs was 180°±37°, interference was caused, thus reducing RCS. They achieved a maximum RCS reduction of -27 dB in the x-polarized frequency range of 23.71-33.52 GHz and a maximum RCS reduction of -25.9 dB in the y-polarized frequency range of 25.00-37.80 GHz in monostatic radars (El-Sewedy and Abdalla 2022). In another study, Gu et al. used a genetic algorithm to optimize rectangular combinations for RCS reduction and then performed spatial mapping to reduce simulation costs by accounting for the interconnection between rectangles and the oblique incident effects of the signals. As a result, they achieved a 10 dB reduction in RCS in the 5–40 GHz frequency range (Gu, Cao, He and Ding 2023). Another paper worked on a single metallic

ring unit cell capable of performing linear-circular transformation and cross-polarization transformation depending on the ring rotation angle. Different encoding sequences generated from this cell directed the scattered rays and reduced RCS by more than 10 dB (Zhang, Gao, Guo, Zhang, Zhao and Liu 2024). Again, Qiutong et al. used ITO (indium tin oxide) as a conductor instead of copper on PET/PVC flexible substrates to reduce RCS in the 13.2–20.7 GHz frequency range (Zhen, Mao, Cui, Guo, Chernogor, Jin, Zheng and Liu 2023). The whale optimization algorithm was used to generate 1-bit polarization rotation coded unit sequences on the metasurface . In another study, Indhu et al. used a simple and flexible elliptical unit cell as a polarization converter to absorb and remove the signal to reduce RCS (Indhu, Abhilash, Anilkumar, Krishna and Aanandan 2024). Finally, the reference (Su, Li, Qu, Yu, Li, Qi and Yin 2022) combined two mechanisms in a single stack: a two-loss layer absorber eliminates low-frequency RCS (1.3–13 GHz) through resistance loss, while a 3×3 lattice consisting of sub-regions with different heights creates path length-induced phase cancellation for high-frequency RCS (13–40 GHz). In another study using a frequency-selective surface (FSS) design, the FSS acted as a band-pass filter (8–12 GHz) integrated into a conical radome geometry, emphasizing low-cost manufacturability rather than multilayer complexity (Korkut, Dalveren, Kara and Derawi 2025).

This study introduces a new metasurface design that performs linear-to-linear and linear-to-circular polarization conversion. The structure has been designed in CST Microwave Studio using Rogers-RT Duroid 5880 with a thickness of 1.575. The metasurface can reflect the x/y-polarized wave as the y/x-polarized wave in the frequency bands of 2.81-2.83, 6.75-7.06, 8.73-8.99 GHz, while it can reflect the linearly polarized wave as the circularly polarized wave in the frequency regions of 2.77-2.79, 2.86-2.88, 6.42-6.57, and 9.15-9.26 GHz.

This study also aims to reduce RCS so that radar targets can be concealed as much as possible. Metasurface, which has been quite prominent in the literature in recent years, has been used for RCS reduction. A new unit cell has been designed for the metasurface design. While radar targets normally reflect the incident radar waves strongly back towards the radar source, the incident radar waves can be scattered by reflecting through the design metasurface in the frequency bands of 2.81-2.83, 6.75-7.06, 8.73-8.99 GHz.

II. Unit Cell Design and Methodology

The unit cell has been designed in the CST Microwave Studio. In RCS reduction, the selection of the substrate material, which determines the dielectric constant and tangent losses in the middle layer, is as important as the design of the unit cell. FR4 is one of the best-known substrate materials and is frequently used in studies in the literature. FR4 substrates are approximately 1.58 mm thick, have a dielectric permeability of 4.3, and a tangent loss of 0.025. Due to the high dielectric permittivity and tangent losses of FR4 materials, a Rogers RT-duroid 5880 substrate material with a thickness of 1.575 mm, a dielectric permittivity of 2.3, and a tangent loss of 0.0009 has been used in this study. Thus, a metasurface capable of operating in a wider frequency band and significantly reducing RCS values can be developed compared to the literature. The simulation of the designed unit cell has been performed in the CST Microwave Studio program at GigaHertz (GHz) frequencies using floquet ports under periodic boundary conditions.

The 3D view of the designed metasurface is illustrated in Figure 1. The unit cell consists of three layers. The top and bottom layers are made of copper material with a thickness of 0.035 mm. The top copper represents the unit cells, while the bottom copper is for reflecting the incident wave. The middle layer is made of Rogers-

RT Duroid 5880 with a tangent loss of 0.009 and a dielectric constant of 0.0002. The thickness of Rogers is 1.575 mm.

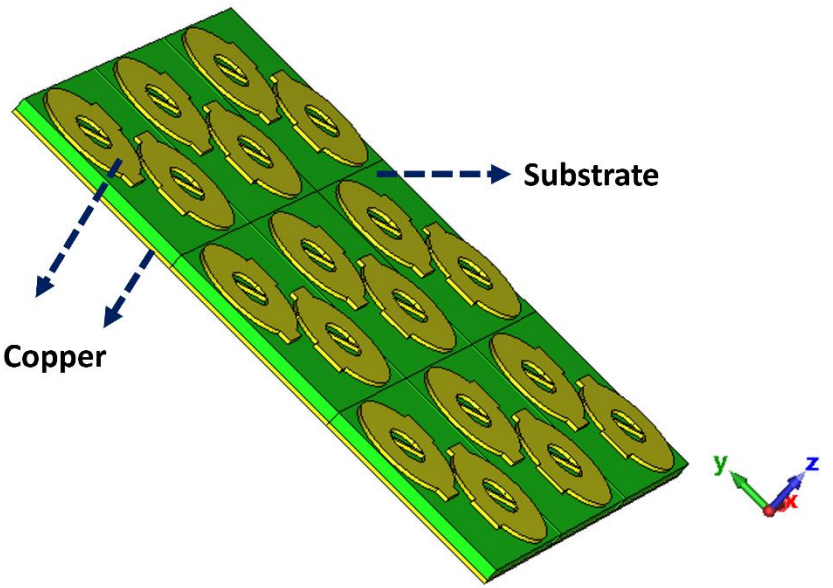


Figure 1. *3-D view of designed metasurface for RCS reduction*

While the dimensions of the unit cell are shown on the unit cell in Figure 2(a), the electric field vectors of the incident and reflected waves are shown on the unit cell in Figure 2(b). The dimensions of unit cell in Figure 2(a) are as follows: s= 24 mm, m= 14.18 mm l= 13.28 mm, r= 4.96 mm and n= 4 mm.

The electric field vectors is given for y-polarized incident wave (Eiy). The reflected wave is represented by the x-polarized wave (Erx). These vectors can be shown in terms of u- and v- axes in Figure 2(a) by based on Equation (3) and (4) (Çıldır 2025). This process will help to understand the existing of polaration conversion.

$$\boldsymbol{E}_{iy} = \vec{y}E_i = \vec{u}E_{iu}e^{j\varphi_{iu}} + \vec{v}E_{iv}e^{j\varphi_{iv}} \quad (3)$$

$$\boldsymbol{E}_{rx} = \vec{x}E_r = \vec{u}E_{ru}e^{j\varphi_{ru}} + \vec{v}E_{rv}e^{j\varphi_{rv}} \quad (4)$$

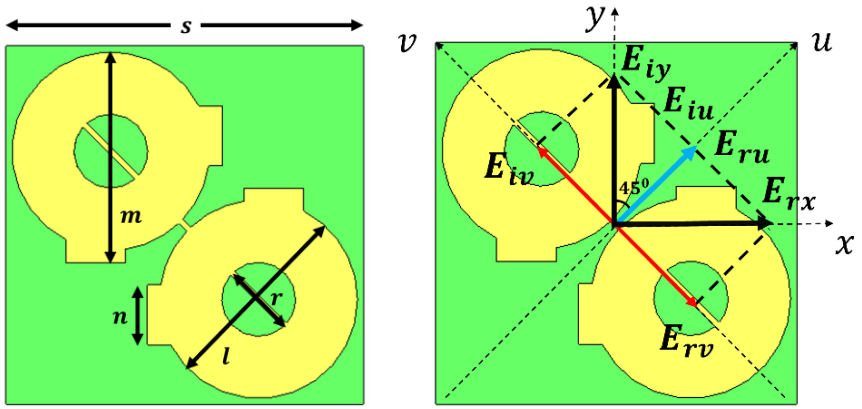


Figure 2. *Designed unit cell with (a) E-field vectors, (b)its dimensions*

Regarding RCS reduction using the polarization conversion method, x/y-polarized electromagnetic waves incident on unit cells designed using parametric optimization are reflected as y/x-polarized waves. A polarization conversion ratio (PCR) of at least 90% is considered sufficient in the literature [10, 11]. The efficiency of reflecting a y-polarized wave as x-polarized is shown in PCR Equation 1.

$$PCR = \frac{|R_{xy}|^2}{|R_{xy}|^2 + |R_{yy}|^2} \times \%100 \qquad (1)$$

Here, R represents the reflection coefficient of the electromagnetic signal. R_{yy}, epresents the reflection of the y-polarized incident wave as y-polarized and is expressed as the ratio of the electric field amplitudes ($|E_{yr}/E_{yi}|$). The subscripts i and r represent the incident and reflected electromagnetic waves,

respectively. R_{xy} epresents the reflection of the y-polarized incident wave as x-polarized and is equal to the magnitude of the electric fields $\left|E_{xr}/E_{yi}\right|$.

The formula for RCS for the y-polarized incident wave is given by Equation 2 (Indhu, Abhilash, Anilkumar, Krishna and Aanandan 2024). The division of the denominator in this equation by 1 is due to the comparison of the designed metasurface with a perfect conductor (PEC) surface. Here, R represents the distance of the metasurface from the electromagnetic wave source.

$$\mathrm{RCS(dB)} = 10\log_{10}\left[\frac{\lim\limits_{R\to\infty} 4\pi R^2\left(\frac{\left|E_{ry}\right|}{\left|E_{iy}\right|}\right)^2}{\lim\limits_{R\to\infty} 4\pi R^2(1)^2}\right] \tag{2}$$

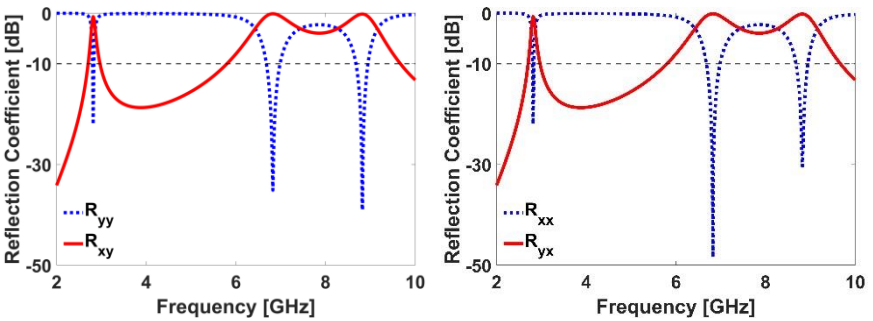
When Equation 1 and 2 are written together, they can be expressed as Equation 3. In this way, the RCS value can be easily found from the PCR value.

$$RCS = 10\log(1 - PCR) \tag{3}$$

The reflection coefficient results of unit cell are given in Figure 3. Figure 3(a) shows reflection coeffient results (R_{yy}, R_{xy}) for the y-polarized incident wave, while Figure 3(b) shows reflection coefficient results (R_{xx}, R_{yx}) for the x-polarized incident wave. The reflection coefficient results similar in figures as the structure of unit cell is symetrical along the uv-axis. Looking at the results, it can be seen that the unit cell has three resonance frequencies at 2.83, 6.9, and 8.88 GHz. The unit cell converts the y/x-polarized incident wave into an x/y-polarized wave with approximately 100% efficiency.

Meanwhile, -10 dB indicates the efficiency of 90%. The blue lines (Ryy, Ryy) remain below -10 dB in some frequency bands. In these frequency ranges, the unit cell can’t reflect the y/x-polarized

wave in the co-polarized waves. However, at results close 0 dB for red lines (Rxy, Ryx), the unit cell can reflect the y/x-polarized wave in the cross-polarized waves.



(a) *(b)*

Figure 3. *Reflection coefficient results for (a) y-polarized and (b) x-polarized incident waves*

The PCR results of the unit cell for the y-polarized wave are given in Figure 4. PCR obtains to analyze both the co- and cross-polarized results together. The PCR results touched to 1 is seen in three different frequencies (2.83, 6.9, and 8.88 GHz) in which the unit cells shows the efficiency of 100% for linear polarization conversion (y to x). At the same time, the unit cell shows the linear polarization conversion with efficiency above 90% in the frequency bands of 2.81-2.83, 6.75-7.06, 8.73-8.99 GHz.

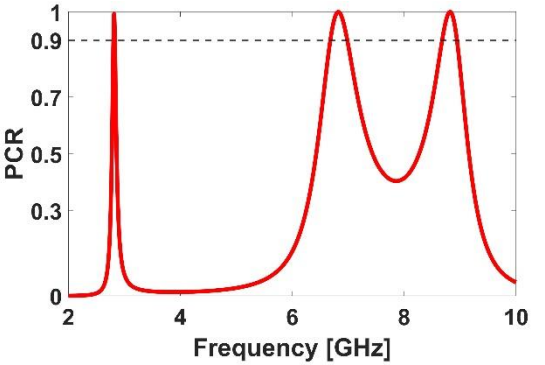


Figure 4. *PCR (polarization conversion ratio) results for y-polarized incident wave*

Figure 5 indicates the results of PER for the unit cell. PER is calculated for circular polarization conversion in like Equ (5) (Cildir 2026). As seen in this results, $\pm$ 20 dB have been designed as bias values, which corresponds 99% efficiency. The unit cell has six resonance frequencies in Figure 5. Particularly, a broadband circular polarization conversion is seen at the frequency range of 7.36-8.46 GHz. Also, circular polarization conversion occurs at the frequencies of 2.77-2.79, 2.86-2.88, 6.42-6.57, and 9.15-9.26 GHz.

$$PER = 20log\left(\left|\frac{R_{yy} + jR_{xy}}{R_{yy} - jR_{xy}}\right|\right) \quad (5)$$

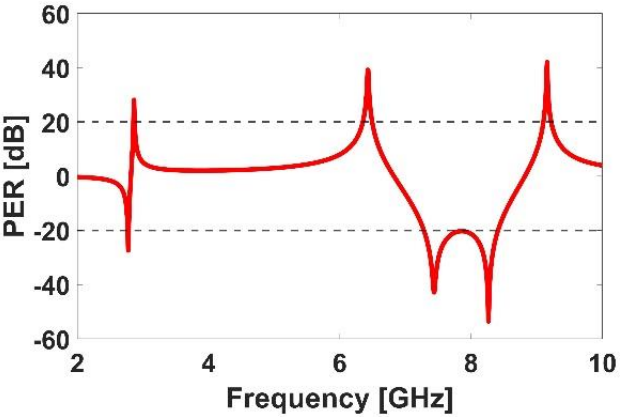


***Figure 5**. PER (polarization extinction ratio) results for y-polarized incident wave*

Figure 6 gives RCS results for the metasurface and the perfect electric conductor (PEC). The copper plane has been preferred for PEC calculation. As this straigth plane can not convert any polarized wave, it does not show any change and remains in 0 dB in the frequency range. However, the designed metasurface can reflect the incident wave in the cross polarized wave. The resonance frequencies in Figure 6 represents the polarization conversion frequencies and max reduction of RCS.

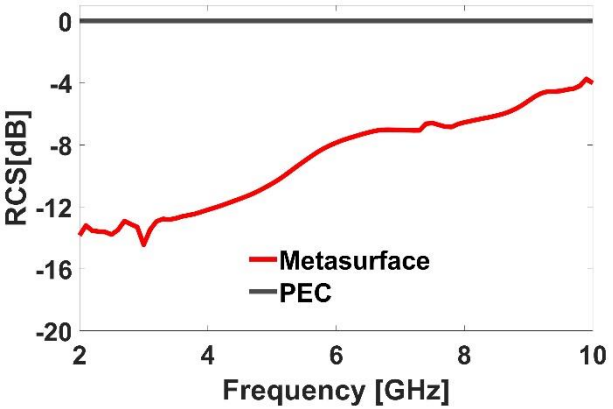


Figure 6. *RCS (radar cross section) results for y-polarized incident wave*

Figure 7 visualizes the possible measurement setup of the designed metasurface to be produced in an anechoic chamber. The metasurface is viewed by placing receiver and transmitter horn antennas connected to a vector network analyzer (VNA). The electromagnetic waves received from the VNA is transmitted to the metasurface by the transmitting horn antenna, and the waves reflected from the metasurface will be transmitted back to the VNA by the receiving horn antenna to measure the reflection coefficient of the metasurface. To calculate the RCS value, the reflection coefficient of a perfectly conductive surface (PEC) placed in place of the metasurface will be measured.

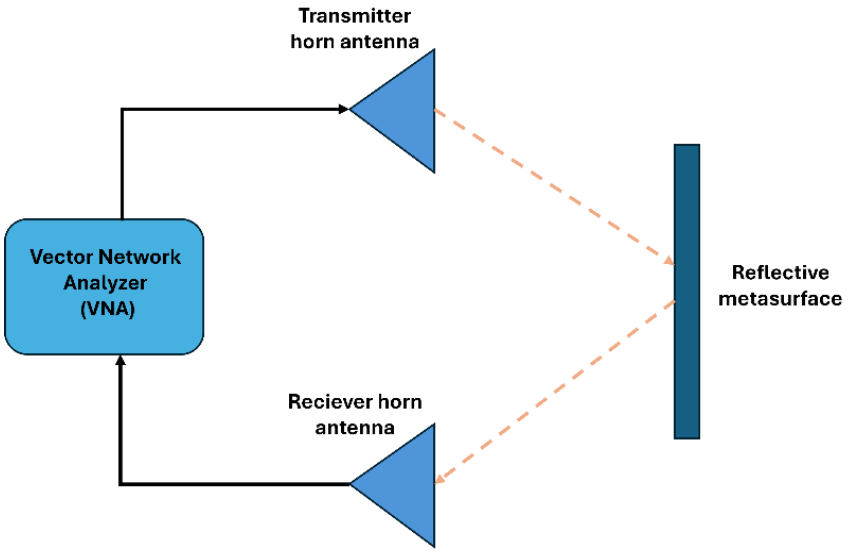


Figure 7. *Designed unit cell with (a) E-field vectors, (b)its dimensions*

Conclusion

This study presents a new metasurface polarizer to reduce RCS. The metasurface has been designed and simulated in CST Microwave Studio. The metasurface design has utilized a Rogers-RT Duroid 5880 with a thickness of 1.575, a dielectric constant of 2.3, and a tangent loss of 0.0002. The design consists of three layers: a top unit cell made of copper, the middle layer of Rogers metarial, and a bottom layer made of full copper layer to reflect the incident wave.

The designed metasurface has been simulated using Floquet Ports in Periodic Boundary condition. In the simulation, this study has analyzed reflection coefficients, PCR, and PER results of the metasurface. Reflection coefficient results have been used to show the polarization at which the metasurface reflect the incident wave. PCR calculation has been used to analyze the all reflection

coefficient results together. The reflection coefficient and PCR results show that the y/x-polarized wave can be reflected as the x/y-polarized wave with efficiency over 90% in the frequency bands of 2.81-2.83, 6.75-7.06, 8.73-8.99 GHz. This conversion is also called as linear polarization conversion.

The metasurface can also perform circular polarization conversion. PER results have been analyzed to understand the existing of circular polarization conversion. PER results show a conversion efficiency of 99% in the frequency bands of 2.77-2.79, 2.86-2.88, 6.42-6.57, and 9.15-9.26 GHz.

RCS reduction is significant for stealth of radar target. This metasurface can also reach stealth through RCS reduction. The RCS reduction of the metasurface realizes at the frequency of linear polarization conversion. The metasurface converts the incident wave polarization from linear-to-linear and from linear-to-circular. At the same time, it reduces RCS. As a result, the designed metasurface operates a multi-functional, a cutting-edge device. Also, it can be used in different fields such as wireless communication, satellite communication, and healthcare technologies.

References

Bagheri, Amirmasood et al. Single-feed, dual-polarized transmissive metasurface antenna for 5G applications. AEU-International Journal of Electronics Communications. 2025, vol. 191, p. 155652.

Tian, Ziyi et al. Broadband low-profile and Low-RCS circular polarization metasurface antenna based on hybrid mechanism with characteristic mode analysis. AEU-International Journal of Electronics Communications. 2025, p. 156043.

Cildir, Abdulkadir et al. A highly efficient and broadband metasurface for linear-to-linear and linear-to-circular polarization conversion in reflection mode. Photonics Nanostructures-Fundamentals Applications. 2025, vol. 64, p. 101382.

Cildir, Abdulkadir. A cross-polarizer metasurface design for K- and Ka-band application studies. SDU Journal of Engineering Sciences Design. 2025, vol. 13, no. 2.

Yang, Hang et al. A THz-OAM wireless communication system based on transmissive metasurface. IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2023, vol. 71, no. 5, p. 4194-4203.

Cildir, Abdulkadir. Multifunctional reflective metasurface with wideband linear-to-circular and linear-to-linear polarization conversion. Optical Quantum Electronics. 2025, vol. 57, no. 10, p. 548.

Lin, Baoqin et al. An absorptive coding metasurface for ultra-wideband radar cross-section reduction. Scientific Reports. 2024, vol. 14, no. 1, p. 12397.

Wei, Wen Yue et al. Reconfigurable metasurface array for diverse retrodirective reflections and radar cross section reduction. 2024, vol. 13, no. 19, p. 3737-3748.

Bolat, D., Cildir, A. A Crescent-Shaped Metasurface Design for Radar Cross Section Reduction. . Scientific Journal of Mehmet Akif Ersoy University. 2026, vol. 9, p. 68-73.

El-Sewedy, Mohamed F; Abdalla, Mahmoud A. A monostatic and bistatic RCS reduction using artificial magnetic conductor metasurface. IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2022, vol. 71, no. 2, p. 1988-1992.

Gu, Pengfei et al. Design of ultrawideband RCS reduction metasurface using space mapping and phase cancellation. IEEE Antennas Wireless Propagation Letters. 2023, vol. 22, no. 6, p. 1386-1390.

Zhang, Lijian et al. Efficient polarization conversion metasurface for scattered beam control and RCS reduction. Scientific Reports. 2024, vol. 14, no. 1, p. 26260.

Zhen, Qiutong et al. RCS reduction effect based on transparent and flexible polarization conversion metasurface arrays. Results in Physics. 2023, vol. 52, p. 106886.

Indhu, KK et al. Simplistic metasurface design approach for incident angle and polarization insensitive rcs reduction. Scientific Reports. 2024, vol. 14, no. 1, p. 21964.

Su, Jianxun et al. Ultrawideband RCS reduction metasurface based on hybrid mechanism of absorption and phase cancellation. IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2022, vol. 70, no. 10, p. 9415-9424.

Korkut, Nagihan Aybegum et al. On the Design of a Manufacturable Radome for Monostatic RCS Reduction for Airborne Platforms: Practical Implications of Frequency-Selective Surfaces. 2025, vol. 15, no. 20, p. 11162.

Çıldır, Abdülkadir. A Cross-Polarizer Metasurface Design for K-and KA-Band Application Studies. Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi. 2025, vol. 13, no. 2, p. 613-622.

Cildir, Abdulkadir A frequency selective surface based on a multifunctional metasurface for polarization transformation. Physica B: Condensed Matter. 2026, vol. 738, p. 418836.

BÖLÜM 2

AKILLI BİNALARDA HVAC KONTROLÜNDE SİMÜLASYONDAN GERÇEK UYGULAMAYA GEÇİŞ: MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL, PEKİŞTİRMELİ ÖĞRENME VE DİJİTAL İKİZ YAKLAŞIMLARININ KARŞILAŞTIRMALI İNCELENMESİ

MERVE TÜRKTAM[1]
UFUK TÜRKTAM[2]

Giriş

Enerji tüketiminin azaltılması, sera gazı emisyonlarının sınırlandırılması ve sürdürülebilir enerji kullanımının yaygınlaştırılması, bina sektöründe enerji verimliliğini önemli bir araştırma ve uygulama alanı hâline getirmiştir. Birleşmiş Milletler Çevre Programı (UNEP) ve Global Alliance for Buildings and Construction (GlobalABC) tarafından yayımlanan Global Status Report for Buildings and Construction 2024/2025 raporuna göre binalar ve yapı sektörü küresel enerji tüketiminin yaklaşık %32'sini oluşturmakta ve küresel CO_2 emisyonlarının yaklaşık %34'üne

[1] Öğretim Görevlisi, Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Erciş Meslek Yüksekokulu, Elektronik Otomasyon Bölümü, Orcid: 0000-0002-6679-4611
[2] Yüksek Elektrik Mühendisi, Orcid: 0009-0006-6837-0771

katkıda bulunmaktadır (UNEP & GlobalABC, 2025). Bu göstergeler, bina enerji sistemlerinde gerçekleştirilecek iyileştirmelerin yalnızca işletme maliyetlerinin azaltılması açısından değil, aynı zamanda sürdürülebilirlik ve karbon emisyonlarının azaltılması hedefleri bakımından da önemli olduğunu ortaya koymaktadır. Binalardaki enerji tüketiminin önemli bileşenlerinden birini ısıtma, havalandırma ve iklimlendirme (Heating, Ventilation and Air Conditioning, HVAC) sistemleri oluşturmaktadır. HVAC sistemlerinin temel amacı iç ortam sıcaklığı, nem ve hava kalitesini kullanıcıların kabul edilebilir konfor koşulları içerisinde tutmaktır. Bununla birlikte dış ortam sıcaklığı, güneş ışınımı, bina doluluk oranı, kullanıcı davranışları, ekipman çalışma özellikleri ve enerji tarifeleri gibi zamanla değişen birçok etken sistem performansını doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle modern HVAC kontrolü yalnızca belirli bir sıcaklık referansının izlenmesine dayanan bir problem olmaktan çıkmış; enerji tüketimi, termal konfor, iç ortam çevresel kalitesi ve sistem kısıtlarının birlikte değerlendirildiği çok değişkenli ve çok amaçlı bir kontrol problemine dönüşmüştür. Otoo et al. (2026) tarafından 2020–2025 döneminde yayımlanan 143 hakemli çalışmanın değerlendirildiği sistematik inceleme de enerji verimliliği ile iç ortam çevresel kalitesinin birlikte ele alınmasının güncel HVAC araştırmalarının temel yönelimlerinden biri olduğunu göstermektedir. HVAC sistemlerinde aç-kapa, kural tabanlı ve PID kontrol gibi geleneksel yöntemler basit yapıları, düşük hesaplama gereksinimleri ve mevcut bina otomasyon sistemlerine kolay uygulanabilmeleri nedeniyle yaygın biçimde kullanılmaktadır. Ancak bina termal dinamiklerinin zamanla değişmesi, çevresel bozucular, kullanıcı kaynaklı belirsizlikler ve enerji tüketimi ile konfor gibi birbiriyle rekabet edebilen hedeflerin birlikte değerlendirilmesi, daha gelişmiş kontrol yöntemlerine duyulan gereksinimi artırmıştır. Sensör, haberleşme ve hesaplama teknolojilerindeki gelişmeler sonucunda model öngörülü kontrol (Model Predictive Control, MPC), makine öğrenmesi ve pekiştirmeli

öğrenme (Reinforcement Learning, RL) gibi yaklaşımlar HVAC uygulamalarında giderek daha fazla araştırılmaktadır. MPC, sistemin gelecekteki davranışını bir tahmin modeli aracılığıyla öngörerek kontrol girişlerini çevrim içi bir optimizasyon problemi üzerinden belirlemektedir. Bu yapı; enerji tüketimi, termal konfor ve ekipman çalışma sınırları gibi birden fazla amaç ve kısıtın aynı kontrol problemi içerisinde değerlendirilmesine olanak sağlamaktadır. Bununla birlikte MPC performansı kullanılan modelin doğruluğuna, ölçüm verilerinin kalitesine ve optimizasyon probleminin gerçek zamanlı olarak çözülebilmesine bağlıdır. Taheri et al. (2022), HVAC sistemlerinde MPC uygulamalarını inceleyerek model geliştirme, hesaplama maliyeti ve gerçek sisteme uygulama süreçlerinin yöntemin yaygınlaştırılmasında önemli konular olduğunu belirtmiştir. Model tabanlı kontrol yaklaşımlarına alternatif olarak RL, kontrol politikasının çevre ile etkileşim sonucunda öğrenilmesine olanak sağlamaktadır. Bu özellik, ayrıntılı bir fiziksel modelin oluşturulmasının güç olduğu veya çalışma koşullarının zaman içerisinde değiştiği HVAC sistemlerinde önemli bir potansiyel sunmaktadır. Bununla birlikte öğrenme sürecinin veri gereksinimi, ödül fonksiyonunun uygun biçimde oluşturulması, güvenli keşif, farklı çalışma koşullarına genellenebilirlik ve öğrenilen politikanın gerçek fiziksel sisteme aktarılması önemli araştırma problemleri arasında yer almaktadır. Al Sayed et al. (2024), HVAC sistemlerinde RL kullanımını teknik ve kavramsal açıdan değerlendirerek gerçek bina uygulamalarının geliştirilmesini alanın temel araştırma konularından biri olarak ele almıştır. MPC ve RL gibi gelişmiş yöntemlerin simülasyon ortamlarında başarılı sonuçlar vermesi, aynı performansın gerçek bina koşullarında doğrudan elde edileceği anlamına gelmemektedir. Gerçek uygulamalarda sensör hataları, eksik veya kesintili veriler, model belirsizlikleri, kullanıcı müdahaleleri, haberleşme sorunları, mevcut bina otomasyon altyapısı ve devreye alma maliyetleri kontrol performansını etkileyebilmektedir. Khabbazi et al. (2025), konut ve ticari

binalardaki MPC ve RL uygulamalarını kapsayan 104 çalışmadaki 206 saha testini değerlendirerek gerçek uygulamalarda deney tasarımı, veri altyapısı ve uygulama koşullarının performans değerlendirmesi açısından kritik olduğunu göstermiştir. Bu durum, HVAC kontrolünde yalnızca yüksek algoritmik performansa değil, geliştirilen yöntemlerin güvenilir, ekonomik ve ölçeklenebilir biçimde gerçek sistemlere aktarılmasına da odaklanılması gerektiğini ortaya koymaktadır.

Simülasyon ile fiziksel sistem arasındaki bu boşluğun azaltılmasında öne çıkan teknolojilerden biri dijital ikiz (Digital Twin, DT) yaklaşımıdır. Dijital ikiz, fiziksel sistemden elde edilen verilerle ilişkilendirilen dinamik bir dijital temsil olarak; sistem izleme, performans değerlendirmesi, arıza tespiti, tahmin ve kontrol optimizasyonu gibi işlevleri destekleyebilmektedir. HVAC+R sistemlerinde dijital ikiz uygulamalarını inceleyen Ibrahim et al. (2026), bu yapıların gerçek zamanlı izleme, kontrol optimizasyonu ve enerji yönetimi açısından önemli bir potansiyel taşıdığını; buna karşılık veri harmonizasyonu, modelleme, hizmet entegrasyonu ve standardizasyon konularında çeşitli güçlüklerin devam ettiğini belirtmiştir.

Bu çerçevede MPC, RL ve dijital ikiz yaklaşımları birbirlerinin doğrudan alternatifi olmaktan çok, farklı gereksinimlere cevap veren ve birlikte kullanılabilen teknolojiler olarak değerlendirilebilir. MPC tahmin ve kısıtların yönetiminde, RL öğrenme ve değişen çalışma koşullarına adaptasyonda, dijital ikiz ise fiziksel ve sanal sistemler arasında veri ve model bağlantısının kurulmasında önemli olanaklar sunmaktadır. Bununla birlikte bu yöntemlerin gerçek bina ortamındaki başarısı yalnızca kontrol algoritmasına değil; model doğruluğu, veri kalitesi, sensör ve haberleşme altyapısı, sistem entegrasyonu ve devreye alma süreçlerine de bağlıdır.

Bu bölümde akıllı binalarda enerji-verimli HVAC kontrolü simülasyondan gerçek uygulamaya geçiş perspektifiyle ele alınmaktadır. Bu amaçla öncelikle HVAC kontrol probleminin temel özellikleri ve geleneksel kontrol yöntemleri incelenmekte; ardından MPC, RL ve dijital ikiz yaklaşımları model ve veri gereksinimi, enerji ve termal konfor performansı, adaptasyon yeteneği, gerçek zamanlı uygulanabilirlik ve saha doğrulaması açısından değerlendirilmektedir. Son olarak söz konusu yaklaşımlar karşılaştırılarak simülasyon ortamında geliştirilen kontrol yöntemlerinin gerçek bina uygulamalarına aktarılmasında karşılaşılan temel sorunlar ve gelecekteki araştırma yönelimleri tartışılmaktadır.

HVAC Sistemlerinde Enerji-Verimli Kontrol Problemi

HVAC sistemlerinin enerji-verimli biçimde işletilmesi yalnızca iç ortam sıcaklığının belirli bir referans değerde tutulmasına dayanan klasik bir kontrol problemi değildir. Modern bina sistemlerinde kullanıcı konforunun korunması, iç ortam hava kalitesinin sağlanması, enerji tüketiminin ve işletme maliyetinin azaltılması ile ekipman sınırlarının aşılmaması gibi birden fazla hedefin eş zamanlı olarak değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu nedenle HVAC kontrolü; bina dinamikleri, çevresel koşullar, kullanıcı davranışları ve enerji sistemi arasındaki etkileşimleri içeren çok değişkenli ve çok amaçlı bir yapı göstermektedir. Taheri et al. (2022), gelişmiş HVAC kontrol yöntemlerinin özellikle enerji tüketimi, termal konfor ve fiziksel sistem kısıtlarının birlikte değerlendirilmesi gereksinimi doğrultusunda geliştiğini belirtmektedir.

HVAC Sistemlerinin Kontrol Yapısı

Bir HVAC sistemi, enerji üretimi veya dönüşümü, enerjinin dağıtılması ve iklimlendirilen bölgelere aktarılması gibi birbiriyle ilişkili alt sistemlerden oluşmaktadır. Soğutma grupları, pompalar,

fanlar, klima santralleri, kazanlar, ısı pompaları ve terminal üniteleri farklı çalışma sınırlarına ve dinamik özelliklere sahip olabilmektedir. Bu nedenle HVAC kontrolü çoğu uygulamada hiyerarşik bir yapı içerisinde gerçekleştirilmektedir. Alt seviyedeki kontrol döngülerinde sıcaklık, debi, basınç, fan hızı veya vana açıklığı gibi değişkenlerin belirli referans değerlerini izlemesi amaçlanırken, üst seviyedeki kontrol veya optimizasyon yapıları bu referans değerlerinin nasıl belirleneceğine karar vermektedir. Üst seviye karar mekanizmalarında bina doluluğu, dış ortam koşulları, enerji fiyatları ve kullanıcı konfor gereksinimleri gibi bilgilerden yararlanılabilmektedir. Balali et al. (2023), bina ısıtma ve soğutma sistemlerinde modelleme ve kontrol yaklaşımlarını inceleyerek kontrol performansının hem kullanılan modele hem de veri kalitesine bağlı olduğunu vurgulamaktadır. Model tabanlı yöntemlerde kontrol modelinin doğruluğu, veri odaklı yöntemlerde ise yeterli miktar ve kalitedeki ölçüm verisinin bulunması önem taşımaktadır. HVAC kontrolünde kullanılan temel değişkenler Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 1. HVAC kontrol probleminin temel bileşenleri

Bileşen	**Tipik değişkenler**	**Kontrol açısından önemi**
Kontrol edilen büyüklükler	Bölge sıcaklığı, bağıl nem, CO_2 seviyesi, enerji tüketimi, enerji maliyeti	Konfor, iç ortam kalitesi ve enerji performansının değerlendirilmesini sağlar
Manipüle edilen büyüklükler	Sıcaklık set değeri, hava debisi, fan hızı, vana açıklığı, soğutma/ısıtma kapasitesi	Kontrol algoritmasının fiziksel sisteme müdahale ettiği değişkenlerdir
Bozucu etkiler	Dış sıcaklık, güneş ışınımı, doluluk, kullanıcı davranışı, iç ısı kazançları	Sistem yükünün ve bina termal davranışının zamanla değişmesine neden olur
Tahmin edilen değişkenler	Hava durumu, doluluk, enerji fiyatı, bina yükü	MPC ve veri odaklı yöntemlerde ileriye dönük kontrol kararlarının oluşturulmasını sağlar

Bileşen	Tipik değişkenler	Kontrol açısından önemi
Kısıtlar	Konfor sınırları, ekipman kapasitesi, aktüatör sınırları, hava kalitesi gereksinimleri	Kontrol kararlarının fiziksel ve işletme açısından uygulanabilir kalmasını sağlar
Performans ölçütleri	Enerji, maliyet, konfor ihlali, tepe güç, emisyon	Farklı kontrol stratejilerinin karşılaştırılmasını sağlar

Kaynak: Yazar tarafından Taheri et al. (2022) ve Balali et al. (2023) temel alınarak oluşturulmuştur.

Enerji Tüketimi, Termal Konfor ve Şebeke Etkileşimi

HVAC kontrolünde temel problemlerden biri enerji tüketiminin azaltılması ile kullanıcı konforunun korunması arasındaki dengedir. Yalnızca enerji tüketiminin en aza indirilmesine odaklanan bir kontrol stratejisi, sıcaklık veya nem değerlerinin kullanıcıların kabul edebileceği sınırların dışına çıkmasına neden olabilir. Bunun tersine, iç ortam koşullarının gereğinden fazla dar sınırlar içerisinde tutulması da enerji tüketimini artırabilir. Bu nedenle enerji-verimli HVAC kontrolünün amacı yalnızca minimum enerji tüketimine ulaşmak değil, kabul edilebilir konfor koşulları altında enerji veya işletme maliyetini azaltmaktır.

Kullanıcıların varlık ve davranış bilgilerinin kontrol sürecine dâhil edilmesi bu dengenin geliştirilmesinde önemli bir rol oynamaktadır. Huang et al. (2024), ticari binalardaki kullanıcı merkezli HVAC kontrolüne ilişkin 209 çalışmayı inceleyerek algılama, kullanıcı modelleme ve kontrol mekanizmalarının bu yaklaşımın temel bileşenleri olduğunu belirtmiştir. Kullanıcı sayısı ve doluluk düzeninin bina türüne göre değişebilmesi, sabit işletme programları yerine değişen koşullara uyum sağlayabilen kontrol stratejilerine duyulan gereksinimi artırmaktadır.

Enerji–konfor dengesi, özellikle RL tabanlı yöntemlerde ödül fonksiyonunun tasarımında açık biçimde görülmektedir. Togashi (2025), 2020 sonrası yayımlanan 79 RL tabanlı HVAC çalışmasında 68 farklı ödül fonksiyonu yapısı belirlemiş ve enerji ile

konfor bileşenlerinin ağırlıklandırılmasında ortak bir yaklaşım bulunmadığını göstermiştir. Bu nedenle farklı kontrol yöntemlerinin değerlendirilmesinde yalnızca enerji tasarrufu oranının değil, sıcaklık ihlalleri, termal konfor ve fiziksel sistem sınırlarının da dikkate alınması gerekmektedir.

Akıllı binalarda HVAC sistemleri aynı zamanda elektrik şebekesiyle etkileşim sağlayabilecek esnek yükler olarak değerlendirilmektedir. Bina termal ataleti ve kullanıcı konfor sınırları uygun olduğunda enerji tüketimi farklı zaman dilimlerine kaydırılabilir ve yüksek elektrik fiyatı veya şebeke talebi bulunan dönemlerde tüketim azaltılabilir. Jin et al. (2025), talep tepkisi uygulamalarında HVAC kontrolünün geleneksel ve model tabanlı yapılardan giderek daha fazla veri ve öğrenme tabanlı yöntemlere yöneldiğini belirtmektedir. Bu gelişme, HVAC kontrolünün yalnızca bina içi koşulların düzenlenmesinden değil, bina ile enerji sistemi arasındaki etkileşimin yönetilmesinden de oluştuğunu göstermektedir.

Bozucular, Belirsizlikler ve Sistem Kısıtları

Bina ve HVAC sistemlerinin kontrolünü güçleştiren temel özelliklerden biri, sistem davranışının çok sayıda iç ve dış etkene bağlı olmasıdır. Dış ortam sıcaklığı ve nemi, güneş ışınımı ve hava koşulları bina termal yüklerini etkilerken; kullanıcı sayısı, aydınlatma, elektrikli cihazlar ve kullanıcı davranışları iç ısı kazançlarının değişmesine neden olmaktadır. Özellikle doluluk bilgisinin doğru tahmin edilmesi, insan davranışının tamamen öngörülebilir olmaması nedeniyle önemli bir modelleme problemi oluşturmaktadır (Balali et al., 2023).

Bu etkilerin bina termal ataleti nedeniyle iç ortam koşullarına yansıması gecikmeli olabilmektedir. Bu durum kontrol problemini karmaşıklaştırmakla birlikte, binanın termal kütlesinin enerji yönetiminde kullanılmasına da olanak sağlamaktadır. MPC gibi

tahmin tabanlı yöntemler hava durumu, doluluk veya enerji fiyatı gibi geleceğe ilişkin bilgileri kontrol kararlarına dâhil ederek bu özellikten yararlanabilmektedir (Taheri et al., 2022).

HVAC kontrol kararları aynı zamanda fiziksel ve işletmeye ilişkin çeşitli kısıtlar altında oluşturulmaktadır. Fan, pompa, vana ve ısıtma-soğutma ekipmanlarının minimum ve maksimum çalışma sınırları bulunurken, bölge sıcaklığı, nem ve hava kalitesi de kullanıcı konforu nedeniyle belirli aralıklarda tutulmalıdır. Dolayısıyla enerji açısından avantajlı görünen bir kontrol kararı, ekipman kapasitesini aşması veya kullanıcı konforunu bozması durumunda uygulanabilir değildir. Bu nedenle gelişmiş HVAC kontrol yöntemlerinin değerlendirilmesinde enerji performansının yanında sistem kısıtlarının ve gerçek çalışma koşullarının da dikkate alınması gerekmektedir (Taheri et al., 2022). Bu bölümde tanımlanan çok amaçlı yapı, bozucu etkiler ve fiziksel kısıtlar; sonraki bölümlerde ele alınacak MPC, RL ve dijital ikiz yaklaşımlarının neden geleneksel HVAC kontrolünün ötesinde değerlendirildiğini açıklayan temel unsurları oluşturmaktadır.

Geleneksel HVAC Kontrol Yaklaşımları

HVAC sistemlerinde kullanılan geleneksel kontrol yaklaşımları, düşük hesaplama gereksinimleri, uygulama kolaylıkları ve mevcut bina otomasyon altyapılarıyla uyumlulukları nedeniyle günümüzde de yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemler genel olarak aç-kapa kontrol, kural tabanlı kontrol ve PID tabanlı geri beslemeli kontrol yapıları altında değerlendirilebilir. Peng et al. (2022), bina ve HVAC kontrol yöntemlerini inceleyen kapsamlı çalışmalarında kontrol algoritmalarını aç-kapa ve PID kontrol, kural tabanlı kontrol, MPC ve RL gibi optimal kontrol yaklaşımları ile bulanık mantık ve veri odaklı yöntemleri içeren hesaplamalı zekâ yaklaşımları şeklinde sınıflandırmıştır. Bu sınıflandırma, geleneksel yöntemlerin güncel gelişmiş kontrol

yaklaşımlarına geçişte temel referans yapısını oluşturduğunu göstermektedir.

Aç-Kapa Kontrol

Aç-kapa kontrol, HVAC uygulamalarında kullanılan en temel kontrol yöntemlerinden biridir. Bu yaklaşımda ısıtma veya soğutma ekipmanı, ölçülen değişkenin belirlenen eşik değerlerine göre açık ya da kapalı duruma getirilmektedir. Örneğin oda sıcaklığının belirlenen alt sınırın altına düşmesi durumunda ısıtma sistemi devreye alınabilir; üst sınıra ulaşılması durumunda ise sistem kapatılabilir. Sık anahtarlamayı önlemek amacıyla uygulamada genellikle set değeri etrafında bir histerezis bandı kullanılmaktadır. Aç-kapa kontrolün en önemli avantajları basitliği, düşük maliyeti ve karmaşık bir matematiksel modele ihtiyaç duymamasıdır. Bu özellikler yöntemi özellikle küçük ölçekli ve sınırlı kontrol gereksinimine sahip sistemler açısından cazip hâle getirmektedir. Ancak kontrol girişinin yalnızca sınırlı sayıda çalışma durumuna sahip olması, sıcaklığın set değeri çevresinde salınım göstermesine ve enerji kullanımının sistemin gelecekteki gereksinimleri dikkate alınmadan belirlenmesine neden olabilir. Dolayısıyla bu yaklaşımın değişken çevre koşullarına, doluluk durumuna veya enerji fiyatlarına proaktif biçimde uyum sağlama yeteneği sınırlıdır (Peng et al., 2022). Bu sınırlama, modern bina kontrolü açısından önemlidir. Bir binanın ısıtma veya soğutma ihtiyacı yalnızca mevcut iç ortam sıcaklığına değil; dış hava koşulları, bina termal ataleti, güneş kazançları ve kullanıcı doluluğu gibi çok sayıda etkene bağlıdır. Aç-kapa kontrol bu etkileri gelecekteki davranışlarıyla birlikte değerlendirmediğinden, enerji ve konfor hedeflerinin birlikte optimize edilmesi gereken uygulamalarda tek başına yeterli olmayabilir.

Kural Tabanlı Kontrol

Kural tabanlı kontrol (*Rule-Based Control*, RBC), bina otomasyon sistemlerinde yaygın biçimde kullanılan bir diğer geleneksel kontrol yaklaşımıdır. Bu yöntemde kontrol eylemleri önceden tanımlanmış "eğer–ise" kurallarına göre belirlenir. Örneğin bina kullanılmadığı saatlerde sıcaklık set değerinin değiştirilmesi, dış hava sıcaklığının uygun olması durumunda mekanik soğutmanın azaltılması veya CO_2 konsantrasyonuna bağlı olarak havalandırma debisinin artırılması kural tabanlı kontrol uygulamalarına örnek olarak verilebilir. Bu yaklaşımın önemli üstünlüklerinden biri, bina işletmecilerinin veya alan uzmanlarının deneyimlerinin doğrudan kontrol sistemine aktarılabilmesidir. Ayrıca kural tabanlı sistemler görece kolay anlaşılabilir ve yorumlanabilir olduğundan işletme sırasında alınan kontrol kararlarının nedenlerinin açıklanması gelişmiş veri odaklı yöntemlere göre daha kolaydır. Bae et al. (2021), bina ve HVAC kontrolünde sensörlerin rolünü inceleyen kapsamlı derlemelerinde heuristik kural tabanlı kontrolün HVAC uygulamalarında yaygın şekilde kullanıldığını ve bu kontrol yapılarının sıcaklık, doluluk, iç hava kalitesi ve diğer sensör verilerinden yararlandığını göstermiştir. Bununla birlikte kural tabanlı kontrolün başarısı, tanımlanan kuralların kapsamına ve doğruluğuna doğrudan bağlıdır. Sabit kurallar, çalışma koşullarının önceden öngörülmeyen şekilde değişmesi durumunda optimum kontrol kararlarını üretmeyebilir. Ayrıca sistemdeki değişken sayısı arttıkça olası kural kombinasyonlarının sayısı da artmakta ve kontrol yapısının tasarımı ile bakımı zorlaşmaktadır. Özellikle hava durumu, doluluk ve ekipman performansı gibi belirsiz değişkenlerin birlikte değerlendirilmesi gerektiğinde yalnızca önceden tanımlanan kurallara dayalı bir kontrol yapısı sınırlı kalabilmektedir. Bu nedenle kural tabanlı kontrol çoğu durumda enerji açısından küresel bir optimum çözüm aramak yerine, önceden belirlenen işletme mantığını uygulamaktadır. Jin et al. (2025), talep tepkisi kapsamında HVAC kontrol yöntemlerinin gelişimini değerlendirirken, alanın geleneksel deneyim ve model tabanlı kontrol yapılarından giderek

daha fazla veri ve öğrenme tabanlı yöntemlere yöneldiğini belirtmiştir.

PID Kontrol

Oransal-integral-türevsel kontrol, endüstriyel kontrol sistemlerinde olduğu gibi HVAC uygulamalarında da yaygın olarak kullanılan geri beslemeli kontrol yöntemlerinden biridir. PID denetleyicisinin genel kontrol yasası aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (1)$$

Burada $u(t)$ kontrol girişini, $e(t)$ referans değer ile ölçülen sistem çıkışı arasındaki hatayı; K_p, K_i ve K_d ise sırasıyla oransal, integral ve türev kazançlarını ifade etmektedir. Oransal terim mevcut hataya göre kontrol girişini oluştururken, integral terim zaman içerisinde biriken hatayı azaltarak kalıcı durum hatasının giderilmesine katkı sağlamaktadır. Türev terimi ise hata değişim hızını dikkate alarak sistemin gelecekteki eğilimine ilişkin sınırlı bir öngörü sağlamaktadır. HVAC uygulamalarında PI veya PID kontrol; sıcaklık, basınç, debi ve benzeri değişkenlerin belirlenen set değerlerini izlemesi amacıyla kullanılabilmektedir (Peng et al., 2022; Taheri et al., 2022).

PID kontrolün önemli avantajları arasında matematiksel yapısının basitliği, düşük çevrim içi hesaplama gereksinimi, endüstriyel kontrolörlerde kolay uygulanabilmesi ve uzun yıllara dayanan uygulama tecrübesi bulunmaktadır. Bu nedenle gelişmiş üst seviye kontrol algoritmalarının kullanıldığı modern HVAC sistemlerinde dahi PID kontrol tamamen ortadan kalkmamaktadır. Aksine MPC gibi üst seviye kontrol yapıları set değerlerini veya çalışma noktalarını belirlerken, alt seviyedeki sıcaklık, debi veya basınç kontrol döngüleri PI/PID kontrolörler tarafından

yürütülebilmektedir. Bununla birlikte geleneksel PID kontrol temelde geri besleme hatasına tepki veren reaktif bir yapıya sahiptir. Hava durumu tahminleri, gelecekteki bina doluluğu, değişken elektrik tarifeleri veya bina termal ataleti gibi ileriye dönük bilgiler standart PID yapısı içerisinde doğrudan kullanılamamaktadır. Ayrıca çok değişkenli sistemlerde farklı kontrol döngüleri arasındaki etkileşimler ve ekipman kısıtları, bağımsız PID kontrolörlerle her zaman etkin biçimde yönetilemeyebilir. Bu nedenlerle PID kontrol, yerel kontrol döngülerinde güçlü ve pratik bir yöntem olmaya devam ederken, bina genelinde enerji optimizasyonu için çoğu durumda daha üst seviyeli bir kontrol veya optimizasyon yapısına ihtiyaç duyulmaktadır (Balali et al., 2023; Taheri et al., 2022).

Geleneksel Kontrol Yöntemlerinin Sınırlılıkları

Aç-kapa, kural tabanlı ve PID kontrol yöntemlerinin ortak üstünlükleri; görece basit olmaları, düşük hesaplama yükü, kolay uygulanabilirlik ve mevcut bina yönetim sistemleriyle yüksek uyumluluktur. Bu özellikler söz konusu yöntemlerin gerçek binalarda uzun süredir kullanılmasının temel nedenlerindendir. Ancak modern HVAC kontrolünde giderek daha fazla önem kazanan tahmin, optimizasyon, enerji fiyatlarına tepki, kullanıcı merkezli kontrol ve şebeke etkileşimi gibi amaçlar geleneksel yöntemlerin sınırlarını daha görünür hâle getirmiştir.

Bu sınırlılıklar başlıca dört grupta değerlendirilebilir. İlk olarak, geleneksel yöntemler çoğunlukla reaktif çalışmakta ve gelecekte oluşabilecek yük değişimlerini doğrudan hesaba katmamaktadır. İkinci olarak, enerji tüketimi ile termal konfor gibi birden fazla hedefin aynı anda matematiksel olarak optimize edilmesi zordur. Üçüncü olarak, bina doluluğu, hava durumu ve enerji fiyatları gibi zamana bağlı bilgiler kontrol kararlarına sınırlı biçimde dâhil edilmektedir. Son olarak, çok sayıda ekipmanın ve kontrol değişkeninin bulunduğu büyük HVAC sistemlerinde

birbirine bağlı alt sistemlerin koordinasyonu giderek karmaşıklaşmaktadır (Balali et al., 2023; Jin et al., 2025; Taheri et al., 2022). Bae et al. (2021) ayrıca geleneksel bina kontrolünün performansının sensör altyapısına da güçlü biçimde bağlı olduğunu göstermektedir. Sensör seçimi, sensör yerleşimi, veri kalitesi ve sensör arızaları kontrol çevriminin doğruluğunu doğrudan etkileyebilmektedir. Dolayısıyla kontrol algoritması ne kadar basit olursa olsun, yanlış veya güvenilir olmayan ölçüm bilgisi enerji tüketimi ve kullanıcı konforu açısından yetersiz işletmeye yol açabilir.

Tablo 2. Geleneksel HVAC kontrol yöntemlerinin genel karşılaştırması

Yöntem	**Temel çalışma ilkesi**	**Başlıca avantaj**	**Başlıca sınırlılık**	**Tipik kullanım**
Aç-kapa kontrol	Eşik değerlerine göre ekipmanı devreye alma/çıkarma	Çok basit ve düşük maliyetli	Set değeri çevresinde salınım, sınırlı adaptasyon	Küçük ve basit HVAC uygulamaları
Kural tabanlı kontrol	Önceden tanımlanan eğer–ise kuralları	Açıklanabilir, uzman bilgisinin kolay aktarılması	Değişen koşullara sınırlı uyum, kural karmaşıklığı	Bina otomasyonu, işletme programları
PI/PID kontrol	Geri besleme hatasının P-I-D bileşenleriyle işlenmesi	Hızlı, güvenilir ve endüstride yaygın	Gelecek bilgilerini ve çoklu hedefleri doğrudan kullanamaz	Sıcaklık, basınç, debi ve alt seviye kontrol döngüleri

Kaynak: Yazar tarafından Taheri et al. (2022), Peng et al. (2022), Bae et al. (2021) ve Jin et al. (2025) temel alınarak oluşturulmuştur.

Geleneksel kontrol yöntemlerinin söz konusu sınırlılıkları, bu yöntemlerin geçersiz veya gereksiz olduğu anlamına gelmemektedir. Aksine pratik HVAC sistemlerinde gelişmiş kontrol algoritmalarının önemli bir bölümü mevcut yerel kontrol döngüleri üzerine eklenen üst seviye yapılardan oluşmaktadır. Dolayısıyla

geleneksel yöntemlerden gelişmiş yöntemlere geçiş, eski kontrol sistemlerinin tamamen kaldırılmasından çok, tahmin ve optimizasyon yeteneklerinin mevcut kontrol altyapısına eklenmesi biçiminde gerçekleşmektedir. Bu çerçevede MPC, sistem kısıtlarını ve geleceğe ilişkin tahminleri doğrudan kontrol problemine dâhil edebilmesi nedeniyle geleneksel HVAC kontrolünün başlıca sınırlılıklarına yanıt veren temel yöntemlerden biri olarak öne çıkmaktadır. Bir sonraki bölümde bu yaklaşım ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

Model Öngörülü Kontrol

Model öngörülü kontrol (*Model Predictive Control*, MPC), gelecekteki sistem davranışını bir matematiksel model yardımıyla tahmin ederek kontrol kararlarını çevrim içi bir optimizasyon problemi üzerinden belirleyen gelişmiş bir kontrol yaklaşımıdır. HVAC sistemlerinde MPC'nin öne çıkmasının temel nedeni, bina termal dinamiklerinin görece yavaş olması ve dış hava sıcaklığı, güneş ışınımı, doluluk veya enerji fiyatı gibi geleceğe ilişkin bilgilerin belirli ölçüde tahmin edilebilmesidir. Bu özellik sayesinde MPC, yalnızca mevcut kontrol hatasına tepki vermek yerine gelecekte oluşabilecek termal yükleri dikkate alarak önleyici kontrol kararları oluşturabilmektedir. Ayrıca enerji tüketimi, termal konfor ve ekipman sınırları gibi birden fazla amaç ile kısıtın aynı optimizasyon problemi içerisinde ele alınabilmesi yöntemin HVAC kontrolündeki temel üstünlüklerinden biridir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021).

MPC'nin Temel Çalışma Prensibi

MPC'nin temel çalışma yapısı, sistemin mevcut durumunun belirlenmesi, gelecekteki bozucu etkilerin tahmin edilmesi, belirli bir tahmin ufku boyunca sistem davranışının hesaplanması ve tanımlanan amaç fonksiyonunu en aza indirecek kontrol dizisinin belirlenmesine dayanmaktadır. Hesaplanan kontrol dizisinin

yalnızca ilk elemanı fiziksel sisteme uygulanmakta; bir sonraki örnekleme anında yeni ölçüm bilgileri alınarak optimizasyon problemi yeniden çözülmektedir. Bu yaklaşım literatürde kayan ufuk (*receding horizon*) prensibi olarak ifade edilmektedir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021).

Genel bir ayrık zamanlı bina–HVAC modeli aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k, d_k) \tag{2}$$
$$y_k = g(x_k, u_k, d_k)$$

Burada x_k, örnekleme anındaki sistem durumlarını; u_k, kontrol girişlerini; d_k, sistem üzerinde etkili olan fakat doğrudan kontrol edilemeyen bozucu veya tahmin edilen değişkenleri; y_k ise kontrol edilen çıkışları göstermektedir. HVAC uygulamalarında durum vektörü bölge sıcaklıkları veya yapı elemanlarının termal durumlarını, kontrol girişleri sıcaklık set değerlerini, fan hızlarını, vana açıklıklarını veya ekipman çalışma komutlarını içerebilir. Bozucu değişkenler ise dış hava sıcaklığı, güneş ışınımı ve doluluk gibi büyüklüklerden oluşabilir (Taheri et al., 2022).

Her kontrol adımında MPC, N_p uzunluğundaki bir tahmin ufku için genel olarak aşağıdaki yapıya sahip bir optimizasyon problemini çözmektedir:

$$\min_u J = \sum_{i=0}^{N_{p-1}} [\, w_E J_E(k+i) + w_C J_C(k+i) + w_{\Delta u} J_{\Delta u}(k+i) \tag{3}$$

eşitsizlik ve sistem dinamiği kısıtları altında:

$$x_{min} \le x_{k+i} \le x_{max}$$
$$u_{min} \le u_{k+i} \le u_{max} \tag{4}$$

Burada J_E enerji tüketimi veya maliyetini, J_C termal konfor ihlalini ve $J_{\Delta u}$ kontrol girişlerindeki hızlı değişimleri cezalandıran bir terimi ifade etmektedir. Ağırlık katsayıları ise farklı amaçlar arasındaki öncelikleri belirlemektedir. Denklem (3) bu bölümde farklı HVAC-MPC uygulamalarındaki ortak yaklaşımı göstermek amacıyla verilen genel bir gösterimdir; uygulamaya bağlı olarak amaç fonksiyonuna tepe güç, karbon emisyonu, nem, iç ortam hava kalitesi veya enerji fiyatı gibi farklı bileşenler eklenebilir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021).

MPC'nin geleneksel geri beslemeli kontrolden temel farkı burada ortaya çıkmaktadır. Örneğin dış hava sıcaklığının birkaç saat sonra önemli ölçüde artacağı tahmin ediliyorsa, MPC bina termal kütlesinden yararlanmak amacıyla soğutma işlemini daha erken başlatabilir. Benzer şekilde elektrik fiyatının ilerleyen saatlerde yükselmesi bekleniyorsa belirli termal yüklerin daha düşük fiyatlı zaman dilimine kaydırılması mümkün olabilir. Böylelikle bina termal ataleti yalnızca kontrol edilmesi gereken bir dinamik özellik değil, enerji esnekliği amacıyla kullanılabilecek bir kaynak hâline gelmektedir (Jin et al., 2025; Taheri et al., 2022).

MPC'de Bina ve HVAC Modelinin Rolü

MPC performansının belirlenmesinde en kritik bileşenlerden biri tahmin modelidir. Modelin kontrol amacı açısından yeterli doğruluğa sahip olması gerekirken, çevrim içi optimizasyon sırasında kullanılabilmesi için hesaplama açısından da yönetilebilir olması gerekmektedir. Bu nedenle en ayrıntılı modelin her zaman en uygun MPC modeli olduğu söylenemez. Model doğruluğu ile model geliştirme ve hesaplama maliyeti arasında uygun bir dengenin kurulması gerekmektedir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021). HVAC-MPC uygulamalarında kullanılan modeller genel olarak beyaz kutu (*white-box*), gri kutu (*grey-box*) ve siyah kutu (*black-box*)

modeller olmak üzere üç grupta değerlendirilmektedir (Yao & Shekhar, 2021).

Beyaz kutu modeller, bina ve HVAC sisteminin fiziksel prensiplerini ayrıntılı biçimde kullanmaktadır. Isı ve kütle transferi, yapı bileşenlerinin özellikleri, ekipman karakteristikleri ve enerji dengeleri modelin temelini oluşturmaktadır. Fiziksel yorumlanabilirlikleri yüksek olmasına karşın bu modellerin hazırlanması ayrıntılı bina bilgisi ve önemli modelleme çabası gerektirebilir.

Gri kutu modeller, fiziksel bilgi ile ölçüm verilerini bir araya getirmektedir. Bina kontrolünde yaygın kullanılan direnç–kapasitans (*Resistance–Capacitance*, RC) modelleri bu sınıfa örnek gösterilebilir. Yapının temel termal davranışı fiziksel bir ağ üzerinden temsil edilirken bilinmeyen parametreler ölçüm verilerinden tanımlanmaktadır. Bu yaklaşım, fiziksel anlamlılık ile hesaplama kolaylığı arasında uygun bir denge sağlayabildiği için MPC uygulamalarında yaygın biçimde kullanılmaktadır (Balali et al., 2023; Yao & Shekhar, 2021)

Siyah kutu modeller ise sistemin ayrıntılı fiziksel yapısını açıkça modellemek yerine giriş–çıkış verileri üzerinden sistem davranışını öğrenmektedir. Regresyon modelleri, zaman serisi yöntemleri, yapay sinir ağları ve farklı makine öğrenmesi yöntemleri bu grupta değerlendirilebilir. Özellikle ayrıntılı bina özelliklerinin bilinmediği mevcut yapılarda veri odaklı modeller önemli bir alternatif oluşturmaktadır. Bununla birlikte model performansının eğitim verisinin kapsamına ve kalitesine bağımlı olması, farklı çalışma koşullarına genellenebilirlik ve fiziksel yorumlanabilirlik gibi konular önem kazanmaktadır (Balali et al., 2023; Yao & Shekhar, 2021).

Tablo 3. HVAC-MPC uygulamalarında kullanılan temel model türlerinin karşılaştırılması

Model türü	Temel bilgi kaynağı	Başlıca avantajı	Başlıca sınırlılığı	Gerçek bina uygulaması açısından
Beyaz kutu	Fiziksel denklemler ve ayrıntılı bina bilgisi	Yüksek fiziksel yorumlanabilirlik	Yüksek modelleme ve kalibrasyon çabası	Yeni veya ayrıntılı bilgileri mevcut binalarda uygun olabilir
Gri kutu	Fiziksel yapı + ölçüm verisi	Doğruluk, yorumlanabilirlik ve hesaplama yükü arasında denge	Parametre tanımlama gerektirir	MPC için oldukça uygun ve yaygın
Siyah kutu	Ölçüm ve işletme verileri	Ayrıntılı fiziksel model gerektirmez	Veri kalitesi ve genellenebilirliğe bağımlıdır	Veri altyapısı güçlü mevcut binalarda avantajlı olabilir

Kaynak: Yazar tarafından Taheri et al. (2022), Balali et al. (2023) ve Yao ve Shekhar (2021) temel alınarak oluşturulmuştur.

Bu sınıflandırmanın gerçek uygulama açısından önemli sonucu, MPC kurulumu sırasında yalnızca tahmin doğruluğuna odaklanılmaması gerektiğidir. Çok karmaşık bir fiziksel model yüksek tahmin doğruluğu sağlayabilse de modelin hazırlanması, kalibrasyonu ve bakımının maliyeti kontrol uygulamasının ekonomik avantajını azaltabilir. Buna karşılık aşırı basitleştirilmiş bir model, özellikle farklı çalışma koşullarında veya kısıtların kritik olduğu durumlarda yetersiz kontrol kararlarına yol açabilir. Dolayısıyla uygun model karmaşıklığı, binanın kullanım amacı ve MPC'nin optimizasyon hedeflerine göre belirlenmelidir.

Tahmin Bilgilerinin Kullanımı

MPC'nin HVAC kontrolündeki önemli avantajlarından biri geleceğe ilişkin bilgilerin kontrol kararlarına doğrudan dâhil

edilebilmesidir. Hava durumu tahminleri, güneş ışınımı, kullanıcı doluluğu, elektrik fiyatları ve talep tepki sinyalleri bu kapsamda değerlendirilebilir. Yao ve Shekhar (2021), dış hava sıcaklığı, güneş ışınımı ve kullanıcı davranışı gibi belirsizliklerin bina termal davranışını önemli ölçüde etkilediğini ve bu değişkenlerin tahmin doğruluğunun MPC performansı üzerinde belirleyici olduğunu vurgulamıştır. Tahmin ufkunun uzunluğu da önemli bir tasarım parametresidir. Çok kısa bir tahmin ufku, bina termal ataletinin ve yaklaşan enerji fiyatı veya hava durumu değişimlerinin yeterince dikkate alınamamasına neden olabilir. Buna karşılık çok uzun bir ufuk hesaplama maliyetini artırabilmekte ve uzun vadeli tahminlerdeki belirsizliklerin optimizasyon sonucuna etkisini büyütebilmektedir. Bu nedenle örnekleme süresi ve tahmin ufkunun bina ve HVAC sisteminin dinamik karakteristiklerine göre seçilmesi gerekmektedir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021).

MPC'nin bu özelliği özellikle dinamik elektrik tarifelerinde ve talep tepkisi uygulamalarında önem kazanmaktadır. Kontrol algoritması, yüksek fiyatlı veya yüksek şebeke talebinin bulunduğu dönemlerden önce binanın termal kütlesinden yararlanarak ön ısıtma veya ön soğutma uygulayabilir. Böylece kullanıcı konfor sınırları korunurken elektrik tüketimi zamansal olarak kaydırılabilir. Bu özellik MPC'yi yalnızca enerji verimliliği sağlayan bir kontrol yöntemi olmaktan çıkararak bina–şebeke etkileşimini yönetebilecek bir enerji esnekliği aracı hâline getirmektedir (Jin et al., 2025).

MPC'nin Gerçek Bina Uygulamaları

MPC literatüründe uzun süre simülasyon çalışmaları baskın olmakla birlikte son yıllarda gerçek bina uygulamalarının sayısında artış görülmektedir. Daha önce belirtilen Blum et al. (2022) çalışması, gerçek bir ofis HVAC sisteminde MPC'nin uygulanabileceğini gösterirken, aynı zamanda veri toplama, modelleme, sistem entegrasyonu ve devreye alma süreçlerinin

önemli ölçüde mühendislik çabası gerektirebildiğini ortaya koymuştur. Bird et al. (2022) ise bulut tabanlı bir MPC retrofit mimarisinin farklı bina yönetim sistemleriyle bütünleştirilebileceğini göstermiştir. Ancak söz konusu çalışmada ekonomik MPC'nin referans kontrol yapısına göre enerji kullanımındaki iyileşmesinin %1,7 düzeyinde kalması, MPC'nin sağladığı faydanın bina özelliklerine ve uygulama bağlamına önemli ölçüde bağlı olabileceğini göstermektedir.

Taheri et al. (2024), bir eğitim binasının HVAC sistemi için bulut tabanlı MPC yaklaşımını gerçek ortamda uygulamış ve mevcut bina yönetim sistemiyle bütünleştirilebilen bir donanım–yazılım yapısı oluşturmuştur. Çalışmada PI+ön ısıtma, MPC ve doluluk tabanlı olmak üzere üç kontrol stratejisi değerlendirilmiş; enerji tüketimindeki azalmalar sırasıyla %12,83, %19,21 ve %14,98 olarak raporlanmıştır. Bu çalışma, MPC'nin mevcut bina otomasyon sistemlerine bulut tabanlı mikro hizmetler aracılığıyla uygulanabileceğini göstermesi bakımından önem taşımaktadır. Bununla birlikte elde edilen oranlar söz konusu bina ve deney koşullarına özgü olup farklı yapılara doğrudan genellenmemelidir.

Gerçek uygulama maliyetinin azaltılmasına yönelik önemli bir örnek Wei ve Calautit (2024) tarafından sunulmuştur. Çalışmada IoT tabanlı ve Raspberry Pi donanımı üzerinde çalışan düşük maliyetli bir MPC sistemi, gerçek zamanlı iç ortam sıcaklık geri beslemesi ve dinamik elektrik fiyatları kullanılarak deneysel ortamda uygulanmıştır. Önerilen MPC sistemi geleneksel kontrol yapısına kıyasla yaklaşık %20 elektrik maliyeti azalması sağlamış; faz değiştiren malzeme (*Phase Change Material*, PCM) ile birlikte değerlendirilen senaryoda maliyet azalması %35'e ulaşmıştır. Bu sonuçlar, MPC'nin yalnızca güçlü merkezi bilgisayar altyapılarında değil, görece düşük maliyetli yerel donanımlarla da uygulanabileceğini göstermektedir (Wei & Calautit, 2024).

Konut uygulamalarında ise sıcaklığın yanında nem dinamiklerinin dikkate alınması gerçek dünya performansı açısından önemli bir problem oluşturmaktadır. Pergantis et al. (2024), kullanılan klima sisteminin iç ortam nemi üzerindeki etkisini de kontrol problemine dâhil eden MPC yaklaşımını dolu bir konutta saha koşullarında test etmiştir. Çalışmada zamanla değişen nem modeli ile sabit nem varsayımını kullanan modeller karşılaştırılmış; enerji maliyetinin azaltılmasında iki model benzer sonuçlar verirken, elektrik gücünün belirli bir üst sınırın altında tutulması hedefinde daha ayrıntılı nem modelinin daha önemli hâle geldiği gösterilmiştir. Aynı evdeki ısıtma çalışmalarıyla birlikte değerlendirildiğinde yıl geneli ısıtma ve soğutma enerji maliyetinde %22–31 aralığında tasarruf tahmin edilmiştir. Bu çalışma, daha ayrıntılı bir modelin her kontrol hedefi için eşit derecede değerli olmayabileceğini göstermesi açısından özellikle önemlidir (Pergantis et al., 2024). Daha yakın tarihli bir başka uygulamada Walnum et al. (2025), eski (*legacy*) HVAC ekipmanlarına sahip faal bir ticari binada düşük maliyetli ve ölçeklenebilir bir MPC retrofit yaklaşımı geliştirmiştir. Yeni ve kapsamlı bir sensör altyapısı kurmak yerine havalandırma egzoz sıcaklığını iç ortam sıcaklığının temsilcisi olarak kullanan sistemde, MPC yerel kontrolöre MQTT tabanlı iletişim aracılığıyla bağlanmıştır. Bir aylık erken ilkbahar deneyinde yaklaşık %33 enerji maliyeti tasarrufu raporlanmış ve sistem ölçüm güncellemelerinde sekiz saate kadar boşluk oluşmasına rağmen çalışmasını sürdürebilmiştir. Çalışma, MPC'nin uygulamada yaygınlaşması açısından mükemmel model ve kapsamlı sensör altyapısı yerine yeterli performans sağlayan basitleştirilmiş, ekonomik çözümlerin önemli olabileceğini göstermektedir (Walnum et al., 2025).

Tablo 4. Seçilmiş gerçek/deneysel HVAC-MPC uygulamalarının karşılaştırılması

Çalışma	Uygulama	MPC özelliği	Bildirilen temel sonuç	Uygulama açısından çıkarım
Blum et al. (2022)	Ofis binası	Gerçek bina MPC	Yaklaşık %40 HVAC enerji azalması	Veri toplama ve devreye alma önemli iş gücü gerektiriyor
Bird et al. (2022)	Ticari bina	Bulut tabanlı retrofit MPC	%1,7 enerji azalması	Ekonomik fayda bina özelliklerine oldukça duyarlı
Taheri et al. (2024)	Eğitim binası	Bulut tabanlı MPC	%19,21 enerji azalması	Mevcut BMS ile bütünleşme mümkün
Wei ve Calautit (2024)	Deneysel bina ısıtması	IoT + Raspberry Pi MPC	MPC ile %20 maliyet azalması	Düşük maliyetli yerel uygulama mümkün
Pergantis et al. (2024)	Dolu konut	Nem duyarlı MPC	Yıllık maliyet tasarrufu tahmini %22–31	Model ayrıntısının değeri kontrol hedefiyle ilişkili
Walnum et al. (2025)	Faal ticari bina	Eski ekipmana düşük maliyetli retrofit	Bir aylık testte %33 maliyet azalması	Sade model ve sınırlı sensör altyapısıyla uygulama mümkün

Not: Tablodaki oranlar farklı bina tipleri, iklimler, deney süreleri, referans kontrol stratejileri ve performans ölçütleri altında elde edilmiştir. Bu nedenle çalışmalar arasında doğrudan performans sıralaması yapmak amacıyla kullanılmamalıdır.

Kaynak: Yazar tarafından Blum et al. (2022), Bird et al. (2022), Taheri et al. (2024), Wei ve Calautit (2024), Pergantis et al. (2024) ve Walnum et al. (2025) temel alınarak oluşturulmuştur.

MPC'nin Avantajları ve Sınırlılıkları

HVAC kontrolünde MPC'nin önemli avantajlarından biri, enerji tüketimi ile kullanıcı konforu arasında açık bir matematiksel denge kurulmasına olanak vermesidir. Ayrıca fiziksel ekipman sınırlarının optimizasyon problemine doğrudan dâhil edilebilmesi, hava durumu ve doluluk tahminlerinden yararlanılması, değişken elektrik tarifelerine tepki verilmesi ve bina termal kütlesinin enerji

depolama benzeri bir kaynak olarak kullanılabilmesi yöntemin önemli üstünlüklerindendir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021). Bununla birlikte MPC'nin gerçek bina uygulamalarındaki temel güçlüğü, yüksek kontrol performansı sağlayan teorik yapının pratikte önemli bir modelleme–veri–entegrasyon zincirine bağımlı olmasıdır. Uygun modelin geliştirilmesi ve kalibre edilmesi, sensörlerden güvenilir verilerin elde edilmesi, gelecekteki bozucuların tahmini, optimizasyon probleminin gerçek zamanda çözülmesi ve kontrol komutlarının mevcut bina otomasyon sistemine güvenilir biçimde aktarılması gerekmektedir. Bu süreçte herhangi bir katmandaki hata genel kontrol performansını etkileyebilmektedir (Blum et al., 2022; Khabbazi et al., 2025; Taheri et al., 2022). Özellikle mevcut bina stokunda ayrıntılı bina bilgisinin bulunmaması ve eski otomasyon sistemlerinin farklı iletişim protokolleri kullanması önemli bir uygulama sorunu oluşturmaktadır. Bu nedenle son yıllardaki çalışmalarda yalnızca MPC algoritmasının geliştirilmesinden ziyade bulut tabanlı kontrol, IoT donanımı, otomatik model tanımlama, düşük maliyetli sensör altyapısı ve mevcut bina sistemlerine retrofit gibi uygulama odaklı konuların daha fazla önem kazandığı görülmektedir (Bird et al., 2022; Taheri et al., 2024; Walnum et al., 2025; Wei & Calautit, 2024). MPC'nin bir diğer önemli sorunu model doğruluğu ile uygulama karmaşıklığı arasındaki dengedir. Pergantis et al. (2024) tarafından gerçekleştirilen saha çalışması, nem dinamiklerinin daha ayrıntılı modellenmesinin elektrik gücü kısıtlarının korunmasında fayda sağladığını; buna karşılık enerji maliyetinin azaltılmasında daha basit modelin benzer performans verebildiğini göstermiştir. Bu sonuç, gerçek bina uygulamalarında model seçiminin yalnızca "en doğru tahmin modeli" sorusu üzerinden değil, "kontrol amacı açısından hangi düzeyde doğruluk gereklidir?" sorusu üzerinden değerlendirilmesi gerektiğini göstermektedir.

Simülasyondan Gerçek Uygulamaya Geçiş Açısından MPC

MPC, bölümün temel konusu olan simülasyondan gerçek uygulamaya geçiş problemini açık biçimde gösteren bir yöntemdir. Simülasyon ortamında bina modeli, sensörler, hava tahminleri ve aktüatörlerin ideal veya kontrollü koşullarda modellenebilmesi mümkünken gerçek uygulamada ölçüm kayıpları, haberleşme kesintileri, hatalı sensörler, model–gerçek sistem uyumsuzluğu, kullanıcı müdahaleleri ve beklenmeyen çalışma koşullarıyla karşılaşılmaktadır. Bu nedenle gerçek bina uygulamasında MPC performansı yalnızca optimizasyon algoritmasının başarısıyla açıklanamaz. Khabbazi et al. (2025) tarafından yapılan saha çalışmaları incelemesi, MPC ve RL'nin gerçek bina uygulamalarında ekonomik ve teknik potansiyel taşımasına rağmen saha deneylerinin önemli bölümünde güvenilir performans değerlendirmesini güçleştiren deneysel sorunların bulunduğunu ortaya koymaktadır. Bu durum, simülasyonda raporlanan enerji tasarrufunun gerçek binada aynı oranda tekrarlanacağının varsayılamayacağını göstermektedir. Gerçek uygulama başarısı; modelin hazırlanmasından sensör altyapısına, kontrol yazılımından bina yönetim sistemi entegrasyonuna, deney tasarımından bakım maliyetine kadar uzanan bütün bir sistemin başarısına bağlıdır.

Buna karşılık son yıllardaki gerçek uygulamalar önemli bir eğilime işaret etmektedir. Bulut tabanlı MPC (Bird et al., 2022; Taheri et al., 2024), düşük maliyetli IoT tabanlı kontrol (Wei & Calautit, 2024) ve mevcut eski bina altyapılarına minimum müdahaleyle yapılan retrofit uygulamaları (Walnum et al., 2025), MPC'nin laboratuvar ve simülasyon ortamından operasyonel binalara aktarılması için geliştirilen yöntemleri temsil etmektedir. Bu gelişmeler, gelecekte MPC'nin yaygınlaşmasında yalnızca daha karmaşık optimizasyon algoritmalarının değil; otomatik model oluşturma, standart haberleşme altyapıları, düşük maliyetli sensörler, kolay devreye alma ve kontrol-hizmeti (*control-as-a-service*) yaklaşımlarının da belirleyici olacağını göstermektedir.

Bununla birlikte MPC'nin temel olarak bir tahmin modeline ihtiyaç duyması, fiziksel model oluşturmanın zor olduğu veya sistem davranışının sürekli değiştiği uygulamalarda alternatif öğrenme tabanlı yöntemlere ilgiyi artırmıştır. Bu noktada pekiştirmeli öğrenme, ayrıntılı bir fiziksel modelden bağımsız olarak kontrol politikasının çevreyle etkileşim sonucunda öğrenilebilmesi nedeniyle önemli bir alternatif olarak ortaya çıkmaktadır. Bir sonraki bölümde RL tabanlı HVAC kontrolü, özellikle eğitim ortamından gerçek binaya aktarım, güvenli keşif ve genellenebilirlik sorunları açısından incelenecektir.

Pekiştirmeli Öğrenme Tabanlı HVAC Kontrolü

Pekiştirmeli öğrenme (*Reinforcement Learning*, RL), bir karar verici ajanın çevresiyle etkileşim kurarak uzun dönemli bir performans ölçütünü eniyileyecek kontrol politikasını öğrenmesine dayanan makine öğrenmesi yaklaşımıdır. HVAC kontrolü açısından RL'nin temel çekiciliği, MPC'de olduğu gibi ayrıntılı bir bina termal modelinin her durumda açık biçimde oluşturulmasına gerek kalmadan, sistemden elde edilen gözlemler ve kontrol eylemlerinin sonuçları üzerinden uygun kontrol davranışının öğrenilebilmesidir. Bu nedenle RL, özellikle bina dinamiklerinin tam olarak bilinmediği, kullanıcı davranışlarının değişken olduğu veya kontrol ortamının zaman içerisinde değiştiği uygulamalarda önemli bir alternatif olarak değerlendirilmektedir. Bununla birlikte öğrenmenin deneme-yanılma etkileşimine dayanması, gerçek bina uygulamalarında güvenlik, kullanıcı konforu ve öğrenme süresi açısından önemli güçlükler oluşturmaktadır (Al Sayed et al., 2024; Khabbazi et al., 2025).

Pekiştirmeli Öğrenmenin Temel Yapısı

RL tabanlı HVAC kontrolünde problem çoğunlukla bir Markov karar süreci (*Markov Decision Process*, MDP) olarak ifade edilmektedir. MDP yapısı genel olarak durum uzayı S, eylem uzayı

A, geçiş davranışı ve ödül fonksiyonundan oluşmaktadır. Her t zaman adımında ajan, çevrenin mevcut durumunu s_t gözlemlemekte, bir kontrol eylemi a_t seçmekte ve bu eylemin sonucu olarak yeni bir s_{t+1} ile bir ödül r_t elde etmektedir. Ajanın amacı, yalnızca anlık ödülü değil gelecekte elde edilecek ödülleri de dikkate alarak toplam uzun dönemli getiriyi artıracak bir kontrol politikası öğrenmektir.

Genel bir indirgenmiş getiri fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$G_t = \sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k \, r_{t+k} \tag{5}$$

Burada G_t, t anından itibaren beklenen toplam getiriyi; γ, $0 \leq \gamma < 1$ aralığında seçilen indirgeme katsayısını ve r_{t+k} gelecekte elde edilecek ödülleri göstermektedir. γ değerinin büyümesi, ajanın daha uzun dönemli sonuçlara daha fazla önem vermesini sağlamaktadır.

HVAC uygulamalarında durum vektörü genel olarak iç ortam sıcaklığı, dış hava sıcaklığı, bağıl nem, zaman bilgisi, doluluk durumu, enerji fiyatı veya geçmiş kontrol eylemleri gibi değişkenlerden oluşturulabilir. Eylem uzayı ise sıcaklık set değerleri, hava debileri, fan hızları, vana açıklıkları veya HVAC çalışma modları gibi ayrık ya da sürekli kontrol değişkenlerinden oluşabilmektedir. Ödül fonksiyonu ise çoğunlukla enerji tüketimi ve termal konforun birlikte değerlendirilmesine dayanmaktadır (Al Sayed et al., 2024; Togashi, 2025).

Genel bir HVAC-RL ödül fonksiyonu kavramsal olarak aşağıdaki biçimde gösterilebilir:

$$r_t = -(\alpha E_t + \beta C_t + \eta P_t) \tag{6}$$

Burada E_t, ilgili zaman adımındaki enerji veya maliyet bileşenini; C_t, termal konfor ihlalini; P_t ise ekipman kısıtları, tepe güç veya benzeri ilave ceza terimlerini göstermektedir. α, β ve η katsayıları bu hedeflerin göreli önemini belirlemektedir. Bununla birlikte bu gösterim genel bir kavramsal yapıdır; gerçek HVAC-RL çalışmalarında kullanılan ödül fonksiyonları önemli ölçüde farklılık göstermektedir.

Derin Pekiştirmeli Öğrenme ve HVAC Kontrolü

Klasik RL yöntemlerinin durum ve eylem uzaylarının büyümesiyle karşılaştığı boyut problemi, derin öğrenme yöntemlerinin RL ile birleştirilmesini hızlandırmıştır. Derin pekiştirmeli öğrenmede (*Deep Reinforcement Learning*, DRL) değer fonksiyonları veya kontrol politikaları yapay sinir ağları kullanılarak yaklaşık olarak temsil edilmektedir. Bu sayede sıcaklık, nem, doluluk, hava tahmini ve zaman bilgisi gibi çok sayıda değişkenin birlikte değerlendirildiği HVAC problemlerinde daha yüksek boyutlu kontrol yapıları oluşturulabilmektedir (Al Sayed et al., 2024).

DQN (*Deep Q-Network*), DDQN (*Double Deep Q-Network*) ve sürekli eylem uzaylarında kullanılan aktör-eleştirmen tabanlı yöntemler HVAC literatüründe yaygın olarak incelenmektedir. Bununla birlikte kullanılacak algoritmanın seçimi, eylem uzayının ayrık veya sürekli olması, kontrol edilen bölge sayısı, sistem boyutu ve öğrenme ortamının özelliklerine bağlıdır. Dolayısıyla RL tabanlı HVAC kontrolünde tek bir algoritmanın bütün uygulamalar için uygun olduğu söylenemez. Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2022), dinamik kullanıcı doluluk örüntülerinin bulunduğu HVAC kontrolü için modelden bağımsız bir DDQN yöntemi geliştirmiştir. Önerilen sistem, bina modeli ve doluluk tahmin modeli oluşturulmasına ihtiyaç duymadan çevreyle etkileşim sonucunda bina enerji kullanımını, HVAC gecikmesini ve kullanıcı doluluk

davranışlarını öğrenmektedir. Çalışmada DDQN tabanlı yöntem MPC ile karşılaştırılmış ve özellikle doluluk tahmininde belirsizlik bulunduğu durumda RL tabanlı yaklaşımın termal konfor açısından avantaj sağlayabildiği gösterilmiştir. Bununla birlikte başlangıçtaki deneme-yanılma öğrenme döneminde termal konfor ihlallerinin arttığı da raporlanmıştır. Bu sonuç, modelden bağımsız olmanın model geliştirme yükünü azaltırken öğrenme dönemine ilişkin yeni bir uygulama problemi oluşturduğunu açık biçimde göstermektedir (Esrafilian-Najafabadi & Haghighat, 2022).

Ödül Fonksiyonunun Tasarımı: Enerji ve Konfor Dengesi

RL tabanlı HVAC kontrolünün en önemli tasarım problemlerinden biri ödül fonksiyonudur. Ajan hangi davranışın başarılı olduğunu doğrudan ödül fonksiyonundan öğrendiğinden, enerji ve termal konfor hedeflerinin yanlış ağırlıklandırılması istenmeyen bir kontrol politikası oluşturabilir. Örneğin enerji tüketiminin aşırı güçlü biçimde cezalandırılması, HVAC ekipmanının gereğinden az çalışmasına ve kullanıcı konforunun bozulmasına neden olabilir. Buna karşılık termal konfor terimine çok yüksek ağırlık verilmesi, enerji tüketiminin gereksiz biçimde yükselmesine yol açabilir. Togashi (2025), HVAC kontrolünde kullanılan RL ödül fonksiyonlarını sistematik olarak inceleyerek 79 çalışmada 68 farklı ödül fonksiyonu yapısı belirlemiştir. Bu çeşitlilik, literatürde enerji ve konfor hedeflerinin birlikte değerlendirilmesi konusunda henüz standartlaşmış bir yapı bulunmadığını göstermektedir. İncelenen çalışmalarda kullanılan ağırlık katsayılarının önemli bir kısmının ampirik veya deneysel biçimde belirlendiği görülmüş ve farklı ödül fonksiyonları nedeniyle çalışmalar arasında doğrudan performans karşılaştırması yapılmasının güçleştiği vurgulanmıştır.

Bu sorun gerçek uygulama açısından daha da önemlidir. Simülasyon ortamında belirli bir bina ve iklim için başarılı sonuç

veren ödül katsayılarının farklı kullanıcı beklentileri, farklı enerji tarifeleri veya farklı HVAC ekipmanlarının bulunduğu başka bir binaya doğrudan aktarılması uygun olmayabilir. Bu nedenle RL kontrolörünün gerçek sisteme uygulanmasında yalnızca algoritmanın değil, ödül fonksiyonunun taşınabilirliği ve yeniden ayarlanma gereksiniminin de dikkate alınması gerekmektedir.

Değişen Bina Koşullarına Adaptasyon

HVAC kontrolü durağan bir ortamda gerçekleşmemektedir. Dış hava koşulları, bina kullanımı, kullanıcı sayısı ve HVAC ekipmanlarının performansı zaman içerisinde değişebilmektedir. Bir RL ajanının eğitim sırasında karşılaşmadığı bu değişiklikler, öğrendiği kontrol politikasının performansını azaltabilir. Bu nedenle gerçek uygulama açısından RL kontrolörünün yalnızca belirli bir eğitim senaryosunda iyi sonuç vermesi değil, zamanla değişen koşullara uyum sağlayabilmesi önem taşımaktadır. Deng et al. (2022), bu problemi doğrudan ele alarak değişen bina ortamlarında DRL tabanlı HVAC kontrolü için aktif değişim algılama mekanizması ile DQN yaklaşımını birleştirmiştir. Çalışmada oluşturulan yöntemin bina ortamındaki değişiklikleri algılayarak uygun kontrol davranışına geçmesi amaçlanmıştır. Tek ve çok bölgeli simülasyon çalışmalarında enerji tasarrufunda %13'e, termal konfor performansında ise %9'a kadar iyileşmeler raporlanmıştır. Ayrıca yöntem daha önce görülmemiş bina çalışma koşulları altında da test edilmiştir. Bununla birlikte çalışmanın sonuçları simülasyon tabanlıdır ve gerçek binadaki sensör hataları, haberleşme gecikmeleri ve ekipman arızaları gibi ek belirsizlikleri içermemektedir (Deng et al., 2022). Bu sonuç, RL'nin adaptasyon kabiliyetinin önemli bir avantaj olduğunu göstermekle birlikte "model-free" ifadesinin kontrol sisteminin bütün belirsizliklere otomatik olarak dayanıklı olduğu anlamına gelmediğini göstermektedir. Eğitim verisinin veya sanal ortamın gerçek binada

karşılaşılabilecek çalışma koşullarını yeterince temsil etmemesi durumunda kontrol politikasının güvenilirliği azalabilir.

Tahmin Bilgisinin RL ile Birleştirilmesi

MPC'nin önemli avantajlarından biri geleceğe ilişkin tahmin bilgilerinden sistematik biçimde yararlanmasıdır. Standart RL yaklaşımları ise çoğu durumda mevcut ve geçmiş gözlemler üzerinden karar vermektedir. Bu durum, hava durumu, enerji fiyatı veya bina yükü gibi gelecekteki bilgilerin tahmin edilebilir olduğu HVAC uygulamalarında RL açısından bir sınırlılık oluşturabilir. Gao et al. (2024), bu sorunu inceleyerek zaman serisi tahmin bilgisini DRL ile birleştiren GRU-RL yaklaşımını geliştirmiştir. Çalışmada açık kaynaklı test altyapısı kullanılarak farklı tahmin bilgisi stratejilerinin HVAC kontrolündeki etkisi değerlendirilmiştir. Önerilen GRU-RL yaklaşımında zaman bağımlı bilgiler GRU (*Gated Recurrent Unit*) ağı yardımıyla kontrol durumuna dâhil edilmiştir. Testlerde çalışma maliyetinde yaklaşık %14,5 azalma ve termal konfor performansında belirgin iyileşme raporlanmıştır. Ayrıca iç ortam sıcaklık kontrolünde tahmin bilgisi kullanılmayan modellere kıyasla kontrol performansının iyileştiği gösterilmiştir (Gao et al., 2024). Bu çalışma, MPC ve RL arasındaki sınırların giderek daha geçirgen hâle geldiğini göstermektedir. MPC gelecekteki davranışı açık bir model ve optimizasyon üzerinden tahmin ederken, RL'ye tahmin bilgisinin eklenmesi kontrol ajanının yaklaşan değişikliklere daha erken tepki vermesine olanak sağlayabilmektedir. Böylece gelecekteki HVAC kontrol sistemlerinin yalnızca "model tabanlı" veya "modelden bağımsız" olarak iki ayrı grupta ele alınmasından ziyade, tahmin, öğrenme ve optimizasyon bileşenlerini bir araya getiren hibrit yapılar şeklinde geliştirilmesi beklenebilir.

Transfer Öğrenme ile Öğrenme Süresinin Azaltılması

RL'nin gerçek bina uygulamalarındaki en kritik sorunlarından biri, yeni bir kontrol ajanının yeterli performansa ulaşıncaya kadar uzun süre öğrenmesi gerekebilmesidir. Bu öğrenme döneminde enerji tüketiminin artması veya kullanıcı konforunun bozulması gerçek uygulamalar açısından kabul edilemez olabilir. Dolayısıyla daha önce öğrenilmiş kontrol bilgisinin yeni bina veya kullanıcı koşullarına aktarılması önemli bir araştırma alanıdır.

Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2023), kullanıcı doluluğuna dayalı HVAC kontrolünde transfer öğrenmeyi DRL ile birleştiren bir yapı önermiştir. Çalışmada 26 konuta ait doluluk örüntüleri benzerliklerine göre değerlendirilmiş ve daha önce eğitilmiş kontrolörlerden elde edilen deneyimin benzer doluluk özelliklerine sahip yeni kontrolörlere aktarılması amaçlanmıştır. Transfer öğrenme yaklaşımının başlangıç performansını yaklaşık %25 iyileştirdiği ve öğrenme sürecindeki konfor ihlallerini azalttığı raporlanmıştır (Esrafilian-Najafabadi & Haghighat, 2023).

Transfer öğrenme, simülasyondan gerçek uygulamaya geçiş açısından da önemli bir yaklaşımdır. Bir kontrolörün kapsamlı bir simülasyon veya dijital ikiz ortamında önceden eğitilmesi ve daha sonra sınırlı gerçek bina verisiyle uyarlanması, gerçek sistem üzerindeki riskli deneme-yanılma süresini azaltabilir. Ancak bu yaklaşımın başarısı kaynak ve hedef ortam arasındaki benzerliğe bağlıdır. Simülasyon ile fiziksel bina arasındaki fark çok büyük olduğunda aktarılan politikanın performansı sınırlı olabilir.

RL'nin Gerçek Bina Uygulamaları

RL literatürünün önemli bir bölümü hâlen simülasyon tabanlı olmakla birlikte gerçek veya deneysel bina uygulamalarının sayısı giderek artmaktadır (Al Sayed et al., 2024; Khabbazi et al., 2025; Otoo et al., 2026). Lei et al. (2022) tarafından gerçekleştirilen ve giriş bölümünde de ele alınan çalışma, sanal ortamda önceden eğitilmiş DRL kontrolörünün gerçek bir ofis ortamına aktarılması

açısından önemli bir örnektir. Çalışmada gerçek uygulama sonucunda soğutma enerjisinde %14 azalma ve termal kabul edilebilirlik göstergesinde %11 iyileşme bildirilmiştir. Bu yaklaşım, gerçek bina üzerinde sıfırdan öğrenmenin yaratabileceği risklerin azaltılması açısından önem taşımaktadır.

RL'nin gerçek bina performansına ilişkin daha doğrudan örneklerden biri Yoon et al. (2024) tarafından gerçekleştirilmiştir. Araştırmacılar, Oak Ridge National Laboratory'ye ait çok bölgeli ticari bina test tesisinde geleneksel kontrol, ASHRAE Guideline 36 tabanlı kontrol ve RL tabanlı kontrolü saha ölçümleriyle karşılaştırmıştır. Deneylerde ASHRAE Guideline 36 tabanlı kontrol, temel kontrol sistemine göre saatlik ortalama HVAC enerji kullanımını %45 azaltırken RL tabanlı kontrol için %66 azalma raporlanmıştır. Kalibre edilmiş bütün bina enerji modeli üzerinden gerçekleştirilen yıllık değerlendirmede ise karşılık gelen azalmalar sırasıyla %42 ve %54 olarak hesaplanmıştır (Yoon et al., 2024). Bu oranların belirli bir deneysel bina, iklim ve kontrol düzenine ait olduğu ve diğer binalara doğrudan genellenmemesi gerektiği özellikle dikkate alınmalıdır. Bu tür saha çalışmaları RL'nin yalnızca teorik bir alternatif olmadığını göstermektedir. Bununla birlikte Khabbazi et al. (2025), MPC ve RL saha uygulamalarını birlikte değerlendirdikleri derlemede gerçek bina testlerinin hâlen sınırlı sayıda olduğunu ve deney tasarımlarındaki farklılıkların sonuçların karşılaştırılmasını güçleştirdiğini belirtmiştir. Dolayısıyla gerçek binadaki birkaç başarılı örnekten hareketle RL'nin bütün HVAC uygulamalarında geleneksel veya MPC tabanlı yöntemlerin yerini alacağı sonucuna varmak uygun değildir.

Tablo 5. Seçilmiş RL tabanlı HVAC kontrol çalışmalarının karşılaştırılması

Çalışma	Yaklaşım	Ortam	Temel amaç	Öne çıkan bulgu
Lei et al. (2022)	DRL, sanal ön eğitim +	Gerçek ofis	Enerji ve kullanıcı konforu	Soğutma enerjisinde %14 azalma, termal

Çalışma	Yaklaşım	Ortam	Temel amaç	Öne çıkan bulgu
	gerçek uygulama			kabul edilebilirlikte %11 iyileşme
Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2022)	DDQN	Simülasyon / gerçek doluluk verisi	Dinamik doluluk altında kontrol	Bina ve doluluk modeli gereksinimini azaltıyor; başlangıç öğrenmesinde konfor ihlali oluşuyor
Deng et al. (2022)	Değişim algılama + DQN	Simülasyon	Durağan olmayan bina koşullarına adaptasyon	Enerji ve konforda sırasıyla %13 ve %9'a kadar iyileşme
Gao et al. (2024)	GRU + RL	Açık kaynak test ortamı	Tahmin bilgisinin RL'ye eklenmesi	İşletme maliyetinde yaklaşık %14,5 azalma
Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2023)	Transfer öğrenme + DRL	Konut doluluk verileri	İlk öğrenme dönemini hızlandırma	Başlangıç performansında yaklaşık %25 iyileşme
Yoon et al. (2024)	RL tabanlı HVAC kontrolü	Çok bölgeli saha test tesisi	Gerçek saha enerji performansı	Temel kontrole göre saha testlerinde %66 HVAC enerji azalması

Not: Çalışmalardaki oranlar farklı referans kontrol yöntemleri, bina modelleri, deney süreleri ve performans ölçütlerine dayanmaktadır. Bu nedenle sonuçlar yöntemler arasında doğrudan üstünlük sıralaması amacıyla kullanılmamalıdır.

Kaynak: Yazar tarafından Lei et al. (2022), Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2022), Deng et al. (2022), Gao et al. (2024), Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2023) ve Yoon et al. (2024) temel alınarak oluşturulmuştur.

RL'nin Avantajları ve Gerçek Uygulamadaki Sınırlılıkları

RL'nin HVAC kontrolündeki önemli avantajı, ayrıntılı fiziksel model oluşturma ihtiyacını azaltabilmesi ve kontrol politikasını sistemle etkileşim sonucunda öğrenebilmesidir. Ayrıca

çok sayıda durum değişkeninin birlikte değerlendirilmesine, doğrusal olmayan sistem davranışlarının temsil edilmesine ve zamanla değişen çalışma koşullarına uyum sağlayabilecek politikaların geliştirilmesine olanak vermektedir (Al Sayed et al., 2024; Deng et al., 2022; Esrafilian-Najafabadi & Haghighat, 2022).

Buna karşılık modelden bağımsız kontrolün önemli bir bedeli bulunmaktadır: kontrol ajanının öğrenme için deneyime ihtiyacı vardır. Gerçek bir binada bu deneyimin yanlış kontrol eylemleri yoluyla elde edilmesi, kullanıcı konforunun bozulmasına, enerji tüketiminin artmasına veya fiziksel ekipmanın uygun olmayan koşullarda çalıştırılmasına neden olabilir. Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2022), DDQN tabanlı kontrolörün başlangıç öğrenme döneminde konfor ihlallerinin arttığını doğrudan göstermiştir. Bu durum, "deneme-yanılma" ilkesinin fiziksel bina kontrolünde bilgisayar oyunları veya tamamen sanal ortamlardaki kadar serbest biçimde uygulanamayacağını göstermektedir.

İkinci önemli sorun genellenebilirliktir. Belirli iklim, bina yapısı ve kullanıcı davranışı altında eğitilen ajan, farklı bir binada veya zamanla değişmiş aynı binada aynı performansı göstermeyebilir. Transfer öğrenme (Esrafilian-Najafabadi & Haghighat, 2023), değişim algılama (Deng et al., 2022) ve sanal ön eğitim (Lei et al., 2022) gibi yöntemlerin geliştirilmesinin temel nedeni bu sorundur. Üçüncü sorun, RL kararlarının geleneksel kontrol yöntemlerine kıyasla daha zor yorumlanabilmesidir. Özellikle derin sinir ağı tabanlı politikaların neden belirli bir kontrol eylemini seçtiğinin bina işletmecisi tarafından doğrudan anlaşılması güç olabilir. Gerçek bir bina otomasyon sisteminde kontrol kararlarının denetlenebilirliği, güvenlik sınırlarının garanti edilebilmesi ve beklenmeyen durumlarda güvenli kontrol yapısına geri dönüş mekanizmalarının bulunması önem taşımaktadır (Al Sayed et al., 2024; Khabbazi et al., 2025).

Son olarak RL uygulamalarının sonuçları, kullanılan simülasyon ortamı ve eğitim senaryolarının kapsamına büyük ölçüde bağlıdır. Hava durumu, ekipman davranışı, kullanıcı hareketleri ve sensör hatalarının sanal ortamda yeterince gerçekçi temsil edilmemesi durumunda eğitim sırasında yüksek başarı gösteren bir ajan fiziksel sisteme aktarıldığında performans kaybına uğrayabilir. Bu durum genellikle simülasyon–gerçeklik boşluğu (*simulation-to-reality gap*) olarak değerlendirilmektedir.

Simülasyondan Gerçek Uygulamaya Geçiş Açısından RL

MPC ile karşılaştırıldığında RL'de simülasyondan gerçek binaya geçiş problemi daha farklı bir biçimde ortaya çıkmaktadır. MPC'de temel sorunlardan biri modelin gerçek sistemi yeterince doğru temsil etmesiyken, RL'de kontrol politikasının eğitim aldığı ortam ile gerçek sistem arasındaki fark kritik hâle gelmektedir. Eğitim ortamı yeterince gerçekçi değilse ajan, fiziksel binada bulunmayan koşullara aşırı uyum sağlayabilir veya eğitim sırasında karşılaşmadığı durumlarda güvenilir olmayan kontrol kararları üretebilir. Bu nedenle güncel çalışmalar RL kontrolörünün gerçek sistem üzerinde sıfırdan eğitilmesi yerine sanal ön eğitim, transfer öğrenme, çevrim dışı öğrenme, tahmin modelleri ve güvenli kontrol sınırlarının kullanılması yönünde gelişmektedir. Lei et al. (2022) sanal ön eğitimden gerçek ofise geçişi, Esrafilian-Najafabadi ve Haghighat (2023) farklı kullanıcı profilleri arasında bilgi aktarımını, Gao et al. (2024) ise tahmin bilgisinin RL ajanına eklenmesini ele almaktadır. Bu çalışmalar birlikte değerlendirildiğinde, gelecekte gerçek bina RL uygulamalarının tamamen modelden bağımsız ve sıfırdan öğrenen yapılardan çok, mevcut bilgi ve modellerden yararlanan hibrit öğrenme mimarilerine doğru ilerlediği görülmektedir. Bu noktada dijital ikiz teknolojisi özel önem kazanmaktadır. Fiziksel binanın güncel verilerle beslenen dijital bir temsilinin oluşturulması, RL ajanının fiziksel sistem üzerinde riskli deneme-yanılma gerçekleştirmeden önce kontrollü bir ortamda

eğitilmesine olanak sağlayabilir. Ayrıca gerçek sistemden sürekli veri alınarak dijital modelin güncellenmesi, eğitim ortamı ile fiziksel sistem arasındaki farkın azaltılmasına katkıda bulunabilir. Bu nedenle dijital ikiz, MPC ve RL gibi gelişmiş kontrol yaklaşımlarını fiziksel bina ile ilişkilendiren önemli bir ara katman olarak değerlendirilebilir. Bir sonraki bölümde bu yapı ayrıntılı biçimde incelenecektir.

Dijital İkiz Tabanlı HVAC Sistemleri

Dijital ikiz (*Digital Twin*, DT), fiziksel bir sistemin ölçüm verileriyle sürekli ilişkilendirilen ve sistemin mevcut durumunun izlenmesi, gelecekteki davranışının tahmin edilmesi ve farklı işletme kararlarının değerlendirilmesi amacıyla kullanılan dinamik dijital temsilidir. HVAC uygulamalarında dijital ikiz yaklaşımı; fiziksel ekipmanlar, sensörler, haberleşme altyapısı, sayısal modeller ve karar destek veya kontrol katmanlarının bütünleşik bir yapıda ele alınmasını sağlamaktadır. Bu yönüyle klasik simülasyon modellerinden ayrılmaktadır. Klasik bir model çoğunlukla çevrim dışı analiz amacıyla kullanılırken dijital ikizde fiziksel sistemden gelen güncel verilerin dijital modele aktarılması ve model çıktılarının işletme veya kontrol kararlarında kullanılabilmesi amaçlanmaktadır (Ibrahim et al., 2026). Ibrahim et al. (2026), HVAC+R sistemlerindeki dijital ikiz uygulamalarını gerçek zamanlı performans izleme, arıza tespit ve teşhisi, kontrol ve işletme optimizasyonu ile enerji esnekliği olmak üzere başlıca uygulama alanları altında değerlendirmiştir.

Fiziksel Sistem ile Dijital Model Arasındaki Etkileşim

HVAC için genel bir dijital ikiz yapısı dört temel katman üzerinden düşünülebilir: fiziksel sistem, veri ve haberleşme altyapısı, dijital model ve hizmet/kontrol katmanı. Fiziksel katmanda klima santralleri, fanlar, pompalar, vanalar, ısı pompaları veya soğutma grupları gibi HVAC ekipmanları bulunmaktadır.

Sensörlerden elde edilen sıcaklık, nem, debi, basınç, enerji tüketimi ve ekipman çalışma bilgileri haberleşme altyapısı üzerinden dijital modele aktarılmaktadır. Dijital model ise bu bilgileri sistem davranışının izlenmesi ve tahmin edilmesi için kullanmaktadır. Ma et al. (2025), BIM tabanlı merkezi iklimlendirme dijital ikizinde fiziksel varlıklar, sanal varlıklar, bağlantılar, veriler ve hizmetleri bütünleştiren bir yapı geliştirmiştir. Çalışmada BIM modeli, haberleşme altyapısı ve gerçek zamanlı veriler bir araya getirilerek merkezi klima sisteminin görselleştirilmesi ve akıllı işletme-bakım faaliyetlerinin desteklenmesi amaçlanmıştır. Geliştirilen platformun fonksiyonel ve performans testleri, söz konusu mimarinin merkezi iklimlendirme sistemlerinde uygulanabilirliğini göstermiştir.

Dijital ikizler yalnızca enerji optimizasyonu için değil, ekipman durumunun izlenmesi ve arızaların erken belirlenmesi için de kullanılabilmektedir. Xie et al. (2023), HVAC sistemlerinde gerçek zamanlı sensör verilerini ve makine tarafından okunabilir arıza etiketlerini dijital ikiz altyapısıyla birleştiren bir arıza tespit ve teşhis yöntemi geliştirmiştir. Bu yaklaşım, dijital ikizin yalnızca sanal bir görselleştirme modeli olmadığını; gerçek sistemden gelen verilerin işletme kararlarına dönüştürülmesini sağlayabilecek bir bilgi altyapısı olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

MPC ve RL Açısından Dijital İkizin Rolü

Dijital ikiz yaklaşımı, önceki bölümlerde incelenen MPC ve RL yöntemlerinin gerçek bina sistemlerine aktarılmasında önemli bir ara katman oluşturma potansiyeline sahiptir. MPC açısından güncel verilerle beslenen bir dijital model, bina ve HVAC sisteminin mevcut durumunun daha doğru belirlenmesine ve model parametrelerinin işletme süresince güncellenmesine katkıda bulunabilir. Böylece fiziksel sistem ile kontrol modelinin zaman içerisinde birbirinden uzaklaşması azaltılabilir.

RL açısından ise dijital ikiz daha farklı bir avantaj sunmaktadır. Bir RL ajanının doğrudan gerçek binada deneme-yanılma yoluyla eğitilmesi kullanıcı konforu ve ekipman güvenliği açısından risk oluşturabilir. Fiziksel sistemin yeterli doğrulukta dijital temsilinin bulunması, kontrol ajanının önce sanal ortamda eğitilmesine ve gerçek sisteme aktarılmadan önce farklı çalışma koşulları altında test edilmesine olanak sağlayabilir. Böyle bir yapı, RL tabanlı HVAC kontrolü kapsamında tartışılan simülasyon–gerçeklik boşluğunun azaltılmasına yardımcı olabilir. Bununla birlikte dijital ikizin bu görevi başarıyla yerine getirebilmesi, modelin gerçek sistem davranışını yeterince doğru temsil etmesine ve fiziksel sistemden gelen verilerle düzenli biçimde güncellenmesine bağlıdır (Ibrahim et al., 2026).

Dijital İkizde Performans Boşluğu

Dijital ikiz kullanılması, simülasyon ve gerçek sistem arasındaki farkı otomatik olarak ortadan kaldırmamaktadır. Walther et al. (2025), fizik tabanlı bina performans modelleri kullanılarak oluşturulan HVAC dijital ikizlerinde kontrol uygulamalarına bağlı performans boşluğunu (*performance gap*) incelemiştir. Araştırmacılar, dijital model içerisinde tanımlanan kontrol dizileri ile gerçek bina kontrolörlerine uygulanan kontrol dizilerinin farklı biçimlerde gerçekleştirilmesinin model ile gerçek bina arasında performans farkına yol açabileceğini göstermiştir. Çalışmada, tasarım aşamasında geliştirilen kontrol dizilerinin dijital ikizden bina kontrolörlerine aynı yapıda aktarılmasının bu kontrol kaynaklı performans boşluğunu azaltabileceği ortaya konulmuştur.

Bu bulgu, bu bölümün temel araştırma problemi açısından önemlidir. Simülasyonda başarılı bir kontrol algoritmasının fiziksel sisteme aktarılmasında yalnızca kontrol yasasının doğru olması yeterli değildir; dijital modeldeki kontrol mantığı, gerçek kontrolörün uygulama biçimi, sensör özellikleri, haberleşme

altyapısı ve fiziksel ekipman davranışlarının da uyumlu olması gerekmektedir.

Uygulama Güçlükleri

Dijital ikizin HVAC sistemlerine uygulanmasında veri uyumluluğu, model oluşturma ve güncelleme, farklı yazılım ve haberleşme sistemlerinin entegrasyonu ile standardizasyon temel sorunlar arasında yer almaktadır. Ibrahim et al. (2026), özellikle veri harmonizasyonu ve ontolojiler, sistem davranışının modellenmesi, hizmet entegrasyonu ve standart dijital ikiz mimarilerinin eksikliğini yaygın uygulamanın önündeki başlıca güçlükler olarak belirlemiştir.

Tablo 6. HVAC dijital ikizlerinin başlıca kullanım alanları ve sınırlılıkları

Kullanım alanı	**Sağladığı katkı**	**Temel sınırlılık**
Gerçek zamanlı izleme	Fiziksel sistem durumunun sürekli gözlenmesi	Veri kalitesi ve sensör güvenilirliği
Arıza tespit ve teşhisi	Arızaların erken belirlenmesi	Doğru veri etiketleme ve model ihtiyacı
MPC desteği	Modelin güncellenmesi ve tahmin performansının geliştirilmesi	Model–gerçek sistem uyumsuzluğu
RL eğitimi	Gerçek sistemdeki riskli deneme-yanılmanın azaltılması	Simülasyon–gerçeklik boşluğu
Enerji optimizasyonu	Farklı işletme senaryolarının önceden değerlendirilmesi	Hesaplama ve entegrasyon gereksinimi

Kaynak: Yazar tarafından Ibrahim et al. (2026), Ma et al. (2025), Xie et al. (2023) ve Walther et al. (2025) temel alınarak oluşturulmuştur.

Sonuç olarak dijital ikiz, MPC ve RL'ye alternatif bağımsız bir kontrol algoritmasından çok, fiziksel bina ile gelişmiş kontrol yöntemleri arasında veri ve model bağlantısı sağlayan bir altyapı olarak değerlendirilmelidir. MPC'nin model güncelleme gereksinimi ve RL'nin güvenli eğitim problemi göz önüne alındığında, fiziksel sistem ile sürekli veri alışverişi yapan dijital ikizlerin simülasyondan gerçek uygulamaya geçişte önemli bir rol

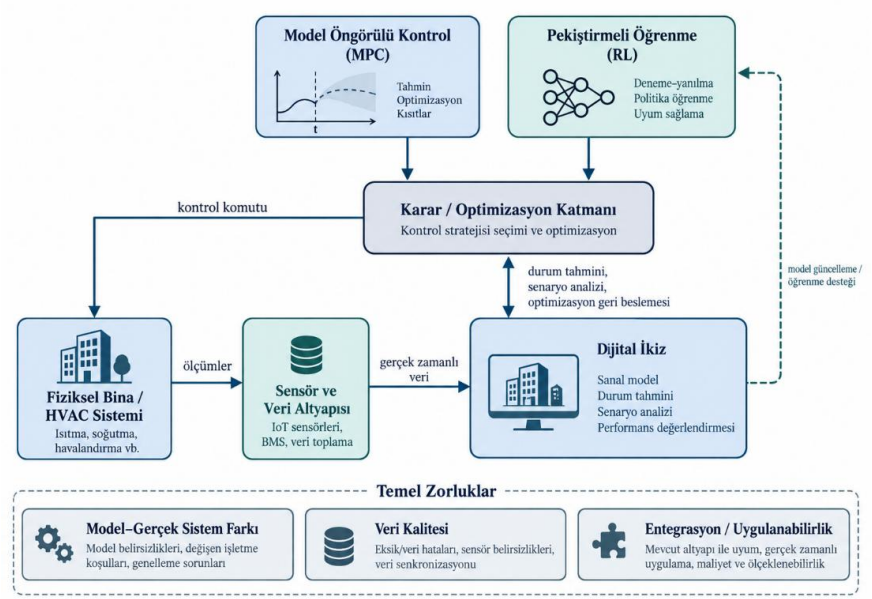
üstlenme potansiyeli bulunmaktadır. Bununla birlikte bu potansiyelin gerçekleştirilebilmesi, yalnızca model doğruluğuna değil; veri kalitesi, birlikte çalışabilirlik, haberleşme altyapısı ve kontrol mantığının fiziksel sisteme doğru aktarılmasına da bağlıdır (Ibrahim et al., 2026; Walther et al., 2025).

MPC, RL ve Dijital İkiz Yaklaşımlarının Karşılaştırılması

MPC, RL ve dijital ikiz yaklaşımları HVAC kontrolünde farklı ihtiyaçlara cevap veren, ancak giderek birbirini tamamlayacak biçimde ele alınan yöntemlerdir. MPC'nin temel gücü, sistem modelini kullanarak gelecekteki davranışı tahmin etmesi ve enerji, konfor ve fiziksel kısıtları aynı optimizasyon problemi içerisinde değerlendirebilmesidir (Taheri et al., 2022; Yao & Shekhar, 2021). Bununla birlikte gerçek bina uygulamasında model geliştirme, kalibrasyon, sensör altyapısı ve mevcut bina yönetim sistemine entegrasyon önemli uygulama yükleri oluşturabilmektedir (Bird et al., 2022; Blum et al., 2022; Khabbazi et al., 2025). Güncel saha incelemeleri de MPC'nin teorik potansiyeline rağmen gerçek bina uygulamalarında maliyet, devreye alma ve performans değerlendirme yöntemlerinin hâlen önemli araştırma konuları olduğunu göstermektedir (Khabbazi et al., 2025). RL ise ayrıntılı bir fiziksel modele bağımlılığı azaltması ve kontrol davranışını çevreyle etkileşim sonucunda öğrenebilmesi açısından MPC'den ayrılmaktadır. Bu özellik, bina dinamiklerinin tam olarak bilinmediği veya çalışma koşullarının zaman içinde değiştiği durumlarda önemli bir avantaj sağlayabilir. Buna karşın deneme-yanılmaya dayalı öğrenme süreci, gerçek binalarda kullanıcı konforu ve ekipman güvenliği açısından doğrudan uygulanması güç bir yapı oluşturmaktadır (Al Sayed et al., 2024; Esrafilian-Najafabadi & Haghighat, 2022). Ayrıca ödül fonksiyonunun tasarımı, farklı çalışma koşullarına genellenebilirlik ve eğitim ortamı ile gerçek sistem arasındaki uyumsuzluk RL'nin temel sınırlılıkları arasında yer almaktadır (Deng et al., 2022; Esrafilian-Najafabadi &

Haghighat, 2023; Gao et al., 2024; Togashi, 2025). Güncel çalışmalar, gerçek bina RL uygulamalarının hâlen simülasyon çalışmalarına kıyasla daha sınırlı olduğunu ve güvenilirlik ile ölçeklenebilirliğin yaygın kullanımdaki önemli engeller arasında bulunduğunu göstermektedir. Dijital ikiz ise MPC ve RL'den farklı olarak tek başına belirli bir kontrol algoritması değildir. Fiziksel bina, sensör altyapısı, veri akışı, sayısal model ve kontrol veya karar destek sistemleri arasında bağlantı kuran bir teknolojik altyapı olarak değerlendirilmektedir (Ibrahim et al., 2026; Ma et al., 2025; Xie et al., 2023). Bu nedenle dijital ikiz, MPC'nin model güncelleme gereksiniminin karşılanmasında veya RL ajanlarının gerçek sistem üzerinde uygulanmadan önce daha gerçekçi bir sanal ortamda eğitilmesinde kullanılabilir. Ancak dijital ikiz uygulamalarında model oluşturma maliyeti, sistemin bina özelinde uyarlanması, veri standardizasyonu ve birlikte çalışabilirlik önemli sorunlar olmaya devam etmektedir (Ibrahim et al., 2026; Walther et al., 2025). MPC, RL ve dijital ikiz yaklaşımlarının fiziksel HVAC sistemiyle ilişkisi ve simülasyondan gerçek uygulamaya geçişte üstlendikleri temel roller Şekil 1'de bütünleşik olarak gösterilmiştir.

Şekil 1. Simülasyondan Gerçek HVAC Uygulamasına Geçişte MPC–RL–Dijital İkiz Etkileşimi



Kaynak: Yazar tarafından Taheri et al. (2022), Al Sayed et al. (2024), Ibrahim et al. (2026) ve Walther et al. (2025) temel alınarak oluşturulmuştur.

Tablo 7. MPC, RL ve dijital ikiz yaklaşımlarının HVAC uygulamaları açısından karşılaştırılması

Özellik	**MPC**	**RL**	**Dijital İkiz**
Temel yaklaşım	Model tabanlı tahmin ve optimizasyon	Etkileşim ve ödül üzerinden politika öğrenme	Fiziksel sistemin veriyle güncellenen dijital temsili
Ayrıntılı sistem modeli gereksinimi	Orta–yüksek	Düşük/uygulama ya bağlı	Orta–yüksek
Veri gereksinimi	Orta	Yüksek	Yüksek
Geleceğe ilişkin tahmin kullanımı	Doğrudan kullanılabilir	Ek yapılarla kullanılabilir	Tahmin modellerini destekleyebilir
Fiziksel kısıtların ele alınması	Doğrudan optimizasyona eklenebilir	Ödül veya güvenli RL yapılarıyla ele alınabilir	Kontrol algoritmasına bağlı

Özellik	MPC	RL	Dijital İkiz
Adaptasyon yeteneği	Model güncellemesine bağlı	Yüksek potansiyel	Fiziksel sistemle senkronizasyona bağlı
Gerçek sistemde başlangıç riski	Görece düşük	Deneme-yanılma nedeniyle daha yüksek	Kontrol yöntemine bağlı
Hesaplama yükü	Orta–yüksek	Eğitimde yüksek	Model ve hizmetlere göre değişken
Temel uygulama sorunu	Modelleme ve devreye alma	Güvenli öğrenme ve genellenebilirlik	Veri entegrasyonu ve standardizasyon
Simülasyondan gerçeğe geçişte rolü	Kontrol modelinin doğruluğu kritik	Eğitim ortamının gerçekçiliği kritik	Fiziksel ve sanal ortam arasında köprü oluşturabilir

Kaynak: Yazar tarafından Taheri et al. (2022), Al Sayed et al. (2024), Ibrahim et al. (2026) ve Walther et al. (2025) temel alınarak oluşturulmuştur.

Bu karşılaştırma, yöntemlerin birbirlerinin doğrudan alternatifi olarak değerlendirilmesinin her durumda uygun olmadığını göstermektedir. Örneğin MPC, bir dijital ikiz tarafından güncellenen model üzerinden çalışabilir; aynı dijital ortam RL ajanının ön eğitiminde kullanılabilir. Benzer şekilde RL tabanlı yöntemlere tahmin bilgisi veya fiziksel kısıtlar eklenerek tamamen modelden bağımsız yapılardan hibrit kontrol sistemlerine geçiş sağlanabilir (Gao et al., 2024). Bu nedenle güncel araştırma eğilimi, tek bir kontrol yaklaşımının diğerlerinin yerini almasından çok, fiziksel model, veri, tahmin, optimizasyon ve öğrenme mekanizmalarının birlikte kullanıldığı hibrit mimarilere yönelmektedir. Simülasyondan gerçek bina uygulamasına geçiş açısından bakıldığında ise üç yaklaşımda da ortak sorunlar bulunduğu görülmektedir. Gerçek sistemlerde sensör hataları, eksik veriler, haberleşme kesintileri, kullanıcı müdahaleleri, ekipman yaşlanması ve model belirsizlikleri gibi simülasyon ortamında tam olarak temsil edilmesi güç faktörler bulunmaktadır. Bu nedenle gerçek saha uygulamalarının güvenilir biçimde raporlanması ve

yöntemlerin kurulum, işletme ve bakım maliyetlerinin de enerji performansı kadar dikkate alınması gerekmektedir (Khabbazi et al., 2025). Khabbazi et al. (2025) tarafından incelenen saha çalışmaları, bu konuda standardizasyon ihtiyacının devam ettiğini göstermektedir.

Sonuç olarak MPC öngörü ve kısıt yönetiminde, RL öğrenme ve adaptasyonda, dijital ikiz ise fiziksel ve sanal sistemlerin bütünleştirilmesinde güçlü özellikler sunmaktadır. Gerçek bina uygulamalarında daha güvenilir ve ölçeklenebilir çözümler geliştirilmesi açısından bu üç yaklaşımın birbirini tamamlayan bileşenler olarak değerlendirilmesi önemli bir araştırma yönelimi oluşturmaktadır.

Simülasyondan Gerçek Uygulamaya Geçişte Temel Sorunlar ve Gelecek Yönelimler

MPC, RL ve dijital ikiz tabanlı HVAC kontrolüne ilişkin literatür, gelişmiş kontrol yöntemlerinin enerji tüketimi ve iç ortam koşullarının iyileştirilmesi açısından önemli bir potansiyel taşıdığını göstermektedir. Bununla birlikte simülasyon ortamlarında elde edilen sonuçların gerçek binalara aktarılması hâlen temel araştırma problemlerinden biridir. Otoo et al. (2026) tarafından yapılan güncel sistematik incelemede, yapay zekâ tabanlı HVAC çalışmalarında gerçek saha ve test ortamı doğrulamalarının simülasyon çalışmalarına kıyasla oldukça sınırlı kaldığı belirtilmiştir. Bu durum, algoritma performansı ile gerçek dünya uygulanabilirliğinin birbirinden ayrı değerlendirilmesi gerektiğini göstermektedir.

Gerçek uygulamaya geçişte ilk önemli sorun veri kalitesi ve sensör altyapısıdır. Simülasyonlarda kontrol algoritmaları çoğunlukla kesintisiz ve güvenilir ölçüm bilgileriyle çalıştırılırken gerçek binalarda sensör hataları, eksik ölçümler, haberleşme kesintileri ve farklı örnekleme zamanları ortaya çıkabilmektedir. Ayrıca mevcut bina stokunun önemli bir kısmı yeni kontrol

algoritmalarını doğrudan desteklemek amacıyla tasarlanmamıştır. Bu nedenle gelişmiş HVAC kontrolünün yaygınlaştırılmasında yalnızca kontrol algoritmasının değil, mevcut bina yönetim sistemleriyle birlikte çalışabilecek veri ve haberleşme altyapısının da geliştirilmesi gerekmektedir (Bae et al., 2021; Bird et al., 2022; Walnum et al., 2025).

İkinci önemli problem model veya eğitim ortamı ile fiziksel sistem arasındaki uyumsuzluktur. MPC'de model hataları gelecekteki sistem davranışının yanlış tahmin edilmesine neden olabilirken, RL'de eğitim ortamının gerçek binayı yeterli doğrulukta temsil etmemesi öğrenilen kontrol politikasının fiziksel sisteme aktarılması sırasında performans kaybına yol açabilmektedir. Dijital ikiz yaklaşımı bu farkın azaltılması için önemli bir araç olmakla birlikte dijital modelin kendisinin de gerçek sistemden elde edilen verilerle güncel tutulması gerekmektedir. Dijital ikiz literatüründe veri harmonizasyonu, model geliştirme, birlikte çalışabilirlik ve standart mimari eksikliği temel uygulama sorunları arasında gösterilmektedir (Ibrahim et al., 2026; Walther et al., 2025).

Üçüncü sorun gerçek saha performansının güvenilir biçimde değerlendirilmesidir. Khabbazi et al. (2025), MPC ve RL'nin gerçek bina uygulamalarını inceleyen 104 çalışmadaki 206 saha testini değerlendirerek çalışmaların %71'inde kullanılan deney protokollerinin performans tahminlerinin güvenilirliğini olumsuz etkileyebilecek özellikler taşıdığını bildirmiştir. Aynı çalışmada kurulum, işletme veya bakım maliyetlerini raporlayan ya da bunlarla ilişkili güçlükleri tartışan çalışmaların yalnızca 13 adet olduğu belirtilmiştir. Dolayısıyla gelecekteki çalışmaların yalnızca enerji tasarrufu yüzdelerini değil; deney süresini, referans kontrol yöntemini, hava koşullarını, kullanıcı durumunu, kurulum ve bakım maliyetlerini de açık biçimde raporlaması önem taşımaktadır. Bu noktada gerçek saha çalışmalarının daha uzun süreli ve standartlaştırılmış deney protokolleriyle yürütülmesi önem

kazanmaktadır. Farklı kontrol yöntemlerinden elde edilen tasarruf oranlarının farklı bina türleri, iklim koşulları, referans kontrolörler ve deney süreleri altında elde edildiği göz önüne alındığında, yalnızca bildirilen yüzde değerleri üzerinden yöntemler arasında doğrudan karşılaştırma yapılması yanıltıcı olabilir. Daha güvenilir olarak değerlendirilen saha çalışmalarında Khabbazi et al. (2025), deney süresine göre ağırlıklandırılmış ortalama maliyet tasarrufunu konutlarda %16, ticari binalarda ise %13 olarak bildirmiştir. Bu değerler, kontrollü simülasyon ortamlarında bildirilebilen yüksek tasarruf oranları ile saha koşullarındaki performans arasında fark oluşabileceğini göstermektedir.

Gelecekteki gelişmeler açısından üç temel eğilim öne çıkmaktadır. İlk olarak, fizik tabanlı modeller ile veri odaklı yöntemlerin birlikte kullanıldığı hibrit yaklaşımların öneminin artması beklenmektedir. Otoo et al. (2026) tarafından incelenen güncel literatürde de hibrit yöntemlerin enerji verimliliği ile iç ortam çevresel kalitesi arasındaki dengeyi geliştirmek amacıyla giderek daha fazla kullanıldığı görülmektedir.

İkinci olarak, kontrol algoritmalarının gerçek binalara uygulanmasını kolaylaştırmak için otomatik model oluşturma, düşük maliyetli sensör ve IoT altyapıları, bulut/kenar bilişim ve mevcut bina sistemlerine retrofit çözümleri önem kazanacaktır. Bu gelişmeler, algoritmanın kendisini geliştirmek kadar devreye alma süresinin ve toplam sahip olma maliyetinin azaltılmasını da hedeflemektedir.

Üçüncü olarak, dijital ikizlerin MPC ve RL ile bütünleştirilmesi önemli bir araştırma yönelimi oluşturmaktadır. Fiziksel sistemden sürekli veri alan bir dijital ikiz, MPC modelinin güncellenmesinde ve RL ajanlarının gerçek bina üzerinde uygulanmadan önce güvenli biçimde eğitilmesinde kullanılabilir. Ancak bu yapıların yaygınlaşması için veri standartlarının, birlikte çalışabilirlik mekanizmalarının ve gerçek zamanlı model

güncelleme yöntemlerinin geliştirilmesi gerekmektedir (Ibrahim et al., 2026). Güncel HVAC+R dijital ikiz derlemeleri de gerçek dünya uygulamalarının geliştirilmesini ve standart mimarilerin oluşturulmasını gelecekteki temel araştırma alanları arasında değerlendirmektedir. Sonuç olarak geleceğin enerji-verimli HVAC kontrol sistemlerinin yalnızca daha karmaşık bir kontrol algoritmasına dayanması beklenmemelidir. Daha gerçekçi yaklaşım; fiziksel bilgi, gerçek zamanlı veri, tahmin, optimizasyon ve öğrenme yöntemlerinin güvenilir bir bina otomasyon altyapısı içerisinde bütünleştirilmesidir. Böyle bir yapı, simülasyon performansı ile gerçek bina performansı arasındaki farkın azaltılması açısından kritik öneme sahiptir.

Sonuç

Binalarda enerji tüketiminin azaltılması ile kullanıcıların termal konforunun korunması arasındaki denge, HVAC kontrolünün temel problemlerinden biridir. Geleneksel aç-kapa, kural tabanlı ve PID kontrol yöntemleri uygulama kolaylıkları ve düşük hesaplama gereksinimleri nedeniyle önemini korumakla birlikte değişken çevresel koşulların, kullanıcı davranışlarının, enerji fiyatlarının ve birden fazla optimizasyon hedefinin birlikte değerlendirilmesi daha gelişmiş kontrol yaklaşımlarına duyulan gereksinimi artırmıştır.

Bu bölümde enerji-verimli HVAC kontrolü, özellikle simülasyondan gerçek uygulamaya geçiş perspektifinden incelenmiştir. MPC; gelecekteki sistem davranışını tahmin edebilmesi, fiziksel kısıtları doğrudan optimizasyon problemine dâhil edebilmesi ve enerji–konfor dengesini sistematik biçimde ele alabilmesi açısından önemli üstünlükler sunmaktadır. Buna karşılık model geliştirme, kalibrasyon, hesaplama ve mevcut bina otomasyon sistemine entegrasyon gerçek uygulamadaki başlıca güçlüklerdir (Bird et al., 2022; Blum et al., 2022; Pergantis et al.,

2024; Taheri et al., 2022; Taheri et al., 2024; Walnum et al., 2025; Wei & Calautit, 2024; Yao & Shekhar, 2021).

RL tabanlı yaklaşımlar, ayrıntılı fiziksel modele olan bağımlılığı azaltma ve değişen çalışma koşullarına uyum sağlayabilen kontrol politikaları geliştirme potansiyeli taşımaktadır. Bununla birlikte gerçek sistem üzerinde deneme-yanılmaya dayalı öğrenmenin oluşturduğu güvenlik ve konfor sorunları, ödül fonksiyonunun tasarımı, genellenebilirlik ve simülasyon ortamından fiziksel binaya politika aktarımı çözülmesi gereken temel konular arasında yer almaktadır (Al Sayed et al., 2024; Deng et al., 2022; Esrafilian-Najafabadi & Haghighat, 2022, 2023; Gao et al., 2024; Khabbazi et al., 2025; Lei et al., 2022; Togashi, 2025; Yoon et al., 2024).

Dijital ikiz yaklaşımı ise fiziksel bina ile sanal model arasında dinamik bir bağlantı kurarak MPC ve RL gibi gelişmiş kontrol yöntemlerinin gerçek sistemlerle bütünleştirilmesini destekleyebilecek bir altyapı sunmaktadır. Buna karşılık veri kalitesi, model güncelliği, birlikte çalışabilirlik ve standardizasyon problemleri dijital ikizlerin yaygın kullanımını sınırlamaktadır (Ibrahim et al., 2026; Ma et al., 2025; Walther et al., 2025; Xie et al., 2023). Literatürdeki saha uygulamaları birlikte değerlendirildiğinde, yüksek simülasyon performansının tek başına gerçek dünya başarısını garanti etmediği görülmektedir. Gerçek bina uygulamasında kontrol algoritmasının yanı sıra sensör ve haberleşme altyapısı, model doğruluğu, deney tasarımı, kullanıcı davranışı, kurulum süreci ve işletme-bakım maliyetleri de performansı belirleyen unsurlardır. Güncel saha literatürü de MPC ve RL'nin yaygın endüstriyel kullanımı için teknik performans kadar devreye alma, işletme ve bakım maliyetlerinin azaltılması gerektiğine işaret etmektedir (Khabbazi et al., 2025).

Bu çerçevede gelecekteki HVAC kontrol sistemlerinin MPC, RL veya dijital ikiz yaklaşımlarından yalnızca birine dayanmasından

çok, model tabanlı bilgi ile veri odaklı öğrenmeyi birleştiren hibrit ve bütünleşik mimarilere yönelmesi beklenmektedir. Fiziksel sistemden elde edilen gerçek zamanlı verilerle güncellenen dijital modellerin, tahmine dayalı optimizasyon ve güvenli öğrenme yöntemleriyle birlikte kullanılması; enerji verimliliği, kullanıcı konforu ve gerçek dünya uygulanabilirliği arasındaki dengenin geliştirilmesi açısından önemli bir araştırma yönü oluşturmaktadır.

Kaynakça/References

Al Sayed, K., Boodi, A., Sadeghian Broujeny, R., & Beddiar, K. (2024). Reinforcement learning for HVAC control in intelligent buildings: A technical and conceptual review. *Journal of Building Engineering, 95*, Article 110085. https://doi.org/10.1016/j.jobe.2024.110085

Bae, Y., Bhattacharya, S., Cui, B., Lee, S., Li, Y., Zhang, L., Im, P., Adetola, V., Vrabie, D., Leach, M., & Kuruganti, T. (2021). Sensor impacts on building and HVAC controls: A critical review for building energy performance. *Advances in Applied Energy, 4*, Article 100068. https://doi.org/10.1016/j.adapen.2021.100068

Balali, Y., Chong, A., Busch, A., & O'Keefe, S. (2023). Energy modelling and control of building heating and cooling systems with data-driven and hybrid models—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 183*, Article 113496. https://doi.org/10.1016/j.rser.2023.113496

Bird, M., Daveau, C., O'Dwyer, E., Acha, S., & Shah, N. (2022). Real-world implementation and cost of a cloud-based MPC retrofit for HVAC control systems in commercial buildings. *Energy and Buildings, 270*, Article 112269. https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2022.112269

Blum, D., Wang, Z., Weyandt, C., Kim, D., Wetter, M., Hong, T., & Piette, M. A. (2022). Field demonstration and implementation analysis of model predictive control in an office HVAC system. *Applied Energy, 318*, Article 119104. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2022.119104

Deng, X., Zhang, Y., & He, Q. (2022). Towards optimal HVAC control in non-stationary building environments combining

active change detection and deep reinforcement learning. *Building and Environment, 211*, Article 108680. https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2021.108680

Esrafilian-Najafabadi, M., & Haghighat, F. (2022). Towards self-learning control of HVAC systems with the consideration of dynamic occupancy patterns: Application of model-free deep reinforcement learning. *Building and Environment, 226*, Article 109747. https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2022.109747

Esrafilian-Najafabadi, M., & Haghighat, F. (2023). Transfer learning for occupancy-based HVAC control: A data-driven approach using unsupervised learning of occupancy profiles and deep reinforcement learning. *Energy and Buildings, 300*, Article 113637. https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2023.113637

Gao, Y., Shi, S., Miyata, S., & Akashi, Y. (2024). Successful application of predictive information in deep reinforcement learning control: A case study based on an office building HVAC system. *Energy, 291*, Article 130344. https://doi.org/10.1016/j.energy.2024.130344

Huang, G., Ng, S. T., Li, D., & Zhang, Y. (2024). State of the art review on the HVAC occupant-centric control in different commercial buildings. *Journal of Building Engineering, 96*, Article 110445. https://doi.org/10.1016/j.jobe.2024.110445

Ibrahim, N. I., Vering, C., Giannetti, N., Kim, M., Sholahudin, Storek, T., Müller, D., & Saito, K. (2026). State-of-the-art of the digital twin concept in HVAC+R systems for thermal management of buildings. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 229*, Article 116601. https://doi.org/10.1016/j.rser.2025.116601

Jin, R., Xu, P., Gu, J., Xiao, T., Li, C., & Wang, H. (2025). Review of optimization control methods for HVAC systems in demand response (DR): Transition from model-driven to model-free approaches and challenges. *Building and Environment, 280*, Article 113045. https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2025.113045

Khabbazi, A. J., Pergantis, E. N., Reyes Premer, L. D., Papageorgiou, P., Lee, A. H., Braun, J. E., Henze, G. P., & Kircher, K. J. (2025). Lessons learned from field demonstrations of model predictive control and reinforcement learning for residential and commercial HVAC: A review. *Applied Energy, 399*, Article 126459. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2025.126459

Lei, Y., Zhan, S., Ono, E., Peng, Y., Zhang, Z., Hasama, T., & Chong, A. (2022). A practical deep reinforcement learning framework for multivariate occupant-centric control in buildings. *Applied Energy, 324*, Article 119742. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2022.119742

Ma, N., Li, W., Jiang, C., Sun, X., & Zhang, J. (2025). Development of digital twin system for central air-conditioning based on BIM. *Journal of Building Engineering, 111*, Article 113171. https://doi.org/10.1016/j.jobe.2025.113171

Otoo, C., Lu, T., Lü, X., Haneda, K., & Yuan, Y. (2026). AI-driven HVAC control optimisation for enhancing energy efficiency and indoor environmental quality: A review of recent advances and emerging approaches. *Building and Environment, 303*, Article 114968. https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2026.114968

Peng, Y., Lei, Y., Tekler, Z. D., Antanuri, N., Lau, S.-K., & Chong, A. (2022). Hybrid system controls of natural ventilation and HVAC in mixed-mode buildings: A comprehensive review. *Energy and Buildings, 276*, Article 112509. https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2022.112509

Pergantis, E. N., Dhillon, P., Reyes Premer, L. D., Lee, A. H., Ziviani, D., & Kircher, K. J. (2024). Humidity-aware model predictive control for residential air conditioning: A field study. *Building and Environment, 266*, Article 112093. https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2024.112093

Taheri, S., Hosseini, P., & Razban, A. (2022). Model predictive control of heating, ventilation, and air conditioning (HVAC) systems: A state-of-the-art review. *Journal of Building Engineering, 60*, Article 105067. https://doi.org/10.1016/j.jobe.2022.105067

Taheri, S., Jafarian Amiri, A., & Razban, A. (2024). Real-world implementation of a cloud-based MPC for HVAC control in educational buildings. *Energy Conversion and Management, 305*, Article 118270. https://doi.org/10.1016/j.enconman.2024.118270

Togashi, E. (2025). Reward function design in reinforcement learning for HVAC control: A review of thermal comfort and energy efficiency trade-offs. *Energy and Buildings, 348*, Article 116439. https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2025.116439

United Nations Environment Programme, & Global Alliance for Buildings and Construction. (2025). *Global status report for buildings and construction 2024/2025: Not just another brick in the wall*.

https://www.unep.org/resources/report/global-status-report-buildings-and-construction-20242025

Walnum, H. T., Sartori, I., Ward, P., & Gros, S. (2025). Demonstration of a low-cost solution for implementing MPC in commercial buildings with legacy equipment. *Applied Energy, 380*, Article 125012. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2024.125012

Walther, K., Molinari, M., & Voss, K. (2025). Controls of HVAC systems in digital twins—Comparative framework and case study on the performance gap. *Journal of Building Performance Simulation, 18*(5–6), 724–741. https://doi.org/10.1080/19401493.2024.2446517

Wei, Z., & Calautit, J. K. (2024). Field experiment testing of a low-cost model predictive controller (MPC) for building heating systems and analysis of phase change material (PCM) integration. *Applied Energy, 360*, Article 122750. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2024.122750

Xie, X., Merino, J., Moretti, N., Pauwels, P., Chang, J. Y., & Parlikad, A. (2023). Digital twin enabled fault detection and diagnosis process for building HVAC systems. *Automation in Construction, 146*, Article 104695. https://doi.org/10.1016/j.autcon.2022.104695

Yao, Y., & Shekhar, D. K. (2021). State of the art review on model predictive control (MPC) in heating ventilation and air-conditioning (HVAC) field. *Building and Environment, 200*, Article 107952. https://doi.org/10.1016/j.buildenv.2021.107952

Yoon, Y., Amasyali, K., Li, Y., Im, P., Bae, Y., Liu, Y., & Zandi, H. (2024). Energy performance evaluation of the ASHRAE Guideline 36 control and reinforcement learning-based

control using field measurements. *Energy and Buildings, 325*, Article 115005. https://doi.org/10.1016/j.enbuild.2024.115005

BÖLÜM 3

BUILT-IN TEST EQUIPMENT IN AIRCRAFT SYSTEM DESIGN AND DEVELOPMENT

Murat EKİCİ[1]

Introduction

An aircraft may report a fault in flight that cannot be reproduced after landing. A successful workshop test does not establish that the original indication was incorrect. Built-in test equipment (BITE) provides observations from within the installed system, where external instruments may be unavailable. Its usefulness depends on whether those observations support a defensible maintenance decision. The distinction between a detected symptom and an identified cause is therefore central to development.

ARINC Report 604-1 describes BITE in relation to economical avionics maintenance and the collection and presentation of fault data through a centralized fault display system (Aeronautical Radio, Inc., 1988). This chapter uses built-in test (BIT) for the test function and BITE for the hardware and associated software that implement it. The boundary includes measurement

[1] Lecturer Dr., Dokuz Eylül University, Efes Vocational School, Department of Transportation Services, Civil Air Transportation Management Program, İzmir, Türkiye. ORCID: 0000-0002-8875-0775

circuits, test stimuli, execution logic, diagnostic processing and fault records. It excludes external automatic test equipment, although aircraft and workshop tests must be considered together when defining diagnostic coverage. A line-replaceable unit (LRU) is an equipment assembly replaced at the aircraft maintenance level defined for the installation.

The chapter presents a narrative review and an engineering design synthesis. Searches in October 2026 combined aircraft or avionics with built-in test, testability, intermittent fault, no fault found and maintenance diagnosis. Publisher records, institutional repositories and official standards catalogues were checked; reference lists provided additional candidates. Studies were selected for an aircraft application or a direct connection to test uncertainty, diagnostic design or maintenance decisions. Chip-level self-test without an aircraft-system connection was outside the scope. The selection is a narrative review, without exhaustive database screening. No prototype or flight experiment is reported.

The chapter covers aircraft electronics and their associated sensing systems. Civil transport guidance provides the development context; applicability depends on the programme's certification basis. The contribution is a traceable design synthesis: each fault assumption is connected to an observation, its diagnostic boundary, a maintenance interpretation and a verification criterion. Existing methods inform those connections; the chapter does not claim a new diagnostic algorithm. A worked example explains the resulting measures without presenting simulated or measured performance.

Evidence on diagnostic limitations

The NFF reviews by Khan and colleagues connect technical causes with organizational practices (Khan, Phillips, Hockley, et al., 2014; Khan, Phillips, Jennions, et al., 2014). NFF describes an investigation outcome, whereas a false alarm requires evidence that

an indication occurred under a healthy condition. An intermittent connection may cause a genuine in-flight disturbance and then pass a workshop test. ARINC Report 672 addresses NFF reduction across maintenance activities (Aeronautical Radio, Inc., 2008). Preserving operating context is therefore essential to interpreting a subsequent successful test.

Table 1. Comparison of evidence relevant to aircraft BITE

Evidence	**Method and setting**	**Transfer to this design**
(Khan, Phillips, Hockley, et al., 2014; Khan, Phillips, Jennions, et al., 2014)	Technical causes and organizational practices	Retain installed context; NFF is not proof of a false alarm.
(Hale & Bollas, 2018; Palmer et al., 2016)	Model sensitivities and active design; ECS examples	Select distinguishing observations; flight stimulus limits require separate assessment.
Maintenance costs (Raza & Ulansky, 2018)	Model of false alarms and intermittent faults	Evaluate removal consequences; model outputs are not universal fleet rates.
Test trustworthiness (Ulansky et al., 2021)	ATE measurement and stimulus errors; dismounted avionics	Include test-path uncertainty; airborne applicability needs verification.
System diagnosis (Skliros et al., 2022)	APU and ECS engineering simulations linked to maintenance	Relate signatures to actions; the evidence is not validation of this LRU.
Aerospace diagnosis (Marzat et al., 2012)	Survey of model-based methods	Define model envelope and residual interpretation.
Certifiable maintenance (Meissner et al., 2025)	Review of regulatory and development guidance	Separate diagnostic evidence from authorization to replace a maintenance task.

Source: Author's comparison of the cited studies. Transfer statements are design interpretations, not claims of validation by those studies.

The studies in Table 1 answer different questions. Palmer et al. select informative test conditions through model sensitivities (Palmer et al., 2016); Hale and Bollas use active test design to distinguish discrete faults (Hale & Bollas, 2018). Their aircraft environmental control examples support deliberate test selection, but the permissible inputs of a maintenance test cannot be transferred directly to flight operation. The stimulus envelope remains an installation-specific decision.

Raza and Ulansky model maintenance costs associated with false alarms and intermittent faults (Raza & Ulansky, 2018). Ulansky et al. instead examine decision trustworthiness for dismounted equipment tested by ATE, including stimulus instability and measurement error (Ulansky et al., 2021). Their results motivate scrutiny of the test path, rather than establishing airborne BITE performance. Skliros et al. connect system diagnosis to maintenance decisions through APU and ECS engineering simulations (Skliros et al., 2022). Meissner et al. place health monitoring within the development of certifiable condition-based maintenance (Meissner et al., 2025).

Equipment development must bring these findings together. Informative tests require valid measurements and permitted execution conditions, while maintenance interpretation must preserve unresolved alternatives. The fault matrix and verification requirements developed here provide that connection. Their usefulness depends on the fault catalogue; the comparison does not establish that these features are absent from other architectures.

Test modes and diagnostic boundaries

Power-up tests run during initialization; continuous tests operate during service; initiated tests require an authorized request and established preconditions. Table 2 relates these modes to the

architecture developed here. The labels identify execution opportunities, not equivalent coverage.

Table 2. Test modes and permissible actions

Mode	Typical opportunity	Design limit
Power-up	Initialization checks before accepting service	Startup permission and completion criteria
Continuous	Passive monitoring during normal operation	Sampling, timing and resource budget
Initiated	Requested test with approved preconditions	Stimulus limits and guaranteed restoration

Source: Author's design synthesis.

A successful power-up check does not demonstrate health throughout flight. Continuous monitoring depends on sampling and resource limits; initiated testing can exercise a deeper path only within its permitted stimulus envelope. Coverage is therefore stated by failure mode, execution mode and operating condition.

A processor loopback can leave the external transceiver and wiring untested. Likewise, a sensor plausibility failure can originate in wiring, power, conversion or the physical process. The fault report identifies the tested boundary and retains alternatives that the observations cannot separate. This boundary-oriented interpretation follows the distinction between fault sensitivity and identifiability in the test-design studies (Hale & Bollas, 2018; Palmer et al., 2016).

Requirements and testability analysis

BITE requirements should specify the fault, operating envelope, permitted test mode, response time and recorded evidence. A generic requirement for self-test leaves these conditions undefined. Detection latency, isolation resolution and test unavailability need separate acceptance criteria derived from the equipment function and maintenance objective.

Failure-mode analysis supplies the fault list and its boundary. A component fault and its propagated effects should not count as separate detection successes when one monitor responds to all of them. Each entry should identify the cause, observation and expected maintenance resolution. Hardware, software and failure-catalogue versions must remain linked to reconstruct coverage after modification.

A fault–test matrix maps fault assumptions to expected observations. Table 3 uses P for pass, F for fail and U for an inconclusive result caused by unavailable or invalid evidence. These are proposed signatures, not measured probabilities. N, not executed, is reported separately when a test is inhibited; no inhibited test is assumed in the table. Identical signatures define an ambiguity group. Test selection seeks observations that separate that group within the permitted operating envelope, consistent with the test-design methods of Palmer et al. and Hale and Bollas (Hale & Bollas, 2018; Palmer et al., 2016).

Table 3. Conceptual fault signatures for the representative LRU

Fault scenario	**Rail check**	**Progress check**	**Input consistency**	**Link timeout**
Internal rail loss	F	F	U	F
Processor stall	P	F	U	F
Sensor input bias	P	P	F	P
Reference drift	P	P	F	P
Communication interruption	P	P	P	F

Source: Author's conceptual design. P = pass; F = fail; U = inconclusive. N = not executed applies to inhibition. Single faults, powered observer and external receiver, and a valid independent reference are assumed; no measured probabilities are represented.

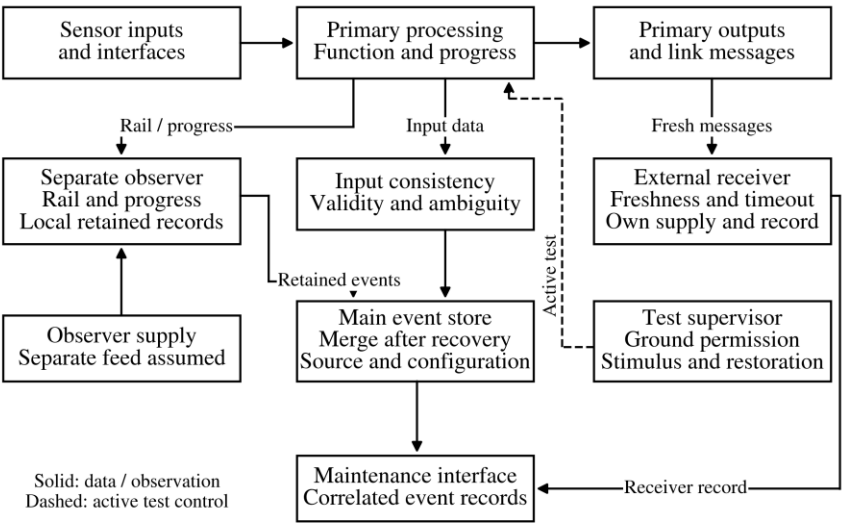
The separately supplied observer retains rail and progress events in local storage when the main processor is unavailable. Valid link messages require a processor-updated freshness counter. A rail loss produces F for the rail check and, after its deadline, F for missing progress; input consistency is U because the sensor conversion data are invalid. The link timeout is observed by a powered external receiver. Processor stall likewise prevents valid input comparison. With healthy rails and processing, either input bias or conversion-reference drift can produce F in the consistency check. A common drift affecting both channels may remain invisible unless an independent reference is available; the table assumes that reference is valid.

Failure effects and diagnostic dependencies govern safety coverage, rather than the number of marked cells. A missing message does not identify a defective transmitter: wiring or the receiver may also be responsible. The display retains pass, fail, not executed and inconclusive, together with the reason and remaining alternatives. This prevents absent evidence from being presented as a successful test.

Architecture and information flow

Figure 1 distinguishes the primary function from diagnostic observation. The separately supplied observer checks rail voltage and execution progress; the normal processing path produces input consistency evidence. The supervisor permits active stimuli only when the required aircraft state is established. After recovery, the main event store merges the observer records for export, preserving source and configuration.

Figure 1. Proposed BITE architecture and maintenance information flow



Source: Author's original diagram. Proposed design; no experimental results are represented.

Separate observation is a design assumption, not proof of independence. Supply routing, clocks and interfaces can retain common dependencies; the safety assessment must examine them (SAE International, 2023a). If the observer loses its own supply, its previous record cannot establish the current rail state. A powered external receiver can report a link timeout while leaving the failed boundary unresolved.

Each event record must contain equipment identity, test identifier, configuration, timestamp quality, execution mode and result. A sequence number preserves ordering when synchronization is uncertain. Buffer retention covers the specified fault duration and pre-event context. This record structure is the chapter's implementation proposal, informed by the installed-to-workshop information problem identified in the NFF reviews (Khan, Phillips,

Hockley, et al., 2014; Khan, Phillips, Jennions, et al., 2014). Aircraft-level correlation preserves each local observation; simultaneous messages alone do not prove a common cause.

Hardware and software implementation

The trustworthiness study of Ulansky et al. identifies stimulus and measurement errors as contributors to incorrect decisions (Ulansky et al., 2021). Applied here as a design inference, this requires an uncertainty budget for voltage references, conversion, protection and test-point loading. Using one reference both to generate and measure a stimulus can conceal common drift. A documented independent comparison is needed for the reference-drift scenario.

An internal loopback exercises a different boundary from an external connector loopback. The switching logic must restore the normal path after completion, interruption or timeout; failed restoration is recorded as a separate fault. Software records permission, acquisition, stimulus, observation and restoration as distinct execution stages. Unavailable resources produce N, and invalid acquired evidence produces U.

Processor execution, memory access and communication load require budgets for simultaneous activity. Queue saturation must preserve an indication of lost records. Implementation of these requirements needs evidence under the applicable hardware and software assurance processes (RTCA, Inc., 2000, 2011). Thresholds and fault dictionaries remain under configuration control so that an old event can be interpreted using its originating version.

Diagnostic logic and alarm credibility

Thresholds require an allowable range and a measurement uncertainty budget. Hysteresis or duration filtering can suppress repeated transitions but can also hide brief faults. Verification must

therefore include events shorter than the persistence setting and normal transients near the boundary.

Marzat et al. review model-based aerospace diagnosis using analytical redundancy (Marzat et al., 2012). Equation 1 defines the residual used in this chapter's example as the difference between a measurement and its model prediction.

$$r(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (1)$$

Here, $y(k)$ is the measured quantity and $\hat{y}(k)$ its predicted value at sample k; $r(k)$ has the same units. A large residual identifies inconsistency, not its physical cause. Valid prediction inputs and a stated operating envelope are prerequisites. Invalid data produce U rather than an inferred sensor failure.

For this design, thresholds are fixed before final assessment, and independent fault episodes form the assessment units. Repeated samples from one disturbance are not independent tests. The design uses no trained classifier. Adding one would require an account of its training data, validation and confidence calibration. Maintenance advice retains the measured evidence and unresolved alternatives; the diagnosis-to-action connection is consistent with the system-level treatment of Skliros et al. (Skliros et al., 2022).

Development assurance and environmental verification

ARP4754B addresses civil aircraft and system development, while ARP4761A addresses safety assessment (SAE International, 2023a, 2023b). FAA Advisory Circular 25.1309-1B provides acceptable means of showing compliance within its stated scope (Federal Aviation Administration, 2024). Their application depends on the programme's certification basis; citing them does not demonstrate that a design complies.

DO-178C and DO-254 provide software and electronic hardware assurance guidance (RTCA, Inc., 2000, 2011). The

assurance assigned to BITE depends on its role and failure consequences. A monitor credited with detecting a latent hazardous condition needs a different justification from a recorder whose failure removes maintenance information. Independence and resource-separation claims require implementation and verification evidence.

DO-160G addresses environmental conditions and equipment test procedures (RTCA, Inc., 2010). Surviving a qualification category does not establish diagnostic effectiveness throughout that category. The verification campaign must also examine thresholds, measurement validity and reporting under the relevant power and environmental conditions.

Meissner et al. address certifiable condition-based maintenance (Meissner et al., 2025). Supplying diagnostic evidence does not authorize replacement of an approved maintenance task. Any substitution needs justified detection capability, missed-fault evidence and a valid operational envelope.

Representative avionics design example

The proposed sensor-interface LRU contains a processor, two inputs, a conversion reference, a communication interface and event storage. A separately supplied observer measures the internal rail and watches processor progress; the link timeout is measured by an external receiver. These assumptions explain the signatures in Table 3. Sensor bias and reference drift remain ambiguous until a permitted independent-reference test separates them.

Table 4 translates the design into testable requirements. Its timing and voltage values are illustrative allocations for this example, not certification limits or aircraft measurements. The nominal rail is 5.0 V; values below 4.5 V lasting at least 20 ms form the injected rail-loss class. A hardware qualifier latches a 20 ms undervoltage event. Its assumed 10 ms observer cycle and 5 ms

recording allowance give a 35 ms deadline from onset. The observer, input-check task and external receiver each have a separate maximum 10 ms evaluation interval and 5 ms recording allowance. R2 and R5 measure their timeout from the last valid progress indication or message; the 15 ms reporting deadline starts at timeout expiry. For R3, it starts when the 20 ms discrepancy condition is satisfied. These allocations require verification against actual timing and measurement uncertainty.

Table 4. Illustrative requirements and verification traceability

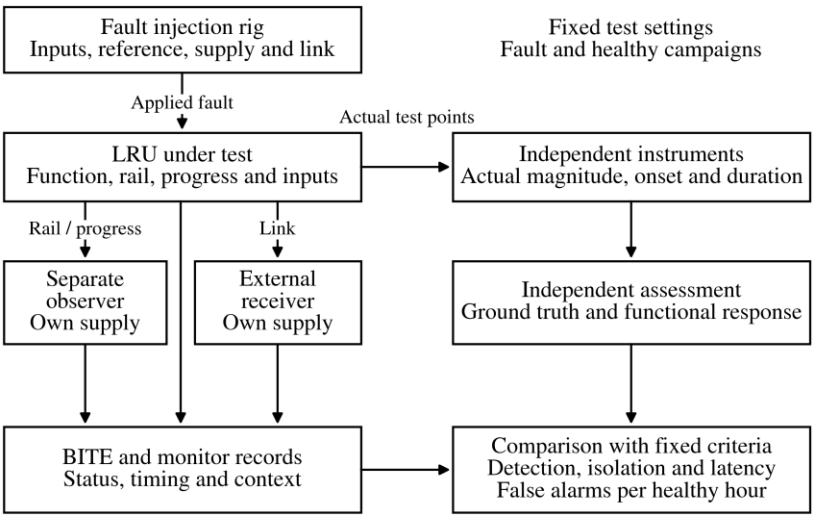
ID and fault	Observation and criterion	Independent verification
R1 Rail loss	Observer: below 4.5 V for 20 ms; record F within 35 ms of onset.	Calibrated supply and timestamped observer record.
R2 Processor stall	10 ms heartbeat; 30 ms timeout; record F within 15 ms of timeout expiry.	Freeze execution; observe heartbeat independently.
R3 Input discrepancy	Valid reference: 0.10 V discrepancy for 20 ms; record F within 15 ms of qualification.	Apply physical input bias; verify magnitude and onset.
R4 Ambiguous origin	Without a reference test, retain sensor/reference ambiguity; invalid reference gives U.	Vary input bias and reference drift separately.
R5 Link loss	External receiver: 50 ms without a valid message; record F within 15 ms of timeout expiry.	Interrupt link at several sampling phases.
R6 Test permission	Active stimulus only in approved ground state; denial gives N and no stimulus.	Deny request; verify N and absence of active stimulus.

Source: Author’s illustrative allocations, not aircraft requirements or certification limits. R3 is a discrepancy criterion, not component isolation. Evaluation and recording budgets are allocated separately to each monitoring path; see the timing definitions in the text.

Figure 2 shows separate fault application, reference measurements and comparison of BITE records. The rig varies

physical sensor bias and conversion-reference drift independently. Observer-supply interruption tests record validity after recovery, preventing old records from being interpreted as current evidence.

Figure 2. Independent verification arrangement for the representative LRU



Source: Author's original diagram. Proposed design; no experimental results are represented.

Communication interruptions vary in duration and phase relative to sampling. The healthy campaign includes startup, normal transients and allowable sensor and supply dynamics. Test settings remain fixed for final assessment. A fault injection is counted only when independent instruments confirm its magnitude, onset and duration; the rig's commanded value alone is insufficient.

Verification metrics and acceptance evidence

Equation 2 defines detection performance over independently assessed fault episodes. N_F counts eligible injected episodes and N_D those detected within the specified deadline. Out-

of-envelope episodes and unexecuted tests are reported separately. Multiple samples from one episode do not increase N_F.

$$D = \frac{N_D}{N_F} \quad (2)$$

Equation 3 defines conditional isolation performance. N_I counts detected episodes assigned to the correct declared maintenance boundary. N_I/N_F instead describes successful isolation across all eligible faults. Both measures require the same ground truth and a declared ambiguity resolution. A zero denominator makes the corresponding rate undefined.

$$I = \frac{N_I}{N_D} \quad (3)$$

Equation 4 defines false-alarm intensity, with N_{FA} distinct false-alarm events and T_H eligible healthy exposure in hours. Invalid-input and inhibited intervals are excluded from T_H but their durations remain reported. One persistent indication is one event under a predefined merging rule.

$$\lambda_{FA} = \frac{N_{FA}}{T_H} \quad (4)$$

For a hypothetical teaching example, suppose $N_F = 100$, $N_D = 96$, $N_I = 90$, $N_{FA} = 3$ and $T_H = 600$ h. Substitution gives the following values.

$$D = 96/100 = 0.96; \quad I = 90/96 = 0.9375$$

$$N_I/N_F = 0.90; \quad \lambda_{FA} = 3/600 = 0.005\ \mathrm{h}^{-1}$$

The conditional isolation rate is therefore 93.75%, although ten of the 100 eligible fault episodes do not yield a correct isolation result. The counts illustrate the reporting method; they are not LRU test results.

For uncertainty reporting, the campaign must establish whether independent episodes justify binomial intervals for D and I and whether stationary independent event arrivals justify a Poisson interval for false-alarm intensity. Clustered episodes require an analysis preserving that dependence. Zero observed false alarms over finite exposure do not establish a zero underlying rate. Point estimates alone cannot demonstrate an acceptance target.

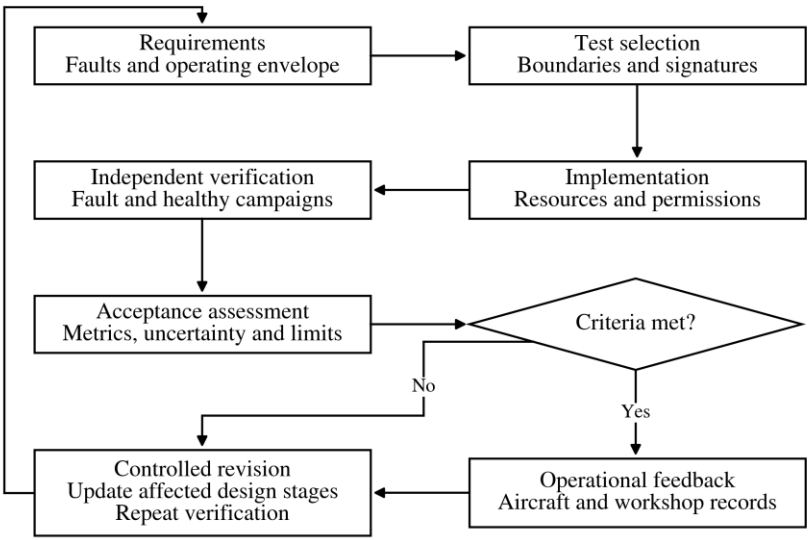
Table 5. Verification evidence and its interpretation

Design question	**Evidence**	**Reporting condition**
Is the fault detected?	Detection rate and latency	Independent fault episodes and onset definition
Is the correct boundary identified?	Isolation rate and ambiguity group	Declared maintenance resolution
Are healthy states accepted?	False alarm events per healthy hour	Eligible exposure and event-merging rule
Can tests interfere with service?	Execution, bus load and restoration	Worst permitted simultaneous activity
Can the test path fail silently?	Dependency and monitor-fault tests	Independent reference where justified

Source: Author’s design synthesis.

Table 5 links evidence to the design question. Detection latency starts at the independently observed fault onset and includes timestamp uncertainty. Targets are allocated before assessment from maintenance objectives and safety analysis. Figure 3 adds an acceptance decision and controlled revision of requirements, tests or implementation. A threshold change requires rechecking both fault detection and healthy behaviour.

Figure 3. Development and verification sequence with operational feedback



Source: Author's original diagram. Proposed design; no experimental results are represented.

Maintenance feedback and development limits

Maintenance feedback connects aircraft records with removal reasons, workshop findings and recurrence. The NFF reviews and ARINC Report 672 support investigating this installed-to-workshop chain (Aeronautical Radio, Inc., 2008; Khan, Phillips, Hockley, et al., 2014; Khan, Phillips, Jennions, et al., 2014). The event record therefore retains configuration and operating context alongside workshop test conditions. Reclassification retains the original diagnosis.

Changes in event definitions can alter apparent reliability without changing equipment behaviour. Comparisons need consistent exposure denominators and separate diagnostic revisions. Reduced removals are evaluated alongside missed faults, reflecting

the maintenance consequences examined by Raza and Ulansky (Raza & Ulansky, 2018).

This synthesis establishes a traceable design argument, not achieved coverage or maintenance savings. Its matrix assumes single faults, valid independent references and an available observer. Common-cause failures, simultaneous faults and observer loss need further scenarios. Applying the design to an aircraft requires justified fault models, independent verification and an installation-specific operating envelope.

Conclusion

Aircraft BITE design gains value when each observation is tied to a defined test boundary and a defensible maintenance interpretation. The literature comparison connects informative test design, measurement trustworthiness and maintenance consequences. The fault matrix distinguishes failed tests from unavailable evidence, and the requirements table assigns each scenario an observable criterion and verification method.

The worked calculation separates detection, conditional isolation and successful isolation over the full campaign. Those measures describe different outcomes and require explicit denominators. Validation now requires an independently instrumented campaign covering the stated single-fault assumptions, healthy transients and loss of diagnostic resources.

References

Aeronautical Radio, Inc. (1988). *Guidance for design and use of built-in test equipment (BITE)* (ARINC Report 604-1). https://saemobilus.sae.org/standards/arinc604-1-604-1-guidance-design-use-built-test-equipment-bite

Aeronautical Radio, Inc. (2008). *Guidelines for the reduction of no fault found (NFF)* (ARINC Report 672). https://saemobilus.sae.org/standards/arinc672-672-guidelines-reduction-no-fault-found-nff

Federal Aviation Administration. (2024). *System design and analysis* (Advisory Circular 25.1309-1B). https://www.faa.gov/documentLibrary/media/Advisory_Circular/AC_25.1309-1B.pdf

Hale, W. T., & Bollas, G. M. (2018). Design of built-in tests for active fault detection and isolation of discrete faults. *IEEE Access, 6*, 50959–50973. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2869269

Khan, S., Phillips, P., Hockley, C., & Jennions, I. (2014). No fault found events in maintenance engineering part 2: Root causes, technical developments and future research. *Reliability Engineering & System Safety, 123*, 196–208. https://doi.org/10.1016/j.ress.2013.10.013

Khan, S., Phillips, P., Jennions, I., & Hockley, C. (2014). No fault found events in maintenance engineering part 1: Current trends, implications and organizational practices. *Reliability Engineering & System Safety, 123*, 183–195. https://doi.org/10.1016/j.ress.2013.11.003

Marzat, J., Piet-Lahanier, H., Damongeot, F., & Walter, E. (2012). Model-based fault diagnosis for aerospace systems: a survey. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 226*(10), 1329–1360. https://doi.org/10.1177/0954410011421717

Meissner, R., Pohya, A. A., Weiss, O., Piotrowski, D., & Wende, G. (2025). Regulatory pathways to certifiable condition based maintenance solutions in aviation: A comprehensive review. *Progress in Aerospace Sciences, 158*, 101143. https://doi.org/10.1016/j.paerosci.2025.101143

Palmer, K. A., Hale, W. T., Han, L., Jacobson, C. A., & Bollas, G. M. (2016). Built-in test design for fault detection and isolation in an aircraft environmental control system. *IFAC-PapersOnLine, 49*(7), 7–12. https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2016.07.208

Raza, A., & Ulansky, V. (2018). Modelling of false alarms and intermittent faults and their impact on the maintenance cost of digital avionics. *Procedia Manufacturing, 16*, 107–114. https://doi.org/10.1016/j.promfg.2018.10.171

RTCA, Inc. (2000). *Design assurance guidance for airborne electronic hardware* (DO-254). https://my.rtca.org/productdetails?id=a1B36000001IcjTEAS

RTCA, Inc. (2010). *Environmental conditions and test procedures for airborne equipment* (DO-160G). https://my.rtca.org/NC__Product?id=a1B36000001IcnSEAS

RTCA, Inc. (2011). *Software considerations in airborne systems and equipment certification* (DO-178C). https://www.rtca.org/products/do-178c-electronic/

SAE International. (2023a). *Guidelines for conducting the safety assessment process on civil aircraft, systems, and equipment* (ARP4761A). https://doi.org/10.4271/ARP4761A

SAE International. (2023b). *Guidelines for development of civil aircraft and systems* (ARP4754B). https://doi.org/10.4271/ARP4754B

Skliros, C., Ali, F., King, S., & Jennions, I. (2022). Aircraft system-level diagnosis with emphasis on maintenance decisions. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part O: Journal of Risk and Reliability, 236*(6), 1057–1077. https://doi.org/10.1177/1748006X211054938

Ulansky, V., Machalin, I., & Terentyeva, I. (2021). Assessment of health monitoring trustworthiness of avionics systems. *International Journal of Prognostics and Health Management, 12*(2). https://doi.org/10.36001/ijphm.2021.v12i2.2907

BÖLÜM 4

DESIGN AND NUMERICAL MODELLING OF A STAND-ALONE WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM BASED ON A SELF-EXCITED INDUCTION GENERATOR

HARİS ÇALGAN[1], METİN DEMİRTAŞ[2]

Introduction

Increasing energy demand, the limited availability of fossil fuel resources, and the environmental impacts of conventional power generation methods have made the development and wider adoption of renewable energy technologies an important area of research. Among renewable sources, including solar, wind, hydropower, biomass and geothermal energy, wind power plays a significant role in electricity generation owing to its technological maturity and applicability across different power ratings. In particular, small-scale stand-alone wind energy conversion systems offer an alternative means of meeting local energy needs in rural and remote areas where access to the electricity grid is limited (Calgan et al., 2020; Calgan & Demirtas, 2022).

[1] Assoc. Prof. Dr., Balikesir University, Dept. of Electrical and Electronics Engineering, Orcid: 0000-0002-9106-8144.
[2] Prof. Dr., Balikesir University, Dept. of Electrical and Electronics Engineering Orcid: 0000-0003-2622-5286

The type of generator used to convert wind energy into electrical energy directly influences system cost, efficiency, maintenance requirements and control architecture. In addition to synchronous generators, induction generators are widely employed in these systems. Induction generators are particularly attractive for small- and medium-scale wind energy applications because of their simple and robust construction, relatively low cost, brushless operation and limited maintenance requirements. By connecting appropriately sized capacitor banks to the stator terminals of an induction machine, voltage can be generated without an external electricity grid. Systems operating on this principle are referred to as self-excited induction generators (SEIGs)(Dewangan et al., 2019).

In SEIG systems, voltage build-up is enabled by the residual magnetism in the machine's magnetic circuit and the reactive power supplied by excitation capacitors connected to the stator terminals. However, the generator terminal voltage and output frequency depend on several parameters, including rotor speed, excitation capacitance, load characteristics and magnetic saturation. In particular, changes in load level or generator speed can cause undesirable fluctuations in terminal voltage and frequency. This behaviour is regarded as one of the principal technical limitations of stand-alone SEIG systems. Appropriate voltage- and frequency-regulation methods are therefore required to ensure reliable electricity generation (Demirtas et al., 2021; Ouali et al., 2012).

Various reactive power compensation methods for SEIG voltage regulation have been investigated in the literature. These include fixed or switched capacitor banks, synchronous condensers, static VAR compensators (SVCs) and static synchronous compensators (STATCOMs) (Singh et al., 2006). Although STATCOM-based solutions offer fast dynamic responses and

advanced reactive power control capabilities, their power electronic hardware and control requirements can increase system cost. By contrast, the fixed capacitor–thyristor-controlled reactor (FC–TCR) configuration provides an alternative, particularly where cost is a major consideration, owing to its relatively simple hardware and controllable equivalent reactive power characteristics. By varying the thyristor firing angles in an FC–TCR, the reactor's fundamental current component, and consequently the equivalent reactive power behaviour of the system, can be adjusted. The terminal voltage of the SEIG can thus be controlled under different loading conditions (Kundu et al., 2021).

In addition to voltage regulation, control of the output frequency is essential for reliable operation of stand-alone energy systems. Because the electrical frequency of a SEIG is related to the mechanical rotational speed and operating conditions, speed control of the prime mover can be used for frequency regulation. Nevertheless, the generator's nonlinear characteristics and the interaction between voltage and frequency dynamics complicate controller design. Multi-loop control structures that address voltage and frequency regulation in a coordinated manner therefore represent an important solution (Demirtas et al., 2021).

Another important stage in the design of SEIG-based energy conversion systems is the development of mathematical and simulation models capable of representing the behaviour of the physical system. Accurate identification of the induction machine's equivalent-circuit parameters enables the assessment of self-excitation conditions and the analysis of transient and steady-state responses under different loading conditions. Quantities such as stator resistance, rotor resistance, leakage reactances and magnetising parameters can be determined through standard electrical machine tests. Models developed in MATLAB/Simulink using these parameters can then be employed to investigate system

behaviour and evaluate different control strategies before implementation on the physical plant.

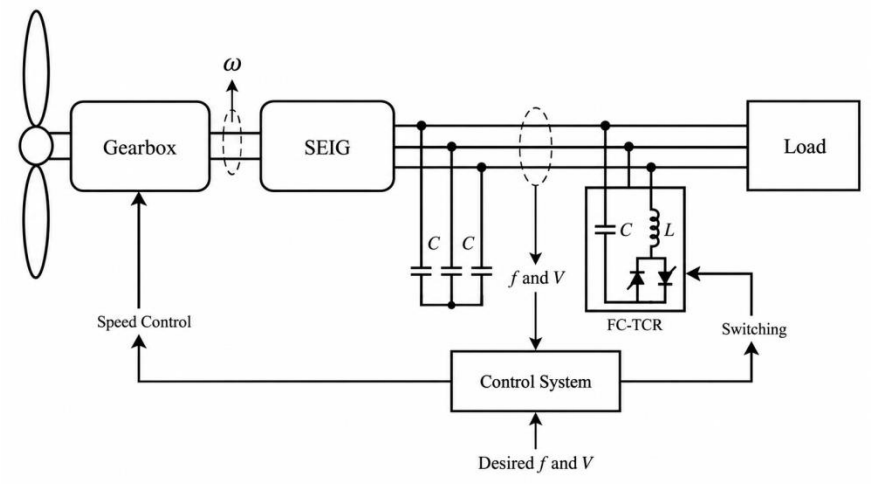
This book chapter addresses the design, laboratory implementation and MATLAB/Simulink modelling of a three-phase, SEIG-based stand-alone wind energy conversion system. The system employs a 5.5 kW three-phase induction machine as the generator, driven by an inverter-controlled induction motor to reproduce the mechanical behaviour of a wind turbine in the laboratory. An FC–TCR configuration is used for terminal-voltage control, while output-frequency regulation is achieved by adjusting the rotational speed of the prime mover. Voltage and frequency measurements are acquired through an STM32 Nucleo-F411RE microcontroller board, and the control and monitoring infrastructure is implemented to operate with MATLAB/Simulink.

The chapter first describes the overall configuration and operating principles of the proposed system, followed by the experimental apparatus and its electrical and electronic components. The measurement and control infrastructure, experimental identification of the induction machine's equivalent-circuit parameters, and development of the MATLAB/Simulink model are then presented in detail. In this way, the chapter provides a practical technical approach to the design and simulation of stand-alone wind energy systems incorporating a SEIG.

SEIG System with an FC-TCR

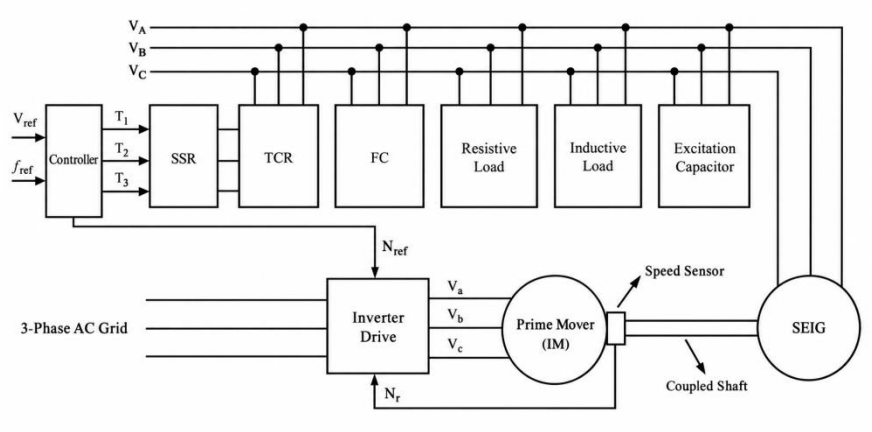
The aim of the proposed system is to address poor voltage and frequency regulation in a stand-alone wind turbine incorporating a three-phase SEIG, as may be used in rural areas, through the design of suitable controllers. An FC–TCR configuration is employed to adjust the generator terminal voltage, while frequency regulation is provided by controlling generator speed. The overall arrangement is shown in Figure 1.

Figure 1 Overall configuration of the proposed SEIG system with an FC–TCR



For laboratory implementation, an external induction motor is used to emulate the wind turbine and transfer the equivalent mechanical power to the generator shaft. A delta-connected excitation capacitor bank is connected to the stator terminals to enable the SEIG to build up its voltage during rotation. The SEIG terminal voltage and frequency are measured using suitable sensors and kept under control. A block diagram of the system is presented in Figure 2.

Figure 2 Block diagram of the system



An induction motor (IM) serves as the prime mover in this system, and its speed is adjusted using a mains-fed inverter drive. RMS transducers are used to measure the output voltage and frequency of the SEIG. The output voltage over the 0–500 V range and the frequency over the 40–60 Hz range are thereby converted into low-level DC signals suitable for acquisition by the microcontroller board. An additional, smaller capacitor bank is used on the fixed-capacitor side of the FC–TCR and connected to the terminals in a star configuration. The resistive loads likewise comprise star-connected load banks with different resistance values. The SSR blocks in Figure 2 represent solid-state relays controlled by DC voltage. The prime-mover motor and the SEIG are mechanically coupled through their shafts.

Experimental Setup

The experimental arrangement is shown in Figure 3. It includes a three-phase induction generator operated independently of the electricity grid. A delta-connected capacitor bank supplies the reactive power required for voltage build-up. All units are connected to busbars through appropriate protective fuses. The RMS transducers are powered by an external DC supply. The main

components of the experimental setup are identified by the letters shown in the corresponding figure. The protection and measurement units consist of **(a)** general-purpose protective fuses, **(b)** 40/5 A current transformers, **(c)** 500 V AC to 20 mA DC voltage transducers, **(d)** a 40–60 Hz to 20 mA DC frequency transducer, and **(e)** a three-phase power analyser. The auxiliary power required by the system is provided by **(f)** 12 V and 24 V DC power supplies. The reactive power compensation system comprises **(g)** the excitation capacitor, **(h)** the fixed-capacitor branch of the FC–TCR, **(i)** protective fuses for the FC–TCR, **(j)** 0–10 V DC solid-state relays, and **(k)** the thyristor-controlled reactor branch of the FC–TCR. The experimental loading conditions are established using **(l)** balanced inductive loads and **(t)** resistive loads. The control and monitoring system consists of **(m)** a computer running MATLAB/Simulink, **(n)** a Siemens V20 inverter drive supplying the prime-mover induction motor, and **(o)** an STM32 Nucleo-F411RE microcontroller board. The electromechanical section includes **(p)** the prime-mover induction motor (IM) and **(r)** the three-phase self-excited induction generator (SEIG), while **(s)** oscilloscope probes are employed for electrical signal measurements.

The low-cost STM32 Nucleo-F411RE board was selected for data exchange because it is straightforward to program and compatible with MATLAB/Simulink. Various controllers were designed in Simulink and readily deployed to the board. A significant limitation, however, is its 0–3.3 V analogue input range and the availability of PWM rather than direct analogue outputs. The SEIG measurement and control interfaces must therefore be matched to these electrical levels. Accordingly, an interface board using an RC filter was designed to convert the STM32 PWM outputs into analogue signals. Figure 4 shows the pinout of the

microcontroller and the printed circuit board layout of the designed RC filter.

Figure 3 The designed experimental setup (Çalgan, 2020)

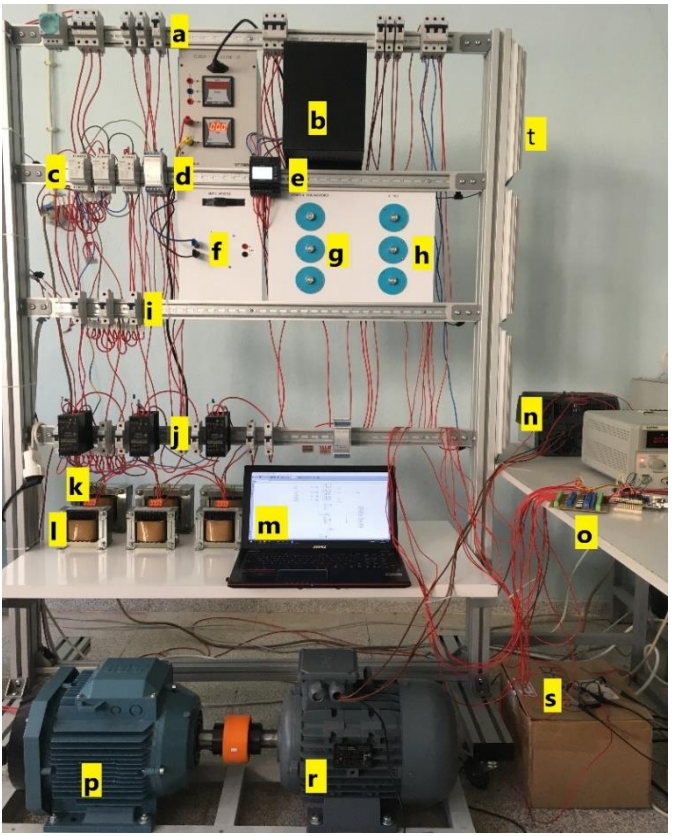
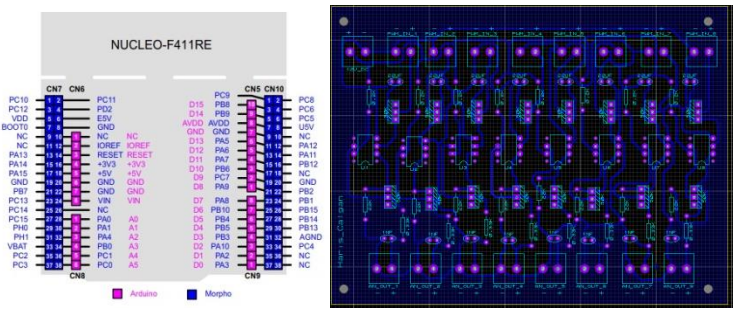


Figure 4 STM32 Nucleo pinout and printed circuit board of the designed filter



The control system is intended to maintain the SEIG terminal voltage and frequency at their desired reference values under balanced or unbalanced stepped loading. For voltage regulation, controllers determine the firing angles of the FC–TCR and deliver the corresponding triggering signals to the SSRs. An important practical consideration is that the SSRs require a 0–10 V DC control signal, whereas the STM32 microcontroller provides 3.3 V PWM outputs. The designed filter and an operational-amplifier circuit are therefore used together to convert PWM signals with 0–100% duty cycle into corresponding 0–10 V outputs for driving the SSRs. The operational-amplifier stage employs an LT1006 device, which does not require a symmetrical power supply. The same filtering and amplifier arrangement is also used to control the inverter through its 0–10 V analogue input. The speed of the external IM acting as the wind turbine emulator is adjusted to control the generator output frequency. The voltage- and frequency-regulation system is shown in Figure 5.

Figure 5 STM32 Voltage and frequency control of the SEIG

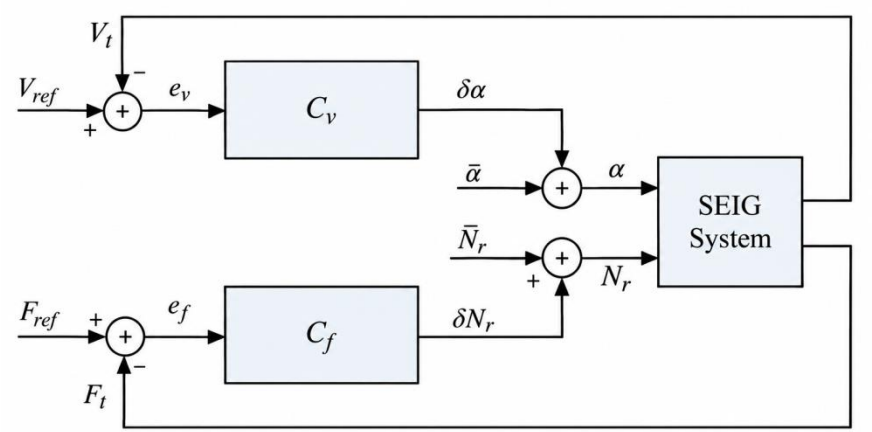


Figure 5 illustrates the voltage and frequency controllers associated with the SEIG and FC–TCR. In the experimental work, voltage and frequency are controlled in separate loops. Because the sensors, loads and other units connected to the stator terminals are intended to operate at 50 Hz, the main objective of the frequency controller is to maintain the output frequency at this value. Owing to the nonlinear nature of the SEIG, the voltage and frequency control loops must be considered separately. Otherwise, frequency fluctuations alter the system reactances and may destabilise terminal-voltage regulation. The frequency should therefore first be stabilised at the required level. For this purpose, a multi-loop architecture with a faster frequency-control loop alongside the voltage controller was adopted.

In Figure 5, C_v and C_f denote the voltage and frequency controllers, respectively. Their control outputs determine the firing angle and generator-speed command. Owing to the hardware configuration of the experimental system and its microcontroller, these commands are implemented in terms of PWM duty-cycle percentages. As noted previously, the SEIG must rotate at a

sufficient speed to initiate voltage build-up. Accordingly, the controllers are enabled only after a specified start-up period. The initial firing-angle and speed settings are indicated in the control diagram. In all tests, the first 10 s are allocated to voltage build-up, after which the multi-loop controllers are activated.

The STM32F4 microcontroller board employed in this study is based on a high-performance 32-bit RISC ARM Cortex-M4 processor, operating at a reported clock frequency of 100 MHz and supporting digital signal processing instructions. The device is equipped with 512 kB of flash memory and 128 kB of SRAM, providing resources for embedded control applications. In addition to its processing and memory capabilities, the STM32F4 family offers a wide range of integrated peripherals that facilitate signal acquisition, processing, and communication (STMicroelectronics, 2024).

The analogue signal acquisition capabilities include a 12-bit analogue-to-digital converter (ADC) supporting 16 input channels and operating in single, continuous, scan, and discontinuous conversion modes. Digital-to-analogue conversion is supported by a 12-bit DAC with two external output channels. Furthermore, the microcontroller family incorporates 14 timers, classified into advanced-control, general-purpose, and basic-timer categories, enabling various timing, counting, and control operations.

For serial communication, the STM32F4 family provides four USART and two UART interfaces, together with four SPI and four I^2C interfaces. Certain devices within the family also support additional peripherals, including camera interfaces, CAN bus, HDMI, SDIO, and SAI, depending on the specific microcontroller model. These integrated features make the STM32F4 family suitable for a broad range of embedded measurement, communication, and control applications.

The Simulink Coder Support Package for STMicroelectronics Nucleo Boards enables straightforward communication between the Nucleo board and a computer over USB. Control algorithms developed in Simulink can be compiled using Embedded Coder and deployed to the STM32 Nucleo board. In particular, operation in External mode enables controller parameters to be adjusted during operation and system outputs to be monitored in real time. Simulink was therefore run in External mode during the experimental studies.

RMS transducer-based voltage measurement was selected to provide electrical isolation between the generator and the control board. The main advantage of isolated measurement is that it helps protect the control electronics from unexpected voltage rises and noisy signals. In the experimental arrangement, an AC input voltage in the 0–450 V range is converted into a 0–20 mA DC current. The transducer output current is applied to a 120 Ω resistive element to obtain a low-level DC signal for the controller's analogue input. A Klemsan 600106 VT3-ACDC-24 RMS transducer was selected, with one unit connected for each phase.

A WBF152H25 frequency transducer is used for frequency measurement. Like the voltage transducer, this device converts the measured quantity into a DC current. Connected across phase and neutral, it represents frequencies in the 40–60 Hz range by a 0–20 mA DC output and provides galvanic isolation. A suitable resistor at the output converts the current into a 0–3.3 V input signal for the microcontroller.

An induction motor is used as the SEIG prime mover. The variable-speed capability of induction motors makes them suitable for this purpose. An IM with a nominal speed of 3000 rpm was selected to allow frequency control over a wide operating range. This 7.5 kW, 400 V, three-phase machine is driven by an 11 kW Siemens V20 inverter. By selecting the analogue-input control

option from the inverter's macro programming menu, the motor speed can be adjusted using a 0–10 V DC reference signal. In the experimental work, the controller's speed command, determined from the frequency error, is supplied to the V20 drive to adjust generator speed. The IM and SEIG are coupled through a mechanical coupling to mitigate possible mechanical disturbances. The selected SEIG is an ABB three-phase, four-pole induction machine rated at 5.5 kW, 400 V and a nominal speed of 1500 rpm. It belongs to a heavy-duty motor range and is operated in delta connection.

Identification of the SEIG Equivalent-Circuit Parameters

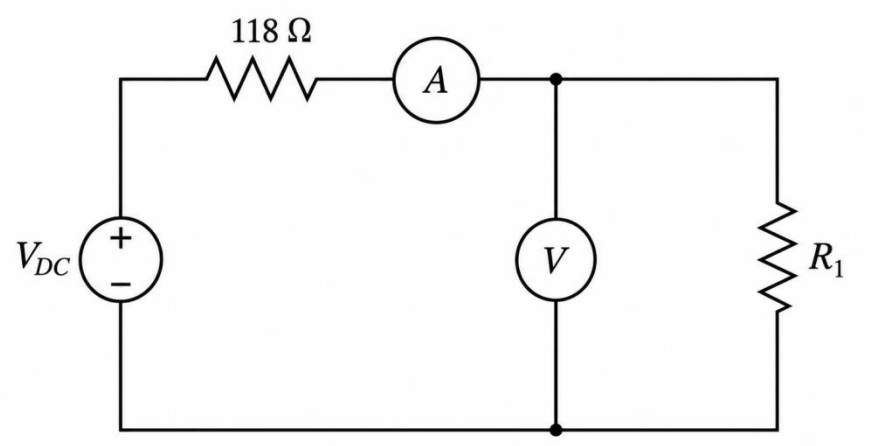
Knowledge of the equivalent-circuit parameters is essential for machine modelling. Once the SEIG equivalent-circuit parameters are known, simulation tools can be used for different analyses, model-based controller design and determination of the required excitation capacitance. Identification of the induction generator parameters depends on phase voltages, phase currents and rotor speed.

An equivalent circuit is a useful tool for determining the response of an electrical machine to load changes. Parameters such as R_1, R_2, X_1, X_2 and X_m can be obtained from induction-machine tests analogous to the open-circuit and short-circuit tests performed on transformers. The relevant test procedures are specified in IEEE Standard 112 (Engineers, 2018). In brief, a DC stator-resistance test, a no-load test and a locked-rotor test can be used to identify the equivalent-circuit parameters.

The test used to determine the stator resistance R_1 of an induction machine can be carried out independently of the other parameter-identification tests. A DC voltage is applied to the stator windings. Because the applied current is direct current, no voltage is induced in the rotor circuit and no rotor current flows. The

winding reactance is also zero under steady DC conditions. Consequently, the stator resistance is the principal quantity limiting the current through the winding.

Figure 6 Circuit arrangement for the stator-resistance DC test



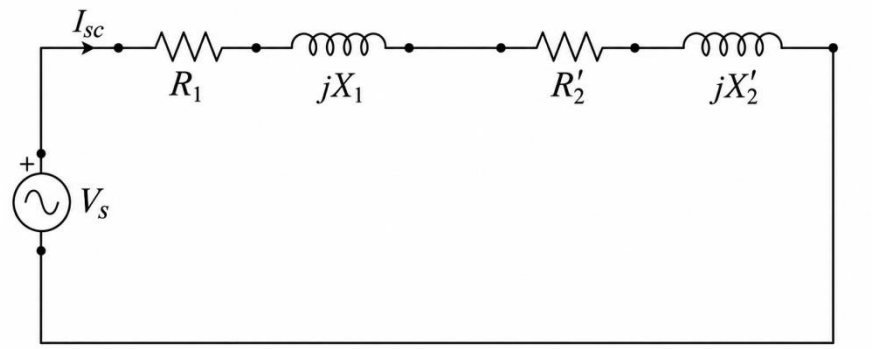
The circuit arrangement for this test is shown in Figure 6. The star/delta links at the induction machine's stator terminals were removed and the winding was supplied with 10 V from a DC source. A 118 Ω resistor was included to limit the test current. The internal resistance of the cable between the source and the machine was measured as 0.7 Ω. Using the calculations shown in Equation (1), the stator resistance was determined as R_1 = 0.93 Ω. A correction factor of 1.1 was adopted to estimate the AC resistance from the DC measurement.

$$
\begin{aligned}
&V_{dc} = 10\ V \\
&R_{eş} = R_1 + 118.5\Omega + 0.7\Omega \\
&Ampermetre = 83.3mA \\
&R_1 = 1.1 * 0.85\Omega = 0.93\Omega
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

This test is also referred to as the locked-rotor or short-circuit test. The rotor is mechanically prevented from rotating while a voltage is applied to the stator. The applied voltage, input current

and power are measured. During the test, the stator voltage is gradually increased until the rated current is drawn, at which point the electrical quantities are recorded. As the rotor is stationary, the slip is equal to unity and the equivalent mechanical load branch is short-circuited. The resulting equivalent circuit is shown in Figure 7.

Figure 7 Equivalent circuit for the locked-rotor test



Because R_2 and X_2 are much smaller than the magnetising reactance, the test current flows primarily through the rotor resistance and leakage-reactance path. The active power measured in this test is used to determine R_2, while the reactive power is used to estimate X_1 and X_2. The corresponding calculations are given in Equation (2.2). The relationship adopted between X_1 and X_2 is based on the NEMA induction-motor design classifications (Chapman, 2003). During the locked-rotor test, the measured short-circuit current was I_{sc} = 11.24 A, the active power was P_{sc} = 235 W and the reactive power was Q_{sc} = 1.70 kVAr.

$$\frac{P_{sc}}{I^2_{sc}} = \frac{235}{11.24^2} = 1.86\ \Omega = R_1 + R_2$$

$$R_1 = 0.93\ \Omega \ \text{(from } DC\text{)}$$

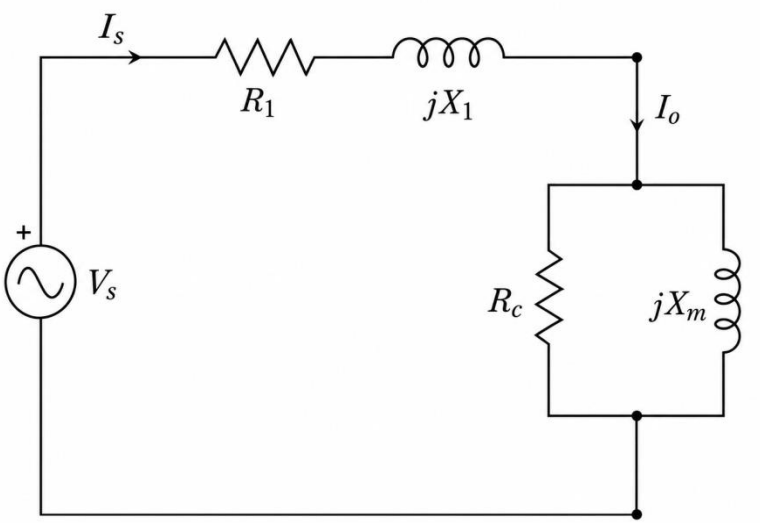
$$R_2 = 0.93\ \Omega \qquad (2)$$

$$Q_{sc} = \frac{1700}{11.24^2} = 4.47\ \Omega = X_1 + X_2 = X_{total}$$

$$X_1 = 0.3X_{total} = 1.341\ \Omega, X_2 = 0.7X_{total} = 3.129\ \Omega.$$

The no-load test of an induction motor provides information about magnetising current and the losses associated with friction and windage. The relevant equivalent circuit is shown in Figure 8. Under no-load conditions, the principal mechanical load consists of friction and windage losses, and the slip is very small. Consequently, the equivalent resistance associated with mechanical power conversion becomes large, allowing the circuit to be simplified as illustrated in Figure 8.

Figure 8 Equivalent circuit for the no-load test



During the no-load test, the measured stator current was I_s= 4.88 A, stator voltage V_s = 227.23 V, total active power P_{total} = 84

W and total reactive power Q_{total} = 1100 VAr. Equation (2.3) presents the calculations performed using these measured values. The resulting estimates of R_c and X_m were obtained from the no-load test.

$$
\begin{aligned}
&Z_1 = \sqrt{R_1^{\,2} + X_1^{\,2}} = 1.632\ \Omega.\\
&V_{ag} = V_s - I_s.Z_1 = 227.23 - 4.88*1.632 = 219.26\ V.\\
&P_{ag} = P_{total} - P_{R_1} = 84 - 4.88^2 * 0.93 = 61.85\ W.\\
&Q_{ag} = Q_{total} - Q_{X_1} = 1100 - 4.88^2 * 1.341 = 1068\ \ VAr.\\
&R_c = \frac{V^2{}_{ag}}{P_{ag}} = \frac{219.26^2}{61.85} = 777.28\ \Omega.\\
&X_m = \frac{V^2{}_{ag}}{Q_{ag}} = \frac{219.26^2}{1068} = 45.01\ \Omega.
\end{aligned}
\qquad (3)
$$

The calculated parameter values were compiled in a table. The machine data sheet was also obtained from ABB to enable comparison between the experimental values and the manufacturer's information. The comparison is presented in Table 1.

Table 1 Comparison of equivalent-circuit parameters obtained from the manufacturer and the experiments.

	ABB data sheet	Experimental result
R_1	0.90 Ω	0.93 Ω
R_2	0.61 Ω	0.93 Ω
X_1	1.50 Ω	1.34 Ω
X_2	4.20 Ω	3.13 Ω
$R_{fr}+R_{iron}$ (R_c)	886 Ω	777 Ω
X_m	44 Ω	45 Ω

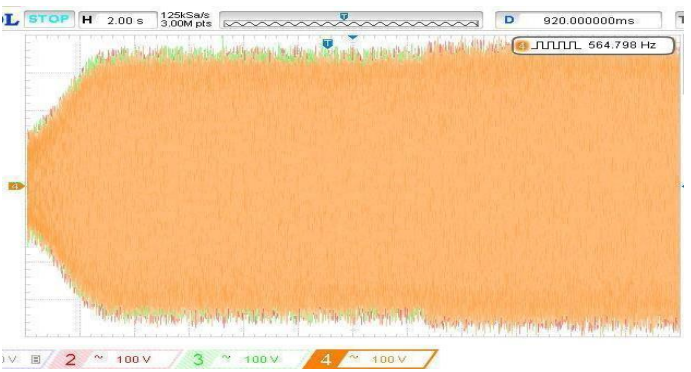
Voltage Build-Up and Operating Characteristics of the SEIG

The voltage build-up process of a self-excited induction generator depends on generator speed, the excitation capacitors and the electrical characteristics of the connected loads. It is therefore important to account for the physical generator's start-up and loading conditions when developing its numerical model.

The voltage build-up process of the three-phase generator and its response to load variations were investigated in the experimental arrangement. Initially, a 1.5 kW load was connected to each generator phase and the system was allowed to establish its voltage. At 17 s, the load on phase C was reduced to 1 kW, creating an unbalanced loading condition. Under these conditions, the measured voltages of phases A, B and C were 245 V, 235 V and 260 V, respectively.

The experimental results shown in Figure 9 demonstrate that a load change in one phase can affect not only the voltage of that phase but also the terminal voltages of the other phases. This observation highlights the importance of representing the electrical components and load connections of the three-phase SEIG together in the numerical model.

Figure 9 Voltage build-up of the three-phase SEIG under unbalanced loading



MATLAB-Based Numerical Simulation and System Behaviour

An dynamic numerical model was developed in MATLAB to investigate the fundamental electrical behaviour of the SEIG system with an FC–TCR described in the preceding section. Using the machine parameters and reactive power components of the experimental apparatus, the model illustrates voltage build-up, the three-phase outputs, changes in mechanical speed and the fundamental-frequency reactive power effect of the FC–TCR under representative operating conditions. The results in this section were obtained from a MATLAB .m script solved using the ode15s solver.

The three-phase SEIG was represented by a balanced phase-equivalent model expressed in the stationary α–β reference frame, incorporating stator and rotor flux variables together with terminal-voltage variables. The experimental machine parameters were used: stator resistance R_s = 0.93 Ω, rotor resistance R_r = 0.93 Ω, stator leakage reactance X_{ls} = 1.34 Ω and rotor leakage reactance X_{lr} = 3.13 Ω. Reactances were converted to inductances using a base frequency of 50 Hz. The delta-connected excitation capacitance of 33.22 μF per phase was converted into a star equivalent in the balanced phase model. A capacitive reactance of 96.18 Ω was adopted for the fixed-capacitor bank, an inductive reactance of 52.9 Ω for the TCR, and a nominal resistance of 106.66 Ω together with an inductive reactance of 105.8 Ω for the load branch.

Rather than representing the detailed switching behaviour of the individual thyristors, the FC–TCR reactor was modelled through its firing-angle-dependent fundamental-frequency susceptance. With α denoting the firing angle in radians and X_l the reactor inductive reactance at the fundamental frequency, the magnitude of the equivalent susceptance was calculated as $B\_TCR(\alpha) = [2/(\pi X_l)]\bullet[\pi - \alpha + 0.5 \sin(2\alpha)]$, for $90° \leq \alpha \leq 180°$. Fundamental-frequency reactor conduction is maximum at α = 90° and zero at α = 180°. The reactive power contributions were

calculated from the RMS terminal phase voltage for a balanced three-phase system.

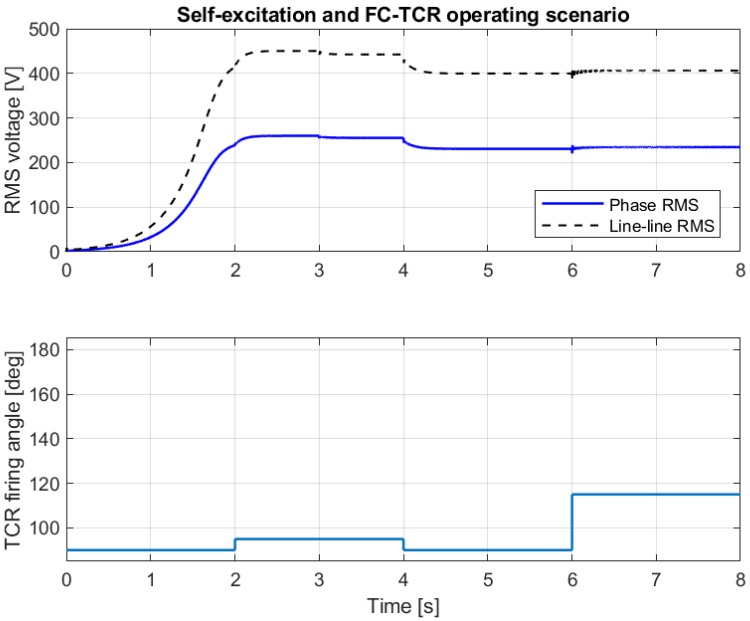
A small initial rotor flux was introduced to represent voltage build-up, together with a flux-dependent nonlinear magnetising characteristic. The numerical data points of the experimental saturation curve were constructed using adjustable illustrative coefficients. An approximate magnetising characteristic producing behaviour around 44 Ω was selected for the present numerical model. In an illustrative 8 s scenario, the generator mechanical speed, TCR firing angle and load conditions were changed in steps at specified times. The operating sequence is summarised in Table 2.

Table 2 Illustrative operating scenario used in the MATLAB model

Time (s)	TCR angle(°)	Resistive load (Ω/phase)	Rotor speed (rpm)	Inductive load
0–2	90	106.66	1550	Disconnected
2–3	95	106.66	1550	Disconnected
3–4	95	85	1550	Disconnected
4–6	90	85	1530	Disconnected
6–8	115	85	1530	Connected
Time (s)	TCR angle (°)	Resistive load (Ω/phase)	Rotor speed (rpm)	Inductive load

Figure 10 shows the temporal evolution of RMS terminal phase and line-to-line voltages alongside the TCR firing angle. Owing to the initial rotor flux and excitation capacitors, the voltage rises from nearly zero and reaches a higher operating level at approximately 2 s. Following voltage build-up, the phase voltage is approximately 260 V and the line-to-line voltage approximately 450 V. These values represent the transient behaviour of the illustrative model and should not be interpreted as measurements calibrated to the rated operating voltage.

Figure 10 SEIG self-excitation, terminal voltages and TCR firing-angle variation



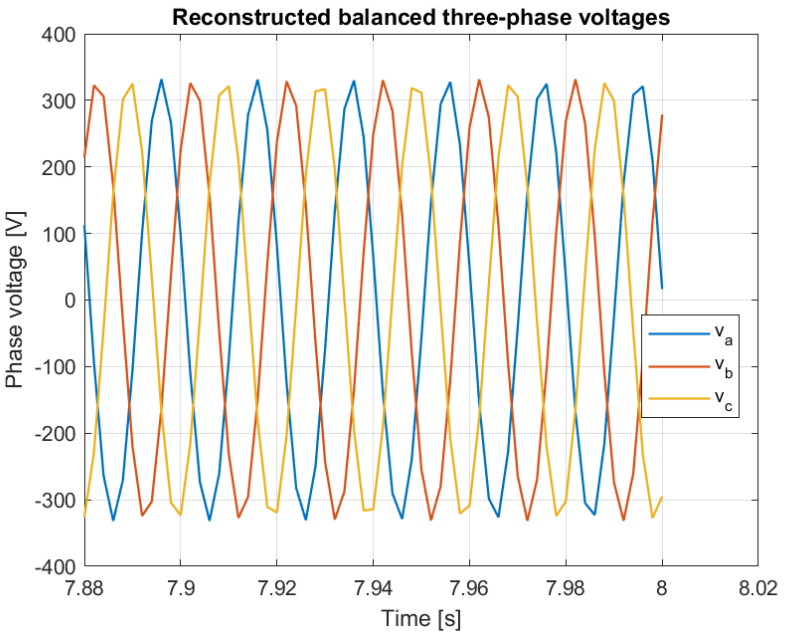
At 2 s, the firing angle was increased from 90° to 95°, and at 3 s the resistive load was reduced from 106.66 Ω to 85 Ω. At 4 s, the rotor speed was decreased from 1550 rpm to 1530 rpm, while the firing angle was returned to 90°. Following these combined changes, the terminal voltage decreased noticeably, with the phase voltage approaching 230 V. At 6 s, an inductive load was connected and the TCR angle was increased to 115°. The phase voltage then remained around 233 V. Although the firing-angle changes are associated with changes in terminal voltage, the scenario does not include a closed-loop voltage controller, so the figure is not presented as evidence of regulation performance.

The three-phase voltages were reconstructed from the terminal-voltage components solved in the stationary α–β reference frame using the inverse Clarke transformation. Figure 11 presents

the waveforms v_a, v_b and v_c over the final 0.12 s of the simulation. An electrical phase difference of approximately 120° is maintained between the three phases, with peak voltage magnitudes in the approximate range of 320–330 V. This is consistent with an RMS phase voltage of approximately 230 V.

The plot illustrates the fundamental three-phase voltage behaviour reconstructed from the balanced α–β model. Since individual thyristor turn-on and turn-off events and phase-specific unbalanced loads were not explicitly resolved, the results do not establish the actual switching harmonics, total harmonic distortion (THD) or experimental validity under unbalanced phase conditions.

Figure 11 Balanced three-phase terminal voltages.



In Figure 12, the upper plot shows the instantaneous frequency estimate calculated from the phase angle of the α–β terminal-voltage vector; the middle plot shows the externally imposed rotor speed; and the lower plot shows the active power of

the resistive load and the connection status of the inductive load. Because the terminal voltage is very small during the initial seconds, a phase-angle-based frequency estimate is unreliable over that interval, which was excluded from the frequency assessment. Once voltage build-up is complete, the calculated frequency is approximately 50–51 Hz. When the rotor speed is reduced from 1550 rpm to 1530 rpm at 4 s, the frequency shifts to a lower level.

When the resistive load resistance is reduced at 3 s, the absorbed active power increases. At 4 s, the active power decreases as voltage and speed change. The inductive load is connected at 6 s. The dashed curve in the lower plot indicates the inductive load's on/off status (0/1); it does not represent its power consumption in kW. The narrow peaks and dips around switching instants in the frequency plot may reflect both transient dynamics and the numerical differentiation of the phase angle. They should not be used to infer control performance. Mechanical speed is a prescribed input in this model, rather than the output of a frequency controller.

Figure 12 Instantaneous frequency estimate, imposed rotor speed, resistive-load active power and inductive-load connection status

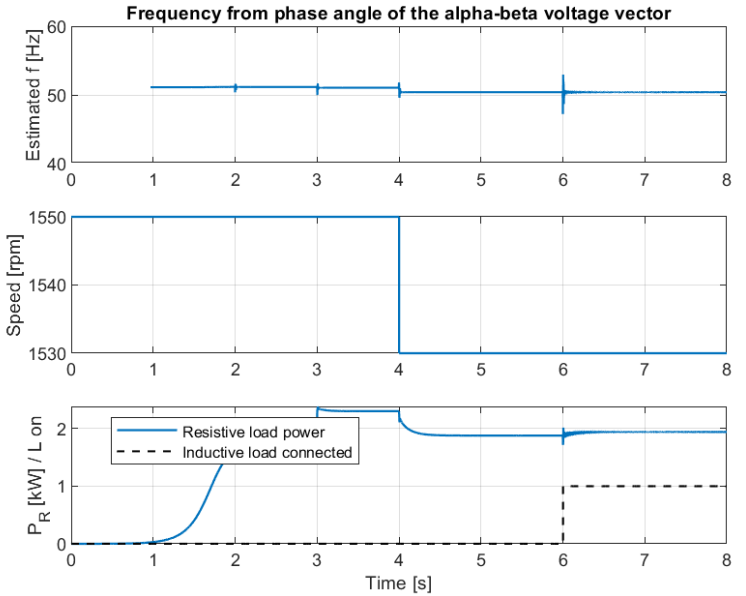
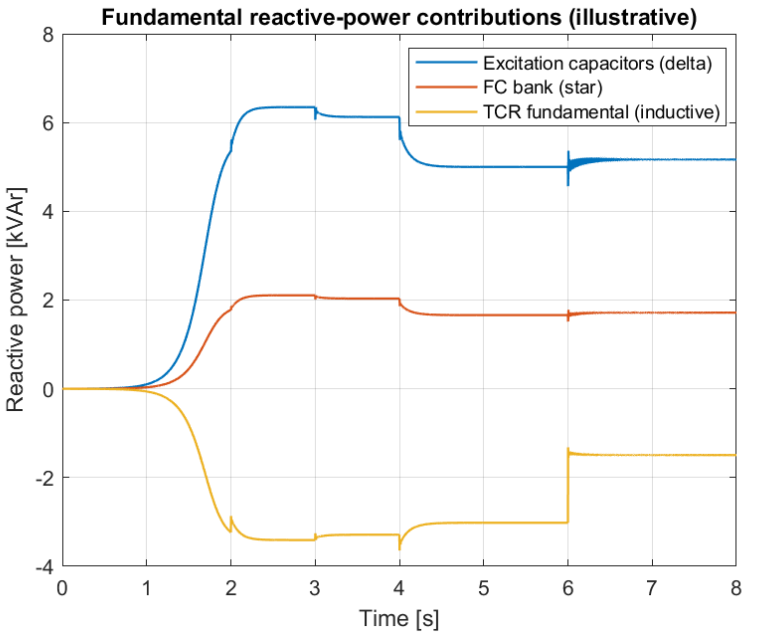


Figure 13 represents the capacitive reactive power contributions of the delta-connected excitation capacitors and the star-connected fixed-capacitor bank as positive values, whereas the fundamental-frequency inductive reactive power absorbed by the TCR is shown as negative. During voltage build-up, the reactive power supplied by the capacitors increases rapidly. When the voltage reaches an RMS phase value of approximately 260 V, the excitation capacitor contribution rises to about 6.4 kVAr and that of the fixed-capacitor bank to approximately 2.1 kVAr. The TCR's inductive consumption over the same interval is of the order of −3.5 kVAr.

When the terminal voltage decreases following the speed and firing-angle changes at 4 s, the capacitors' reactive power contributions also decline. At 6 s, increasing the TCR angle to 115° reduces the magnitude of its fundamental-frequency inductive

reactive power consumption from approximately 3.0 kVAr to 1.5 kVAr. This demonstrates that the equivalent reactive power behaviour of the FC–TCR can be modified through its firing angle. However, the figure shows only approximate fundamental-frequency contributions from the three branches; it does not provide a complete power balance including generator magnetisation requirements, reactive powers of all loads, losses and harmonics.

Figure 13 Fundamental-frequency reactive power contributions of the delta-connected excitation capacitors, star-connected fixed-capacitor bank and TCR



The developed MATLAB .m-based model provides a useful numerical environment for illustrating the basic relationships between SEIG self-excitation, terminal voltage, mechanical speed, loading and FC–TCR parameters. Nevertheless, it has not been calibrated using the saturation curve of the actual machine.

Furthermore, the impedance references used to convert delta-connected windings into a phase-equivalent representation require verification; core and mechanical losses need to be included; individual thyristor switching should be represented; and interphase load imbalance needs to be modelled.

Conclusions

This book chapter has addressed the design, laboratory implementation and numerical modelling of a stand-alone wind energy conversion system incorporating a self-excited induction generator (SEIG) and a fixed capacitor–thyristor-controlled reactor (FC–TCR). A 5.5 kW three-phase induction machine was used as the generator in the laboratory apparatus, with mechanical drive supplied by an inverter-controlled induction motor. The chapter described the voltage- and frequency-measurement arrangements, microcontroller-compatible signal-conditioning circuits and hardware infrastructure enabling different loads to be connected.

The machine's equivalent-circuit parameters were identified from stator-resistance, locked-rotor and no-load tests, and were used to develop a MATLAB/Simulink block model representing the physical system. In addition, voltage build-up, the influence of TCR firing angle, three-phase voltage waveforms, changes in speed and loading, and the reactive power components were examined under illustrative conditions using a numerical model formulated in the balanced stationary α–β reference frame and implemented in MATLAB.

The numerical plots illustrate SEIG voltage build-up and the fundamental-frequency reactive power behaviour of the FC–TCR, but do not constitute claims of experimental validation, detailed thyristor-switching accuracy or controller performance. Future work should determine the magnetisation characteristic from physical measurements and improve the numerical representation

of phase connections, losses and switching details. Overall, the presented experimental and numerical infrastructure offers a reusable technical framework for the design and modelling of stand-alone energy conversion systems based on self-excited induction generators.

Acknowledgement

This book chapter is derived from the doctoral dissertation registered under thesis number 670363.

References

Çalgan, H. (2020). Gerilim sensör arızası durumunda kendinden uyartımlı asenkron generatör Için hata toleranslı gürbüz kontrolör tasarımı. Balikesir University (Turkey).

Calgan, H., Andrade, J. M., & Demirtas, M. (2020). RSM-based optimization of excitation capacitance and speed for a self-excited induction generator. In Mathematical Modelling and Optimization of Engineering Problems (pp. 139–155). Springer.

Calgan, H., & Demirtas, M. (2022). Fault tolerant sliding mode controller design subject to sensor faults for output voltage regulation of a self-excited induction generator. Electric Power Components and Systems, 49(6–7), 681–695.

Chapman, S. J. (2003). Electric machinery fundamentals (Vol. 5). McGraw-Hill Education.

Demirtas, M., Calgan, H., Amieur, T., & Sedraoui, M. (2021). Small-signal modeling and robust multi-loop PID and H∞ controllers synthesis for a self-excited induction generator. ISA Transactions, 117, 234–250.

Dewangan, S., Dyanamina, G., & Kumar, N. (2019). Performance improvement of wind-driven self-excited induction generator using

fuzzy logic controller. International Transactions on Electrical Energy Systems, 29(8), e12039.

Engineers, I. of E. and E. (2018). IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators (IEEE Std 112-2017). In IEEE Standard. Institute of Electrical and Electronics Engineers. https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8291810

Kundu, S., Singh, M., & Giri, A. K. (2021). Design and control of a standalone wind–solar system with SEIG feeding linear/nonlinear loads. Proceedings of Symposium on Power Electronic and Renewable Energy Systems Control: PERESC 2020, 317–327.

Ouali, M., Ben Ali Kamoun, M., & Chaabene, M. (2012). Investigation on the excitation capacitor for a wind pumping plant using induction generator. Sustainability in Energy and Buildings: Proceedings of the 3rd International Conference in Sustainability in Energy and Buildings (SEB'11), 121–131.

Singh, B., Murthy, S. S., & Gupta, S. (2006). STATCOM-based voltage regulator for self-excited induction generator feeding nonlinear loads. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(5), 1437–1452.

STMicroelectronics. (2024). STM32F411xC STM32F411xE: Arm Cortex-M4 32b MCU+FPU, 125 DMIPS, 512KB Flash, 128KB RAM, USB OTG FS, 11 TIMs, 1 ADC, 13 comm. interfaces. In Datasheet. STMicroelectronics. https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f411re.pdf

BÖLÜM 5

ANTEN TÜRLERİ, TASARIM VE UYGULAMALAR

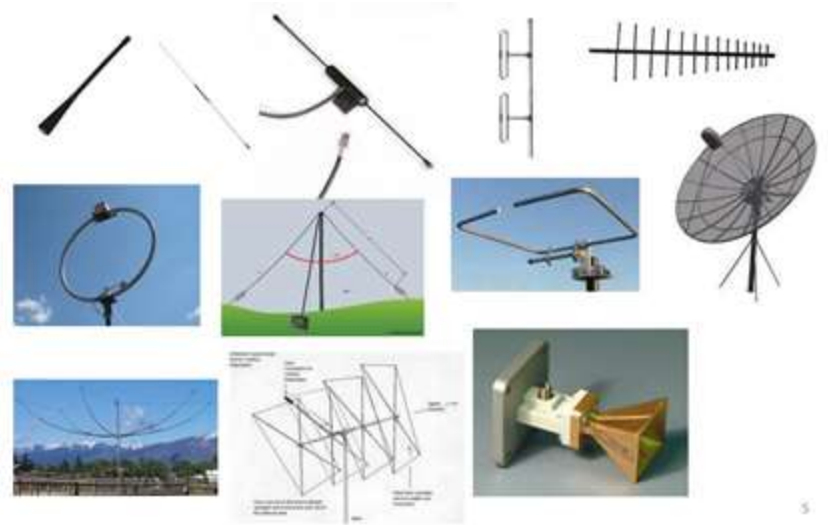
Dr. Öğr. Üyesi Mehmet TÜMAY[1]
Dr. Öğr. Üyesi Nurettin GÖKŞENLİ[2]

Giriş

Bu bölümde haberleşme sistemlerinde en yaygın kullanılan anten türleri incelenmektedir. Dipol ve monopol antenlerden başlayarak Yagi-Uda, parabolik, mikroşerit (yama), helisel ve horn antenlere kadar geniş bir yelpazeye yer verilmektedir. Her anten türünün çalışma prensibi, tasarım parametreleri, analitik formülleri ve sayısal örnekleri sunulmaktadır ((Balanis, 2016); (Stutzman & Thiele, 2012)).

[1] Dr. Öğr. Üyesi Mehmet TÜMAY (Sorumlu Yazar), Çankırı Karatekin Üniversitesi Meslek Yüksekokulu, Elektronik ve Otomasyon Bölümü, ORCID: 0000-0003-2938-8005
[2] Dr. Öğr. Üyesi Nurettin GÖKŞENLİ, Çankırı Karatekin Üniversitesi Meslek Yüksekokulu, Elektronik ve Otomasyon Bölümü, ORCID: 0000-0002-0858-4448

Şekil 2.1. Farklı anten türlerine genel bakış — tel, açıklık, dizi ve reflektör kategorileri

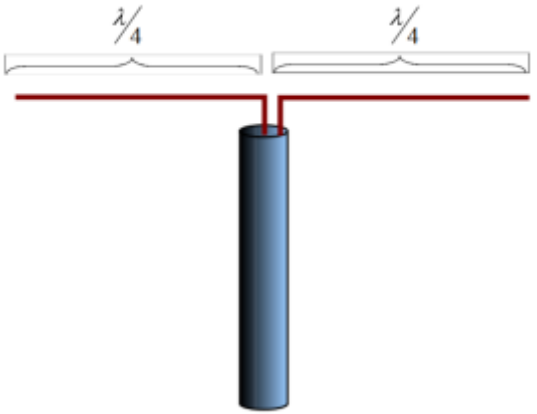


Kaynak: (Balanis, 2016).

Dipol Anten

Dipol anten, en basit ve en yaygın kullanılan anten tiplerinden biridir. İki eşit uzunlukta iletken koldan oluşur ve ortasındaki besleme noktasından uyarılır. Yarım dalga dipol ($L = \lambda/2$) en yaygın formdur; rezonans koşulunda giriş empedansı saf gerçel olup yaklaşık 73 Ω'dur. Kazanç 2,15 dBi ve normalize güç ışıma örüntüsü $F(\theta) = [\cos(\pi \cos\theta / 2) / \sin\theta]^2$ ile ifade edilir (Balanis, 2016).

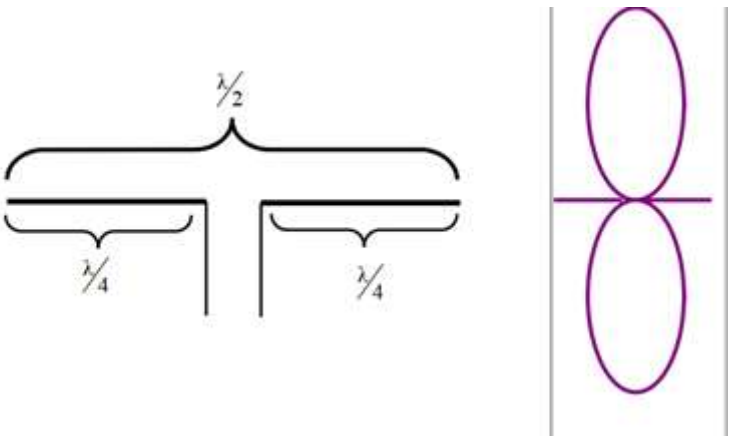
Şekil 2.2. Dipol antenin geometrisi — λ/4'lük iki kol ve merkezdeki besleme noktası



Kaynak: (Balanis, 2016).

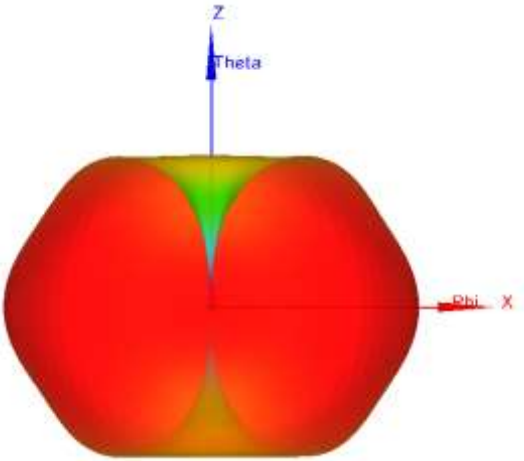
Maksimum radyasyon antene dik yönde (broadside, θ = 90°) gerçekleşir; anten ekseni boyunca null noktaları oluşur.

Şekil 2.3. Yarım dalga dipol 2B ışıma örüntüsü — broadside yönde (θ = 90°) maksimum, anten eksenleri boyunca null noktaları



Kaynak: (Balanis, 2016).

Şekil 2.4. Yarım dalga dipolün 3B torus (çörek) ışıma örüntüsü — Z ekseni anten yönü, yatay düzlemde maksimum



Kaynak: (Balanis, 2016).

Örnek Hesaplama: Dipol Anten

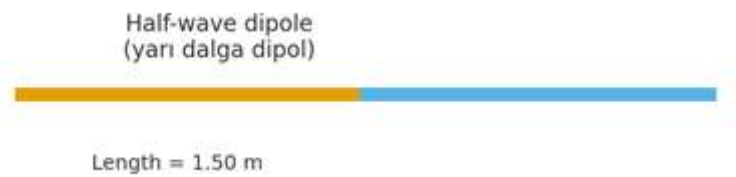
Problem 1: 100 MHz frekansında çalışan yarım dalga dipol antenin boyunu hesaplayınız.

$$\lambda = 3\times10^{8} / 100\times10^{6} = 3{,}0\ m \ \rightarrow\ L = \lambda/2 = 1{,}5\ m$$

Problem 2: VF = 0,95, f = 250 MHz için efektif boy:

$$\lambda_{eff} = 0{,}95 \times (300/250) = 1{,}14\ m \ \rightarrow\ L = 0{,}57\ m$$

Şekil 2.5. Dipol anten hesaplama örneği — frekans, dalga boyu ve alan şiddetinin adım adım çözümü



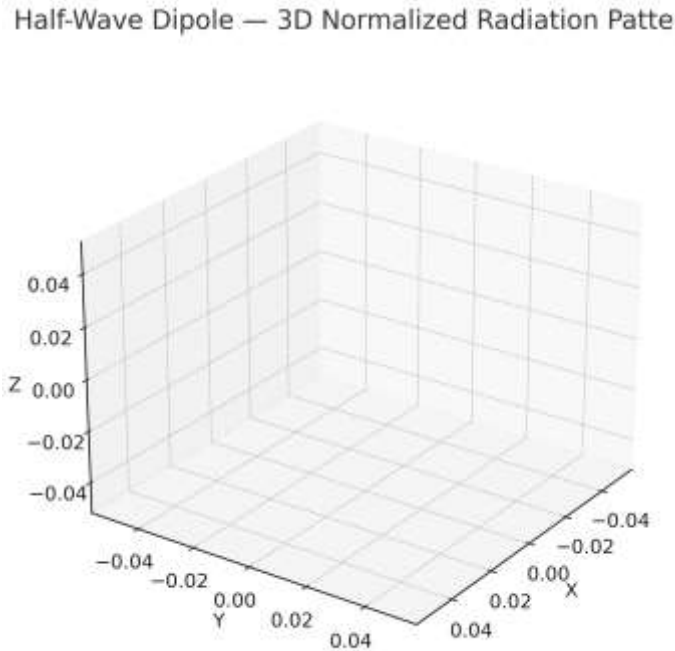
Kaynak: (Balanis, 2016).

Şekil 2.6. Yarım dalga dipol problem çözümü — kazanç, alan şiddeti ve Friis ile alınan güç hesabı



Kaynak: (Balanis, 2016).

Şekil 2.7. Normalize 3B ışıma deseni: Z ekseni boyunca dipol, maksimum ışıma θ = 90° yatay düzlemde — toroidal yapı

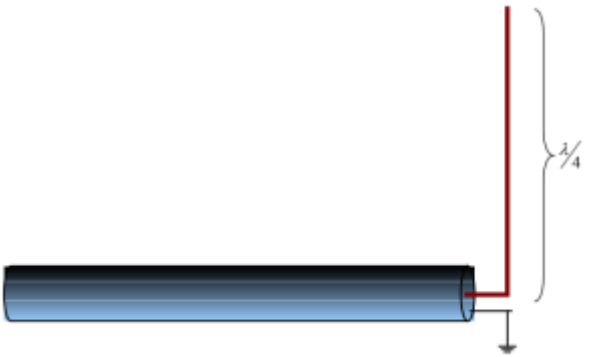


Kaynak: (Balanis, 2016).

Monopol Anten

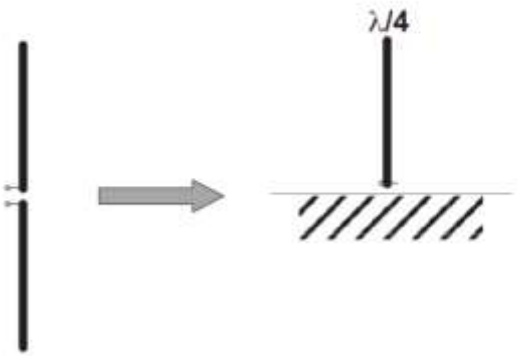
Monopol anten, bir iletken çubuğun zemin düzlemi üzerine dik olarak yerleştirilmesiyle oluşturulur. Görüntü teoremi gereği zemin düzlemi, eksik dipolün sanal yarısını tamamlar bu ilke elektromanyetik sınır koşullarına dayanmaktadır (Hayt & Buck, 2011). Işıma direnci Rr ≈ 36,5 Ω ve kazanç G ≈ 5,15 dBi'dir (Stutzman & Thiele, 2012).

Şekil 2.8. Monopol antenin yapısı — iletken çubuk ve zemin düzlemi; görüntü teoremi ile tam dipol davranışı



Kaynak: (Stutzman & Thiele, 2012).

Şekil 2.9. Çeyrek dalga monopol antenin teknik çizimi — çubuk, zemin düzlemi ve besleme noktası



Kaynak: (Stutzman & Thiele, 2012).

Tablo 2.1. Monopol ve Dipol Anten Karşılaştırması

Parametre	Yarım Dalga Dipol	Çeyrek Dalga Monopol
Anten boyu	L = λ/2	L = λ/4
Işıma direnci Rr	≈ 73 Ω	≈ 36,5 Ω
Kazanç G	2,15 dBi	5,15 dBi
Yönlülük D	1,64	3,28
Işıma uzayı	Tam (4π sr)	Üst yarı (2π sr)

Kaynak: (Stutzman & Thiele, 2012).

Örnek Hesaplama: Monopol Anten

Problem: 150 MHz'de çalışacak çeyrek dalba monopol antenin boyunu hesaplayınız.

$$\lambda = 300 / 150 = 2{,}0\ m \quad \rightarrow \quad L_{ideal} = \lambda/4 = 0{,}50\ m$$

$$L_{gerçek} \approx 0{,}95 \times 0{,}50 = 0{,}475\ m \quad \textit{(uç etkisi düzeltmesiyle)}$$

Yagi-Uda Anten

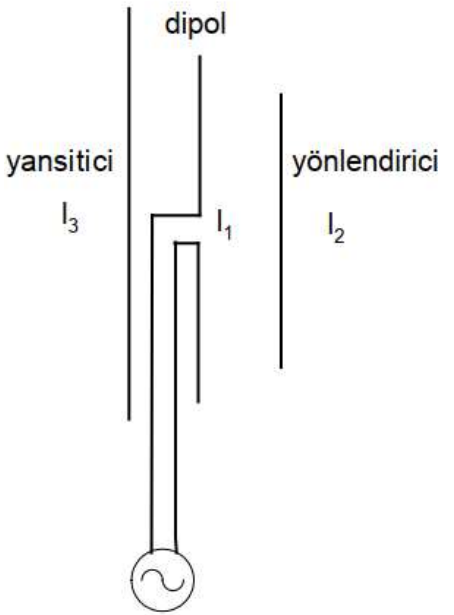
Yagi-Uda anten, bir aktif sürücü eleman ile pasif reflektör ve direktörlerden oluşan yönlü bir tel anten dizisidir. 1926 yılında S. Uda ve H. Yagi tarafından geliştirilmiştir (Yagi, 1928). Direktör sayısı arttıkça kazanç yükselir ve ışın daralır.

Şekil 2.10. Yagi-Uda antenin şematik gösterimi — reflektör, sürücü eleman ve direktörler; ışıma sağa doğrudur



Kaynak: (Yagi, 1928).

Şekil 2.11. Yagi-Uda anten elemanlarının fiziksel düzeni — sürücü, direktör ve reflektör boyları



Kaynak: (Yagi, 1928).

Reflektör sürücüden biraz uzun (≈ 1,05 × λ/2) tutulur; endüktif reaktans nedeniyle arkaya radyasyonu bastırır. Direktörler biraz kısa (≈ 0,95 × λ/2) yapılır; kapasitif reaktans nedeniyle ışımayı öne yönlendirir (Stutzman & Thiele, 2012).

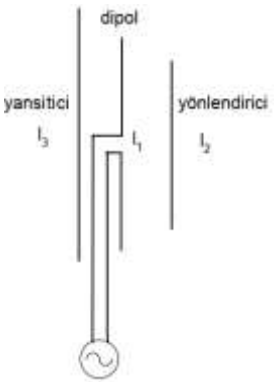
Örnek Hesaplama: Yagi-Uda Anten

Problem: 150 MHz'de çalışacak 3 elemanlı Yagi-Uda tasarlayınız.

$\lambda = 300/150 = 2{,}0\ m \rightarrow l_{sürücü} = 1{,}00\ m \mid l_{direktör} = 0{,}95\ m \mid l_{reflektör} = 1{,}05\ m$ (Silver, 2021)

Eleman aralığı $d = \lambda/4 = 0{,}50\ m \rightarrow$ Kazanç ≈ 7–9 dBi (10 elemanda: ≈ 14–16 dBi)

Şekil 2.12. 150 MHz için Yagi-Uda tasarım hesabı — sürücü, direktör ve reflektör boyları ile eleman aralıkları

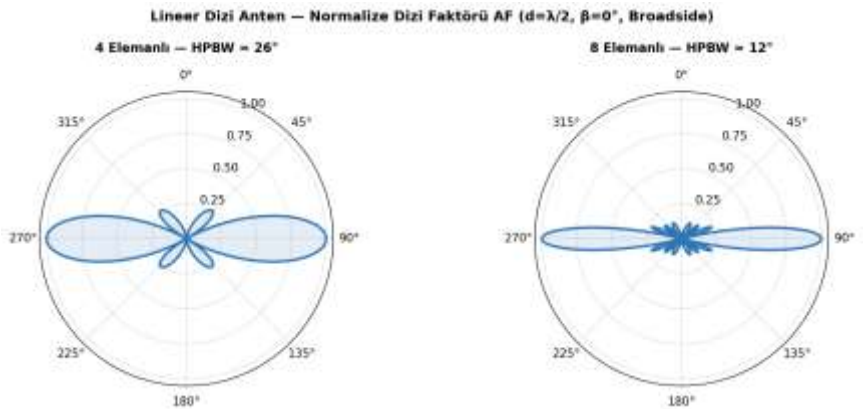


Kaynak: (Yagi, 1928).

Lineer Dizi Anten

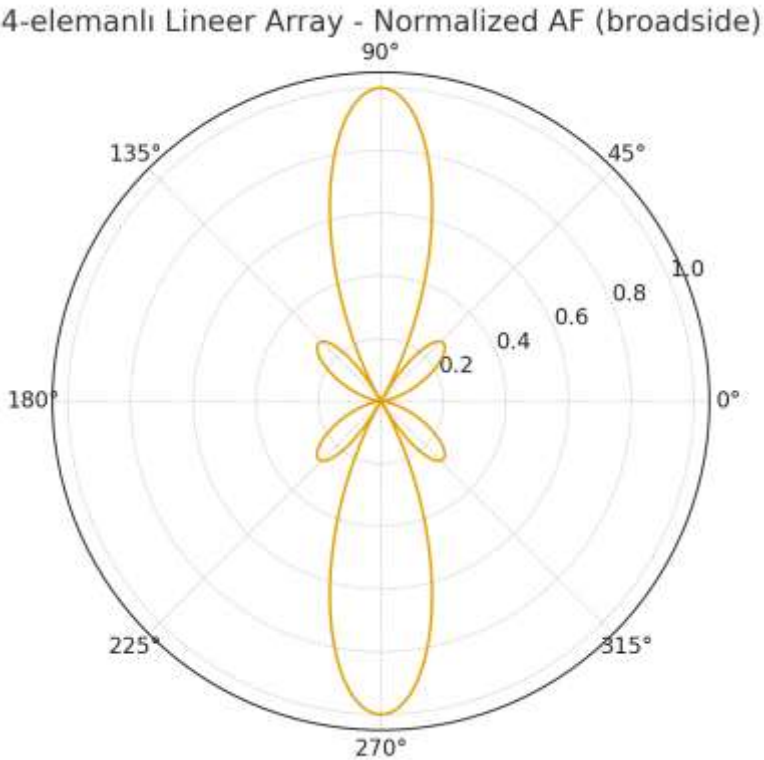
Dizi anten, birden fazla anten elemanının belirli geometrik düzende ve faz kontrolüyle yerleştirilmesinden oluşur. N elemanlı uniform lineer dizi (ULA) için dizi faktörü: AF(θ) = Σ e^{jn(kd·cosθ + β)} (Balanis, 2016).

Şekil 2.13. Lineer dizi anten normalize dizi faktörü (AF): 4 elemanlı (HPBW ≈ 26°) ve 8 elemanlı (HPBW ≈ 12°); d = λ/2, β = 0° broadside



Kaynak: (Balanis, 2016).

Şekil 2.14. 4 elemanlı eş fazlı broadside dizi — normalize AF (d = λ/2, β = 0°): ana lob θ = 90° yönünde, belirgin yan loblar

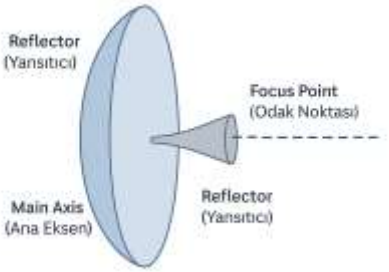


Kaynak: (Balanis, 2016).

Parabolik Anten

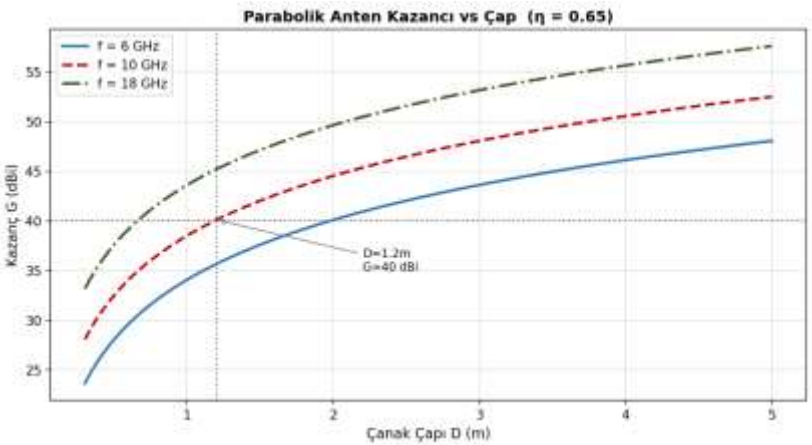
Parabolik anten, odak noktasındaki bir besleme elemanından gelen ışımayı paraboloidal yansıtıcı sayesinde paralel bir ışın demetine dönüştüren yüksek kazançlı açıklık antenidir. Uydu haberleşmesinin yanı sıra radar sistemlerinde de temel bileşen olarak kullanılmaktadır (Skolnik, 2008). Kazanç $G = \eta \cdot (\pi D/\lambda)^2$ ve yarı güç ışın açısı HPBW $\approx 70\lambda/D$ (derece) ile hesaplanır (Kraus & Marhefka, 2002).

Şekil 2.15. Parabolik anten — büyük çaplı reflektör yüzeyi ve merkezdeki besleme düzeneği; uydu yer istasyonu uygulaması



Kaynak: (Kraus & Marhefka, 2002)l.

Şekil 2.16. Parabolik anten kazancı G (dBi) vs çap D (m) — f = 6, 10, 18 GHz için (η = 0,65); D = 1,2 m, f = 10 GHz → G ≈ 40 dBi



Kaynak: (Kraus & Marhefka, 2002).

Örnek Hesaplama: Parabolik Anten

Problem: D = 1,2 m, f = 10 GHz, η = 0,65 olan parabolik antenin kazancını ve HPBW'sini bulunuz.

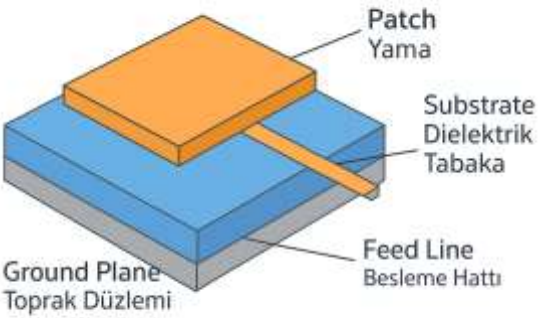
$$G = 0{,}65 \times (\pi \times 1{,}2 / 0{,}03)^2 \approx 10.260 \quad \rightarrow \quad G \approx 40{,}1 \text{ dBi}$$

$$HPBW \approx 70 \times 0{,}03 / 1{,}2 \approx 1{,}75°$$

Mikroşerit (Yama) Anten

Yama anten, ince bir dielektrik substrat üzerine yerleştirilmiş iletken bir yama ve alt yüzde toprak düzleminden oluşan düşük profilli, hafif ve PCB entegrasyonuna uygun bir anten türüdür. Rezonans frekansı: f_r = c / (2L√ε_eff) ile hesaplanır (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

Şekil 2.17. Mikroşerit yama antenin katmanlı yapısı — iletken yama, dielektrik substrat ve toprak düzlemi



Kaynak: (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).

Örnek Hesaplama: Yama Anten

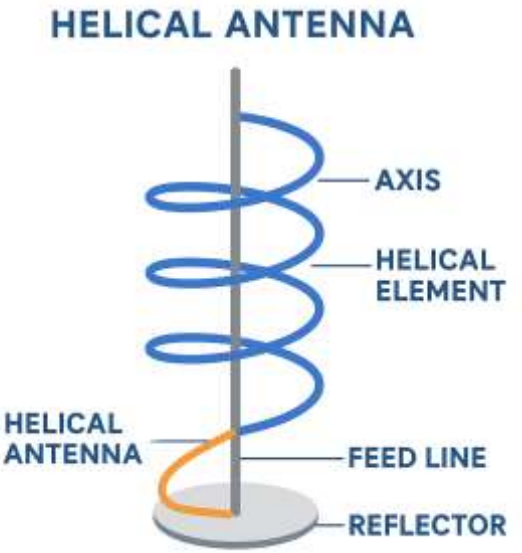
Problem: 2,4 GHz Wi-Fi için FR4 substrat üzerinde (ε_r = 4,4) yama uzunluğunu hesaplayınız.

$L = c / (2 \times f\_r \times \sqrt{\varepsilon_{eff}}) \approx 3\times10^{8} / (2 \times 2{,}4\times10^{9} \times \sqrt{4{,}4}) \approx 29{,}8$ mm

Helisel Anten

Helisel anten, sarmal tel yapısına sahip olup eksenel çevresi (C = πD) yaklaşık bir dalga boyuna ayarlandığında güçlü dairesel polarizasyon üretir. Kazanç: G = 15 × N × (C/λ)² × (S/λ) ve HPBW ≈ 52λ^{1.5} / (C × √(N·S)) formülleriyle hesaplanır (Kraus & Marhefka, 2002).

Şekil 2.18. Helisel antenin yapısı — sarım sayısı N, hatve S, çap D ve yansıtıcı plaka; eksenel modda dairesel polarizasyon



Kaynak: (Kraus & Marhefka, 2002).

Örnek Hesaplama: Helisel Anten

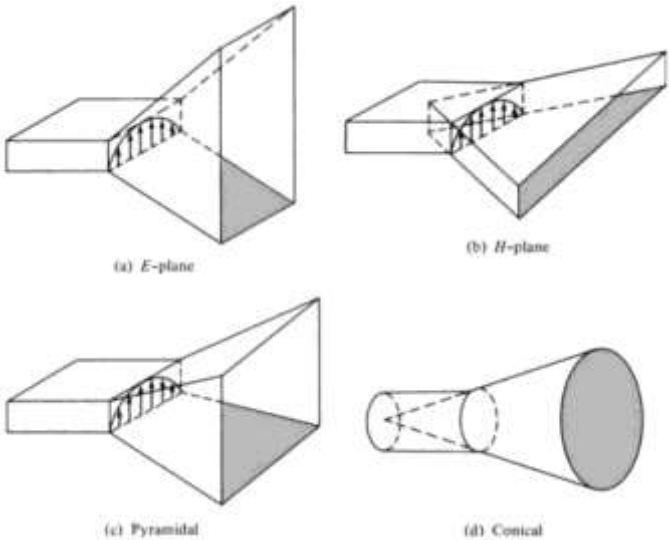
Problem: N = 8, C = 0,75λ, S = 0,25λ için kazanç:

$$G = 15 \times 8 \times (0{,}75)^2 \times 0{,}25 \approx 16{,}9 \quad \rightarrow \quad G(dBi) \approx 12{,}3\ dBi$$

Horn (Boynuz) Anten

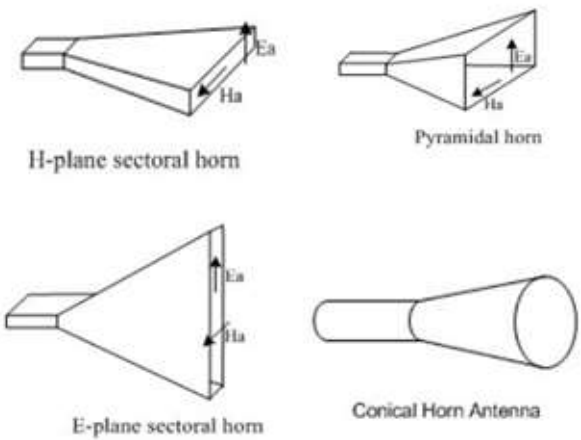
Horn anten, dikdörtgen veya dairesel kesitli dalga kılavuzunun piramidal ya da konik biçimde genişletilmesiyle elde edilen açıklık antenidir. Geniş bantlı ve öngörülebilir ışıma karakteristiği nedeniyle mikrodalga ölçüm laboratuvarlarında referans anten olarak kullanılır. Kazanç: $G = \eta_a \cdot (4\pi \cdot A_f) / \lambda^2$ (Pozar, 2011).

Şekil 2.19. Horn antenin yapısı: (a) E-düzlem sektoral, (b) H-düzlem sektoral, (c) piramidal, (d) konik — dalga kılavuzu, boğaz ve ağız açıklığı



Kaynak: (Pozar, 2011).

Şekil 2.20. Farklı horn anten türleri: H-düzlem sektoral, piramidal, E-düzlem sektoral ve konik horn — boyut parametreleri Ea ve Ha



Kaynak: (Pozar, 2011).

Örnek Hesaplama: Horn Anten

Problem: A = 0,5 m², f = 10 GHz (λ = 0,03 m), η_a = 0,81 için kazanç:

$$G = 10 \times \log_{10}(0{,}81 \times 4\pi \times 0{,}5 / 0{,}03^2) \approx 37{,}5 \text{ dBi}$$

Şekil 2.21. Horn anten kazanç hesabı örneği — açıklık alanı A ve dalga boyu λ parametrelerine göre G (dBi)



Kaynak: (Pozar, 2011).

Anten Türlerinin Karşılaştırmalı Değerlendirmesi

Farklı anten türleri arasındaki seçim; kazanç, bant genişliği, polarizasyon, boyut, maliyet ve uygulama ortamına göre yapılmaktadır. Tablo 2.2'de başlıca anten türleri karşılaştırmalı olarak özetlenmiştir.

Tablo 2.2. Anten Türleri Kapsamlı Karşılaştırması

Anten Türü	Kazanç (dBi)	Bant Gen.	Polarizasyon	Tipik Uygulama
Dipol (λ/2)	2,15	Dar	Lineer	FM yayın, amatör radyo
Monopol (λ/4)	5,15	Dar	Lineer	Araç, GSM, baz istasyonu
Yagi-Uda	7 – 16	Dar	Lineer	TV alımı, noktadan noktaya
Parabolik	20 – 55+	Orta	Lin./Dairesel	Uydu, radar, köprü
Mikroşerit Patch	5 – 9	Dar	Lin./Dairesel	Wi-Fi, GPS, mobil cihaz
Helisel (eksenel)	10 – 20	Geniş	Dairesel	Uydu, GPS, uzay haberleşmesi
Horn	10 – 38	Geniş	Lineer	Ölçüm, radar, referans
Faz Dizisi	20 – 40+	Orta	Programlanabilir	5G mmWave, MIMO radar

Kaynak: (Balanis, 2016).

Değerlendirme Soruları

1. Dipol ve monopol anten arasındaki temel farkları açıklayınız. Görüntü teoremini kullanarak monopol kazancının dipolden neden yüksek olduğunu gösteriniz.
2. Yagi-Uda antende direktör ve reflektör elemanlarının boyutları neden sürücüden farklı seçilmektedir?
3. Parabolik antenin kazancını etkileyen parametreler hangileridir? HPBW ile kazanç arasındaki ters ilişkiyi tartışınız.
4. 5,8 GHz'de ε_r = 4,4 olan FR4 substrat üzerinde dikdörtgen patch anten için L değerini hesaplayınız.
5. Helisel antenin dairesel polarizasyon üretmesinin fiziksel nedenini açıklayınız.
6. 16 elemanlı broadside ULA ($d = \lambda/2$) için HPBW ve toplam dizi kazancını hesaplayınız.
7. Horn anten neden mikrodalga ölçüm laboratuvarlarında referans anten olarak tercih edilmektedir?

Kaynakça

Balanis, C. (2016). *Antenna theory: Analysis and design (4th ed.)*. Wiley.

Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip antenna design handbook.* Artech House.

Hayt, W., & Buck, J. (2011). *Engineering electromagnetics (8th ed.).* McGraw-Hill.

Kraus, J., & Marhefka, R. (2002). *Antennas for all applications (3rd ed.).* McGraw-Hill.

Pozar, D. (2011). *Microwave engineering (4th ed.).* Wiley.

Silver, H. (2021). *ARRL handbook for radio communications.* American Radio Relay League.

Skolnik, M. (2008). *Radar handbook (3rd ed.).* McGraw-Hil.

Stutzman, W., & Thiele, G. (2012). *Antenna theory and design (3rd ed.)*. Wiley.

Yagi, H. (1928). Beam transmission of ultra short waves. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(5), 715–740.

BÖLÜM 6

ELEKTROMANYETİK DALGA TEMELLERİ VE ANTEN KAVRAMLARI

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet TÜMAY[1]
Dr. Öğr. Üyesi Nurettin GÖKŞENLİ[2]

Giriş

Elektromanyetik (EM) dalgalar, günümüz kablosuz haberleşme altyapısının temel taşını oluşturmakta; radar sistemlerinden uydu haberleşmesine, tıbbi görüntülemeden endüstriyel otomasyon uygulamalarına kadar son derece geniş bir yelpazede kritik işlevler üstlenmektedir. Elektromanyetik dalganın teorik temeli, 1865 yılında James Clerk Maxwell tarafından geliştirilen ve dört diferansiyel denklemden oluşan Maxwell denklemleri ile sağlam bir matematiksel zemine oturtulmuştur (Hayt & Buck, 2011).

IEEE Standart 145-2013 tanımına göre anten; elektromanyetik dalgaları uzaya yayan veya uzaydan toplayan bir

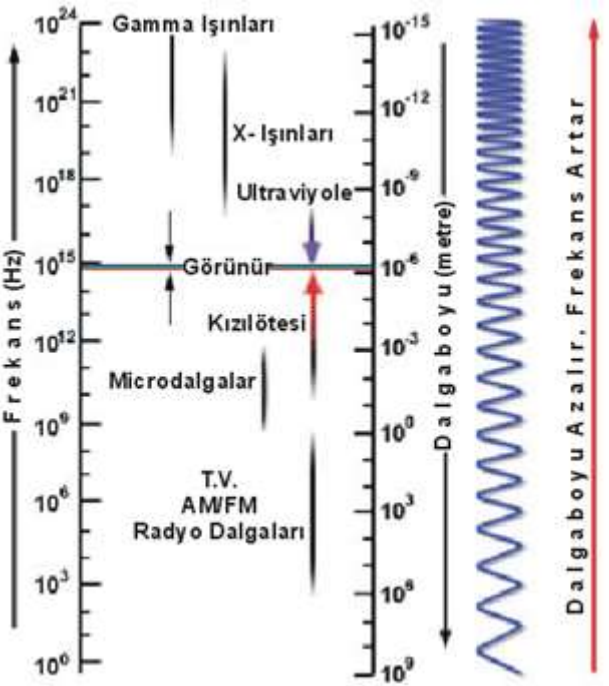
[1] Dr. Öğr. Üyesi Mehmet TÜMAY (Sorumlu Yazar), Çankırı Karatekin Üniversitesi Meslek Yüksekokulu, Elektronik ve Otomasyon Bölümü, ORCID: 0000-0003-2938-8005
[2] Dr. Öğr. Üyesi Nurettin GÖKŞENLİ, Çankırı Karatekin Üniversitesi Meslek Yüksekokulu, Elektronik ve Otomasyon Bölümü, ORCID: 0000-0002-0858-4448

araçtır (IEEE, 2013). Temel işlevi itibarıyla anten, iletim hattındaki kılavuzlanmış dalgaları serbest uzaydaki düzlemsel dalgalara dönüştüren ya da tam tersini gerçekleştiren bir dönüştürücü eleman olarak tanımlanabilir (Balanis, 2016).

Elektromanyetik Spektrum

Elektromanyetik dalgalar dalga boylarına ve frekanslarına göre sıralandığında elektromanyetik spektrum elde edilir. Boşlukta ışık hızıyla ($c \approx 3\times10^8$ m/s) yayılırlar. Temel bağıntı $\lambda = c / f$ ile ifade edilir; burada λ dalga boyunu, c ışık hızını ve f frekansı göstermektedir (Hayt & Buck, 2011).

Şekil 1.1. Elektromanyetik Spektrum: Frekans ve dalga boyu ile bölgelerin dağılımı



Kaynak: (Hayt & Buck, 2011)

Spektrum, radyo dalgalarından gama ışınlarına kadar geniş bir aralığı kapsamaktadır. Tablo 1.1'de temel frekans bölgeleri özetlenmektedir.

Tablo 1.1. Elektromanyetik Spektrum Bölgeleri ve Tipik Uygulamalar

Bölge	Frekans Aralığı	Dalga Boyu	Tipik Uygulama
Radyo Dalgaları	3 Hz – 300 GHz	100 km – 1 mm	Yayın, radar, haberleşme
Mikrodalgalar	300 MHz – 300 GHz	1 m – 1 mm	Uydu, Wi-Fi, 5G, radar
Kızılötesi	300 GHz – 400 THz	1 mm – 750 nm	Isı görüntüleme, uzaktan kumanda
Görünür Işık	400 THz – 790 THz	750 nm – 380 nm	Optik iletişim, fotografi
Morötesi	790 THz – 30 PHz	380 nm – 10 nm	Sterilizasyon, floresan
X Işınları	30 PHz – 30 EHz	10 nm – 0,01 nm	Tıbbi görüntüleme, NDT
Gama Işınları	> 30 EHz	< 0,01 nm	Nükleer tıp, radyasyon

Kaynak: (Hayt & Buck, 2011)

Elektromanyetik Dalganın Yayılımı ve Maxwell Denklemleri

Elektromanyetik dalgalar, elektrik alan (E) ve manyetik alan (H) bileşenlerinin birbirine ve yayılma yönüne dik olacak şekilde salınmasıyla oluşur. Maxwell denklemleri diferansiyel formda aşağıdaki gibi ifade edilir (Hayt & Buck, 2011).

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\partial \boldsymbol{B}/\partial t \qquad \textit{(Faraday Yasası)}$$

Zamanla değişen bir manyetik alan, elektrik alan oluşturur.

$$\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} + \partial \boldsymbol{D}/\partial t \qquad \textit{(Ampere–Maxwell Yasası)}$$

Elektrik akımı veya değişen elektrik alan, manyetik alan oluşturur.

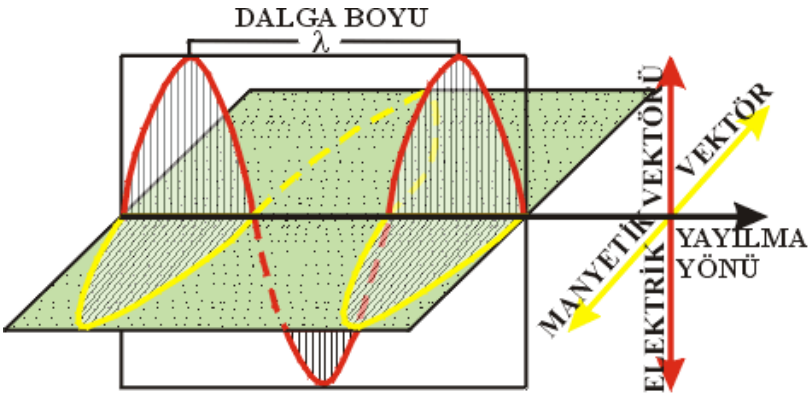
$$\nabla \cdot \boldsymbol{D} = \rho_v \qquad \textit{(Gauss Elektrik Yasası)}$$

Elektrik alan çizgileri elektrik yüklerinden başlar veya sonlanır.

$$\nabla \cdot \boldsymbol{B} = 0 \qquad \textit{(Gauss Manyetik Yasası)}$$

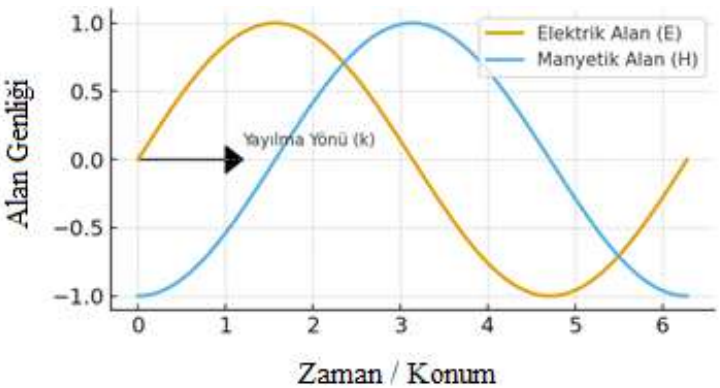
Doğada tek kutuplu mıknatıs yoktur. Manyetik alan çizgileri kapalı eğriler oluşturur.

Şekil 1.2. Elektromanyetik dalganın yayılım yönü ve E, H alan bileşenlerinin uzaydaki dağılımı



Kaynak: (Hayt & Buck, 2011).

Şekil 1.3. E ve H alanlarının sinüsoidal salınım yapısı — Poynting vektörü (S = E × H) yayılma yönünü gösterir

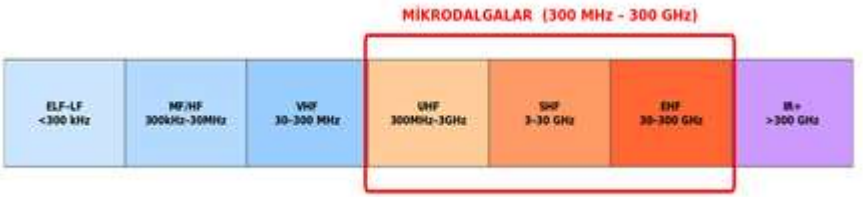


Kaynak: (Pozar, 2011).

Mikrodalgaların Özellikleri

Mikrodalgalar, 300 MHz – 300 GHz arasındaki frekans bölgesinde yer alır. Kısa dalga boyları nedeniyle kompakt anten tasarımı ve yüksek yönlülük sağlarlar; geniş mutlak bant genişlikleri sayesinde yüksek veri hızlı iletişimi (5G, Wi-Fi 6E) mümkün kılarlar (Pozar, 2011).

Şekil 1.4. Elektromanyetik spektrumda mikrodalgaların yeri — UHF, SHF ve EHF alt bantları



Kaynak: (Pozar, 2011).

Mikrodalgaların mühendislik açısından öne çıkan temel özellikleri şu şekilde sıralanabilir:

a. Kısa dalga boyu sayesinde kompakt anten tasarımı ve yüksek yönlülük elde edilebilir.

b. Geniş mutlak bant genişliği, yüksek veri hızlı iletişimi (5G, Wi-Fi 6E) mümkün kılar.

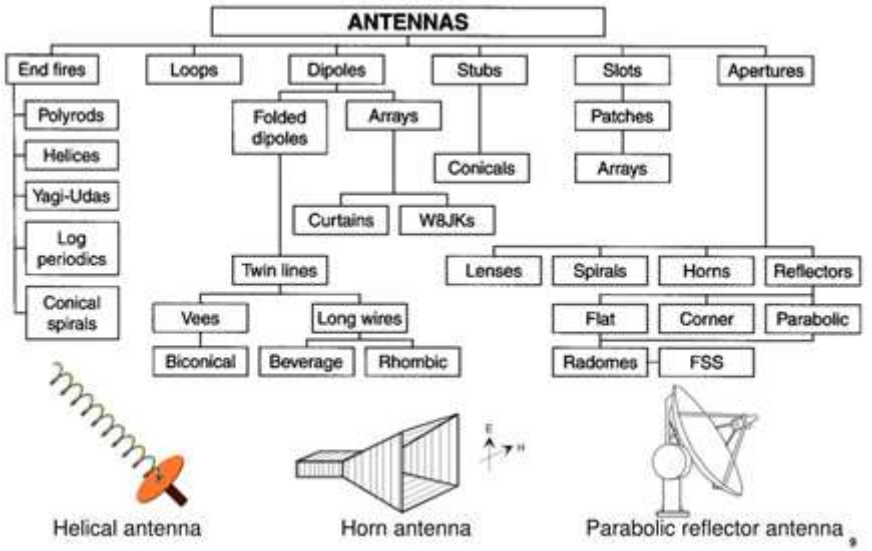
c. 22,235 GHz ve 60 GHz civarında nem ve oksijen absorpsiyonundan kaynaklanan zayıflama bantları mevcuttur.

d. Görüş hattı (LOS) yayılımı nedeniyle uydu ve noktadan noktaya köprü bağlantılarında tercih edilir.

Anten: Tanım ve İşlevsel Rol

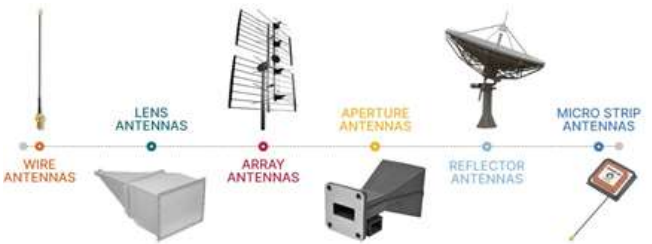
Anten, akım taşıyan iletken elemanların yarattığı elektromanyetik alanları uzaya yayan ve gelen EM dalgaları elektrik sinyallerine dönüştüren cihazdır (Balanis, 2016; Kraus & Marhefka, 2002). Verici ile alıcı sistemler arasındaki enerji köprüsünü oluşturur.

Şekil 1.5. IEEE sınıflandırmasına göre anten türleri: tel, açıklık, dizi, mikroşerit ve reflektör antenler



Kaynak: (Balanis, 2016).

Şekil 1.6. Anten sisteminin blok diyagramı — verici, besleme hattı, anten ve serbest uzay zinciri



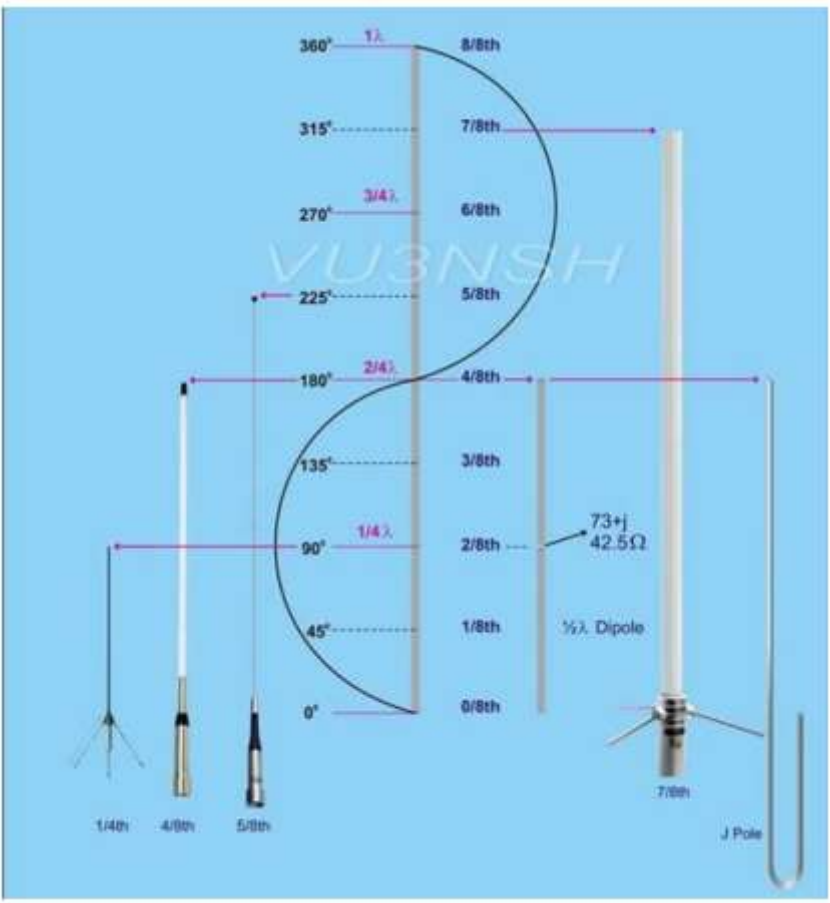
Kaynak: (Stutzman & Thiele, 2012)

Temel Anten Parametreleri

Işıma Örüntüsü

Işıma örüntüsü, antenin yaydığı enerjinin uzaydaki yönsel dağılımını normalize güç cinsinden gösteren bir fonksiyondur. Ana lob, yan loblar ve null noktaları tasarımın temel hedeflerini belirler (Balanis, 2016).

Şekil 1.7. Tipik anten ışıma örüntüsü — λ/4 monopol için anten boyuna karşı empedans ve ışıma karakteristiği

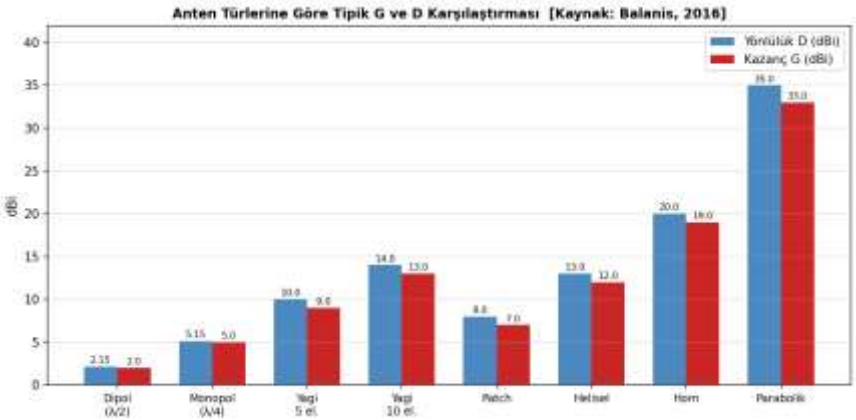


Kaynak: (Balanis, 2016).

Kazanç ve Yönlülük

Yönlülük (D), antenin maksimum ışıma yönündeki güç yoğunluğunun izotropik referansa oranıdır. Kazanç (G) verimle (η) ilişkilidir: $G = \eta \cdot D$ ve $G(dBi) = 10 \cdot \log_{10}(G)$ ((Balanis, 2016); (Kraus & Marhefka, 2002)).

Şekil 1.8. Anten türlerine göre tipik kazanç (G) ve yönlülük (D) değerleri — η < 1 nedeniyle G her zaman D'den küçük veya eşittir



Kaynak: (Balanis, 2016)

Etkin Açıklık

Etkin açıklık (A_e), alıcı antenin elektromanyetik dalgadan topladığı güce karşılık gelen eşdeğer yüzey alanıdır (Kraus & Marhefka, 2002):

$$A_e = (\lambda^2 \cdot G) / 4\pi$$

Bant Genişliği

Antenin kabul edilebilir performansı koruduğu frekans aralığıdır:

$$BW (\%) = ((f\_üst - f\_alt) / f\_merkez) \times 100$$

Polarizasyon

Radye edilen dalganın elektrik alan vektörünün uzaydaki yönelimini tanımlar. Lineer, dairesel (RHCP/LHCP) veya eliptik olabilir (Hayt & Buck, 2011). Uydu haberleşmesinde iyonosferdeki Faraday dönmesini telafi etmek amacıyla dairesel polarizasyon tercih edilir.

Şekil 1.9. Polarizasyon türleri: (a) lineer dikey, (b) lineer yatay, (c) sağ el dairesel (RHCP) — E alan vektörünün uzaydaki iz düşümü



Kaynak: (Hayt & Buck, 2011)

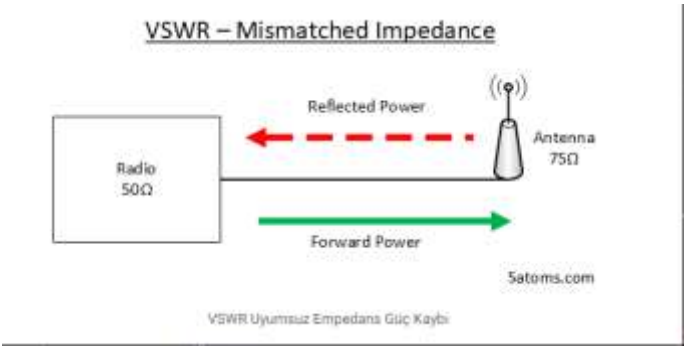
Empedans Uyumu ve SWR

Vericiden antene maksimum güç transferi için tüm bileşenlerin (verici çıkışı, kablo, anten giriş empedansı) eşleşmesi gerekir. Uyumsuzluk durumunda iletim hattında duran dalgalar oluşur (Silver, 2021):

$$\Gamma = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0)$$

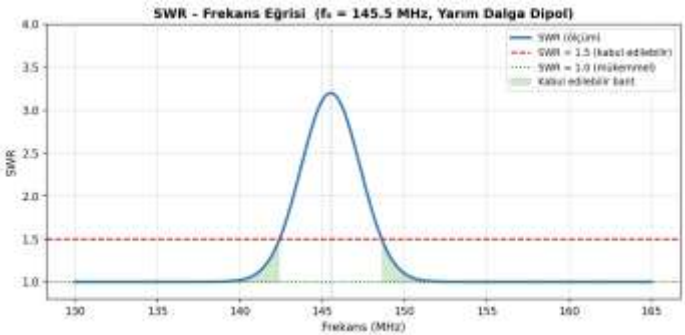
$$SWR = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$$

Şekil 1.10. Empedans uyumsuzluğunda iletim hattında duran dalga oluşumu — ilerleyen ve yansıyan güç bileşenleri



Kaynak: Silver, H. W. (Ed.) (2021). ARRL Handbook for Radio Communications. American Radio Relay League.

Şekil 1.11. SWR–Frekans eğrisi: f_o = 145,5 MHz'de rezonans — yeşil alan SWR ≤ 1,5 kabul edilebilir bandı göstermektedir



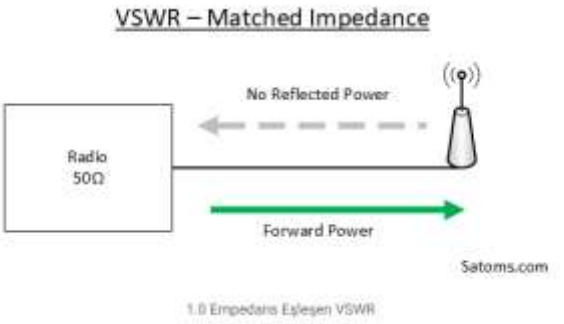
Kaynak: Silver, H. W. (Ed.) (2021). ARRL Handbook for Radio Communications. American Radio Relay League.

Tablo 1.2. SWR Değeri ve Sistem Verimine Etkisi

SWR	**Yansıma Katsayısı |Γ|**	**Geri Dönen Güç (%)**	**Sistem Durumu**
1,0 : 1	0,00	0%	Mükemmel – Tam uyum
1,5 : 1	0,20	4%	İyi – Kabul edilebilir
2,0 : 1	0,33	11%	Orta – İyileştirme önerilir
3,0 : 1	0,50	25%	Kötü – Müdahale gerekli
> 3,0 : 1	> 0,50	> 25%	Tehlikeli – Donanım riski

Kaynak: (Silver, 2021).

Şekil 1.12. Tam empedans uyumu (SWR = 1): Yansıyan güç sıfır, iletim hattındaki tüm güç antene aktarılır



Kaynak: (Silver, 2021).

Antenlerin Sınıflandırılması

Antenler; yapısal geometri, yönlülük, polarizasyon, bant genişliği ve çalışma frekansı gibi kriterlere göre sınıflandırılır ((Balanis, 2016); (Stutzman & Thiele, 2012)).

Tablo 1.3. Anten Sınıflandırma Kriterleri

Kriter	**Sınıflandırma**	**Örnekler**
Yapısal Biçim	Tel / Açıklık / Mikroşerit / Dizi	Dipol, monopol; Horn, parabolik; Patch; Faz dizisi
Yönlülük	Yönsüz / Yönlü	Dipol (yönsüz); Yagi, parabolik (yönlü)
Polarizasyon	Lineer / Dairesel / Eliptik	Dipol (L); Helisel (D); Patch (L/D)
Bant Genişliği	Dar / Orta / Geniş bant	Dipol; Horn; Log-periyodik, loga-sarmal
Frekans Bölgesi	HF / VHF / UHF / SHF / EHF	HF tel; VHF Yagi; UHF patch; Ka-band horn

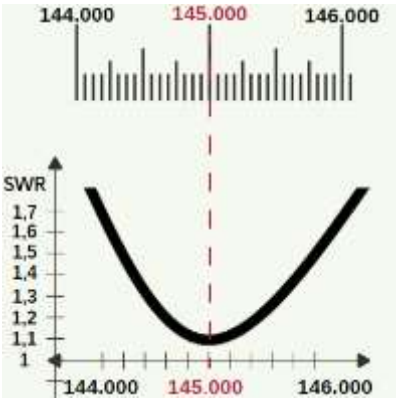
Kaynak: (Balanis, 2016).

Anten Çalışma Frekansı ve Velocity Faktörü

Anten boyutu rezonans frekansıyla doğrudan bağlantılıdır. Velocity faktörü (VF), iletkenin çevre etkileşiminden kaynaklanan faz hızı düşüşünü yansıtır ((Silver, 2021):

$$\lambda_{efektif} = VF \times (c / f)$$

Şekil 1.13. Anten fiziksel boyunun dalga boyu ile ilişkisi — L = λ/4, λ/2 ve λ boyutları için anten karakteristiği



Kaynak: (Silver, 2021).

Şekil 1.14. Dipol anten boyu hesabı: λ = 300×VF / f(MHz) — 145,5 MHz, VF = 0,95 için λ_ef = 1,96 m

$$\text{Anten Boyu } \lambda \text{ (m)} = \frac{\text{Işık Hızı}}{\text{Frekans}} = \frac{300.000.000}{\text{Frekans (Hz)}} = \frac{300 \times VF}{\text{Frekans (MHz)}}$$

Kaynak: (Silver, 2021).

Şekil 1.15. Koaksiyel kablo yapısı — merkez iletken, dielektrik, örgü kalkan ve dış kılıf; anten beslemesinde standart iletim hattı



Kaynak: (Silver, 2021).

Örnek Hesaplamalar

Etkin Açıklık Hesabı

Problem: G = 10 (10 dBi), λ = 0,05 m (f = 6 GHz) olan alıcı anten için etkin açıklığı hesaplayınız.

$A_e = (\lambda^2 \times G) / 4\pi = (0{,}05^2 \times 10) / (4\pi) \approx 0{,}00199\ m^2 \approx 20\ cm^2$

Anten yaklaşık 20 cm² alandan enerji toplayarak alıcı devresine aktarır ((Kraus & Marhefka, 2002).

Friis İletim Denklemi

Problem: Pt = 10 W, Gt = 30 dBi, Gr = 10 dBi, f = 6 GHz, R = 50 km için alınan gücü hesaplayınız.

$Pr = Pt \cdot Gt \cdot Gr \cdot (\lambda / 4\pi R)^2 \ \rightarrow \ Pr \approx 1{,}27 \times 10^{-10}\ W \approx -99\ dBW$

Şekil 1.16. Friis iletim denklemi — link bütçesi diyagramı; R = 50 km, f = 6 GHz, Pt = 10 W, Gt = 30 dBi, Gr = 10 dBi için Pr ≈ −99 dBW



Kaynak: (Kraus & Marhefka, 2002).

Değerlendirme Soruları

1. Maxwell denklemlerinden yola çıkarak E ve H alanlarının birbirine ve yayılma yönüne dik olduğunu matematiksel olarak gösteriniz.
2. Anten kazancı (G) ile yönlülük (D) arasındaki fark nedir? G = η · D eşitliğini fiziksel olarak yorumlayınız.

3. Etkin açıklık (A_e) kavramının fiziksel anlamını ve Friis denklemiyle bağlantısını açıklayınız.
4. SWR değerinin 1 olması ne anlama gelir? Bu nasıl sağlanır?
5. Mikrodalgaların 22,235 GHz civarında gösterdiği yüksek zayıflamanın fiziksel nedenini açıklayınız.
6. Balun devre elemanının işlevini ve dipol anten beslemesindeki rolünü tartışınız.

Kaynakça

Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: Analysis and design (4th ed.)*. Wiley.

Hayt, W., & Buck, J. (2011). *Engineering electromagnetics (8th ed.)*. McGraw-Hill.

IEEE. (2013). *IEEE standard for definitions of terms for antennas*. IEEE.

Kraus, J., & Marhefka, R. (2002). *Antennas for all applications (3rd ed.)*. McGraw-Hill.

Pozar, D. (2011). *Microwave Engineering (4th ed.)*. John Wiley & Sons.

Silver, H. (2021). *ARRL handbook for radio communications*. American Radio Relay League.

Stutzman, W., & Thiele, G. (2012). *Antenna Theory and Design (3rd ed.)*. John Wiley & Sons.

BÖLÜM 7

ANAHTARLAMALI GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNDE KUANTALAMA VE ÇÖZÜNÜRLÜK: TEMEL KAVRAMLAR VE UYGULAMA REHBERİ

SUDE KART[1]

Giriş

Anahtarlamalı güç dönüştürücüleri günümüzde pek çok elektronik sistemde bulunmaktadır. Güneş paneli ve yakıt hücresi gibi kaynaklardan elde edilen enerji bu dönüştürücüler üzerinden yüke aktarılmaktadır. Elektrikli araçlarda, veri merkezlerinde ve taşınabilir cihazlarda da durum aynıdır. Dönüştürücünün çıkış gerilimi, anahtarın bir periyot içinde iletimde kaldığı sürenin periyoda oranıyla ayarlanmaktadır. Bu orana görev oranı denilmektedir. Görev oranını bu şekilde ayarlayan yönteme darbe genişlik modülasyonu (PWM) adı verilmektedir.

Görev oranını belirleyen denetleyici uzun yıllar boyunca analog devrelerle gerçekleştirilmiştir. İşlemsel yükselteçler ve karşılaştırıcılar ile kurulan bu devreler sürekli zamanda

[1] Dr. Öğr. Üyesi, Karabük Üniversitesi, TOBB Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu, Elektrik ve Enerji Bölümü, Orcid: 0000-0001-6631-7316

çalışmaktadır. Görev oranı da bu nedenle istenen herhangi bir değeri alabilmektedir. Son yirmi yılda ise denetim büyük ölçüde mikrodenetleyicilere ve sayısal işaret işlemcilerine taşınmıştır (Buso & Mattavelli, 2015; Maksimović et al., 2004). Sayısal denetim önemli kolaylıklar sağlamaktadır. Ayarlar yazılımla değiştirilebilmekte, koruma ve haberleşme işlevleri de aynı mikrodenetleyicide toplanabilmektedir.

Ancak sayısal bir sistem sürekli büyüklüklerle doğrudan çalışamamaktadır. Ölçülen gerilim ve akım, analog-sayısal dönüştürücüden (ADC) geçerek belirli adımlara ayrılmaktadır. Denetleyicinin ürettiği görev oranı da bir sayıcı tarafından gerçekleştirildiği için yine belirli adımlarla sınırlıdır. Sürekli bir büyüklüğün bu şekilde sonlu sayıda seviyeye yuvarlanmasına kuantalama denilmektedir. İki komşu seviye arasındaki fark ise sistemin çözünürlüğünü belirlemektedir.

Kuantalamanın etkisi çoğu zaman küçük görülmektedir. Oysa güç dönüştürücülerinde bu etki göz ardı edilemeyecek sonuçlar doğurabilmektedir. Görev oranındaki tek bir adım, özellikle yükselten tip dönüştürücülerde çıkış geriliminde belirgin bir sıçramaya yol açabilmektedir. Kapalı çevrim denetimde ise çıkış istenen değere tam olarak oturamayabilmekte ve iki seviye arasında sürekli gidip gelebilmektedir. Bu davranış literatürde limit çevrimi olarak bilinmektedir (Peng et al., 2007; Peterchev & Sanders, 2003).

Kuantalama yalnızca donanımda ortaya çıkmamaktadır. Dönüştürücüler tasarım aşamasında çoğunlukla bilgisayar benzetimleriyle incelenmektedir. Sabit adımlı bir benzetimde anahtarın durumu, interpolasyon kullanılmadığı sürece, yalnızca çözücü adımlarında değişebilmektedir. Bu durum benzetimde de görev oranının fark edilmeden kuantalanmasına neden olmaktadır. Böylece benzetimden elde edilen sonuçlar, tasarımcının kurduğunu

düşündüğü dönüştürücüden farklı bir dönüştürücüye ait olabilmektedir.

Bu bölümde kuantalama ve çözünürlük kavramları anahtarlamalı güç dönüştürücüleri açısından ele alınmaktadır. Önce temel kavramlar basit örneklerle açıklanmaktadır. Ardından kuantalamanın ortaya çıktığı üç yer incelenmektedir. Bunlar sayısal darbe genişlik modülasyonu (DPWM), analog-sayısal dönüştürücü ve benzetimdeki sabit adımlı çözücüdür. Her biri için çözünürlüğün nasıl hesaplandığı gösterilmektedir. Daha sonra çözünürlüğün çıkış gerilimine ve kapalı çevrim davranışına etkisi tartışılmaktadır. Son olarak çözünürlüğü artırma yöntemleri özetlenmektedir. Bölüm, tasarımcı için adım adım bir uygulama rehberi ve kontrol listeleriyle tamamlanmaktadır.

Temel Kavramlar

Kuantalama, sürekli değerler alabilen bir büyüklüğün sonlu sayıda seviyeye yuvarlanması işlemidir. Örnek olarak 0 ile 1 arasında değişen bir görev oranı düşünülebilir. Analog bir denetleyici bu aralıktaki her değeri üretebilmektedir. Sayısal bir denetleyici ise yalnızca belirli değerleri üretebilmektedir. Bu değerler arasında kalan bir komut ya en yakın seviyeye yuvarlanmakta ya da bir alt seviyeye indirilmektedir. Komut ile gerçekleşen değer arasındaki ilişki bu nedenle düz bir çizgi değil, bir merdiven biçimindedir (Şekil 1).

Merdivenin her bir basamağının yüksekliğine kuantum denilmektedir. Kuantum, sistemin ayırt edebileceği ya da üretebileceği en küçük değişimdir. Büyüklüğün değişim aralığı A ve seviye sayısı N olmak üzere kuantum Denklem (1) ile hesaplanmaktadır.

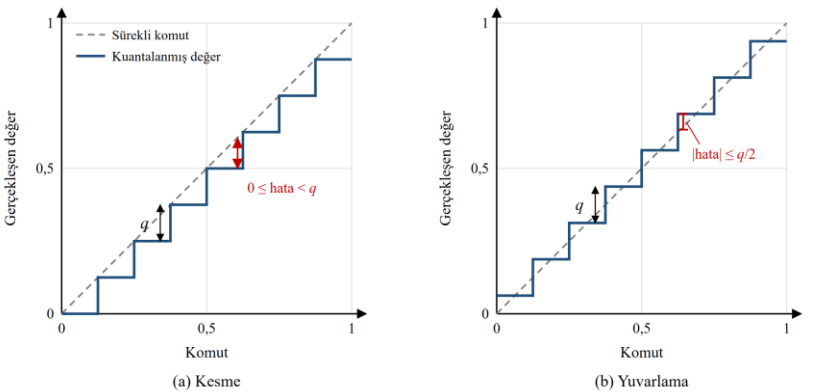
$$q = A / N \quad (1)$$

Çözünürlük ise sistemin ne kadar ince adımlarla çalışabildiğini ifade etmektedir. Çözünürlük genellikle seviye sayısı N ya da bit sayısı n ile verilmektedir. İkili sayı sisteminde n bitlik bir sayı 2^n farklı değer alabilmektedir. Bu nedenle seviye sayısı ile bit sayısı arasında Denklem (2) ile verilen ilişki bulunmaktadır.

$$N = 2^n \text{ veya } n = \log_2 N \qquad (2)$$

Örneğin 3 bitlik bir PWM ya da ADC, Denklem (2)'ye göre $2^3 = 8$ seviyeye sahiptir. 0 ile 1 arasındaki bir aralık bu durumda Denklem (1)'e göre $q = 1/8 = 0{,}125$'lik adımlara bölünmektedir. 10 bit kullanıldığında seviye sayısı $2^{10} = 1024$'e çıkmaktadır. Kuantum da $q = 1/1024 \approx 0{,}001$'e düşmektedir. Bit sayısındaki her artış seviye sayısını iki katına çıkarmakta, kuantumu da yarıya indirmektedir.

Şekil 1. 0 ile 1 arasındaki bir komutun 8 seviyeye (q = 1/8) kuantalanması: (a) kesme, (b) yuvarlama



Kaynak: Yazar tarafından hazırlanmıştır.

Seviye sayısı her zaman ikinin kuvveti olmak zorunda değildir. Bu durumda bit sayısı da tam sayı çıkmayabilmektedir. Örneğin 800 seviyeli bir PWM'in çözünürlüğü $n = \log_2 800 \approx 9{,}6$ bit olmaktadır. Bu değer, $2^9 = 512$ ile $2^{10} = 1024$ arasında kalan seviye sayısıyla uyumludur.

Kuantalamada yapılan hata, komut ile gerçekleşen değer arasındaki farktır. Bu hatanın büyüklüğü yuvarlamanın biçimine bağlıdır. Komut en yakın seviyeye yuvarlandığında hata en fazla yarım kuantum olmaktadır. Komut her zaman bir alt seviyeye indirildiğinde ise hata sıfır ile bir kuantum arasında değişmektedir. Bu işleme kesme denilmektedir. Kesmede hata her zaman aynı yöndedir ve ortalaması sıfır değildir.

Örneğin 800 seviyeli bir PWM'de kuantum 0,00125'tir. Yuvarlamada hata en fazla 0,00125 / 2 = 0,000625 olmaktadır ve iki yönde de oluşabilmektedir. Kesmede ise ortalama hata yaklaşık 0,000625'tir. Bu durumda görev oranı her zaman istenenden küçük kalmaktadır. Bu fark küçük görünse de güç dönüştürücülerinde çalışma noktasının sistematik olarak kaymasına neden olabilmektedir.

Kuantalama ile örnekleme birbirinden farklı kavramlardır. Örnekleme, büyüklüğün yalnızca belirli zaman anlarında okunmasıdır. Kuantalama ise okunan değerin belirli seviyelere yuvarlanmasıdır. Birincisi zaman ekseninde, ikincisi genlik ekseninde bir ayrıklaştırmadır. Sayısal bir denetim sisteminde ikisi de aynı anda bulunmaktadır. Ancak güç dönüştürücülerinde bu iki kavram birbirine bağlanabilmektedir. Aşağıda DPWM ve benzetim çözücüsü incelenirken görüleceği gibi, darbe kenarının ancak belirli zaman anlarına yerleştirilebilmesi görev oranının değerinde kuantalamaya yol açmaktadır. Örnekleme ve DPWM ayrıca denetim çevrimine gecikme de eklemektedir. Bonanno et al. (2024), inceledikleri yapıda DPWM'in getirdiği gecikmenin ADC ve hesaplama gecikmelerinden daha etkili olduğunu göstermiştir. Gecikmenin etkileri bu bölümün kapsamı dışındadır. Bölümde ağırlıklı olarak genlik eksenindeki kuantalama ele alınmaktadır.

Kuantalamanın Ortaya Çıktığı Yerler

Sayısal denetimli bir dönüştürücüde kuantalama üç farklı yerde ortaya çıkmaktadır. Birincisi görev oranını üreten DPWM'dir. İkincisi çıkış gerilimini ve akımını ölçen ADC'dir. Üçüncüsü ise donanımda değil, tasarım aşamasında kullanılan benzetimdedir. Bu üç kaynak aşağıda ayrı ayrı incelenmektedir.

Sayısal Darbe Genişlik Modülasyonu

Mikrodenetleyicilerde PWM işareti bir sayıcı yardımıyla üretilmektedir. Sayıcı, mikrodenetleyicinin saat işaretiyle çalışmaktadır. Saat işareti, mikrodenetleyicinin içinde üretilen sabit frekanslı bir kare dalgadır. Bu dalganın her bir periyoduna saat darbesi denilmektedir. Örneğin 16 MHz'lik bir saatte iki darbe arasındaki süre 1 / 16 000 000 = 62,5 ns'dir.

Sayıcı her saat darbesinde bir artmaktadır. Sayıcı belirli bir tavan değerine ulaştığında sıfırlanmakta ve yeni bir anahtarlama periyodu başlamaktadır. Anahtar, sayıcının değeri bir karşılaştırma değerinin altında kaldığı sürece iletimdedir. Görev oranı, karşılaştırma değerinin tavan değerine oranıdır. Örneğin tavan değeri 800 ve karşılaştırma değeri 340 ise görev oranı D = 340 / 800 = 0,425 olmaktadır. Karşılaştırma değeri yalnızca tam sayı olabildiği için görev oranı da ancak 1/800'lük adımlarla değiştirilebilmektedir.

Bir anahtarlama periyodundaki saat darbesi sayısı, PWM'in seviye sayısını belirlemektedir. Saat frekansı f_{saat} ve anahtarlama frekansı f_{sw} olmak üzere seviye sayısı Denklem (3) ile bulunmaktadır.

$$N = f_{saat} / f_{sw} \quad (3)$$

Görev oranının kuantumu bu durumda 1/N olmaktadır. Yukarıda anlatılan, sayıcının yalnızca yukarı saydığı yapıya kenar hizalı PWM denilmektedir. Merkez hizalı PWM'de ise sayıcı bir periyot içinde önce yukarı, sonra aşağı saymaktadır. Aynı periyoda

iki sayma sığdığı için tavan değeri yarıya inmekte ve seviye sayısı N/2 olmaktadır. Örneğin 16 MHz saat ve 20 kHz anahtarlama frekansında kenar hizalı PWM 800 seviye vermektedir. Merkez hizalı PWM ise 800 / 2 = 400 seviye vermektedir.

Denklem (3), anahtarlama frekansı ile çözünürlük arasında bir ödünleşim olduğunu göstermektedir. Yukarıdaki 16 MHz'lik mikrodenetleyici yeniden ele alınsın. Anahtarlama frekansı 20 kHz seçildiğinde Denklem (3)'e göre N = 16 000 000 / 20 000 = 800 seviye elde edilmektedir. Görev oranının kuantumu bu durumda 1/800 = 0,00125'tir. Anahtarlama frekansı 200 kHz'e çıkarıldığında ise seviye sayısı N = 16 000 000 / 200 000 = 80'e düşmektedir. Kuantum da 1/80 = 0,0125'e, yani on katına çıkmaktadır. Yüksek anahtarlama frekansı bobin ve kondansatörün küçülmesini sağlamaktadır. Ancak aynı saat frekansıyla görev oranı daha kaba adımlarla ayarlanabilmektedir.

Bu ödünleşimi aşmak için güç elektroniği uygulamalarına yönelik mikrodenetleyicilerde yüksek çözünürlüklü zamanlayıcılar bulunmaktadır. Bu zamanlayıcılar bir saat darbesini daha küçük zaman dilimlerine bölebilmektedir. Böylece eşdeğer saat frekansı birkaç gigahertz düzeyine çıkmaktadır. Örneğin 200 ps'lik bir zaman dilimi, 1 / 200 ps = 5 GHz'lik bir saate karşılık gelmektedir. Bu zamanlayıcılar çözünürlüğü artırma yolları anlatılırken ayrıca ele alınmaktadır.

Analog-Sayısal Dönüştürücü

Denetleyicinin çıkış gerilimini düzenleyebilmesi için önce bu gerilimi ölçmesi gerekmektedir. Ölçüm ADC ile yapılmaktadır. n bitlik bir ADC, 0 ile referans gerilimi V_{ref} arasındaki giriş aralığını 2^n seviyeye bölmektedir. ADC'nin kuantumu bu durumda Denklem (4) ile hesaplanmaktadır. Bu ifade, Denklem (1)'de $A = V_{ref}$ ve $N = 2^n$ yazılarak elde edilmektedir.

$$q_{ADC} = V_{ref} / 2^n \quad (4)$$

Örneğin 3,3 V referansla çalışan 12 bitlik bir ADC'nin kuantumu Denklem (4)'e göre $q_{ADC} = 3,3 / 2^{12} = 3,3 / 4096 \approx 0,81$ mV'tur.

Dönüştürücünün çıkış gerilimi ise çoğu zaman ADC'nin giriş aralığından büyüktür. Bu nedenle gerilim ADC'ye bir gerilim bölücü üzerinden uygulanmaktadır. Bölücünün oranı $k = V_{ADC} / V_{out}$ ile tanımlanmaktadır. Burada V_{ADC}, ADC'nin girişine ulaşan gerilimdir. ADC'nin girişindeki bir kuantumluk değişim, çıkışta 1/k kat daha büyük bir değişime karşılık gelmektedir. Bu nedenle çıkış gerilimi cinsinden kuantum q_{ADC} / k olmaktadır. Örneğin 24 V'luk bir çıkış k = 1/10 oranında bölünerek 2,4 V olarak ölçülsün. Çıkıştaki kuantum bu durumda 0,81 mV / 0,1 ≈ 8 mV'a çıkmaktadır. Denetleyici bu değerden küçük gerilim değişimlerini ayırt edememektedir.

ADC'nin kâğıt üzerindeki bit sayısı her zaman gerçek çözünürlüğü göstermemektedir. Ölçüm devresindeki gürültü ve ADC'nin kendi hataları, en düşük birkaç biti kullanılamaz hâle getirebilmektedir. Bu nedenle uygulamada etkin bit sayısı (ENOB, effective number of bits) kavramı kullanılmaktadır. Etkin bit sayısı, ADC'nin ölçülen sinyal-gürültü ve bozulma oranından (SINAD) hesaplanmaktadır. SINAD desibel cinsinden verildiğinde etkin bit sayısı ENOB = (SINAD − 1,76) / 6,02 bağıntısıyla bulunmaktadır (Kester, 2005). Üreticiler SINAD değerini genellikle ADC'nin veri sayfasında vermektedir.

Örneğin yukarıdaki 12 bitlik ADC'nin SINAD değeri 68 dB olsun. Etkin bit sayısı bu durumda ENOB = (68 − 1,76) / 6,02 = 66,24 / 6,02 ≈ 11 bittir. Etkin kuantum Denklem (4)'te n = 11 yazılarak $3,3 / 2^{11} = 3,3 / 2048 \approx 1,6$ mV olarak bulunmaktadır. Çıkış gerilimi cinsinden kuantum ise 1,6 mV / 0,1 = 16 mV'a çıkmaktadır. Yani gürültü, ADC'nin çözünürlüğünü kâğıt üzerindeki değerin

yarısına düşürmüştür. Tasarımcının ADC çözünürlüğünü değerlendirirken bit sayısını değil, etkin bit sayısını kullanması gerekmektedir.

Benzetimde Sabit Adımlı Çözücü

Dönüştürücüler donanım kurulmadan önce genellikle bilgisayar benzetimiyle incelenmektedir. Benzetim programları devreyi zaman içinde adım adım çözmektedir. Sabit adımlı bir çözücüde devre yalnızca belirli zaman anlarında hesaplanmaktadır. Anahtarın konumu da ancak bu anlarda değişebilmektedir. Denetleyicinin istediği anahtarlama anı iki adımın arasına denk gelirse, anahtarlama bir sonraki adıma kaymaktadır.

Bu durum benzetimde de görev oranının kuantalanmasına yol açmaktadır. Çözücü adımı T_s ve anahtarlama periyodu T_{sw} olmak üzere, bir periyottaki adım sayısı Denklem (5) ile verilmektedir.

$$N = T_{sw} / T_s \quad (5)$$

Bu ifade Denklem (3) ile aynı yapıdadır. Burada saat periyodunun yerini çözücü adımı almaktadır. Örneğin 20 kHz'de anahtarlanan bir dönüştürücünün periyodu T_{sw} = 1 / 20 000 = 50 µs'dir. Bu dönüştürücü 1 µs adımla benzetildiğinde Denklem (5)'e göre bir periyotta N = 50 / 1 = 50 adım bulunmaktadır. Benzetimdeki görev oranı bu durumda 1/50 = 0,02'lik adımlarla değişebilmektedir. Bu kuantalama benzetimin kendisinden gelmektedir ve çoğu zaman fark edilmemektedir. Oysa benzetimden elde edilen sonuçları etkileyebilmektedir. Benzetimde çözünürlüğü artırmanın yolları ilerleyen başlıklarda ele alınmaktadır.

Çözünürlüğün Çıkış Gerilimine Etkisi

Görev oranındaki kuantalama doğrudan çıkış gerilimine yansımaktadır. Tek bir kuantumun çıkış geriliminde ne kadar değişime yol açtığı dönüştürücünün türüne bağlıdır. Bu kesimde en

yaygın iki dönüştürücü olan alçaltan tip (buck) ve yükselten tip (boost) dönüştürücüler incelenmektedir. İnceleme sürekli iletim kipi ve kayıpsız devre varsayımıyla yapılmaktadır (Erickson & Maksimović, 2020). Bu varsayım etkinin büyüklüğünü göstermek için yeterlidir.

Alçaltan Tip Dönüştürücü

Alçaltan tip dönüştürücüde çıkış gerilimi görev oranıyla doğru orantılıdır ve $V_{out} = D\ V_{in}$ ifadesiyle verilmektedir. Görev oranı bir adımda $\Delta D = 1/N$ kadar değiştiğinde çıkış gerilimi $\Delta V_{out} = V_{in} \cdot \Delta D$ kadar değişmektedir. Bu değişim Denklem (6) ile verilmektedir.

$$\Delta V_{out} = V_{in} / N \tag{6}$$

Bu ifade çalışma noktasından bağımsızdır. Görev oranı ne olursa olsun, her adım çıkışta aynı değişimi oluşturmaktadır. Örneğin 12 V girişli ve 5 V çıkışlı bir alçaltan tip dönüştürücü düşünülebilir. DPWM'in 100 seviyesi varsa (N = 100) Denklem (6)'ya göre her adım çıkışı $\Delta V_{out} = 12 / 100 = 0{,}12$ V değiştirmektedir. Bu değer çıkış geriliminin 0,12 / 5 = 0,024, yani %2,4'üdür. Seviye sayısı 1000'e çıkarıldığında adım 12 / 1000 = 0,012 V'a, yani %0,24'e düşmektedir.

Yükselten Tip Dönüştürücü

Yükselten tip dönüştürücüde çıkış gerilimi $V_{out} = V_{in} / (1 - D)$ ifadesiyle verilmektedir. Bu ilişki doğrusal değildir. Görev oranı bire yaklaştıkça çıkış gerilimi hızla artmaktadır. Çıkış geriliminin görev oranına göre türevi $dV_{out}/dD = V_{in} / (1 - D)^2$ ifadesidir. Bu türev $\Delta D = 1/N$ ile çarpılarak adımın etkisi yaklaşık olarak Denklem (7) ile bulunmaktadır.

$$\Delta V_{out} \approx V_{in} / [N\ (1 - D)^2] \tag{7}$$

Bu ifade alçaltan tip dönüştürücüden önemli bir farkı ortaya koymaktadır. Yükselten tip dönüştürücüde tek bir adımın etkisi görev oranına bağlıdır. Görev oranı arttıkça $(1 - D)^2$ terimi küçülmekte ve adımın etkisi büyümektedir. Bu nedenle yüksek kazançla çalışan yükselten tip dönüştürücüler kuantalamaya en duyarlı dönüştürücülerdir.

Bu etki bir örnekle gösterilebilir. 12 V girişli bir yükselten tip dönüştürücü ve 100 seviyeli bir DPWM (N = 100) düşünülsün. Görev oranı, çıkış gerilimi ifadesinden $D = 1 - V_{in}/V_{out}$ olarak bulunmaktadır. Çıkış 24 V olduğunda görev oranı D = 1 − 12/24 = 0,5'tir. Denklem (7)'ye göre her adım çıkışı $\Delta V_{out} \approx 12 / (100 \times 0{,}5^2)$ = 12 / 25 = 0,48 V değiştirmektedir.

Çıkış 36 V olduğunda görev oranı D = 1 − 12/36 ≈ 0,67'ye çıkmaktadır. Bu durumda $(1 - D)^2 \approx 0{,}111$ olmaktadır. Adım da 12 / (100 × 0,111) ≈ 1,1 V'a ulaşmaktadır. Çıkış 60 V olduğunda ise görev oranı D = 1 − 12/60 = 0,8'dir. Tek bir adım çıkışı $12 / (100 \times 0{,}2^2)$ = 12 / 4 = 3 V değiştirmektedir. Aynı DPWM çözünürlüğüyle, çıkış 24 V'tan 60 V'a çıktığında adım 3 / 0,48 ≈ 6,3 kat büyümektedir.

Denklem (7) birinci mertebeden bir yaklaşımdır. Seviye sayısı küçük olduğunda ya da görev oranı bire yakın olduğunda gerçek adım bu değerden daha büyük olabilmektedir. Bu durumda iki komşu seviyedeki çıkış gerilimleri ayrı ayrı hesaplanarak aradaki fark doğrudan bulunabilmektedir. Örneğin 60 V'luk çalışma noktasında bir üst seviye D = 0,81'dir. Çıkış bu durumda 12 / (1 − 0,81) = 12 / 0,19 ≈ 63,2 V olmaktadır. Gerçek adım 63,2 − 60 = 3,2 V'tur. Denklem (7) ise 3 V vermişti.

Bağıl Çözünürlük

Tasarımcı için çoğu zaman çıkıştaki adımın mutlak değerinden çok, çıkış gerilimine oranı önemlidir. Bu orana bağıl çözünürlük denilebilir. Bağıl adım, çıkıştaki adımın çıkış gerilimine

bölünmesiyle bulunmaktadır. Alçaltan tip dönüştürücüde Denklem (6) $V_{out} = D\ V_{in}$'e bölündüğünde bağıl adım 1/(N D) olmaktadır. Yükselten tip dönüştürücüde ise Denklem (7) $V_{out} = V_{in} / (1 - D)$'ye bölündüğünde 1/[N (1 − D)] olmaktadır. Tablo 1'de bu iki ifade farklı çalışma noktaları için karşılaştırılmaktadır.

Tablo 1'deki değerler aynı yolla hesaplanmıştır. Örneğin 3,3 V çıkışlı alçaltan tip dönüştürücüde görev oranı D = 3,3/12 = 0,275'tir. Bağıl adım 1 / (100 × 0,275) ≈ 0,036, yani %3,6 olmaktadır. 60 V çıkışlı yükselten tip dönüştürücüde ise bağıl adım 1 / (100 × 0,2) = 0,05, yani %5'tir. Aynı sonuç, 3 V'luk adımın 60 V'a bölünmesiyle de elde edilmektedir.

Tablo 1. 12 V girişli dönüştürücülerde tek bir DPWM adımının çıkış gerilimine etkisi (N = 100, kayıpsız devre, yükselten tip değerleri Denklem (7) ile)

Dönüştürücü	Çıkış gerilimi	Görev oranı	Çıkıştaki adım	Bağıl adım
Alçaltan tip	3,3 V	0,275	0,12 V	%3,6
Alçaltan tip	5 V	0,42	0,12 V	%2,4
Yükselten tip	24 V	0,5	0,48 V	%2,0
Yükselten tip	36 V	0,67	1,1 V	%3,0
Yükselten tip	60 V	0,8	3,0 V	%5,0

Kaynak: Yazar tarafından hazırlanmıştır.

Tablo 1, aynı DPWM'in farklı dönüştürücülerde çok farklı sonuçlar verebildiğini göstermektedir. Alçaltan tip dönüştürücüde bağıl adım düşük çıkış gerilimlerinde büyümektedir. Yükselten tip dönüştürücüde ise yüksek kazançlarda büyümektedir. Bu nedenle DPWM çözünürlüğü, dönüştürücünün en zorlu çalışma noktasına göre seçilmelidir.

Kuantalamanın etkisi yalnızca çıkış gerilimiyle sınırlı değildir. Gerçekleşen görev oranı istenenden farklı olduğunda dönüştürücü farklı bir çalışma noktasında çalışmaktadır. Bobin akımı, anahtar gerilimleri ve kayıplar da bu yeni çalışma noktasına

göre değişmektedir. Bu nedenle kaba çözünürlükte hesaplanan verim, istenen çalışma noktasındaki verimden farklı olabilmektedir.

Kapalı Çevrimde Limit Çevrimi

Önceki kesimde kuantalamanın açık çevrimdeki etkisi incelenmiştir. Dönüştürücü kapalı çevrimde denetlendiğinde daha karmaşık bir durum ortaya çıkabilmektedir. Bu durum limit çevrimi olarak adlandırılmaktadır. Limit çevrimi, sayısal denetimli dönüştürücülerde kuantalamanın en çok bilinen sonucudur (Peng et al., 2007; Peterchev & Sanders, 2003).

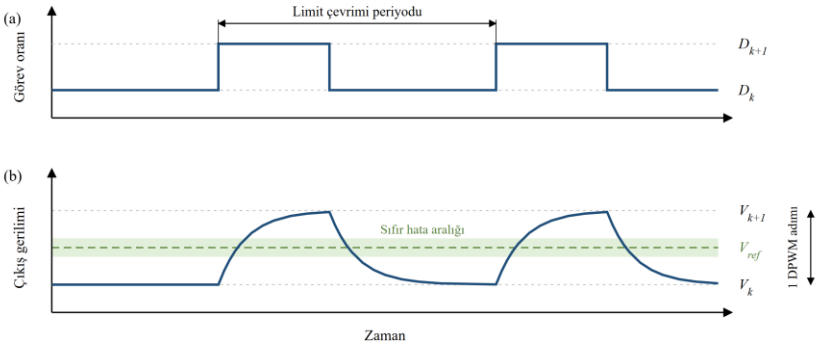
Limit Çevrimi Nedir

İdeal bir kapalı çevrimde denetleyici çıkışı referansa getirmekte ve orada tutmaktadır. Sürekli zamanlı bir denetleyicide bu ilke olarak mümkündür. Çünkü görev oranı istenen değeri tam olarak alabilmektedir. Sayısal denetimde ise görev oranı yalnızca belirli seviyeleri alabilmektedir. Referansı tam olarak sağlayan görev oranı bu seviyelerin arasında kalıyorsa, çıkış referansa hiçbir zaman tam olarak oturamamaktadır.

Bu durumda denetleyici görev oranını iki ya da daha fazla komşu seviye arasında sürekli değiştirmektedir. Çıkış gerilimi de bu seviyelere karşılık gelen değerler arasında salınmaktadır. Bu kalıcı salınıma limit çevrimi denilmektedir. Limit çevrimi bir kararsızlık değildir. Salınımın genliği sınırlıdır ve genellikle bir ya da birkaç DPWM adımı kadardır. Ancak çıkışta istenmeyen bir düşük frekanslı bileşen oluşturmaktadır (Şekil 2).

Şekil 2'de görev oranı komutu iki komşu DPWM seviyesi arasında gidip gelmektedir. Çıkış gerilimi de bu seviyelere karşılık gelen değerler arasında salınmaktadır. Çıkış, bir ADC kuantumu genişliğindeki sıfır hata aralığında duramamaktadır. Şekilde anahtarlama dalgalanması gösterilmemiştir.

Şekil 2. Limit çevriminin ilkesel gösterimi: (a) görev oranı komutu, (b) çıkış gerilimi



Kaynak: Yazar tarafından hazırlanmıştır.

Limit Çevrimi Nasıl Oluşur

Kapalı çevrimde iki kuantalayıcı birlikte çalışmaktadır. Birincisi çıkış gerilimini ölçen ADC'dir. İkincisi görev oranını üreten DPWM'dir. ADC, çıkış gerilimini kendi kuantumu kadar aralıklara bölmektedir. Referansı içeren aralık sıfır hata aralığı olarak adlandırılmaktadır. Çıkış bu aralık içindeyken denetleyici hatayı sıfır olarak görmektedir.

Çıkış geriliminin bu aralığa girebilmesi için en az bir DPWM seviyesinin çıkışı bu aralığa getirmesi gerekmektedir. DPWM adımı ADC aralığından büyükse böyle bir seviye bulunmayabilir. Bu durumda çıkış, sıfır hata aralığının bir altındaki ya da bir üstündeki aralıkta kalmaktadır. Denetleyicideki integral terimi bu küçük hatayı biriktirmektedir. Birikim bir DPWM adımına ulaştığında görev oranı bir seviye değişmektedir. Bu kez çıkış aralığın öbür tarafına geçmekte ve integral ters yönde birikmeye başlamaktadır. Bu süreç sürekli tekrarlanmaktadır.

Bu açıklamadan iki sonuç çıkmaktadır. Birincisi, yavaş bir integral teriminde limit çevriminin periyodu integral kazancına bağlıdır. İntegral kazancı küçüldükçe birikim yavaşlamakta ve salınım da yavaşlamaktadır. Daha hızlı denetleyicilerde ise salınım frekansı döngünün faz yanıtıyla belirlenebilmektedir (Peng et al., 2007). İkincisi, salınımın genliği DPWM adımına bağlıdır. DPWM ne kadar inceyse çıkıştaki salınım da o kadar küçüktür.

Limit Çevrimini Önleme Koşulları

Peterchev ve Sanders (2003), kararlı hâlde limit çevrimini önlemek için bir dizi koşul önermiştir. Bu koşullar tasarımcı için basit bir kontrol listesi oluşturmaktadır.

Birinci koşul, DPWM'in ADC'den daha ince olmasıdır. Yani DPWM'in çıkışta oluşturduğu adım, ADC'nin çıkışa göre kuantumundan küçük olmalıdır. Bu koşul Denklem (8) ile ifade edilmektedir.

$$\Delta V_{out,DPWM} < \Delta V_{out,ADC} \quad (8)$$

Burada $\Delta V_{out,DPWM}$, Denklem (6) ya da Denklem (7) ile hesaplanan çıkıştaki adımdır. $\Delta V_{out,ADC}$ ise ADC kuantumunun çıkış gerilimine yansıyan değeridir. Gerilim bölücü oranı k olduğunda bu değer Denklem (9) ile bulunmaktadır.

$$\Delta V_{out,ADC} = V_{ref} / (k \cdot 2^n) \quad (9)$$

Bu koşul sağlandığında sıfır hata aralığı içinde çıkışı tutan en az bir DPWM seviyesi bulunmaktadır. Çıkış bu seviyede durabilmektedir. Uygulamada bir tasarım payı bırakılması önerilmektedir. Bunun için DPWM adımı ADC kuantumunun yarısından küçük seçilmektedir (Peng et al., 2007).

İkinci koşul, denetleyicide integral terimi bulunmasıdır. Yalnızca oransal denetleyici kullanıldığında çıkış sıfır hata aralığına ulaşamayabilir ve kalıcı bir hatayla durabilir. İntegral terimi bu

hatayı ortadan kaldırarak çıkışı sıfır hata aralığına taşımaktadır. Bu koşul ilk bakışta çelişkili görünebilir. Çünkü limit çevrimini besleyen de integral terimidir. Ancak birinci koşul sağlandığında integral terimi çıkışı aralığa getirmekte ve orada durdurmaktadır.

Üçüncü koşul, integral kazancının yeterince küçük olmasıdır. Büyük bir integral kazancı, tek bir örnekte çıkışı bir ADC aralığından daha fazla değiştirebilir. Bu durumda çıkış sıfır hata aralığının üzerinden atlayabilmektedir. Bu koşul $G_o K_c < 1$ biçiminde yazılabilmektedir. Burada G_o görev oranından çıkışa olan kazançtır. Alçaltan tip dönüştürücüde $G_o = V_{in}$'dir. K_c ise ayrık zamanlı integral kazancıdır (Peng et al., 2007).

Bu koşullar kararlı hâl için geçerlidir. Peng et al. (2007), kuantalayıcıları tanımlayıcı fonksiyonlarla modelleyerek limit çevriminin genliğini ve frekansını kestirmek için bir yöntem önermiştir. Bu yöntem, koşulların sağlanamadığı durumlarda salınımın ne kadar büyük olacağını tahmin etmeye yardımcı olmaktadır.

Limit Çevrimi İçin Sayısal Örnek

Daha önce incelenen 12 V girişli ve 5 V çıkışlı alçaltan tip dönüştürücü yeniden ele alınsın. Çıkış gerilimi 10 bitlik bir ADC ile ölçülmektedir. ADC'nin referans gerilimi 3,3 V'tur. Gerilim bölücü 5 V'u 2,5 V'a indirmektedir, yani k = 0,5'tir.

Denklem (9)'a göre ADC'nin çıkışa göre kuantumu $\Delta V_{out,ADC} = 3{,}3 / (0{,}5 \times 2^{10}) = 3{,}3 / 512 \approx 6{,}45$ mV'tur. DPWM'in 100 seviyesi olduğunda çıkıştaki adım, daha önce bulunduğu gibi 0,12 V'tur. Bu değer ADC kuantumundan 0,12 / 0,00645 ≈ 19 kat büyüktür. Birinci koşul sağlanmamaktadır ve limit çevrimi beklenmektedir.

Koşulun sağlanması için DPWM adımının 6,45 mV'un altına inmesi gerekmektedir. Denklem (6)'ya göre bu, $N > 12 / 0{,}00645 \approx$

1860 olması anlamına gelmektedir. Bunu sağlayan en küçük ikinin kuvveti $2^{11} = 2048$, yani 11 bittir. Anahtarlama frekansı 100 kHz ise Denklem (3)'e göre $f_{saat} = 2048 \times 100\,000 \approx 205$ MHz'lik bir sayıcı saati gerekmektedir. Bu değer pek çok genel amaçlı mikrodenetleyicinin saat frekansının üzerindedir. Bu örnek, ADC'si iyi olan bir sistemde bile DPWM'in darboğaz olabileceğini göstermektedir. Bu sorunun çözüm yolları ilerleyen başlıklarda ele alınmaktadır.

Örnek ayrıca bir tasarım ödünleşimini de ortaya koymaktadır. ADC çözünürlüğünü düşürmek birinci koşulu sağlamayı kolaylaştırmaktadır. Ancak bu kez çıkış gerilimi daha kaba ölçülmekte ve kararlı hâl doğruluğu azalmaktadır. Bu nedenle iki çözünürlük birlikte seçilmelidir.

Limit Çevriminin Tanınması

Limit çevrimi ölçümde ve benzetimde başka olaylarla karıştırılabilmektedir. Çıkıştaki salınım anahtarlama dalgalanmasından ayırt edilmelidir. Anahtarlama dalgalanması anahtarlama frekansındadır. Limit çevrimi ise genellikle bu frekansın çok altındadır. Salınım kararsızlıktan da ayırt edilmelidir. Kararsızlıkta salınımın genliği büyümektedir. Limit çevriminde ise genlik sınırlı kalmaktadır ve DPWM adımıyla ilişkilidir.

Pratikte iki basit sınama yapılabilir. Birincisi, kararlı hâldeki görev oranı komutunun kaydedilmesidir. Komut tek bir seviyede sabit kalıyorsa limit çevrimi yoktur. Komut iki ya da daha fazla seviye arasında gidip geliyorsa limit çevrimi vardır. İkincisi, DPWM çözünürlüğünün değiştirilmesidir. Salınımın genliği çözünürlükle birlikte değişiyorsa kaynağı kuantalamadır.

Benzetimde ayrıca dikkat edilmesi gereken bir nokta vardır. Daha önce anlatıldığı gibi sabit adımlı bir çözücü de görev oranını kuantalamaktadır. Bu nedenle benzetimde gözlenen bir limit çevrimi

gerçek donanımda bulunmayabilir. Tersine, ince adımlı bir benzetimde görülmeyen bir limit çevrimi donanımda ortaya çıkabilir. Benzetimdeki kuantum ile donanımdaki kuantumun aynı olup olmadığı her zaman kontrol edilmelidir.

Çözünürlüğü Artırma Yolları

Önceki kesimlerde yetersiz çözünürlüğün çıkışta hata ve salınım oluşturduğu gösterilmiştir. Bu kesimde çözünürlüğü artırmanın yaygın yolları özetlenmektedir. Önce donanımdaki yollar, ardından benzetimdeki yollar ele alınmaktadır.

Saat Frekansı ve Anahtarlama Frekansı

Denklem (3), çözünürlüğü artırmanın en doğrudan iki yolunu göstermektedir. Birincisi sayıcı saatini yükseltmektir. İkincisi anahtarlama frekansını düşürmektir. Saat frekansı mikrodenetleyicinin yapısıyla sınırlıdır ve çoğu zaman artırılamamaktadır. Anahtarlama frekansını düşürmek ise bobin ve kondansatörlerin büyümesine yol açmaktadır. Bu nedenle bu iki yol genellikle tek başına yeterli değildir.

Yüksek Çözünürlüklü Zamanlayıcılar

Güç elektroniği için üretilen bazı mikrodenetleyicilerde yüksek çözünürlüklü PWM birimleri bulunmaktadır. Bu birimler bazı STM32 modellerinde HRTIM, TI C2000 ailesinin birçok modelinde HRPWM gibi adlarla anılmaktadır. Bu birimler saat periyodunu gecikme hatları yardımıyla daha küçük parçalara bölmektedir. Böylece darbe kenarı, saat periyodundan çok daha ince adımlarla yerleştirilebilmektedir.

Bu birimlerde zaman adımı yüz pikosaniye mertebesine inebilmektedir. Örneğin 100 kHz'lik bir anahtarlamanın periyodu 1 / 100 000 = 10 μs'dir. Bu periyot 200 ps'lik adımlara bölündüğünde N = 10 μs / 200 ps = 10 000 000 ps / 200 ps = 50 000 seviye elde

edilmektedir. Bu değer, limit çevrimi örneğinde gereken 2048 seviyenin çok üzerindedir. Tam adım değeri üreticiye ve modele göre değiştiğinden ilgili veri sayfasından okunmalıdır.

Bu yöntemin bedeli donanım seçimidir. Yüksek çözünürlüklü birim her mikrodenetleyicide bulunmamaktadır. Bulunduğunda ise doğru yapılandırılması gerekmektedir. Ancak ek bir işlem yükü getirmediği için en temiz çözüm olarak kabul edilmektedir.

Titreştirme (Dither)

Yüksek çözünürlüklü bir birim yoksa, çözünürlük zaman içinde ortalama alınarak artırılabilmektedir. Bu yönteme titreştirme (dither) denilmektedir. Fikir basittir. İstenen görev oranı iki komşu seviyenin arasındaysa, görev oranı birkaç anahtarlama periyodu boyunca bu iki seviye arasında belirli bir düzenle değiştirilmektedir. Çıkış filtresi de bu değişimin ortalamasını almaktadır.

Örneğin dört periyotluk bir düzende alt seviye üç kez ve üst seviye bir kez kullanılsın. Ortalama görev oranı $(3 \times D_{alt} + 1 \times D_{üst}) / 4$ olmaktadır. Bu değer alt seviyenin dörtte bir adım üstüne denk gelmektedir. Dört periyotluk bir düzen çözünürlüğü dört kat, yani $\log_2 4 = 2$ bit artırmaktadır. 100 seviyeli bir DPWM bu yolla $100 \times 4 = 400$ seviyeli gibi davranabilmektedir. Daha önce incelenen alçaltan tip dönüştürücüde çıkıştaki adım 12 / 400 = 0,03 V'a, yani 0,12 V'un dörtte birine inmektedir.

Titreştirmenin bir bedeli vardır. Görev oranı periyottan periyoda değiştiği için çıkışta anahtarlama frekansının altında yeni bir dalgalanma bileşeni oluşmaktadır. Dört periyotluk düzende bu bileşenin frekansı f_{sw} / 4'tür. Düzen uzadıkça bu bileşenin frekansı düşmekte ve filtrenin onu bastırması zorlaşmaktadır. Bu nedenle titreştirmeyle kazanılabilecek bit sayısı sınırlıdır. Pratikte genellikle birkaç bitlik kazanç hedeflenmektedir (Peterchev & Sanders, 2003).

Son yıllarda titreştirmenin bu bedelini azaltan DPWM yapıları da önerilmiştir. Örneğin diyadik DPWM, titreştirmeye göre aynı çözünürlük artışını daha düşük çıkış dalgalanmasıyla sağlamakta ve limit çevrimini etkili biçimde bastırmaktadır (Crovetti et al., 2020).

Sigma-Delta Modülasyonu

Sigma-delta modülasyonu, titreştirmenin sistematik bir biçimi olarak düşünülebilir. Her periyotta oluşan kuantalama hatası kaydedilmekte ve bir sonraki periyodun görev oranına eklenmektedir. Böylece hata kalıcı bir sapmaya dönüşmemekte ve uzun vadede ortalama görev oranı istenen değere eşit olmaktadır.

Bu yöntemin önemli bir üstünlüğü vardır. Kuantalama hatasının enerjisi yüksek frekanslara kaydırılmaktadır. Yüksek frekanslı bileşenler de çıkış filtresi tarafından kolayca bastırılmaktadır. Yöntem birkaç satırlık bir kodla gerçekleştirilebilmektedir. Ancak sabit bir düzen kullanmadığı için oluşan dalgalanmanın spektrumu titreştirmeye göre daha karmaşıktır.

Benzetimde Çözünürlüğü Artırma

Benzetimde kuantumu belirleyen, Denklem (5)'teki çözücü adımıdır. Bu kuantumu küçültmenin üç yaygın yolu vardır.

En basit yol çözücü adımını küçültmektir. Örneğin daha önce ele alınan 20 kHz'lik dönüştürücüde adım 1 µs'den 0,1 µs'ye indirilsin. Bu durumda Denklem (5)'e göre N = 50 / 0,1 = 500 olmaktadır. Görev oranı adımı da 0,02'den 1/500 = 0,002'ye düşmektedir. Ancak benzetim süresi adım sayısıyla doğru orantılı olarak artmaktadır. Adımı on kat küçültmek benzetimi yaklaşık on kat uzatmaktadır. Uzun süreli benzetimlerde bu bedel çok yüksek olabilmektedir.

İkinci yol değişken adımlı bir çözücü kullanmaktır. Değişken adımlı çözücüler anahtarlama anlarını sıfır geçiş tespitiyle bulabilmektedir. Bu durumda darbe kenarı çözücü adımına bağlı kalmamaktadır. Ancak çok sayıda anahtarlama içeren devrelerde çözücü sık sık küçük adımlar atmak zorunda kalmakta ve benzetim yavaşlamaktadır.

Üçüncü yol interpolasyondur. Bazı benzetim araçları, sabit adımlı çözücüde anahtarlama anını iki adım arasında interpolasyonla hesaplayabilmektedir. Bu yöntemde çözücü adımı büyük tutulurken darbe kenarı doğru zamana yerleştirilmektedir. Böylece görev oranının kuantalanması büyük ölçüde ortadan kalkmaktadır. Bu özelliğin kullanılan araçta bulunup bulunmadığı ve varsayılan olarak açık olup olmadığı kontrol edilmelidir.

Bunlara ek olarak ortalama model kullanılabilir. Ortalama modelde anahtarlama yoktur ve görev oranı sürekli bir değişken olarak işlenmektedir. Bu nedenle benzetimden kaynaklanan kuantalama ortaya çıkmamaktadır. Ancak ortalama model anahtarlama dalgalanmasını ve donanımdaki DPWM kuantalamasını göstermemektedir. Donanımdaki kuantalamanın etkisi incelenecekse bu kuantalama modele ayrıca eklenmelidir.

Yöntemlerin Karşılaştırılması

Tablo 2'de bu kesimde anlatılan yöntemler özetlenmektedir.

Tablo 2. Çözünürlüğü artırma yöntemlerinin karşılaştırılması

Yöntem	Nerede	Kazanç	Bedeli
Saat frekansını artırma	Donanım	Sınırlı	Daha hızlı mikrodenetleyici gerekir
Anahtarlama frekansını düşürme	Donanım	Sınırlı	Daha büyük bobin ve kondansatör
Yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı	Donanım	Çok yüksek	Uygun mikrodenetleyici gerekir

Yöntem	Nerede	Kazanç	Bedeli
Titreştirme	Yazılım	Birkaç bit	Düşük frekanslı dalgalanma
Sigma-delta	Yazılım	Birkaç bit	Karmaşık dalgalanma spektrumu
Küçük çözücü adımı	Benzetim	Adımla orantılı	Uzun benzetim süresi
Değişken adımlı çözücü	Benzetim	Yüksek	Sık anahtarlamada yavaşlama
İnterpolasyon	Benzetim	Yüksek	Araçta bulunması gerekir
Ortalama model	Benzetim	Kuantalama oluşmaz	Dalgalanma ve DPWM kuantalaması görünmez

Kaynak: Yazar tarafından hazırlanmıştır.

Donanımda yüksek çözünürlüklü bir zamanlayıcı varsa ilk tercih o olmalıdır. Yoksa titreştirme ya da sigma-delta yöntemleri yazılımla birkaç bit kazandırabilmektedir. Benzetimde ise önemli olan, modeldeki kuantumun donanımdaki kuantumla tutarlı olmasıdır. Benzetim donanımdan daha kaba olmamalıdır. Donanımın kuantalaması incelenecekse de bu kuantalama modele bilinçli olarak eklenmelidir.

Tasarımcı İçin Rehber

Bu kesimde önceki kesimlerde anlatılanlar bir tasarım akışına dönüştürülmektedir. Ardından bir örnek üzerinden akış uygulanmaktadır. Kesim, donanım ve benzetim için kısa kontrol listeleriyle tamamlanmaktadır.

Tasarım Akışı

Kuantalama açısından güvenilir bir tasarım için aşağıdaki adımlar izlenebilir.

1. Önce giriş ve çıkış gerilimlerinin aralığı belirlenmektedir. Bu aralıktan en zorlu çalışma noktası bulunmaktadır. Alçaltan tip dönüştürücüde bu nokta en yüksek giriş

gerilimidir. Yükselten tip dönüştürücüde ise en yüksek görev oranıdır.

2. Çıkışta kabul edilebilecek en büyük adım δV olarak seçilmektedir. Bu değer genellikle çıkış toleransının küçük bir kesri olarak alınmaktadır.

3. Gerekli seviye sayısı hesaplanmaktadır. Alçaltan tip dönüştürücü için Denklem (10), yükselten tip dönüştürücü için Denklem (11) kullanılmaktadır. Denklem (11), Denklem (7)'de $V_{in} = V_{out} (1 - D)$ yazılarak elde edilmektedir.

$$N \geq V_{in,max} / \delta V \quad (10)$$

$$N \geq V_{out} / [\delta V (1 - D_{max})] \quad (11)$$

4. Limit çevrimi koşulu kontrol edilmektedir. ADC'nin çıkışa göre kuantumu Denklem (9) ile hesaplanmaktadır. DPWM adımının bu değerden küçük olup olmadığına Denklem (8) ile bakılmaktadır. Bu koşul çoğu zaman bir önceki adımdaki koşuldan daha zorludur. Bu durumda gereken N, δV yerine ADC kuantumu kullanılarak yeniden hesaplanmaktadır.

5. Kullanılacak mikrodenetleyicinin sağladığı N, Denklem (3) ile hesaplanmaktadır. Merkez hizalı PWM kullanılıyorsa bu değer yarıya düşmektedir. N yeterli değilse çözünürlüğü artırma yollarından biri seçilmektedir.

6. Denetleyici ayarlanmaktadır. Denetleyicide integral terimi bulunmalı ve integral kazancı yeterince küçük tutulmalıdır.

7. Benzetim modeli kurulmaktadır. Benzetimdeki kuantumun donanımdakinden kaba olmaması

sağlanmaktadır. Donanımdaki DPWM ve ADC kuantalaması modele bilinçli olarak eklenmektedir.

8. Son olarak tasarım doğrulanmaktadır. Kararlı hâldeki görev oranı komutu benzetimde ve donanımda kaydedilmektedir. Komutun tek bir seviyede kalıp kalmadığı kontrol edilmektedir.

Uygulama Örneği

Akış, 48 V çıkışlı bir yükselten tip dönüştürücü üzerinde uygulansın. Giriş gerilimi 12 V ile 24 V arasında değişmektedir. Anahtarlama frekansı 50 kHz'tir. En zorlu çalışma noktası 12 V giriştir. Bu noktada görev oranı $D = 1 - 12/48 = 0{,}75$'tir.

Çıkışta en fazla 0,1 V'luk bir adım kabul edilsin. Denklem (11)'e göre $N \geq 48 / (0{,}1 \times 0{,}25) = 48 / 0{,}025 = 1920$ olması gerekmektedir. Bunu sağlayan en küçük ikinin kuvveti $2^{11} = 2048$, yani 11 bittir.

Mikrodenetleyicinin sayıcı saati 170 MHz olsun. Kenar hizalı PWM'de Denklem (3)'e göre $N = 170\,000\,000 / 50\,000 = 3400$ olmaktadır. Bu değer hedefi sağlamaktadır. Ancak merkez hizalı PWM kullanıldığında $N = 3400 / 2 = 1700$'e düşmektedir. Bu durumda hedef sağlanamamaktadır. Bu basit ayrıntı, PWM kipinin seçiminin bile çözünürlüğü değiştirebildiğini göstermektedir.

Şimdi limit çevrimi koşulu kontrol edilsin. Çıkış 12 bitlik bir ADC ile ölçülmektedir. ADC'nin referans gerilimi 3,3 V'tur. Gerilim bölücü 48 V'u 3 V'a indirmektedir, yani $k = 3/48 = 0{,}0625$'tir. Denklem (9)'a göre ADC'nin çıkışa göre kuantumu $\Delta V_{out,ADC} = 3{,}3 / (0{,}0625 \times 4096) = 3{,}3 / 256 \approx 12{,}9$ mV'tur.

Kenar hizalı PWM ile $N = 3400$ olduğunda DPWM'in çıkıştaki adımı Denklem (7)'ye göre $12 / (3400 \times 0{,}25^2) = 12 / 212{,}5 \approx 56$ mV'tur. Bu değer ADC kuantumundan büyüktür. Yani hedef

çıkış çözünürlüğü sağlanmış olsa bile limit çevrimi beklenmektedir. Bu hesapta ADC'nin kâğıt üzerindeki bit sayısı kullanılmıştır. Daha ince bir ADC koşulu zorlaştırdığından bu seçim güvenli taraftadır.

Limit çevrimini önlemek için Denklem (11)'de δV yerine 12,9 mV kullanılmaktadır. Bu durumda $N \geq 48 / (0{,}0129 \times 0{,}25) = 48 / 0{,}003225 \approx 14\,900$ olması gerekmektedir. Bunu sağlayan en küçük ikinin kuvveti $2^{14} = 16\,384$, yani 14 bittir. Bu çözünürlüğü 50 kHz'te sıradan bir sayıcıyla elde etmek için $f_{saat} = 16\,384 \times 50\,000 \approx 819$ MHz'lik bir saat gerekmektedir. Bu nedenle bu tasarımda yüksek çözünürlüklü bir zamanlayıcı kullanılmalıdır. Örneğin 50 kHz'in periyodu $1 / 50\,000 = 20$ µs'dir. Bu periyot 200 ps'lik adımlarla 20 µs / 200 ps = 100 000 seviyeye bölünmektedir. Koşul da böylece rahatlıkla sağlanmaktadır.

Örnek önemli bir noktayı açıkça göstermektedir. Çıkış çözünürlüğü için yeterli olan bir DPWM, limit çevrimini önlemek için yeterli olmayabilir. Bu nedenle tasarımda her iki koşul da ayrı ayrı kontrol edilmelidir.

Donanım İçin Kontrol Listesi

- Sayıcı saati, anahtarlama frekansı ve PWM kipi (kenar ya da merkez hizalı) belirlendi mi? Bunlardan N hesaplandı mı?
- Çıkıştaki adım en zorlu çalışma noktasında hesaplandı mı?
- ADC'nin çıkışa göre kuantumu, gerilim bölücü oranı dikkate alınarak hesaplandı mı?
- ADC'nin etkin bit sayısı veri sayfasından kontrol edildi mi?
- DPWM adımı ADC kuantumundan küçük mü?

- Denetleyicide integral terimi var mı? İntegral kazancı yeterince küçük mü?
- N yetersizse yüksek çözünürlüklü zamanlayıcı, titreştirme ya da sigma-delta düşünüldü mü?
- Kararlı hâlde görev oranı komutu kaydedilip tek bir seviyede kaldığı doğrulandı mı?

Benzetim İçin Kontrol Listesi

- Çözücü türü ve adımı biliniyor mu? Varsayılan değerler kontrol edildi mi?
- Benzetimdeki seviye sayısı $N = T_{sw}/T_s$ hesaplandı mı? Bu değer donanımdaki N'ye eşit ya da ondan büyük mü?
- Anahtarlama anları için interpolasyon kullanılıyor mu? Kullanılan araçta bu özellik açık mı?
- Çözücü adımı yarıya indirildiğinde sonuçlar değişiyor mu?
- Denetleyici kazançları hangi modelde ayarlandı? Bu model, kazançların kullanılacağı modelle aynı çözünürlükte mi?
- Donanımdaki DPWM ve ADC kuantalaması modele eklendi mi?
- Benzetimde görülen bir salınım, çözünürlük değiştirilerek kaynağına göre ayırt edildi mi?

Raporlama

Benzetim ve deney sonuçları yayımlanırken kuantalamayla ilgili bilgiler de verilmelidir. Bu bilgiler olmadan sonuçların tekrarlanması zorlaşmaktadır. En azından çözücü türü ve adımı raporlanmalıdır. İnterpolasyon kullanılıp kullanılmadığı da

belirtilmelidir. Donanım tarafında DPWM'in seviye sayısı ya da sayıcı saati, PWM kipi ve ADC'nin bit sayısı verilmelidir. Bu bilgiler genellikle bir tablo ya da birkaç cümleyle verilebilmektedir.

Sonuç

Bu bölümde anahtarlamalı güç dönüştürücülerinde kuantalama ve çözünürlük kavramları temel düzeyde ele alınmıştır. Sayısal denetimde görev oranının sürekli bir değer alamadığı ve belirli seviyelerle sınırlı kaldığı gösterilmiştir. Bu sınırlamanın üç kaynağı incelenmiştir. Bunlar sayısal PWM (DPWM), analog-sayısal dönüştürücü ve benzetimdeki sabit adımlı çözücüdür.

Kuantalamanın etkisi dönüştürücünün türüne ve çalışma noktasına bağlıdır. Alçaltan tip dönüştürücüde bir DPWM adımının çıkışa etkisi sabittir. Yükselten tip dönüştürücüde ise bu etki görev oranı arttıkça hızla büyümektedir. Bu nedenle çözünürlük, dönüştürücünün en zorlu çalışma noktasına göre seçilmelidir.

Kapalı çevrimde kuantalama limit çevrimine yol açabilmektedir. Limit çevrimini önlemek için DPWM'in ADC'den daha ince olması gerekmektedir. Denetleyicide integral terimi bulunmalı ve integral kazancı yeterince küçük tutulmalıdır. Uygulama örneğinde, çıkış çözünürlüğü için yeterli olan bir DPWM'in limit çevrimini önlemek için yetersiz kalabildiği görülmüştür. Bu nedenle iki koşulun ayrı ayrı kontrol edilmesi önerilmektedir.

Çözünürlük yetersiz olduğunda yüksek çözünürlüklü zamanlayıcılar, titreştirme ve sigma-delta modülasyonu gibi yollar kullanılabilmektedir. Benzetimde ise modeldeki kuantumun donanımdakiyle tutarlı olması gerekmektedir. Aksi durumda benzetimde ayarlanan bir denetleyici donanımda farklı davranabilmektedir. Bölümde verilen tasarım akışı ve kontrol listelerinin, hem donanım tasarımında hem de benzetim

çalışmalarında tasarımcıya pratik bir başlangıç noktası sağlaması amaçlanmaktadır.

Kaynakça/References

Bonanno, G., Comacchio, A., & Mattavelli, P. (2024). Multisampling digital pulse-width modulator based on asymmetric dual-edge carrier. *IEEE Transactions on Power Electronics, 39*(5), 5121–5134. https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3354298

Buso, S., & Mattavelli, P. (2015). *Digital control in power electronics* (2nd ed.). Springer. https://doi.org/10.1007/978-3-031-02499-3

Crovetti, P. S., Usmonov, M., Musolino, F., & Gregoretti, F. (2020). Limit-cycle-free digitally controlled DC–DC converters based on dyadic digital PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics, 35*(10), 11155–11166. https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2978696

Erickson, R. W., & Maksimović, D. (2020). *Fundamentals of power electronics* (3rd ed.). Springer. https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4

Kester, W. (Ed.). (2005). *Data conversion handbook.* Newnes.

Maksimović, D., Zane, R., & Erickson, R. (2004). Impact of digital control in power electronics. In *Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs* (pp. 13–22). IEEE. https://doi.org/10.1109/WCT.2004.240284

Peng, H., Prodić, A., Alarcón, E., & Maksimović, D. (2007). Modeling of quantization effects in digitally controlled DC–DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics, 22*(1), 208–215. https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.886602

Peterchev, A. V., & Sanders, S. R. (2003). Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters. *IEEE Transactions on Power Electronics, 18*(1), 301–308. https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.807092

BÖLÜM 8

AA SÜRÜCÜLERDE KONTROL STRATEJİLERİNİN EVRİMİ: ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLDEN MODEL ÖNGÖRÜLÜ YAKLAŞIMLARA

MİKAİL KOÇ [1]

Giriş

Elektrik motorları evrensel olarak dünya elektrik tüketiminin neredeyse yarıya yakın oranını kullanan makinelerdir (IEA - 2023). Bu yüzden motorun nasıl sürüldüğü, verimlilikten, gürültü ve titreşime, araç menziline ve proses kalitesine kadar oldukça geniş bir etki alanının merkezindedir. Hız ve konum denetimi iç döngünün, yani akım ve tork kontrolünün kalitesine dayanır.

Akım ve tork kontrolünün tarihi, değişen bir denge arayışıdır. Hızlı dinamik cevap, düşük tork salınımları ve parametre varyasyonları, dayanıklılık gibi hedefler, sınırlı hesaplama gücü, örnekleme gecikmesi, güç elektroniği kısıtları ve maliyet gibi uygulama gerçekleri kontrol stratejileri geliştirmede göz önünde

[1] Doç. Dr. Mikail Koç, Kırşehir Ahi Evran Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Eletrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Orcid: 0000-0003-1465-1878

bulundurulan temel kriterlerdir. Her dönemin gelişen yöntemi, bu dengeyi dönemin teknolojisinin izin verdiği ölçüde kuran yöntemlerdir.

Bu bölüm, üç dönemi izleyen çerçeve kullanır. Alternatif akım makineleri doğru akım makineler gibi sürmeyi sağlayan alan yönlendirmeli kontrol (FOC), akıyı ve torku doğrudan kontrol eden doğrudan tork kontrolü (DTC) ve makine ile eviricinin modelini kontrolün merkezine yerleştiren model öngörülü kontrol (MPC). Bu bölümün amacı ayrıntılı bir tasarım kılavuzu sunmak yerine, belirtilen bu yöntemler arasındaki fikir bağlarını, göreceli olarak güçlü ve zayıf yanlarını ve bugün nereye evrildiklerini mühendislik sezgisiyle aktarmaktır.

Klasik Yaklaşımlar

Tipik bir AA sürücüsü üç fazlı bir gerilim kaynaklı evirici, motor, akım sensörleri ve sayısal bir denetleyiciden oluşur. Bu yapı doğal olarak iki temel özellik doğurur. Sistem sürekli zamanlı bir süreç ile ayrık zamanlı bir denetleyicinin birleşiminden oluşur ve hesaplanan komut değerleri ancak bir sonraki örnekleme aralığında uygulanabilir.

Üç fazlı büyüklüklerin rotorla dönen -dq eksen çerçeveye aktarılması, alternatif akım makine kontrolündeki en önemli adımdır. Sinüzoidal büyüklükler bu döner eksenlerde sabit görünür ve PI denetleyicilerin sabit referansları sıfır kalıcı hataya sürme özelliğinden yararlanılabilmesine olanak tanır. Sabit mıknatıslı senkron motorlar (PMSMs) için gerilim denklemleri şöyledir:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \left(L_d i_d + \psi_f \right)$$

Burada R_s stator direncini, L_d ve L_q -d ve -q eksen endüktanslarını, ω_e elektriksel açısal hızı ve ψ_f mıknatıs akısını temsil etmektedir. İlk terimler sırasıyla direnç gerilim düşümünü ve endüktif enerji depolanmasını, diğerleri ise eksenler arası çapraz kuplajı ve elektriksel hız ile orantılı olan geri-EMF'yi temsil eder. Elektromanyetik tork ise şu şekilde verilir:

$$T_e = \frac{3}{2} p\left[\psi_f i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right]$$

Burada ilk terim sabit mıknatıs sayesinde üretilebilecek olan torku, sonraki terim ise relüktans torku ifade eder. Yüzey monteli sabit mıknatıslı motorlarda (SPM) $L_d \approx L_q$ olduğundan elektromanyetik tork yalnızca i_q ile orantılıdır. Gömülü mıknatıslı makinelerde (IPM) ise tork her iki eksen akımının doğrusal olmayan fonksiyonudur ve doğru akım referanslarının üretilmesi literatürde yaygın olarak MTPA olarak bilinen stratejiler gibi ayrı yöntemler gerektirir.

Sayısal tasarım için motor modeli ayrık zamanda incelenir. Örnekleme zamanı Ts yeteri kadar küçükse, ileri Euler yöntemi ile

$$\boldsymbol{i}[k+1] = \boldsymbol{A}\boldsymbol{i}[k] + \boldsymbol{B}\boldsymbol{v}[k] + \boldsymbol{d}[k]$$

eşitliği elde edilir. Burada **A** direnç ve çapraz kuplaj etkilerini, **B** ölçeklenmiş ters endüktansları ve **d** geri-EMF gibi bozucuları temsil eder. Bu eşitlik ile bir sonraki akım değeri yani komut değerler, mevcut akım ve uygulanan gerilim değerlerinden tahmin edilir. Yüksek operasyon hızlarında veya düşük Ts oranlarında Euler yaklaşıklığı önemli hatalar üretebileceğinden, tam ayrıklaştırma tercih edilebilir (Schnell, Balamurali, Böcker, & Wallscheid, 2025).

Güç elektroniğinde iki seviyeli bir evirici altı aktif ve bir sıfır vektörü olmak üzere yedi farklı gerilim vektörü üretebilir. Uzay vektör modülasyonu (SVPWM) bu vektörleri bir periyot içinde uygun sürelerle karıştırarak sürekli değerli bir referans gerilim elde

eder ve bu yöntem modern yaklaşımlarda en sık tercih edilen üstün özellikleri ile öne çıkan yöntemdir.

FOC, torku ve akı vektörünü iki bağımsız akım bileşeniyle yani -dq akımlarıyla yönetme fikrine dayanır. SPM makinelerde tipik strateji $i_d = 0$ ve torku yalnızca i_q ile reqüle etmektir. Bu yöntem 1970'lerin başında ortaya çıkmış ve endüstriyel sürücülerin uygulamadaki standardı haline gelmiştir (Blaschke, 1772). Bu strateji, içte -d ve -q eksenleri için iki ayrı PI akım denetleyicileri, dışta hız döngüsü olan bir kaskad stratejiye dayanır. Akım denetleyicilerin çıkışları bir modülatörle anahtarlama sinyallerine dönüştürülerek kontrol gerçeklenir.

Yaygın olarak kontrol tasarımı yaklaşımında, istenen akım döngüsü bant genişliği α_c için kazanç katsayıları;

$$k_p = \alpha_c L$$

$$k_i = \alpha_c R_s$$

ile belirlenir. Bu seçim kontrolcü sıfırını motorun elektriksel kutbuyla çakıştırır. Bu seçimle kapalı çevrim yanıtı, zaman sabiti $1/\alpha_c$ olan birinci dereceden sisteme indirgenir. Çapraz kuplaj ve geri-EMF terimleri ileri besleme yöntemleriyle kompanse edilir. FOC'un yaygınlığının başlıca nedeni yukarıda bahsedilen basit yaklaşımdır.

Sürücüde sayısal gecikme ulaşılabilir bant genişliğini sınırlar. Pratikte akım döngüsü bant genişliği tipik olarak örnekleme frekansının onda biri gibi bir değer seçilir. PI denetleyici ayarı, saturasyonla ve sıcaklıkla değişen motor parametrelerine duyarlıdır. Bu sınırlılıklar model öngörülü kontrole olan artan ilginin arka planını oluşturur.

Yukarıda bahsedilen kutup-sıfır yok etme tasarımı modelin doğru bilindiği varsayımına dayanır. Parametre varyasyonu kapalı

çevrim yanıtını tasarlanan birinci derece davranıştan uzaklaştırır ve tasarımın sağlamlığı ayar sırasında optimize edilmiş olsa da kullanım sırasında varyasyonlara bağlı olarak sınanır.

DTC, 1980'lerin ortasında önerilmiş ve akım döngüsünü tork ile akının doğrudan kontrolüyle değiştirmiştir (Takahashi & Noguchi, 1985). DTC stratejisinde temel ayrım stator akısının motora uygulanan gerilim vektörüyle doğrudan değiştirilebilmesidir.

$$\psi_s = \int (v_s - R_s i_s)\, dt$$

$$T_e = \frac{3}{2} p\left(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}\right)$$

SPM'de tork, stator akısı ile rotor akısı arasındaki yük açısı olarak adlandırılan açının sinüsüyle orantılıdır. Dolayısıyla stator akısını rotor akısına göre değiştirmek torku değiştirir. Klasik DTC'de, akı ve tork hataları iki histerezis bandıyla sınıflandırılır ve akının bulunduğu sektörle bir anahtarlama tablosuna girerek uygun vektör seçilir. Histerezis tabanlı bu DTC yönteminde PI kontrolörler, -dq eksen dönüşümü ve modülatör gerekmez.

Hızlı tork cevabı, basit yapı ve az parametre bağımlılığı gibi özellikleri ile tercih edilen bu yapının değişken anahtarlama frekansı sebebiyle yüksek tork dalgalanması özelliği dezavantajları arasındadır. Ayrıca geniş bantlı harmonikler sürücü sistemde akustik gürültü ve EMI sorunları da yaratabilmektedir. Bu sorunların üstesinden gelebilmek adına SVM'li DTC, sabit frekanslı yöntemler ve öngörülü yapılar önerilmiştir (Vazquez, Rodriguez, Rivera, Franquelo, & Norambuena, 2017). Bu iyileştirmeler FOC ile DTC arasındaki çizgiyi bulanıklaştırarak göreceli üstünlükleri sürekli yarışmıştır.

Klasik yöntemlerin ortak özelliği tasarımda önce denetleyiciyi kurma sonra ayarlama anlayışına dayanır. Sistemdeki sınırlar, kısıtlar ve varyasyonlar sonradan ikincil mekanizmalarla ele alınır ve çok amaçlı istekler tek yapıya doğal biçimde yerleşemez. Bu gibi dezavantajlar AA sürücülerde model öngörülü kontrol stratejilerinin trend olarak gelişmesine zemin hazırlamıştır.

Model Öngörülü Kontrol (MPC)

Model öngörülü kontrol, sistemin mevcut modeliyle farklı kontrol girişlerinin doğuracağı yakın gelecekteki sonuçları önceden hesaplar. Strateji önceden tanımlanmış olan bir ölçütü en iyi sağlayan girişler ne ise onu seçer. Bu strateji fikri her ne kadar proses endüstrisinde eski olsa da sürücülerde karar ve kontrol süresi mikrosaniye seviyelerle ölçüldüğünden kavrama olan yaygın ilgi güçlü sayısal işlemciler ve FPGA'lar sayesinde ancak 2000'li yılların sonunda artmıştır (Kouro, Cortes, Vargas, Ammann, & Rodriguez, 2009).

Öngörülü kontrol stratejisinde temel olarak iki ana aile vardır. Sürekli kontrol kümeli MPC (CCS-MPC) yaklaşımında denetleyici sürekli gerilim referansı hesaplayarak modülatöre iletir. Bu yaklaşım FOC'un modülatör tabanlı yapısını korur. Diğer yaklaşım ise sonlu kontrol kümeli MPC (FCS-MPC) stratejisidir. Bu yaklaşımda ise kontrolör evirici tarafından üretilebilen sonlu vektörleri bir bir dener ve en iyisini seçer.

Sonlu Kontrol Kümeli MPC

Her örnekleme esnasında ölçülen akımlar ve hız bilgileriyle her aday vektör için bir sonraki akım tahmini elde edilir, bir maliyet fonksiyonu hesaplanır ve en düşük maliyetli aday hangisi ise o uygulanır. Aşağıda tipik bir maliyet fonksiyonu eşitliği verilmiştir.

$$g = \left(i_d^* - i_d^p\right)^2 + \left(i_q^* - i_q^p\right)^2 + \lambda_{sw} n_{sw}$$

Burada i^p tahmin edilen (predicted) akımı, i^* komut akımı, n_{sw} anahtarlama geçişinin sayısını ve λ_{sw} ise ağırlık katsayısını temsil etmektedir. Esnek olması bir avantajdır. Nötr noktası dengesi, anahtarlama frekansı veya akım sınırları gibi hedefler ayrı denetleyici mekanizmalar yerine maliyet terimleri olarak hesaba katılabilir.

Geleneksel PI denetleyicilerle geliştirilen kontrol yöntemlerinde alan zayıflatma bölgesinde operasyon gerektiğinde sistemin akım ve gerilim sınırlarını aşmamak için dışarıdan ilave satürasyon blokları ya da karmaşık ikincil denetleyiciler eklemek gerekmektedir. MPC'de ise sistemdeki akım ve gerilim sınırları maliyet fonksiyonuna ve aday seçimine doğrudan dahil edildiğinden sınırları koruma işi ayrıca bir ek mekanizmaya ihtiyaç duymadan doğrudan kontrol algoritmasının doğal akışı içinde çözülmüş olur.

Ancak bu yaklaşımda farklı birimli terimleri birleştiren ağırlıkların ayarı çoğunlukla sezgisel yapılır (Alhajeri & Soroush, 2020). Güç elektroniği anahtarlama frekansı değişkendir ve buna bağlı olarak harmonik spektrum geniştir. Her periyotta tek vektör seçilir ve buna bağlı olarak akım/tork dalgalanması, aynı frekansta modülasyonlu yöntemlerden göreceli olarak yüksektir. Bir diğer dezavantaj ise yöntem model parametrelerine duyarlıdır. Endüktans varyasyonları kalıcı akım hatalarına yol açabilir ve buna bağlı olarak sistemde verim düşüklüğü gözlenebilir.

Sürekli Kontrol Kümeli, Modülatörlü ve Uzun Ufuklu Yaklaşımlar

Model öngörülü kontrolde düzensiz spektrumun üstesinden gelebilmek için CCS-MPC yaklaşımı geliştirilmiştir. Yaklaşımın basit bir örneği, ayrık modelin tersini alarak bir sonraki adımda akımı komuta ulaştıran ölü vuruşlu (dead-beat) yaklaşımdır.

$$v^*[k] = B^{-1}(i^*[k+1] - Ai[k] - d[k])$$

Çıkış SVPWM'e iletilir ve böylece sabit anahtarlama frekansı ile düzenli spektrum ve hızlı yanıt başarılır. Ancak model hatasına ve sistem gecikmelerine duyarlılık yüksektir ve bozucu gözlemleyici yöntemlerle desteklenmiş biçimleri yaygındır (Zhao et al., 2024). Modülasyonlu FCS-MPC'de seçilen vektörler yalnızca hesaplanan süre neyse o aralıkta uygulanır ve kalan süre ise başka bir vektörle doldurulur ve bu sayede sabit anahtarlama frekansı elde edilir.

Tek adımlı öngörü yöntemi doğal olarak kısa görüşlüdür. Uzun ufuklu MPC yaklaşımı geçici bir maliyet artışını göze alıp aynı anahtarlama frekansında düşük harmonikler başarabilir. Ancak aday dizi sayısı ufukla beraber üstel artmaktadır ve küre kod çözme benzeri arama daraltma yöntemleri gerekmektedir (Klädtke, Darup, & Quevedo, 2024). Literatürde alternatif olarak çözümü çevrimdışı hesaplayıp bölgelere ayıran açık (explicit) MPC stratejileri geliştirilmiştir. Bu yaklaşımların bedeli ise bellek ihtiyacı ve doğrusal olmayan sistemlerdeki uygulanabilirliğinin sınırlı kalmasıdır.

MPC'de Ağırlık Katsayısı Ayarı ve Parametre Duyarlılığı

Model öngörülü kontrol stratejilerinde ağırlık katsayısının ayarlanması genel olarak 3 yöntemle gerçekleştirilir. Bunlar; katsayı seçimini otomatikleştirmeyi başarabilmek, ağırlık katsayısı gerektirmeyen formülasyonlara geçmek ve amaçları ardışık adımlara bölen sıralı MPC yapıları kullanmak olarak sıralanabilir. Literatürdeki ortak eğilim ise katsayı ayarını tasarımcının sezgisine bırakan yöntemlerden kendi kendine ayarlanabilen yapıları geliştirmeye doğrudur.

Parametre varyasyonları pratikte tüm uygulamalarda kaçınılmaz fiziksel bir gerçekliktir. Bir motordaki endüktans değerleri satürasyon nedeniyle akım seviyesine bağlı olarak önemli ölçüde değişmektedir, direncin sıcaklıkla arttığı kaçınılmaz bir gerçektir ve sabit mıknatıs akısı ise sıcaklıkla azalmaktadır. Model

öngörülü yöntemlerde parametrelerdeki bu varyasyonlar doğrudan tahmin hatasına dönüşebilmektedir ve nihayetinde uygulamada kalıcı akım ve tork hatalarına, artan tork ve akım salınımlarına veya kararlılığın kötüleşmesine sebep olabilir, hatta kararsızlığa varana kadar ciddi sonuçlara yol açabilecek şekilde parametre hassasiyeti kendini gösterebilir. Parametrelerdeki bu varyasyonlara olan duyarlılık için de stratejiler üç kategoride sınıflandırılabilir. İlk kategori olarak model uyumsuzluğunu bozucu olarak kestiren gözlemleyici yapılar geliştirilmesi belirtilebilir. İkincisi, anlık parametre tanımlama ve modelin bilinmeyen kısmını girdi/çıktı verilerinden öğrenen modelden bağımsız yaklaşımlar geliştirilmiştir (Watson, 2025). Üçüncüsü ise, klasik modelleme ile veri güdümlü kontrol arasında geçiş noktası oluşturan yaklaşımlardır.

Alan Zayıflatma Stratejisi

Gerçekte bir sürücü akım ve gerilim limitleri içinde çalışmak zorundadır. Akım sınırı motorun ve güç elektroniği devresindeki yarı iletkenlerin termal dayanımlarından ve akım taşıma kapasitelerinden gelir. SVPWM tekniği ile geliştirilen sürücülerde ise lineer modülasyon aralığında uygulanabilecek maksimum gerilim değeri literatürde yaygın olarak bilinmektedir ve $V_{\max} = V_{dc}/\sqrt{3}$'tür.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\max}^2$$

$$\left(L_q i_q\right)^2 + \left(L_d i_d + \psi_f\right)^2 \leq \left(\frac{V_{\max}}{\omega_e}\right)^2$$

İkinci eşitsizlik kararlı durumda direnç düşümü ihmal edilerek elde edilir ve -dq eksen akım düzleminde hıza bağlı olarak gerilim elipslerini belirtir. Motorun operasyon hızı arttıkça elips büzülür ve ulaşılabilir akım çiftleri daralır. Alan zayıflatma bölgesinde i_d akımı negatif yönde büyütülerek mıknatıs akısı

zayıflatılır. Bu yöntem elektrikli araçlar ve yüksek hızlı sürücüler özelinde ayrı bir önem taşır.

Klasik FOC'da sistem sınırları denetleyicinin dışında ele alınır. Referanslar değiştirilir, integratör şişmesi engellenir ve alan zayıflatma ayrı bir stratejiyle yönetilir. Gerilimin doygunluğa yaklaştığı hızlı geçici durumlarda sistem öngörülemeyen davranışlara yol açabileceğinden alan zayıflatma kontrol stratejisi hassasiyet gerektirmektedir. Öngörülü kontrol yaklaşımlarında ise limiti aşan adaylar elenebileceğinden ya da cezalandırılabileceğinden kısıt yönetimi ayrıca bir mantık bloğu olmaz ve problemin doğrudan bir parçasıdır. MPC'de tork referansından akım referansına giden MTPA, alan zayıflatma yolunda akım kontrolüyle bütünleşik bir optimizasyon ele alınması literatürde güncel araştırma eğilimidir (Kozubik, Vesely, Aufderheide, & Vaclavek, 2024). Ancak bu durum modelin doğruluğuna, satürasyon ve sıcaklık etkilerinin bilinmesine oldukça bağımlıdır.

Dijital Gecikme ve İşlemci Yükü

Model öngörülü kontrol sistemlerinde ölçüm ile referansın etkili olduğu an arasında bir örnekleme periyodundan daha fazla gecikme oluşabilmektedir. Bu durum öngörülü kontrol sistemlerinde kararlılık marjını ve bant genişliğini düşürür. Bu durumun çözümü adına ölçülen $\boldsymbol{i}[k]$ değeri ile uygulanmakta olan gerilimden bir sonraki $\boldsymbol{i}[k+1]$ tahmin edilir ve optimizasyon tahmin edilen bu değer üzerinden $\boldsymbol{i}[k+2]$ için yapılır. 2 adımlı bu strateji uygulamalarda neredeyse standartlaşmıştır.

FCS-MPC maliyeti ufuk uzunluğu ve aday sayısı ile artmaktadır. İki seviyeli eviricilerde 7 adet aday makuldür. Öte yandan çok fazlı, ikiden fazla seviyeli ve uzun ufuklu uygulamalarda ise hesaplama yükü önemli oranda artar. Aday eleme veya aramayı daraltma gibi algoritmik sadeleştirme yöntemleri, ağır yük oluşturan

hesaplamaları çevrimdışı yapıp sonucu arama tablosu veya sinir ağına sıkıştırma ya da bir diğer alternatif yöntem olarak donanım kapasitesini geliştirme/hızlandırma gibi yöntemlerle sayısal hesaplama yükü sorununa çözüm arayışları literatürde yaygındır. Modern FPGA'lar aday değerlendirme süreçlerini paralel olarak yürütebildiğinden döngü süreleri mikro-saniye altına inebilir ve öngörülü kontrol stratejileri için doğal bir platform oluşur. Ancak problemin yalnızca donanımsal olmadığı, karmaşık optimizasyon stratejilerin doğrulanabilir olması ve işlevsel güvenlik gerekliliklerinin de önemli olduğu unutulmamalıdır.

Gelişen teknolojiyle GaN ve SiC güç elektroniği devrelerinde yüksek anahtarlama frekansı ve kısa ölü zamanla akım/tork salınımlarını ve evirici kaynaklı varyasyonları azaltır. Dezavantaj olarak yüksek dv/dt ölçüm gürültüsü, EMI ve yalıtım gerilimi sorunları açığa çıkabilmektedir (Meng, Zhang, Fu, & Dong, 2019). Kontrol perspektifinden esas etki zaman aralığının küçülmesidir. Örnekleme periyodu daralır ve algoritmanın bir döngüye sığması zorlaşabilir. Yüksek operasyon hızı gerektiren motorlarda örnekleme frekansının temel frekansa oranı küçüldüğünde sürekli zamanlı tasarım geçersizleşebilir. Ayrık zamanlı tasarımlar ve gecikme telafili yöntemler gerekir (Fang & Doki, 2026).

Uygulama Özelinde Trendler

Elektrikli araçlarda araç menzili doğrudan verimle orantılı olduğundan her yüzdelik dilim oldukça önemlidir. Bu uygulama özelinde geniş hız aralığında operasyon gerektiğinden kaliteli akım ve tork kontrolü, alan zayıflatma kontrol stratejisi, tork salınımları ve sürücü sistemin akustik gürültü seviyesi, batarya gerilim değerinin şarj seviyesine bağlı olarak gösterdiği değişimleri ve yüksek elektrik frekanslarında düşük örnekleme oranı gibi pratikte çeşitli sorunlar öne çıkar. Yüksek verim üstünlüğüyle en sık kullanılan gömülü mıknatıslı motorlarda MTPA ve alan zayıflatma

arasındaki geçişin pürüzsüzlüğü sürüş konforu ve verimli sürücü başarımı açısından belirleyicidir. Model öngörülü yöntemler kısıtlı ve çok amaçlı yapıları nedeniyle son yıllarda ilgi görmekte olsa da üretimde PI tabanlı yapılar teknolojik olgunluğu üstünlüğüyle baskındır (Busarello, Bubshait, Varaprasad, Alsaleem, & Simões, 2025).

Ev ürünlerinde maliyet kriteri ön plandadır. Milyonlarca adet üretilen çamaşır makinesi ya da buzdolabı kompresörü benzeri ev ürünlerinde her kuruş önemli olduğundan maliyet baskısı öne çıkar ve matematiksel olarak basitleştirilmiş ve düşük maliyetli 32-bit hatta bazen 16-bit mikrokontrolörler ile çalışabilen klasik FOC yapıları standartlaşmıştır.

Endüstriyel sürücü sistemlerinde öngörülebilirlik, güvenilirlik ve kolay devreye alma öncelikler arasındadır. Parametre tanımlama ve kendi kendine ayar, algoritma kadar önemlidir. Uygulayıcıların ayar zorluğu ile karmaşıklığa toleransı genel olarak düşük olduğundan kendi kendini devreye alma kabiliyeti çoğu zaman algoritmanın hesaplama verimliliği hususundan daha fazla değer görür. Doğal olarak öngörülü kontrol yöntemlerinde gerçekçi yol, ağırlık ayarından bağımsız ve kolay yapılandırılabilir yaklaşımlara bağlıdır.

Servo, robotik ve havacılık uygulamalarında hızlı ve dinamik cevap ile mikrosaniye seviyelerde hassas pozisyon kontrolü ya da hız kontrolü gerektiğinden bant genişliği yüksek olmak zorundadır. Bu zorunluluk ölü vuruşlu (dead-beat) ve durum gözlemleyici yapıları (Extended Kalman Filter, Luenberger vb.) ve yüksek performanslı DSP ve FPGA uygulamalarını öne çıkarır. Deadbeat kontrol hızlı yerleşme zamanı sağlarken, gözlemleyici yapılar sensör kaynaklı gürültüleri filtreleyerek ölçülemeyen büyüklükleri kestirir ve sisteme bilgi sağlar.

Yenilenebilir enerji ve çok fazlı ve çok seviyeli sürücü sistemlerde yüksek güçler düşük anahtarlama frekansıyla yüksek akım kalitesi gerektirirler. 6 faz, 9 faz gibi çok fazlı makinelerde faz sayısı arttıkça kontrol edilebilir değişken arttığından serbestlik sayısı da artmaktadır. Örnek olarak 5 fazlı bir makinede, $\alpha\beta$ düzlemi yanısıra tork üretmeyen ancak harmonik akımları barındıran bir başka düzlem olan alt uzay xy düzlemi bulunur ve xy düzlemindeki akımların da sıfıra sürülerek bastırılması gerekir. Geleneksel FOC tabanlı sistemlerde bu durum ilave denetleyicilere ihtiyaç doğurmaktadır. Öte yandan FCS tabanlı MPC sistemlerde ilgili terimler maliyet fonksiyonuna dahil edilir, ancak bu kez aday sayısı hızla büyür. Örneğin iki seviyeli beş fazlı bir evirici yapısı için 32 farklı anahtarlama durumu bulunmaktadır. İki düzlemin ağırlıklandırılması ağırlık sorununu keskinleştirir. Sürücü sistemlerde artarak tercih edilen çok fazlı yapılar hata toleransı üstünlüğünden oldukça ilgi çekicidir. En basit örneği, bir faz arızalandığında kalan fazların açıları yeniden konfigüre edilip düzenlenerek sistem çalışmaya devam edebilir. Model öngörülü yapılar sistemin matematiksel modelini kullandığı için arıza sonrası gerçekleşen fiziki değişimler matris değişimi olarak sisteme entegre edilebileceğinden sistemde yeniden yapılandırmayı kolayca ele almaya elverişlidir. Çok seviyeli eviricilerde örneğin üç fazlı üç seviyeli bir eviricide 3^3=27 farklı anahtarlama durumu bulunur. Böylece kontrole nötr nokta gerilim dengelenmesi ve ortak mod gerilimi (CMV) bastırılması şartlarını eklemeye oldukça elverişlidir. FCS tabanlı MPC kontrol yaklaşımının çok amaçlı bir yapıya doğal uyumu sık görülen örneklerden biridir. Bu yapılar anahtarlama frekansının düşük olması durumlarında da kaliteli akım dalga şekilleri sunabildiğinden uzun ufuklu MPC yaklaşımları da uygundur ancak hesaplama yükündeki artış göz önünde bulundurulmak zorunda olan bir sorun olarak devam etmektedir (Zafra, Vazquez, Geyer, Aguilera, & Franquelo, 2023).

Sonuçlar

Geleneksel FOC tabanlı kontrol stratejileri teknolojik olgunluğu ve düşük işlemci yüküyle endüstrinin bel kemiği olmaya devam etmektedir. Öte yandan model öngörülü sürücü sistemleri esneklik ve çok amaçlı isteklerde üstünlük sağlamaktadır. Böylece FOC ve MPC yaklaşımları esasen birbirlerinin tamamlayıcısı konumunda gibidir. İki yöntemin temel farkı kontrol stratejisinin nasıl kurgulandığında yatmaktadır. FOC kontrolü bir geri besleme problemi olarak görür. Hata ölçülür, kontrolör hatayı sıfıra sürmeye çalışır ve kutup yerleşimi, kararlılık marjları gibi klasik yöntemlerle yapılır. Model öngörülü kontrolde ise ileri bakışlı karar verme yöntemi kurulur. Gelecekteki davranış hesaplama yöntemleriyle öngörülür ve çıkışa verilebilecek seçenekler arasında en uygun olanı seçilir. Maliyet fonksiyonu, sistemsel kısıtlar ve sınırlar ile model doğruluğu bu yaklaşımın temelinde yer almaktadır.

FCS-MPC ile DTC arasında da modülatörü atlayarak sonlu vektör kümesinden doğrudan seçim yapması benzerliği vardır. Ayrım ise verilecek olan kararın önceden kaydedilmiş tabloyla mı yoksa anlık değerlendirme yöntemleriyle mi verildiğindedir. Güzel ayarlanmış bir maliyet fonksiyonu içeren FCS-MPC otomatik üretilen anahtarlama tablosuna benzeyeceğinden DTC'ye benzer (Bonaldo et al., 2025).

Klasik alan yönlendirmeli FOC tabanlı kontrol stratejileri - dq dönüşümü ve kaskad yapılarıyla sürücülerin kontrolüne düzen getirmiştir ve günümüzde de en yaygın yapı olarak halen uygulamalarda tercih edilmektedir. Öte yandan DTC kontrol stratejileri, aynı hedefi farklı açıdan ele alarak sistemin hızlı yanıt vermesini basit yapıyla sunmayı vaat ederken, bedel olarak dalgalanma ve değişken frekans sorunlarını beraberinde getirmiştir ve çözümler üzerine literatür yaygın çalışmalar sürdürmüştür ve sürdürmektedir. Öngörülü kontrol ise motorun matematiksel modelini tasarımın merkezine yerleştirip sistemin sınırlarını ve çok

amaçlı farklı istekleri doğal biçimde ele almayı vaat ederken bedel olarak işlemciyi yoran ve zorlayan ağır hesaplama yükü, doğrusal olmayan parametrelere olan duyarlılığı ve spektral kalite gibi zorlukları beraberinde getirmiştir.

Kronolojik akışın gösterdiği yeni geliştirilen yaklaşımların eskilerinin yerine geçmesinden ziyade birbirlerinin fikirlerinden esinlenerek bütünleşmesidir. Gözlemleyici destekli deadbeat kontrol, modüleli model öngörülü kontrol ve uzay vektör PWM kullanılabilen DTC teknikler örnek gösterilebilir. Geniş bant aralığına sahip yarı iletken teknolojilerin getirdiği ve getireceği yeni zaman ölçekleri, gelişen gömülü hesaplama erişilebilirliği ve güçlenen veri güdümlü yaklaşımlar gelecek trende yeni şeklini verecektir. Nihayetinde tasarımcının görevi yöntem olarak en iyisi şudur arayışına girmekten ziyade uygulamaların özelinde o uygulamaya has öncelikleri belirlemek ve önceliği doğru ayırt ederek optimum yolu seçmeyi başarabilmek olacaktır. Öncelikler arasında ayırt edici kriterler arasında güvenilirlik, maliyet, verimlilik, işlemci yükü, teknolojik olgunluk, kolay uygulanabilirlik, basitlik/karmaşıklık, sezgisel kolaylık, dayanıklılık vb. parametreler sıralanabilir.

Kaynakça

Alhajeri, M., & Soroush, M. (2020). Tuning Guidelines for Model-Predictive Control. Industrial & Engineering Chemistry Research, 59(10), 4177-4191. doi:10.1021/acs.iecr.9b05931

Blaschke, F. (1772). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machine. Siemens review, 34, 217-220.

Bonaldo, J., Riccio, J., Zerdali, E., Rivera, M., Monteiro, R., & Wheeler, P. (2025). Comparative Analysis of Weighting-Factor-Free Predictive Control Strategies for Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Machines. Processes, 13(8), 2614. Retrieved from doi:10.3390/pr13082614

Busarello, T. D. C., Bubshait, A., Varaprasad, O. V. S. R., Alsaleem, A., & Simões, M. G. (2025). A Comprehensive Methodology of Field-Oriented Control Design With Parameter Variation Analysis for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives. IEEE Access, 13, 89524-89541. doi:10.1109/ACCESS.2025.3571610

Fang, Z., & Doki, S. (2026). High-Precision Discrete-Time Modeling and Control Performance Evaluation of Induction Motors Under Low Switching-to- Fundamental Frequency Ratios. IEEE Access, 14, 107196-107208. doi:10.1109/ACCESS.2026.3712769

IEA(2023). Energy Efficiency 2023, IEA, Paris https://www.iea.org/reports/energy-efficiency-2023, Licence: CC BY 4.0.

Klädtke, M., Darup, M. S., & Quevedo, D. E. (2024, 25-28 June 2024). Extending Direct Data-Driven Predictive Control Towards Systems with Finite Control Sets. Paper presented at the 2024 European Control Conference (ECC).

Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., & Rodriguez, J. (2009). Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(6), 1826-1838. doi:10.1109/TIE.2008.2008349

Kozubik, M., Vesely, L., Aufderheide, E., & Vaclavek, P. (2024). Parallel Computing Utilization in Nonlinear Model Predictive Control

of Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE Access, 12, 128187-128200. doi:10.1109/ACCESS.2024.3456432

Meng, W., Zhang, F., Fu, Z., & Dong, G. (2019). High dv/dt Noise Modeling and Reduction on Control Circuits of GaN-Based Full Bridge Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 34(12), 12246-12261. doi:10.1109/TPEL.2019.2903818

Schnell, A., Balamurali, A., Böcker, J., & Wallscheid, O. (2025, 14-17 Oct. 2025). Modified Forward-Euler Discrete-Time Model for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine Control. Paper presented at the IECON 2025 – 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.

Takahashi, I., & Noguchi, T. (1985, 6-11 Oct. 1985). A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. Paper presented at the 1985 Annual Meeting Industry Applications Society.

Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G., & Norambuena, M. (2017). Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(2), 935-947. doi:10.1109/TIE.2016.2625238

Watson, J. D. (2025). Hybrid Data-Enabled Predictive Control: Incorporating Model Knowledge Into the DeePC. IEEE Open Journal of Control Systems, 4, 549-561. doi:10.1109/OJCSYS.2025.3625364

Zafra, E., Vazquez, S., Geyer, T., Aguilera, R. P., & Franquelo, L. G. (2023). Long Prediction Horizon FCS-MPC for Power Converters and Drives. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 4, 159-175. doi:10.1109/OJIES.2023.3272897

Zhao, Z., Sha, Y., Gong, M., Zhu, Y., Yang, Y., & Rodriguez, J. (2024, 17-20 May 2024). Research on Continuous Control Set Model Predictive Control of Three-Phase Four-Leg Inverter. Paper presented at the 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia).

BÖLÜM 9

MODERN ALTERNATİF AKIM SÜRÜCÜLERE GENEL BAKIŞ VE GÜNCEL EĞİLİMLER

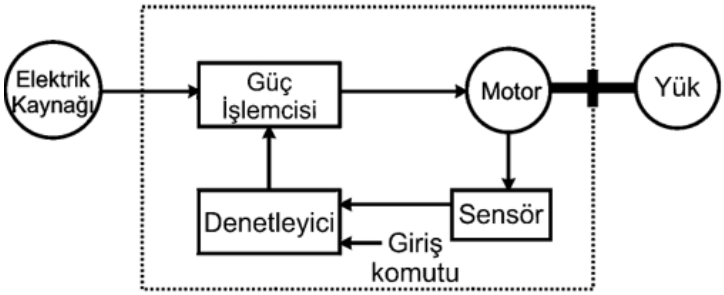
MİKAİL KOÇ[1]

Giriş

Elektrik motorları, enerjinin dönüşümünü gerçekleştiren, elektrik enerjisini kullanarak hareket gerçekleştiren ve mekanik enerjiye dönüştüren en yaygın makinelerdir ve birçok uygulamada tek başlarına kullanımları yeterli olmamaktadır. Motorun torkunu, rotor dönme hızını ve enerji verimliliği değerlerini istenen çalışma noktasına getirmek için sistemde genel olarak güç elektroniği devreleri (güç işlemcisi), sensörler ve dijital denetleyicilerle birlikte çalışması gerekir ve nihayetinde yükü taşıma görevini üstlenir. Bütün olarak bu sisteme tahrik sistemi veya elektrikli sürücüler denir. Şekil 1'de tipik bir elektrikli sürücü sistemi blok şemalarla verilmiştir. Bu bölümün amacı sürücünün neden önemli olduğu, bugünkü yapısına nasıl geldiği, bir sürücü sistemi oluşturan bileşenlerin neler olduğu, hangi motor türleriyle çalıştığı ve sürücü tasarımcısını ne gibi güçlüklerin beklediği konularına değinmektir.

[1] Doç. Dr. Mikail Koç, Kırşehir Ahi Evran Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Eletrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Orcid: 0000-0003-1465-1878

Şekil 1 Tipik bir elektrikli sürücü şematik çizimi



Elektrikli Sürücülerin Tarihsel Evrimi ve Önemi

Elektrik motorları ve sürücüler günümüz modern altyapısının hemen hemen her katmanında yer almaktadır. Çeşitli ev aletleri, raylı sistemler, asansörler, sanayi tesisleri, yapı işlerinde kullanılan ara elemanlar ve elektrikli araçlara (bisiklet, araba, otobüs vb.) kadar oldukça yaygın kullanım alanı olan vazgeçilmez sistemlerdir.

Uluslararası enerji ajansı gibi çeşitli kuruluşların elektrik enerjisi tüketimindeki istatistiki raporlarına ve verilerine göre elektrik motorları kullanarak enerji tüketen sistemler kabaca dünya üzerindeki elektrik enerjisi tüketim pastasının yarısında yerini almaktadır (IEA - 2023). Sanayi tesislerine düşen pay ise diğer sektörlere göre bir miktar daha yüksektir. Buradan çıkarılacak sonuç ise modern sistemlerde elektrikli motor verimi ve güç işlemcisi de dahil olmak üzere tüm sürücü sistemin genel verimi hususundaki ufak bir iyileştirme yaklaşımı gerek ulusal olsun gerek evrensel ölçekte düşünüldüğünde anlamlı bir enerji tasarrufu sağlayacaktır. Bir elektrik motorun kullanım ömrü boyunca maliyetinin büyük bölümünü üretim maliyetinden ziyade tükettiği elektrik enerjisi maliyeti oluşturmaktadır. Bu sebeple tercih edilen motor türünün ve genel sürücü sisteminin enerji verimliliği konularının önemi oldukça

yüksektir. Çevresel sorunlardan kaynaklanan ve çözümü üzerine geliştirilen iklim hedefleri doğrultusunda yenilenebilir ve sürdürülebilir enerji teknolojilerine olan eğilim gerek ulaşım alanında olsun gerek ısınma alanında ar-ge faaliyetlerinin geliştirilmesini önemli kılmaktadır. Bu alanlarda tanımlanan çeşitli standartlar ve küresel olarak birçok ülkede kabul gören minimum verimlilik düzenlemeleri bu alanlardaki potansiyelin politika düzeyinde de onaylandığını yansıtmaktadır (IEA).

Modern değişken hızlı sürücüler (variable frequency driver - VFD) enerji verimliliği adına çok önemli enerji tasarrufu sunmaktadır. Örnek olarak bina iklimlendirme pompaları veya havalandırma fanları gibi akışkan yüklerde enerji verimliliği çok net şekilde görülür. Akışkan dinamiği Benzerlik Yasalarına göre bu sistemlerde debi motorun hızıyla doğrudan orantılıdır. Benzer şekilde basınç motor hızının karesiyle, harcanan güç ise hızın küpüyle doğru orantılıdır. Bu verilere göre somut bir örnek vermek gerekirse, gece saatlerinde havalandırma ihtiyacı azaldığı durumda fanın hızını %20 seviye kısmak demek 0.8 oranındaki yeni hızın küpüyle yani $0,8^3 \approx 0,51$ oranında güç çekme ihtiyacı anlamına gelmektedir. Yani klasik sistemlerde sabit hızda ve tam yükte dönen motoru damper ya da vana kullanarak kısarak enerjiyi boşa tüketmek yerine modern VFD sürücülerle motor hızını doğrudan düşürmek demek örnekte açıkça görüldüğü üzere yaklaşık %49 oranında enerji tasarrufu anlamına gelmektedir. Yani kübik ilişki nedeniyle sadece %20 motor hızını kısmak, gereksiz sürtünme ve kayıpları önleyerek neredeyse yarı yarıya enerji tasarrufu sunan en etkili tasarruf yöntemlerinden biridir.

Sürücülerin sağladığı yarar yalnızca yukarıdaki örnekteki gibi enerji tasarrufu ile sınırlı değildir. Motorlar kalkış anında yüksek akım çekebilmektedir. Sürücüler yumuşak yol verme işlemleriyle kalkış anındaki elektrik şoklarını engelleme imkanı sunarlar. Ayrıca hassas hız kontrolü ve konum denetimi, hava kalitesi kontrolü,

mekanik darbeleri engelleyerek bileşen ömrünü uzatma, hassas proses denetimi, asansör ya da vinç gibi dönüştürücü sistemlerde açığa çıkan enerjiyi ve uygun sistemlerde frenleme enerjilerini şebekeye iade ederek geri besleme ve geri kazandırma özellikleri sürücülerin birbirinden önemli çok kritik kazanımları arasındadır.

19. yüzyılda keşfedilen elektromanyetik dönüşüm, elektrikli tahrikin başlamasına vesile olmuştur. 1821'de Faraday sürekli elektromanyetik dönme deneyini gerçekleştirmiştir ve ilk motor kavramının temelini oluşturmuştur. 1830'lu yıllarda Jacobi ve diğer bazı araştırmacılar doğru akım (DA) makinelerin ilk pratik uygulamalarını gerçekleştirmişlerdir. Keşfedilen bu makinelerin en önemli avantajı tork ve hızın birbirinden bağımsız ve kolay bir şekilde kontrol edilebiliyor olmasıydı. Armatür akımı ve uyartım akısı ayrı ayrı ayarlanabiliyordu. Aynı yüzyılın sonlarına doğru Ward-Leonard düzeni bağımsız kontrol düzeneğini farklı hız aralıklarında, daha yüksek güç seviyelerinde ve dört bölge çalışma aralığında kullanılabilir olmasını sağlamıştır ve sonraki yıllarda geliştirilen yüksek performanslı tahrik sistemlerin temelini oluşturmuştur. Bu keşiflerin bir yandan da kısıtları bulunmakta idi. DA makinelerde bulunan komütatör ve fırçalar düzenli bakım gerektirmekte, üretim maliyetleri yüksek olmakta, güç ve hız sınırı bulunmakta ve açığa çıkabilecek kıvılcımlar nedeniyle bazı ortamlarda kullanılamamaktadırlar.

Döner manyetik alan fikrinin ortaya çıkması alternatif akım elektrik enerjisinin şebeke ölçeğinde benimsenmesine dayanır. 1890'lı yıllara yaklaşırken Tesla ve Ferraris'in yaptığı çalışmaların ardından Dolivo-Dobrovolsky'nin sincap kafesli rotor yapısı ile üç fazlı güç aktarabilme başarısı asenkron motorları basit ve sağlam yapılarıyla daha düşük maliyetle üretilebilir olan bir makine haline getirdi (Boglietti & Brusso, 2025). Geliştirilen her ürünün geliştirilmeye açık olması asenkron motorlar özelinde de geçerliydi. Asenkron motorlarda hız şebeke frekansı ve kutup sayısı ile

ayarlanabilmektedir. Kutup değiştirme, rotor devresine ekstra direnç ekleme, kayma gücünün geri kazanımı gibi kısıtlı ve verimi düşük olan yöntemlerle asenkron motorlarda hız ayarlama prensipleri geliştiriliyordu. Bu sınırlar mekanik açıdan DA motorlardan oldukça üstün olan AA motorları kontrol ve sürme perspektifinden geride bırakmıştı.

Yarı-iletken anahtarların gelişmesiyle AA motorların kontrol edilebilirliği açığı kapandı. 1950'li yılların sonlarına doğru yarım kontrollü devre elemanı grubunda yer alan yarı-iletkenlerden tristörün ticarileşmiş olması 1960'lı yıllardan sonra gerilimi ve frekansı ayarlanabilen güç çevirici beslemeli AA sürücülerin ortaya çıkmasına vesile oldu. AA sürücülerin ilk uygulamaları skaler (V/f) yöntemlerdi. Gerilim/frekans oranı sabit tutulan bu teknikler basit ve sağlam yöntemler olsada geçici durumda (transient state) tork üzerinde doğrudan bir kontrol denetimi sunmuyordu. Yani motor üzerine ani bir yük bindiğinde skaler kontrol yöntemlerinin anlık durum değişimlerine ayak uydurması bir sorundu. Bu sorunun aşılabilmesi ve dinamik performansın bir DA makinesinin düzeyine çıkarılabilmesi, alan yönlendirmeli kontrolün (FOC) ortaya çıkmasıyla başarıldı. 1970'li yıllarda Hasse ve Blaschke'nin yürüttüğü çalışmaların ardından stator akımının döner çerçevede 2 bileşene ayrıştırılarak asenkron motorun adeta bir DA motor gibi kontrol edilebileceği ispatlanmıştır (Blaschke, 1972). Alan yönlendirmeli kontrol tekniklerinin gerçek hayata geçirilebilmesi ve ileri kontrol stratejilerin geliştirilebilmesi ancak mikroişlemcilerin ve dijital sayısal işlemcilerin (DSP) gelişimiyle olanak buldu.

Alan yönlendirmeli kontrol sonrasında 80'li yılların ortasında doğrudan tork kontrol stratejisi literatüre kazandırıldı. Farklı bir perspektif ile Takahashi ve Noguchi'nin sunmuş olduğu çalışmalar FOC'taki akım kontrol döngüsünden farklı olarak stator akı büyüklüğü ile tork hatalarını doğrudan regüle eden ve güç

çeviricinin anahtarlanmasını belirleyen modülatörsüz bir yaklaşım önermiştir (Takahashi & Noguchi, 1986).

Yine aynı dönemlerde IGBT olarak adlandırılan yalıtımlı kapılı çift kutuplu transistörlerin orta güçlerde yaygınlaşarak kullanıldığı güç elektroniği evirici yapıları ile PWM olarak adlandırılan darbe genişlik modülasyonu tabanlı evirici anahtarlama teknikleri yaygınlaştı.

1980'li yıllarda ortaya çıkan en güçlü mıknatıs türü olan NdFeB (Neodimyum-Demir-Bor) sayesinde sabit mıknatıslı senkron motorlar (PMSM) asenkron motorlara ciddi bir rakip olmayı başardı. Motorun iç yapısında kullanılmaya başlanan güçlü kalıcı mıknatıslar sayesinde PMSM motorlarda enerji verimi daha da artırılabildiği gibi yüksek tork yoğunluğu özelliği de asenkron motorlara çok önemli bir alternatif olmasını sağladı. PMSM motorlar senkron yapıya sahip olduğu için rotor pozisyon açısının gerek ölçüm yöntemleriyle veya gerek tahmin yöntemleriyle elde edilmesi sayesinde alan yönlendirmeli kontrol stratejisi ile akım hatalarının regülasyonu mümkün kılınmıştır.

2000'li yıllara kadar her iki kontrol stratejisinin farklı motor türleri de dahil edilerek dahada geliştirilmesi üzerine oldukça yoğun ar-ge faaliyetleri yürütülmüştür. Bu yıllarda işlemcilerin kapasiteleri çok geliştirilebildiği ve yeni nesil işlemciler yoğun hesaplama yükleri ile de artık baş edebilir pozisyona geldiği için matematiksel işlem yoğunluğunun fazla olduğu stratejilerle motorlar sürülebilir hale geldi. Proses kontrolde uzun yıllarca kullanılan model öngörülü kontrol (MPC) yaklaşımı sistemdeki sınırları doğal bir şekilde ele alabiliyor olması ve değişkeni çok olan yapılara olan uygunluğu avantajlarıyla güç elektroniği devrelerle sürücüler üzerinde de uygulanmaya başlandı (Zerdali, Rivera, & Wheeler, 2024).

Teknoloji her alanda olduğu gibi güç elektroniği devre elemanları silisyum karbür (SiC) ve galyum nitrür (GaN)

anahtarlarda da sürekli gelişim olduğu için günümüz dünyasında eviriciler çok daha hızlı anahtarlama yapabilme yeteneğine sahip olabildiği gibi sıcaklığa ve yüksek gerilimlere toleransı da gelişim gösterdi ve ulaşımda yeni nesil elektrikli araçların gereksinimlerini karşılayabilir hale geldi (Zhang et al., 2025).

Yeni nesil elektrikli araç teknolojileri hızla büyüyen uygulama alanlarından birisi olarak sürücü sistemlerde artırılmış tork yoğunluğuna ve daha yüksek güç yoğunluğuna sahip motor topolojileri, maliyeti düşürülmüş tasarım yöntemleri, güvenilirliği artırılmış sistem bileşenleri ve geniş hız aralığında operasyon gerçekleştirebilme kabiliyeti beklentileri yükselmiştir (Liu, Li, & Li, 2026). Böylece, 2012 yılında gerçekleşen mıknatıs ücretlerindeki fiyat patlaması kaynaklı yaşanan krizler de göz önünde bulundurulduğunda, elektrikli araçlar gereksinimini karşılayan motor türlerinde nadir toprak elementlerinin kullanıldığı mıknatıslara olan bağlılığı azaltan motor tasarım yöntemleri, 3 fazlı motor yapılarının yanı sıra çok fazlı türlerin geliştirilmesi konuları günümüz dünyasının başlıca araştırma konuları arasında yerini almaktadır.

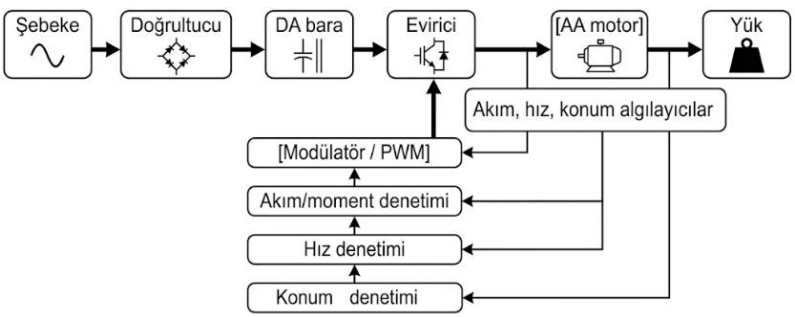
Motor topolojileri üzerine yürütülen araştırma konularına ek olarak sürücü sistemlerde ileri kontrol stratejileri geliştirerek sistem parametrelerindeki varyasyonları tolere edebilen yaklaşımlar, verimi optimize edilmiş teknikler, hızlı ve kararlı yanıtı başaran gelişmiş yöntemler, karmaşıklığı ve hesaplama yükü azaltılmış yeni metotlar ile motorun üreteceği tork dalga şekillerindeki salınımları düşürebilen yaklaşımların geliştirilmesi konuları da günümüz dünyasının başlıca araştırma gündemleri arasındadır.

Alternatif Akım Sürücülerin Genel Yapısı ve Kontrol Stratejileri

Tipik olarak AA sürücülerde güç kaynaktan motora ve motordan da yüke doğru iletilir. Kaynak ile motor arasında güç iletimini sağlayan aktarma organları ile bu aktarımı yöneten kontrol

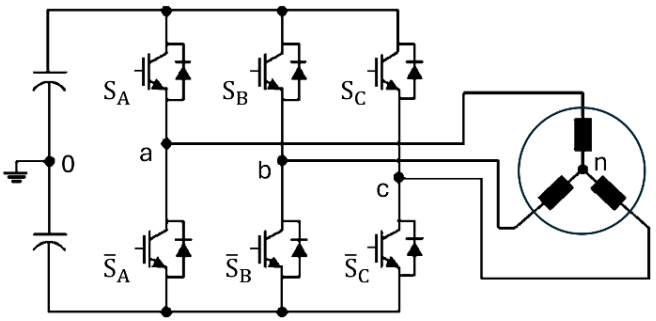
katı bulunmaktadır. Kaynak tarafında şebekede mevcut bulunan enerjinin dalga şeklini doğrultan en basit haliyle köprü diyot yapısında bir doğrultucu ve dalgalı DA gerilimi daha da düzgünleştirme amacıyla köprü diyot çıkışında da DA bara kondansatörü bulunur. Şekil 2 tipik AA sürücülerin genel şematik yapısını blok çizimlerle göstermektedir. Şekil 2'den de görüleceği üzere sistemde evirici motor tarafındadır ve bu evirici yapısı DA bara kondansatörü çıkışında bulunan regüle edilmiş DA gerilimi, genliği ve frekansı değişen gerilime dönüştürerek gücü motora aktarır ve AA motoru besleyerek sürer. AA motor sürücü sistemlerinde Şekil 2'den görüleceği üzere konum/pozisyon açısı denetimi, hız kontrolü, tork kontrolü ya da en iç katmanda akım kontrolü gibi sistem girişine bağlı olarak farklı denetim mekanizmaları yapılandırılarak ve akım, hız ya da pozisyon açısı gibi ilgili geri besleme bilgileri sistemde ölçülerek ya da çeşitli tahmin yöntemleriyle gözlemlenerek kontrolcüye geri bilgi verilmek suretiyle kontrol stratejisi gerçeklenir ve güç aktarma organı olan evirici farklı modülatör stratejileriyle anahtarlanarak motor sürülür. Kontrol katmanında bulunan sistem bileşenleri ise genel olarak analog-dijital dönüştürücüler, DSP, FPGA, dSpace gibi mikrokontrolörler, evirici anahtarlarını kontrol eden kapı sürücü devreleri, geri besleme bilgileri veren algılayıcılar, optokuplör izolasyon devreleri gibi yapılardır.

Şekil 2 AA sürücülerin genel şematik yapısı



Sürücü sistemlerde en yaygın kullanılan evirici yapısı çıkışında 2 farklı gerilim seviyesi üretebilen ve 3 fazlı alternatif akım sistemleri süren 2 seviyeli ve 3 bacaklı gerilim kaynaklı evirici yapısıdır. Şekil 3 tipik 2-seviye 3-faz evirici-motor şematik yapısını göstermektedir. Daha yüksek güç ve gerilim seviyelerine ihtiyaç duyulması durumunda literatürde 3 seviyeli veya çok seviyeli evirici topolojileri ile çok fazlı motor yapılarını da sürebilmek için çok bacaklı evirici topolojileride güncel çalışma alanları arasında bulunmaktadır.

Şekil 3 Tipik 2-seviye 3-faz evirici-motor şematik yapısı



AA sürücülerde genellikle kontrol algoritması hiyerarşik bir düzende ve ardışık olarak yapılandırılır. En iç döngüde en hızlı yanıt beklenen akım ya da tork kontrolü yer alırken, bir dış katmanda hız regülasyonu, onunda dışında ise eğer gerekliyse pozisyon açısı veya süreç kontrol yapısı bulunur. Bu sıralama Şekil 2'de de görülmektedir. Bu kontrol döngülerinde sistemin yanıt hızı en iç katmandan en dış katmana doğru azalmaktadır. Farklı bir deyişle, en dış katmandaki regülasyonu gerçekleştirebilmek için altındaki katmanlara ait yanıt süresi daha hızlı ve kısa süreli olmalıdır. İçerdeki döngünün dış döngüden ayırt edilebilir derecede hızlı tasarlanması her bir döngünün ayrı ayrı modellerle kurgulanabilir olmasına olanak sağlar (Leonhard, 2001).

Literatürde 3 büyük üst başlıklarda gruplandırılan alan yönlendirmeli kontrol, doğrudan tork kontrolü ve model öngörülü kontrol yöntemlerini birbirinden ayıran temel farklar tork ve akım kontrol döngüsünün nasıl yapılandırıldığı ve sistemde kullanılan modülasyon tekniğidir. Alan yönlendirmeli kontrolde akım kontrolörleri bir modülatör yapısıyla birlikte çalışırlarken, doğrudan tork kontrolünde regüle edilen tork ve stator akı genliği anahtarlama tablosu veya benzer şekilde modülatörle yönetilebilmektedir. En büyük dezavantajlarından biri yüksek hesaplama yüküyle gelişmiş işlemci gerektiren model öngörülü kontrol yaklaşımında ise bir maliyet fonksiyonunu minimuma çeken anahtarlama durumu veya üretilmesi gereken komut gerilim değerlerin her bir örnekleme periyodunda çözdürülmesi tekniği gerekir. Tarihsel ve hiyerarşik sıralaması alan yönlendirmeli kontrol, doğrudan tork kontrolü ve günümüz dünyasında da model öngörülü kontrol şeklinde seyreden bu üç büyük üst başlıklardaki kontrol stratejilerinin her birinin ortak özelliği ise tüm stratejilerin altında fiziksel olarak aynı motor modelinin bulunması yatar. Bugün her üç yaklaşımda birbirine göre üstünlük ve sınırlamaları bulunması yönüyle halen yaygın olarak kullanılmaktadır.

Alternatif Akım Motor Türleri ve Kontrol Problemleri

Sürücülerde kullanılacak olan kontrol tekniği ilk olarak motor türünün iç yapısıyla belirlenir.

Basit sincap kafesli rotor yapısı sebebiyle nadir toprak esaslı kalıcı mıknatıs içermeyen, maliyeti düşük ve yapıları sağlam olan ve bakım gereksinimi oldukça düşük olan motor türleri asenkron motorlardır ve yaygın olarak indüksiyon motorlar olarakta adlandırılırlar. Günümüz dünyasında endüstride en yaygın olarak kullanılan motor türü halen asenkron makinelerdir. Kontrol yapısı esasen kendi iç yapısı kadar basit değildir ve belirgin zorlukları bulunmaktadır. Rotor akı vektörü ölçülemeyen bir büyüklük olduğu

için gözlemci veya ölçülen akım değerleriyle modelleme yöntemi ile tahmin edilmesi gerekmektedir. Sıcaklıkla, manyetik doyma ile, motora binen yük ile veya motorun operasyon noktasına göre gibi çeşitli faktörlere bağlı olarak kontrol algoritmalarında görevlendirilmesi gereken rotor direnç değeri veya mıknatıslanma endüktans değerleri gibi motor parametreleri gerçek uygulamalarda varyasyon gösterirler ve kontrolörde kullanılan parametrelerin gerçek uygulamadaki motor modelinden farklılık göstermesine sebep olur. Sonuç olarak bu durum sürücü sistemde regüle edilen durum değişkenlerinde kalıcı durum hatalarına, tork kaybına ve verim düşüklüğüne sebep olabilmektedir. Bu sebeple verimi optimize eden yaklaşımlar önemli tasarım kriterleri arasındadır (Aziz, Abdelaziz, Ali, & Diab, 2023).

Kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda (PMSM) rotora yerleştirilen mıknatıslar uyartım kaybını ortadan kaldırırlar ve tork yoğunluğunu artırdıkları gibi enerji verimliliğininde yükselmesini sağlarlar. Yüzeye mıknatıslı senkron makineler (SPM) ve gömülü mıknatıslı senkron makineler (IPM) olmak üzere genel olarak iki üst başlıkta sınıflandırılırlar. SPM türlerde -d ve -q eksen endüktans değerleri neredeyse aynıdır ve tork kontrolü doğrudan -q eksen akımıyla sağlanır, -d eksen akımı ise sıfıra sürülür. Relüktans tork yoktur ve yalnızca mıknatıs esaslı tork üretilir. IPM makine türlerinde ise -q ekseninin endüktans değeri -d ekseni endüktans değerinin tipik olarak 2-3 katı yüksek kadar olduğu için mıknatıs esaslı tork bileşenine ek olarak sistemde relüktans tork bileşeninden de yararlanmak, aynı akım için daha fazla tork üretebilme avantajını sağlar. Bu sebeple genişletilmiş hız bölgesi olan alan/akı zayıflatma stratejisinden önce düşük hız bölgelerinde birim akım başına torku maksimize eden akım açısının doğru belirlenmesini sağlayan ve akım başına maksimum tork stratejisi olarak adlandırılan MTPA kontrol tekniklerinin adaptasyonu IPM motor türlerinde bir gerekliliktir (Alwaqfi, Alzayed, & Chaoui, 2025).

Genişletilmiş hız bölgesinde ise -d ekseninde negatif yönde büyüyen akım uygulanarak akı zayıflatılır. Mıknatısların maliyeti, bir ülkenin tekelinde olması sebebiyle tedarik riski barındırması, yüksek doğrusalsızlık gösteren özellikle -q eksen endüktansının ve diğer motor parametrelerin varyasyonu, sıcaklığın artmasıyla manyetizasyonun azalması, yüksek hızlarda motor sürülürken olası arıza durumunda yüksek zıt elektro-motor kuvvetinin kontrolsüz bir şekilde bileşenlere gerilim uygulayabilecek olması gibi sorunlar mıknatıslı motorların sınırları ve dezavantajları arasındadır (Rangarajan, Shiva, Collins, & Senjyu, 2025).

Senkron relüktans motorların (SynRM) rotorlarında IPM ya da SPM motorlardan farklı olarak mıknatıs bulunmadığı gibi asenkron motorlardan farklı olarakta sargı yoktur. Tork üretme prensibi tamamen eksenler arasındaki endüktans farkına dayanmaktadır. Buna bağlı olarak SynRM motorlarda verimi düşüren etkenlerden birisi olan rotordaki kayıplar çok azdır. Rotor kayıplarının az olmasının avantajlarından birisi de motorun içindeki bir yapı olan rotoru soğutmayı kolaylaştırmasıdır. SynRM motorlarda güç faktörü çok iyi değildir. Manyetik satürasyon ve çapraz bağlaşım (cross-coupling) etkileri belirgindir. Tork ile akım arasındaki ilişki relüktans tork üretme prensibinden lineer değildir. Bazı PMSM türlerine ve asenkron motorlara kıyasla yüksek tork salınımları bu motor yapısının dezavantajları arasındadır. Düşük hızlarda titreşime ve gürültüye neden olan bu tork dalgalanmaları hassas konumlandırma gerektiren servo uygulamalarda da bir kısıtlayıcı faktördür. Günümüzde mıknatıs destekli SynRM sürücü yapıları SynRM motorların düşük güç faktörü sorununu hafifletmek, tork yoğunluğunun artırılması hedefini sağlamak ve genişletilmiş sabit güç bölgesindeki hız aralığını iyileştirmek üzere mühendislik çözümleri adına araştırılan önemli konular arasındadır (Ngo et al., 2026).

Anahtarlamalı relüktans motorlar (SRM) düşük üretim maliyetleri, nadir toprak elementlerine bağımlı olmayan mıknatıssız sağlam mekanik yapılarıyla günümüz dünyasında çeşitli endüstriyel uygulamalarda ve elektrikli araç teknolojilerinde artarak ilgi gören alternatif motor topolojilerinden biridir. Stator ve rotor yapılarında bulunan çıkık kutuplarla çift çıkıntılı bir yapıda olması bu motorların oldukça fazla tork dalgalanmalarına ve akustik gürültüsünün yüksek olmasına sebep olmaktadır. Ayrıca bu motorlarda manyetik doyuma ulaşma sebebiyle yüksek doğrusal olmayan davranışlar sergilemektedir. Günümüzde yapay zeka destekli gelişmiş kontrol algoritmaları araştırılmaktadır (Saleh, Al-Amyal, & Számel, 2024).

Kaynakça

Alwaqfi, S., Alzayed, M., & Chaoui, H. (2025). Flux-Weakening Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Machines in Electric Vehicles at High Speed. Electronics, 14(19), 3779. doi:10.3390/electronics14193779

Aziz, A. G. M. A., Abdelaziz, A. Y., Ali, Z. M., & Diab, A. A. Z. (2023). A Comprehensive Examination of Vector-Controlled Induction Motor Drive Techniques. Energies, 16(6), 2854. Retrieved from doi:10.3390/en16062854

Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed-loop control system for rotating-field machines. Siemens review, 39, 217-220.

Boglietti, A., & Brusso, B. C. (2025). Galileo Ferraris Versus Nikola Tesla Discovering the Rotating Magnetic Field [History]. IEEE Industry Applications Magazine, 31(3), 8-77. doi:10.1109/MIAS.2025.3541939

IEA. 4E Electric Motor Systems Platform (EMSA) “Electric motor systems: why are they important?,” Policy Brief #9, IEA 4E TCP, Dec. 2025. [Online]. Available: https://www.iea-4e.org/emsa/publications/policy-brief-electric-motor-systems-why-are-they-important/.

IEA(2023). Energy Efficiency 2023, IEA, Paris https://www.iea.org/reports/energy-efficiency-2023, Licence: CC BY 4.0.

Leonhard, W. (2001). Control of Electrical Drives (3rd ed. ed.). Berlin, Heidelberg: Springer.

Liu, Y., Li, D., & Li, X. (2026). A review of structural design for reduced-rare-earth permanent magnet motors in new energy vehicles. Frontiers in Mechanical Engineering, 12, 1957624. doi:10.3389/fmech.2026.1957624

Ngo, D. K., Le, M. H. D., Nguyen, V. T., Do, V. V., Ho, Q. V., & Thao, N. G. M. (2026). Systematic and Quantitative Evaluation of Permanent Magnet Contributions to Electromechanical Performances of Synchronous Motors—Part I: MTPA Characteristics. IEEE Access, 14, 139193-139207. doi:10.1109/ACCESS.2026.3730853

Rangarajan, S. S., Shiva, C. K., Collins, E. R., & Senjyu, T. (2025). Electric Vehicle Motors Free of Rare-Earth Elements—An

Overview. Machines, 13(8), 702. doi:10.3390/machines13080702

Saleh, A. L., Al-Amyal, F., & Számel, L. (2024). Control techniques of switched reluctance motors in electric vehicle applications: A review on torque ripple reduction strategies. AIMS Electronics and Electrical Engineering, 8(1), 104-145. doi:10.3934/electreng.2024005

Takahashi, I., & Noguchi, T. (1986). A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), 820-827. doi:10.1109/TIA.1986.4504799

Zerdali, E., Rivera, M., & Wheeler, P. (2024). A Review on Weighting Factor Design of Finite Control Set Model Predictive Control Strategies for AC Electric Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 39(8), 9967-9981. doi:10.1109/TPEL.2024.3370550

Zhang, Y., Dong, D., Li, Q., Zhang, R., Udrea, F., & Wang, H. (2025). Wide-bandgap semiconductors and power electronics as pathways to carbon neutrality. Nature Reviews Electrical Engineering, 2(3), 155-172. doi:10.1038/s44287-024-00135-5

BÖLÜM 10

VISION-BASED BALL-AND-PLATE CONTROL WITH TYPE-1, INTERVAL TYPE-2 AND INTUITIONISTIC FUZZY PID CONTROLLERS UNDER EQUAL TUNING EFFORT

ONUR SİLAHTAR[1]

Introduction

The ball-and-plate system is a two-dimensional extension of the ball-and-beam and one of the most widely used benchmarks for nonlinear, open-loop unstable control. A ball rolls freely on a plate whose two tilt angles are driven by motors, and the controller must position the ball or make it follow a trajectory (Fan et al., 2004; Ker et al., 2007; Moarref et al., 2008). Proportional–integral–derivative (PID) and I-PD controllers (Mochizuki & Ichihara, 2013), linear quadratic and sliding mode designs on Stewart platforms (Kassem et al., 2015), embedded model predictive control (Bang & Lee, 2019) and fuzzy controllers (Fan et al., 2004) have all been tested on it. In most laboratory set-ups the ball position is measured either by a resistive touch panel or by a camera; the camera is cheaper, works

[1] Dr, Van Yüzüncü Yıl University, Department of Electrical and Electronics Engineering, ORCID: 0000-0002-9654-8008.

with any plate surface and turns the problem into a genuine image-processing and control task (Tudić et al., 2022).

Camera feedback has its own price. The position is available only at the frame rate, it arrives one or more frames late because of exposure, transfer and processing, it is corrupted by pixel noise and illumination changes, and the velocity needed by any PD-type law must be estimated from it. These effects interact with the mechanical non-idealities of a real rig, such as servo backlash, rolling resistance and a small levelling error of the plate. Fuzzy logic (Mamdani & Assilian, 1975; Zadeh, 1965) is often proposed for this situation because a fuzzy PID controller can shape its gain as a nonlinear function of the error and its rate (Mann et al., 1999; Woo et al., 2000). Interval type-2 (IT2) fuzzy sets add a footprint of uncertainty (FOU) that is expected to cope better with noise and model uncertainty (Hagras, 2004; Karnik et al., 1999; Mendel et al., 2006), and intuitionistic fuzzy (IF) sets add a non-membership degree and a hesitation margin (Atanassov, 1986; Kutlu et al., 2020). Image processing and fuzzy control have also been combined on hardware, for example in a camera-guided CubeSat pointing prototype driven by conventional and intuitionistic fuzzy controllers (Silahtar, Atan, et al., 2023; Silahtar, Hataş, et al., 2023).

Reports that a fuzzy controller beats a PID controller are, however, difficult to interpret when the two did not receive the same tuning effort. Recent equal-effort studies on a DC–DC buck converter, a PMDC motor drive, a photovoltaic maximum power point tracker and a low-inertia microgrid found that the improvement usually came from one specific feature, such as gain scheduling, an extra input or input saturation, that the type-2 FOU or the intuitionistic layer often added little, and that a well-tuned PID controller could remain competitive (Hataş & Silahtar, 2026a, 2026b; Silahtar & Hataş, 2026a, 2026b). This view agrees with the analysis of Wu (2012), who showed that the advantage of an IT2

controller comes from the different shape of its control surface rather than from a vague notion of uncertainty handling, and with the long-standing observation that well-tuned PID control is hard to beat (Åström & Hägglund, 2001).

This chapter applies the equal-effort methodology to a vision-based ball-and-plate system. Its contributions are as follows:

1. A complete simulation of a camera-based rig: the overhead colour image is rendered at every frame, and the ball is located by HSV thresholding, morphological opening, blob selection and image moments, with a two-frame latency and an α–β (steady-state Kalman) estimator.
2. Four controllers with an identical structure are compared: PID and type-1, IT2 and intuitionistic fuzzy PID controllers, where each fuzzy variant adds exactly one feature to the previous one and reduces to it for a particular parameter value.
3. All controllers are tuned by the same differential evolution procedure, with the same budget, cost and scenario, and three optimiser seeds.
4. The tuned controllers are validated with the full image-processing loop in set-point, circular tracking, degraded-vision and Monte Carlo tests, and the result is explained by the local gains of the tuned control surfaces.

System Description

Ball-and-Plate Dynamics

Let (x, y) be the position of the ball centre on the plate and θ_x, θ_y the plate tilt angles about the two horizontal axes. For a solid ball rolling without slipping, with moment of inertia $I = 2/5\, mr^2$,

the Lagrangian model of Ker et al. (2007) and Moarref et al. (2008) gives

$$\ddot{x} = k_b\left(x\dot{\theta}_x^2 + y\dot{\theta}_x\dot{\theta}_y + g\sin\theta_x\right) - c\dot{x} - F_x \qquad (1)$$

$$\ddot{y} = k_b\left(y\dot{\theta}_y^2 + x\dot{\theta}_x\dot{\theta}_y + g\sin\theta_y\right) - c\dot{y} - F_y \qquad (2)$$

where $k_b = m/(m + I/r^2) = 5/7$, g is the gravitational acceleration, c is a viscous coefficient and (F_x, F_y) is the rolling resistance. The resistance has magnitude $\mu_r g$ and acts against the velocity; when the ball is at rest and the driving acceleration is smaller than $\mu_r g$, the ball stays at rest. This stiction makes small residual errors hard to remove and is the main reason why the integral action is needed.

Actuation and Non-Idealities

Each tilt angle is driven by a position-controlled hobby servo, modelled as a first-order lag with time constant τ_s, a rate limit, an angular resolution of 0.1°, a ±0.2 rad travel limit and a linkage backlash of b:

$$\dot{\theta}_s = \mathrm{sat}_{\omega}\left(\frac{\theta^c - \theta_s}{\tau_s}\right), \qquad \theta \in \left[\theta_s - \frac{b}{2},\ \theta_s + \frac{b}{2}\right] \qquad (3)$$

where θ^c is the commanded and θ_s the servo angle, and the plate angle θ moves only when the servo pushes it against one side of the backlash gap. A constant levelling error of 0.34° and −0.23° is added to the two plate angles. The main parameters are listed in Table 1.

Table 1. Parameters of the Simulated Rig

Item	Value
Plate, ball	0.30 m × 0.30 m; solid ball, r = 15 mm
Viscous and rolling resistance	c = 0.15 1/s, μr = 0.004
Servo	τs = 40 ms, $\lvert\dot{\theta}\rvert \le 6$ rad/s, $\lvert\theta\rvert \le 0.2$ rad, 0.1° resolution
Backlash, levelling error	b = 0.005 rad; (0.006, −0.004) rad

Item	Value
Camera	30 fps, 240 × 240 px, 1.5 mm/px, two-frame latency
Image noise, exposure	Gaussian, σ = 6 grey levels; 12 ms (motion blur)
Integration step	2 ms (plant), 33.3 ms (control)

Source: Prepared by the author.

Vision Pipeline and State Estimation

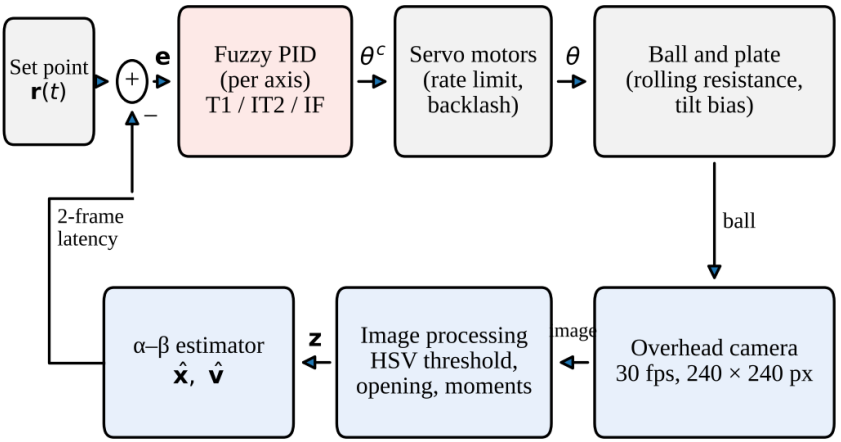
An overhead camera observes the whole plate (Figure 1). In the simulation its image is rendered at every frame with OpenCV: a dark plate with uneven illumination, an orange ball with a specular highlight, motion blur obtained by averaging four sub-exposures, and additive pixel noise (Figure 2(a)). Because the camera is fixed and the plate tilts, the ball is observed at the projected position $(x\cos\theta_x,\ y\cos\theta_y)$. The ball is located by the following steps:

- a 5×5 Gaussian blur and conversion to the HSV colour space, in which hue separates the ball from the plate largely independently of brightness (Smith, 1978);
- thresholding of an orange hue band with relaxed saturation and value limits, followed by a morphological opening with a 5×5 elliptical element that removes isolated noise pixels (Figure 2(b));
- connected-component labelling and selection of the largest blob, which must exceed a minimum area;
- computation of the centroid from the zero- and first-order image moments, $u_c = m_{10}/m_{00}$ and $v_c = m_{01}/m_{00}$, which gives sub-pixel resolution (Corke, 2023; Hu, 1962).

Over 300 random positions, velocities and tilts, the mean absolute bias of the measured centroid was 0.08 mm and its standard deviation 0.10 mm per axis, with a worst case of 0.46 mm, which is well below one pixel. The dominant measurement errors are

therefore not the noise of the centroid but the sampling and the two-frame latency.

Figure 1. Block Diagram of the Vision-Based Fuzzy PID Control Loop



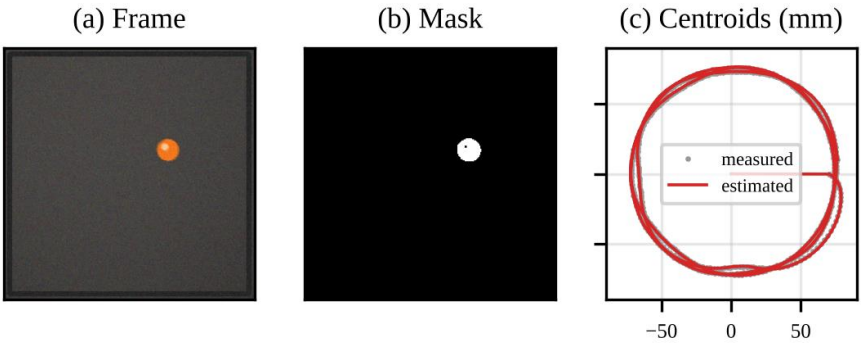
Source: Prepared by the author.

The velocity is estimated by a steady-state Kalman filter for a constant-velocity model (Kalman, 1960), which reduces to the α–β filter

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + \alpha(z_k - \hat{x}_k^-), \qquad \hat{v}_k = \hat{v}_{k-1} + \frac{\beta}{T}(z_k - \hat{x}_k^-), \qquad \hat{x}_k^- = \hat{x}_{k-1} + T\hat{v}_{k-1} \tag{4}$$

with frame period T and gains obtained from a tracking index of 0.25. If a frame contains no valid blob, only the prediction is used. The same estimator feeds all controllers, so that differences in the results come from the controllers alone. Figure 2(c) shows the measured and estimated positions during the circular tracking test.

Figure 2. Camera Frame, Segmentation Mask and Measured and Estimated Ball Positions



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Fuzzy PID Controllers

Common Structure

Each axis has its own controller with the same parameters. With the error $e = r - \hat{x}$ and its rate $\dot{e} = \dot{r} - \hat{v}$, all fuzzy controllers have the PD-type fuzzy core plus parallel integral structure

$$\theta^c = K_u \, \Phi(K_e e, \; K_d \dot{e}) + K_i \int_0^t e \; d\tau \qquad (5)$$

where $\Phi: [-1,1]^2 \to [-1,1]$ is a normalised fuzzy map whose inputs are saturated at ±1, so that the scaling factors K_e, K_d and K_u set both the gains and the saturation levels (Mann et al., 1999). The baseline PID controller is $\theta^c = K_p e + K_d \dot{e} + K_i \int e \, d\tau$. In all controllers the integrator is frozen while the command is saturated (conditional anti-windup), and the command is limited to ±0.2 rad.

Type-1 Fuzzy PID (T1-FPID)

Both normalised inputs are covered by five triangular sets NB, NS, Z, PS and PB with cores at $\{-1, -s, 0, s, 1\}$, where s is a tuned shape parameter (Figure 3(a)). The 25 rules use the diagonal

table of MacVicar-Whelan type, R_{ij}: IF z_e is A_i AND z_d is A_j THEN $\Phi = c_{ij}$, with singleton consequents $c_{ij} = \mathrm{sat}(i+j)/2 \in \{-1, -0.5, 0, 0.5, 1\}$ for $i, j \in \{-2, \ldots, 2\}$. With product inference and weighted-average defuzzification,

$$\Phi = \frac{\sum_{i,j} \mu_{A_i}(z_e)\, \mu_{A_j}(z_d)\, c_{ij}}{\sum_{i,j} \mu_{A_i}(z_e)\, \mu_{A_j}(z_d)} \tag{6}$$

For $s = 0.5$ this map is close to a saturated linear PD law; other values of s make the gain near the origin larger or smaller than the gain far from it.

Interval Type-2 Fuzzy PID (IT2-FPID)

The IT2 controller keeps the type-1 sets as upper membership functions and adds lower membership functions with the same support and reduced height, $\underline{\mu} = h\,\overline{\mu}$, with one height h_Z for the zero set and one height h_N for the four other sets (Figure 3(b)). Each rule then fires with an interval $\left[\underline{f}_{ij}, \overline{f}_{ij}\right]$ and the output is the centre of the type-reduced interval,

$$\Phi = \frac{y_l + y_r}{2}, \qquad y_l = \min_{f_{ij} \in \left[\underline{f}_{ij}, \overline{f}_{ij}\right]} \frac{\sum f_{ij} c_{ij}}{\sum f_{ij}}, \qquad y_r = \max_{f_{ij} \in \left[\underline{f}_{ij}, \overline{f}_{ij}\right]} \frac{\sum f_{ij} c_{ij}}{\sum f_{ij}} \tag{7}$$

where the end points are computed with the Karnik–Mendel iterations (Karnik et al., 1999; Wu & Mendel, 2009). For $h_Z = h_N = 1$ the FOU vanishes and the controller is identical to T1-FPID.

Intuitionistic Fuzzy PID (IF-FPID)

In the IF controller every membership degree μ is accompanied by a non-membership degree generated by the Sugeno complement,

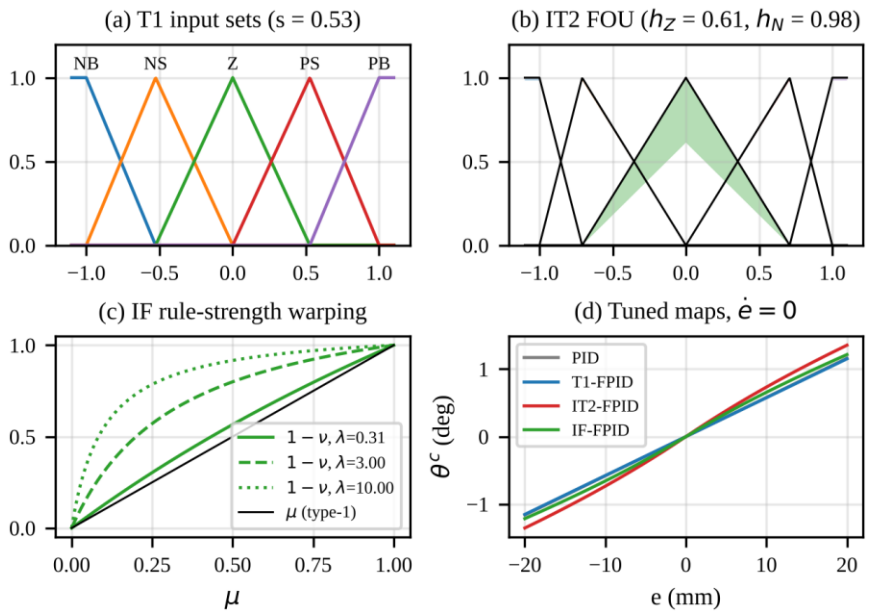
$$\nu = \frac{1-\mu}{1+\lambda\mu}, \qquad \pi = 1 - \mu - \nu \geq 0, \qquad \lambda \geq 0 \tag{8}$$

where π is the hesitation margin (Atanassov, 1986). Following Silahtar and Hataş (2026a), the intuitionistic weighted average of the rule outputs is equivalent to a type-1 fuzzy system in which every membership degree is replaced by $1 - \nu$,

$$g(\mu) = 1 - \nu = \frac{(1+\lambda)\mu}{1+\lambda\mu} \tag{9}$$

so that the rule strengths are warped upwards (Figure 3(c)). The warping raises the influence of partially fired rules and thus the local gain near the cores of the sets, and the controller reduces to T1-FPID for $\lambda = 0$. The chain PID → T1-FPID → IT2-FPID and T1-FPID → IF-FPID therefore adds one feature at a time, which makes it possible to attribute any difference to that feature.

Figure 3. Input Sets, IT2 Footprint of Uncertainty, Intuitionistic Warping and Tuned Control Maps



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Equal-Effort Tuning

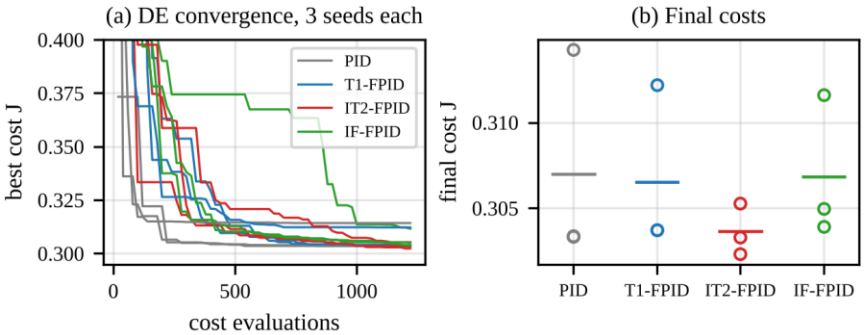
All controllers were tuned on the same 12 s scenario: three set-point steps, to (80, 50) mm, (−60, 70) mm and (0, −80) mm at 4 s intervals, and a push that changes the ball velocity by (0.15, −0.10) m/s at 10.5 s. The cost combines the integral of the absolute position error and the total variation of the servo command, which penalises chattering of the servos:

$$J = \int_0^{12} \|\mathbf{r}(t) - \mathbf{p}(t)\| \, dt + 0.01 \sum_k \|\boldsymbol{\theta}_k^c - \boldsymbol{\theta}_{k-1}^c\|_1 \qquad (10)$$

and a ball that leaves the plate adds a penalty of 10 plus the remaining time. Differential evolution (Storn & Price, 1997) with the rand/1/bin strategy, a population of 20, $F = 0.6$, $CR = 0.9$ and 60 generations, that is 1220 cost evaluations, was run three times with different seeds for every controller. During tuning the camera was replaced by a measurement model calibrated on the pipeline (projection, 0.08 mm bias, 0.10 mm noise and two-frame latency), which is about 20 times faster; all validation results below use the full image-processing loop. The search ranges were wide enough to contain the linear PID behaviour for every fuzzy controller.

Figure 4 and Table 2 summarise the tuning. The best costs of the four controllers lie within 0.6% of each other and their means over seeds within 1.2%, and the spread between seeds (up to 0.0051 for PID) is of the same size as the differences between controllers. IT2-FPID reached the lowest best cost (0.3023) and the lowest mean over seeds (0.3036 ± 0.0012), followed by PID (0.3033), T1-FPID (0.3037) and IF-FPID (0.3039). The optimiser used the extra features only moderately: the tuned IT2 controller kept an FOU on the zero set (h_Z = 0.61) and almost none on the others (h_N = 0.98), and the tuned IF controller used a small warping, λ = 0.31.

Figure 4. Convergence of Differential Evolution and Final Costs for Three Seeds



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Table 2. Tuned Parameters (Best Seed) and Final Costs over Three Seeds

Controller	Tuned parameters	Best J	Mean ± std J
PID	Kp = 1.01, Ki = 0.0847, Kd = 0.513	0.3033	0.3070 ± 0.0051
T1-FPID	Ke = 4.82, Kde = 2.41, Ku = 0.22, Ki = 0.0706, s = 0.527	0.3037	0.3065 ± 0.0040
IT2-FPID	Ke = 5.8, Kde = 2.94, Ku = 0.211, Ki = 0.0634, s = 0.709, hZ = 0.613, hN = 0.983	0.3023	0.3036 ± 0.0012
IF-FPID	Ke = 6.83, Kde = 3.67, Ku = 0.144, Ki = 0.0866, s = 0.508, lam = 0.306	0.3039	0.3068 ± 0.0034

Source: Prepared by the author from the simulation study.

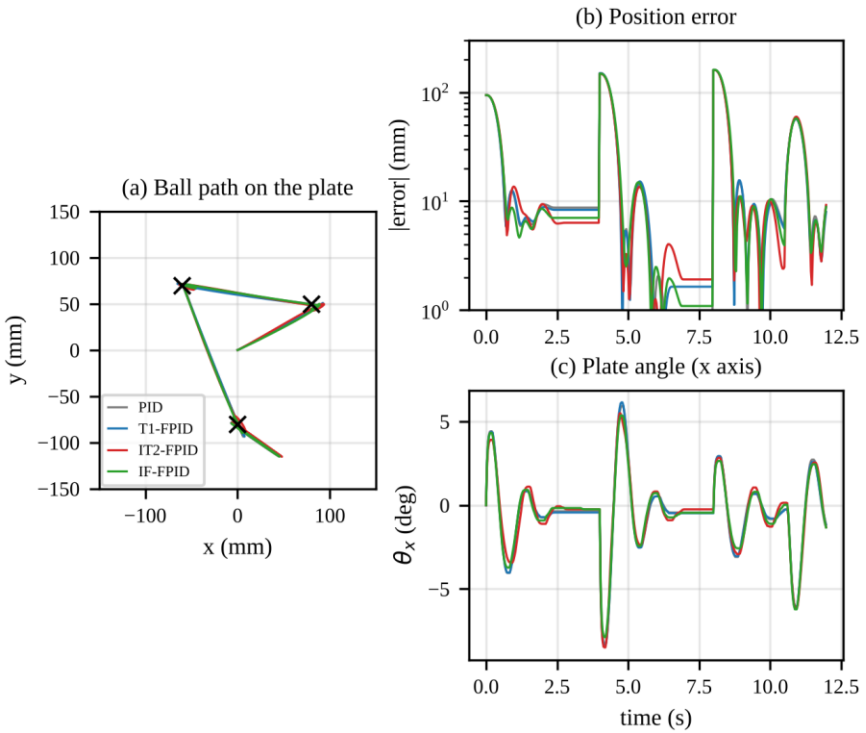
Results and Discussion

Set-Point Steps

Figure 5 shows the validation of the tuned controllers on the step scenario with the full vision loop and a new noise realisation, and Table 3 gives the indices. The four responses are almost indistinguishable: the ball reaches each target within 10 mm in about 2 s, the largest overshoot of about 30% occurs on the long diagonal step, and the integral absolute errors lie between 0.270 m·s (IT2-

FPID) and 0.274 m·s (PID). The residual error at the end of the first two steps, caused by stiction and the levelling error, was 4.7 mm for PID and 4.1 mm for IT2-FPID. IT2-FPID paid for its smaller error with a larger total variation of the servo command (3.17 against 2.96 rad).

Figure 5. Ball Path, Position Error and Plate Angle in the Set-Point Test



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Circular Trajectory Tracking

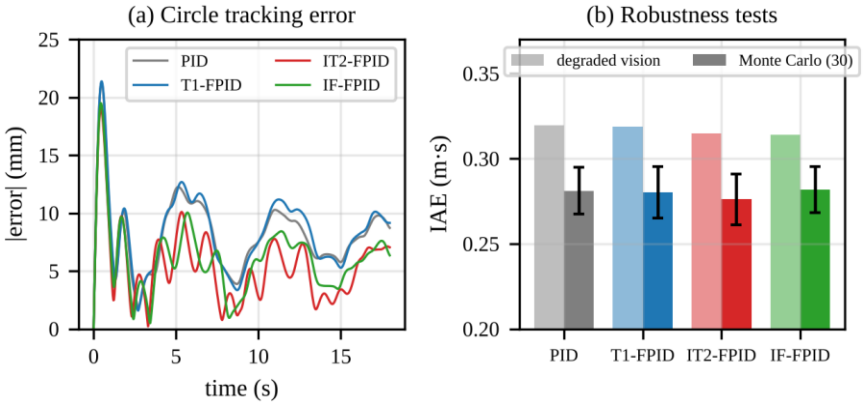
The clearest difference appears when the ball follows a circle of 70 mm radius with a period of 6 s (Figure 6(a)). After the first period the root-mean-square tracking error was 8.01 mm for PID and 8.34 mm for T1-FPID, but only 5.13 mm for IT2-FPID and 5.89 mm for IF-FPID, a reduction of about 36% and 26%. The explanation

lies in the tuned control maps rather than in uncertainty handling, in agreement with Wu (2012). Evaluating the local gains of the tuned maps (Figure 3(d)) shows that T1-FPID converged to almost exactly the PID controller: its proportional and derivative gains at the origin are 1.01 rad/m and 0.50 rad·s/m against 1.01 and 0.51 for PID. The FOU on the zero set gives IT2-FPID a gain of 1.41 rad/m near zero error that falls to 0.75 rad/m at half of the input range, that is, a built-in gain schedule: stiff near the target, where small errors must be corrected quickly against stiction and the moving reference, and soft for large errors, where a high gain would only saturate the servos. The intuitionistic warping raises the gain near zero less strongly (1.27 rad/m) and keeps it higher far away (1.12 rad/m), which places IF-FPID between the two.

Degraded Vision and Monte Carlo Tests

To test robustness to the camera, the step scenario was repeated with the frame rate reduced to 25 fps, the latency kept at two frames (80 ms), the image noise raised to 10 grey levels and the illumination reduced to 60%. The HSV segmentation still found the ball in every frame, and all controllers remained stable; the IAE rose by about 17% for every controller, and IT2-FPID and IF-FPID kept a small lead (Table 3, Figure 6(b)). In a Monte Carlo study with 30 trials, the viscous coefficient, the servo time constant, the levelling error and the image noise were drawn at random. No ball left the plate. The mean IAE was 0.2760 m·s for IT2-FPID against 0.2811 m·s for PID, 0.2801 m·s for T1-FPID and 0.2817 m·s for IF-FPID (Table 4). The 1.8% advantage of IT2-FPID over PID is smaller than the spread across trials, but it was consistent: IT2-FPID had the lower IAE in 28 of the 30 paired trials.

Figure 6. Circle Tracking Error and Robustness Tests



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Table 3. Validation with the Full Image-Processing Loop

Controller	ts (s)	OS (%)	IAE (m·s)	TV (rad)	Circle RMS (mm)	Degraded IAE (m·s)
PID	2.00	30.5	0.274	2.96	8.01	0.320
T1-FPID	2.03	30.3	0.273	2.95	8.34	0.319
IT2-FPID	2.04	31.5	0.270	3.17	5.13	0.315
IF-FPID	1.89	30.7	0.274	2.94	5.89	0.314

Source: Prepared by the author from the simulation study.

In Table 3, ts is the mean time after which the error stays below 10 mm for the three steps, OS is the largest overshoot, and TV is the total variation of the servo command. The ablation in Table 4 confirms that the gains come from the added features: removing the FOU from the tuned IT2 controller ($h_Z = h_N = 1$, all other values unchanged) raised its IAE in the step test from 0.270 to 0.284 m·s and its tuning cost from 0.3023 to 0.3097, while setting $\lambda = 0$ in the IF controller raised its IAE from 0.274 to 0.279 m·s.

Table 4. Monte Carlo Results (30 Trials, Full Vision Loop)

Controller	Ball lost	IAE (m·s), mean ± std	TV (rad)	Mean J
PID	0	0.2811 ± 0.0136	2.92	0.3104
T1-FPID	0	0.2801 ± 0.0152	2.91	0.3092

Controller	Ball lost	IAE (m·s), mean ± std	TV (rad)	Mean J
IT2-FPID	0	0.2760 ± 0.0148	3.10	0.3071
IF-FPID	0	0.2817 ± 0.0133	2.89	0.3107

Source: Prepared by the author from the simulation study.

Discussion and Limitations

Three observations stand out. First, under equal tuning effort a type-1 fuzzy PID controller with a linear-like rule table brought nothing over PID; the optimiser simply turned it into the PID controller, as in the earlier equal-effort studies (Hataş & Silahtar, 2026b; Silahtar & Hataş, 2026b). Second, the IT2 footprint of uncertainty was useful here, but not because it handled uncertainty in an abstract sense: it produced a nonlinear gain schedule that suits a plant with stiction, a moving reference and saturating actuators. Its benefit was largest in tracking, small in set-point control and paid for with more servo activity. Third, the vision loop itself was not the limiting factor for any controller; the HSV pipeline was accurate to well below a pixel, and the latency, which no controller can remove, bounded the achievable performance.

The study has limitations. It is a simulation, although the image is rendered and processed at every frame and the main mechanical non-idealities are modelled. The rule table and the membership shapes were fixed, and only scaling factors and a few shape parameters were tuned. Each controller was tuned on one scenario with one cost, and different weights could change the ranking. The differences between the controllers are a few per cent in most tests and comparable to the spread between optimiser seeds, so they should not be over-interpreted.

Conclusion

This chapter compared PID, type-1, interval type-2 and intuitionistic fuzzy PID controllers for a vision-based ball-and-plate system. The ball position was obtained from rendered camera images

by HSV segmentation, morphological filtering and image moments, the velocity by an α–β estimator, and all controllers were tuned by the same differential evolution procedure with the same budget and cost. The four controllers reached tuning costs within about 1% of each other. With the full vision loop, the IT2 controller reduced the circular tracking error by about 36% relative to PID and gave a small but consistent advantage in a 30-trial Monte Carlo study, while the type-1 controller converged to the PID controller. The advantage of the IT2 and intuitionistic controllers was traced to the higher local gain near zero error produced by the footprint of uncertainty and by the intuitionistic warping.

Future work will build the rig with a USB camera and hobby servos, implement the image-processing pipeline on embedded or FPGA hardware for lower latency (Genc & Hatas, 2018), include the servo drive electronics in the model (Hataş et al., 2026), and examine learned ball detectors trained with little labelled data, for instance through self-supervised representation learning (Özel, 2026).

References

Åström, K. J., & Hägglund, T. (2001). The future of PID control. *Control Engineering Practice, 9*(11), 1163–1175. https://doi.org/10.1016/s0967-0661(01)00062-4

Atanassov, K. T. (1986). Intuitionistic fuzzy sets. *Fuzzy Sets and Systems, 20*(1), 87–96. https://doi.org/10.1016/s0165-0114(86)80034-3

Bang, H., & Lee, Y. S. (2019). Embedded model predictive control for enhancing tracking performance of a ball-and-plate system. *IEEE Access, 7*, 39652–39659. https://doi.org/10.1109/access.2019.2907111

Corke, P. (2023). *Robotics, vision and control: Fundamental algorithms in Python* (3rd ed.). Springer. https://doi.org/10.1007/978-3-031-06469-2

Fan, X., Zhang, N., & Teng, S. (2004). Trajectory planning and tracking of ball and plate system using hierarchical fuzzy control scheme. *Fuzzy Sets and Systems, 144*(2), 297–312. https://doi.org/10.1016/s0165-0114(03)00135-0

Genc, N., & Hatas, H. (2018). Speed control of DC motor using FPGA. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering, 10*(4), 59–64. https://www.iotpe.com/IJTPE/Issues/2010/IJTPE-2018/IJTPE-Issue37-Vol10-No4-Dec2018/10-IJTPE-Issue37-Vol10-No4-Dec2018-pp59-64.pdf

Hagras, H. (2004). A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 12*(4), 524–539. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2004.832538

Hataş, H., Gürçam, K., & Özel, E. (2026). High-frequency-link assisted 11-level packed U-cell inverter with dynamic switched rectifier. In *2026 4th Cognitive Models and Artificial Intelligence Conference (AICCONF)* (pp. 1–5), Prague, Czech Republic. IEEE. https://doi.org/10.1109/aicconf69182.2026.11600639

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, Türkiye. 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, Türkiye. All Sciences Academy.

Hu, M.-K. (1962). Visual pattern recognition by moment invariants. *IRE Transactions on Information Theory, 8*(2), 179–187. https://doi.org/10.1109/tit.1962.1057692

Kalman, R. E. (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. *Journal of Basic Engineering, 82*(1), 35–45. https://doi.org/10.1115/1.3662552

Karnik, N. N., Mendel, J. M., & Liang, Q. (1999). Type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 7*(6), 643–658. https://doi.org/10.1109/91.811231

Kassem, A., Haddad, H., & Albitar, C. (2015). Comparison between different methods of control of ball and plate

system with 6DOF Stewart platform. *IFAC-PapersOnLine, 48*(11), 47–52. https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2015.09.158

Ker, C. C., Lin, C. E., & Wang, R. T. (2007). Tracking and balance control of ball and plate system. *Journal of the Chinese Institute of Engineers, 30*(3), 459–470. https://doi.org/10.1080/02533839.2007.9671274

Kutlu, F., Atan, Ö., & Silahtar, O. (2020). Intuitionistic fuzzy adaptive sliding mode control of nonlinear systems. *Soft Computing, 24*(1), 53–64. https://doi.org/10.1007/s00500-019-04286-8

Mamdani, E. H., & Assilian, S. (1975). An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies, 7*(1), 1–13. https://doi.org/10.1016/s0020-7373(75)80002-2

Mann, G. K. I., Hu, B.-G., & Gosine, R. G. (1999). Analysis of direct action fuzzy PID controller structures. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 29*(3), 371–388. https://doi.org/10.1109/3477.764871

Mendel, J. M., John, R. I., & Liu, F. (2006). Interval type-2 fuzzy logic systems made simple. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 14*(6), 808–821. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2006.879986

Moarref, M., Saadat, M., & Vossoughi, G. (2008). Mechatronic design and position control of a novel ball and plate system. In *2008 16th Mediterranean Conference on Control and Automation* (pp. 1071–1076). IEEE. https://doi.org/10.1109/med.2008.4602212

Mochizuki, S., & Ichihara, H. (2013). Generalized Kalman–Yakubovich–Popov lemma based I-PD controller design for ball and plate system. *Journal of Applied Mathematics, 2013*, Article 854631. https://doi.org/10.1155/2013/854631

Özel, E. (2026). Self-supervised masked gait modeling: An explainable low-resource learning approach for Parkinson's disease detection. *IEEE Access, 14*, 82890–82899. https://doi.org/10.1109/access.2026.3697731

Silahtar, O., Atan, Ö., & Hataş, H. (2023). Görüntü işleme temelli ve sezgisel bulanık kontrollü küp uydu yönelim sistemi tasarımı ve prototip üretimi [Cube satellite attitude system design and prototype production based on image processing and intuitionistic fuzzy control]. In *Proceeding book of the 24th National Automatic Control Meeting (TOK 2023)*(pp.757-762), İstanbul, Türkiye

Silahtar, O., & Hataş, H. (2026a). A PID-type intuitionistic fuzzy logic controller with Sugeno-generated non-membership for DC–DC buck converter voltage regulation. In *Proceeding book of the 10th International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences (ICAENS 2026)* (pp. 365–373), Konya, Türkiye. All Sciences Academy.

Silahtar, O., & Hataş, H. (2026b). Tuning an interval type-2 fuzzy self-tuning PI speed controller for a PMDC motor under load-inertia uncertainty. In *Proceeding book of the 10th International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences (ICAENS 2026)* (pp. 380–387), Konya, Türkiye. All Sciences Academy.

Silahtar, O., Hataş, H., Zabun, M., Almalı, M. N., & Atan, Ö. (2023). Servis küp uydusunun bulanık denetleyici kulanılarak hedef küp uyduya yönlendirilmesi [Guiding a

service CubeSat towards a target CubeSat using a fuzzy controller]. In *Proceedings of the International Conference on Modern and Advanced Research (ICMAR 2023)* (pp. 413–422), Konya, Türkiye. All Sciences Academy. https://doi.org/10.59287/icmar.1321

Smith, A. R. (1978). Color gamut transform pairs. *ACM SIGGRAPH Computer Graphics, 12*(3), 12–19. https://doi.org/10.1145/965139.807361

Storn, R., & Price, K. (1997). Differential evolution – A simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. *Journal of Global Optimization, 11*(4), 341–359. https://doi.org/10.1023/a:1008202821328

Tudić, V., Kralj, D., Hoster, J., & Tropčić, T. (2022). Design and implementation of a ball-plate control system and Python script for educational purposes in STEM technologies. *Sensors, 22*(5), Article 1875. https://doi.org/10.3390/s22051875

Woo, Z.-W., Chung, H.-Y., & Lin, J.-J. (2000). A PID type fuzzy controller with self-tuning scaling factors. *Fuzzy Sets and Systems, 115*(2), 321–326. https://doi.org/10.1016/s0165-0114(98)00159-6

Wu, D. (2012). On the fundamental differences between interval type-2 and type-1 fuzzy logic controllers. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 20*(5), 832–848. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2012.2186818

Wu, D., & Mendel, J. M. (2009). Enhanced Karnik–Mendel algorithms. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 17*(4), 923–934. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2008.924329

Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. *Information and Control, 8*(3), 338–353. https://doi.org/10.1016/s0019-9958(65)90241-x

BÖLÜM 11

FUZZY SLIDING MODE IMAGE-BASED VISUAL SERVOING WITH VISIBILITY-AWARE FUZZY SUPERVISION

ONUR SİLAHTAR[1]

Introduction

Visual servoing is the use of visual information, extracted from one or more cameras, inside the feedback loop that governs the motion of a robot (Chaumette & Hutchinson, 2006; Hutchinson et al., 1996). Compared with the classical look-then-move scheme, in which a target is first localised and a trajectory is then executed blindly, closing the loop directly through the image makes the task insensitive to many calibration errors of the robot and the camera. For this reason visual servoing is now a standard tool in robotic manipulation, mobile robotics, aerial robotics and medical robotics, and it is supported by mature software platforms such as ViSP (Marchand et al., 2005).

Visual servo schemes are commonly divided into two families (Chaumette & Hutchinson, 2006; Hutchinson et al., 1996). In position-based visual servoing (PBVS) the pose of the target with

[1] Dr, Van Yüzüncü Yıl University, Department of Electrical and Electronics Engineering, ORCID: 0000-0002-9654-8008.

respect to the camera is reconstructed from the image and the error is defined in Cartesian space. In image-based visual servoing (IBVS) the error is defined directly in the image, as the difference between current and desired image features, typically the coordinates of a few points. IBVS does not require a geometric model of the target beyond the desired feature values, it is robust to calibration errors and, because the features are regulated in the image, it naturally tends to keep the target in view. Hybrid approaches such as 2 1/2 D visual servoing combine both ideas (Malis et al., 1999).

IBVS nevertheless has well-known weaknesses. The relation between the camera velocity and the motion of the features is described by the interaction matrix, which depends on the unknown depth of each feature; in practice a rough estimate, often the depth at the desired pose, is used and the resulting model error degrades the transient (Malis et al., 2010). The classical exponential control law uses a constant gain, which produces large velocities at the beginning of the task and a slow, exponentially decaying convergence near the goal (Marchand et al., 2005). For large displacements, and in particular for large rotations about the optical axis, the camera may follow unnatural trajectories, the interaction matrix may approach singular configurations and the system may converge to a local minimum (Chaumette, 1998). Finally, even though IBVS regulates the features in the image, nothing in the basic law guarantees that the features remain inside the field of view during the transient, and the loss of a single point usually terminates the task (Chaumette & Hutchinson, 2007; Mezouar & Chaumette, 2002).

A large body of work addresses these problems. Partitioned schemes decouple the optical-axis motion from the remaining degrees of freedom (Corke & Hutchinson, 2001; Gans et al., 2003), path planning in the image generates feasible feature trajectories (Mezouar & Chaumette, 2002), model predictive control handles visibility and actuator constraints explicitly (Allibert et al., 2010),

and constraint-handling frameworks treat visibility as an additional task (Kermorgant & Chaumette, 2014). Robust control has also been applied to the problem: sliding mode control (SMC), whose origins go back to the theory of variable structure systems (Edwards & Spurgeon, 1998; Utkin, 1977), has been used to make visual servo loops insensitive to depth errors and modelling uncertainty (Becerra et al., 2011; Li & Xie, 2010; Parsapour & Taghirad, 2015; Zhao et al., 2020). The well-known drawback of SMC is chattering, which is caused by the discontinuous switching term and which is aggravated in visual servoing by image noise and by the latency of image processing.

Fuzzy logic, introduced by Zadeh (1965) and turned into a control technique by Mamdani and Assilian (1975), offers a complementary set of tools. Fuzzy systems can encode heuristic knowledge in linguistic rules, and Takagi–Sugeno–Kang (TSK) fuzzy models are universal approximators that can be tuned on line (Takagi & Sugeno, 1985; Wang, 1993). In visual servoing, fuzzy systems have been used to learn the image Jacobian (Suh & Kim, 1994), to build inverse fuzzy models for uncalibrated eye-to-hand servoing (Gonçalves et al., 2008), as distributed fuzzy PD controllers for redundant manipulators (Siradjuddin et al., 2014), to tune the gain of IBVS and handle field-of-view limits (Cheng et al., 2025), in combination with reinforcement learning to adapt the Jacobian (Shi et al., 2020), within fuzzy integral sliding mode control of mobile robots (Lee & Chwa, 2021) and inside fuzzy adaptive model predictive control of manipulators (Zhu et al., 2024). Image processing and fuzzy control have also been combined on hardware: a camera-equipped service CubeSat prototype located a target satellite by colour-based image processing and was oriented towards it by reaction wheels, first with a conventional fuzzy logic controller and then with an intuitionistic fuzzy controller (Silahtar, Atan, et al., 2023; Silahtar, Hataş, et al., 2023).

This chapter brings the image-processing front end, the sliding mode design and fuzzy logic together in a single, self-contained image-based visual servoing scheme. Its contributions can be summarised as follows:

1. A complete image-processing pipeline is placed inside the control loop: the camera image is rendered at every frame, and the point features are obtained by blurring, automatic (Otsu) thresholding, connected-component labelling, shape gating, intensity-weighted sub-pixel centroiding and nearest-neighbour association, with one frame of processing latency.
2. A fuzzy sliding mode IBVS law (FSMC-IBVS) is formulated in the six-dimensional task space. A zero-order TSK fuzzy approximator learns the lumped disturbance caused by depth errors, latency and target motion, and an adaptive switching gain replaces the fixed, conservative gain of conventional SMC. A Lyapunov analysis is given.
3. A Mamdani-type fuzzy visibility supervisor monitors the distance of each feature to the image border and its approach rate, and blends the servo command with an inward feature motion that is realised only through the depth-robust degrees of freedom of the camera.
4. The scheme is compared with classical IBVS, adaptive-gain IBVS and a conventional integral sliding mode IBVS in five simulation scenarios, including a moving target, large depth errors, a visibility-critical configuration and a 60-trial Monte Carlo study.

The remainder of the chapter is organised as follows. The fundamentals of IBVS are reviewed first, followed by the image-processing pipeline. The proposed controller and the visibility

supervisor are then described, the simulation set-up is given, and the results are presented and discussed. The chapter ends with concluding remarks and directions for future work.

Fundamentals of Image-Based Visual Servoing

Camera Model and Image Features

Consider a camera mounted on the end effector of a robot (eye-in-hand configuration) and a static or moving planar target carrying four point features. A three-dimensional point with coordinates $\mathbf{P} = (X, Y, Z)$ in the camera frame is projected by the pinhole model (Hartley & Zisserman, 2004) onto the normalised image coordinates (x, y) and the pixel coordinates (u, v):

$$x = \frac{X}{Z}, \quad y = \frac{Y}{Z}, \quad u = f\,x + c_u, \quad v = f\,y + c_v \tag{1}$$

where f is the focal length in pixels and (c_u, c_v) is the principal point. The feature vector is formed by stacking the normalised coordinates of the four points, $\mathbf{s} = [x_1, y_1, \dots, x_4, y_4]^T \in \mathbb{R}^8$, and the desired feature vector $\mathbf{s}^*$ is obtained from an image taken at the goal pose.

Interaction Matrix and the Classical Control Law

Let $\mathbf{v}_c = [\mathbf{v}^T, \boldsymbol{\omega}^T]^T \in \mathbb{R}^6$ denote the linear and angular velocity of the camera expressed in the camera frame. For a static point the time derivative of its normalised coordinates is $\dot{\mathbf{s}}_j = \mathbf{L}_j \mathbf{v}_c$ (Chaumette & Hutchinson, 2006; Espiau et al., 1992), where the interaction matrix of the point is

$$\mathbf{L}_j = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Z_j} & 0 & \frac{x_j}{Z_j} & x_j y_j & -\left(1 + x_j^2\right) & y_j \\ 0 & -\frac{1}{Z_j} & \frac{y_j}{Z_j} & 1 + y_j^2 & -x_j y_j & -x_j \end{bmatrix} \tag{2}$$

and stacking the four 2×6 blocks gives the interaction matrix $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{8\times6}$. With the image error $\mathbf{e} = \mathbf{s} - \mathbf{s}^*$, and allowing the target to move, the error dynamics are

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{L}\mathbf{v}_c + \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \tag{3}$$

where the last term collects the image motion induced by the target. Imposing an exponential decrease of the error, $\dot{\mathbf{e}} = -\lambda\mathbf{e}$, for a static target leads to the classical IBVS law

$$\mathbf{v}_c = -\lambda\, \hat{\mathbf{L}}^{+}\mathbf{e} \tag{4}$$

where $\hat{\mathbf{L}}^{+}$ is the Moore–Penrose pseudo-inverse of an estimate of the interaction matrix. Because the depths Z_j are not measured by a monocular camera, $\hat{\mathbf{L}}$ is usually computed with the current features and a constant depth estimate $\hat{Z}$, for example the depth Z^* at the goal. Local asymptotic stability holds when $\mathbf{L}\hat{\mathbf{L}}^{+} > 0$ in a neighbourhood of the goal (Chaumette & Hutchinson, 2006), but the transient, the robustness margin and the camera trajectory all depend on how well $\hat{\mathbf{L}}$ matches the true matrix (Malis et al., 2010).

A widely used improvement, available for example in ViSP (Marchand et al., 2005), replaces the constant gain by a gain that grows as the error decreases,

$$\lambda(\| \mathbf{e} \|) = (\lambda_0 - \lambda_\infty)\exp\left(-\frac{\lambda_0{}'}{\lambda_0 - \lambda_\infty} \| \mathbf{e} \|\right) + \lambda_\infty \tag{5}$$

where λ_0 and λ_∞ are the gains at zero and at infinite error and $\lambda_0{}'$ is the slope at zero. This adaptive-gain IBVS (AG-IBVS) speeds up the final phase of the task without increasing the initial velocities, and it is used here as the second baseline.

Practical Limitations

Three practical issues motivate the controller developed in this chapter. First, the depth error makes $\mathbf{L}\hat{\mathbf{L}}^{+}$ differ from the identity,

which changes the effective gain of every degree of freedom and couples translation with rotation. Second, the image-processing stage introduces measurement noise and at least one frame of latency, and a moving target adds the unknown term $\partial \mathbf{e}/\partial t$ in (3), which a proportional law can only follow with a steady lag. Third, nothing in (4) or (5) prevents the features from leaving the image during the transient. The first two issues are disturbances that a robust and adaptive law can compensate; the third is a constraint that requires supervision.

Image Processing Pipeline

In many visual servoing studies the features are assumed to be available as exact projections of the target points. Here the image is generated at every control period and processed by the pipeline summarised in Figure 1 (lower branch) and illustrated in Figure 2. The target is a light planar square carrying four dark disks of 18 mm radius whose centres form a 0.2 m square. Its image is rendered by warping a high-resolution texture through the plane-induced homography $\mathbf{H} = \mathbf{K}[\mathbf{r}_1\ \mathbf{r}_2\ \mathbf{t}]$, where $\mathbf{K}$ is the camera matrix and $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$, $\mathbf{t}$ are the first two columns of the rotation and the translation of the target pose (Hartley & Zisserman, 2004). Zero-mean Gaussian noise with a standard deviation of two grey levels is then added to every pixel.

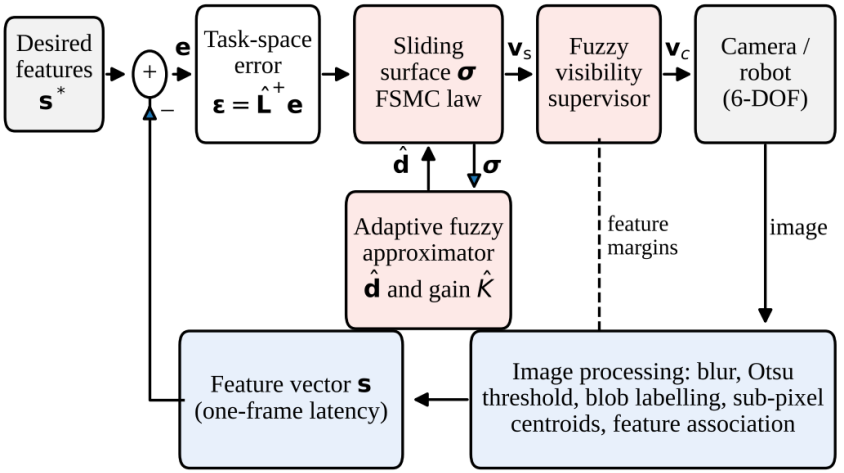
The processing steps are the following:

- *Smoothing:* a 5×5 Gaussian kernel ($\sigma_g = 1$ px) reduces pixel noise before thresholding.
- *Segmentation:* the grey-level image is binarised with Otsu's method, which selects the threshold that maximises the between-class variance and therefore adapts automatically to illumination changes. The dark disks become foreground blobs.

- *Blob labelling and gating:* connected components are extracted with 8-connectivity; blobs that are too small or too large, too elongated to be the projection of a disk, or touching the image border are rejected, since a truncated blob gives a biased centroid.
- *Sub-pixel localisation:* the centre of each accepted blob is computed as the intensity-weighted centroid of its pixels, which yields sub-pixel accuracy.
- *Association:* each detected centroid is matched to one of the four tracked features by greedy nearest-neighbour association with respect to the previous estimate, with a 60 px gate. If fewer than four features are associated, the feature set is declared lost and the servo is stopped.

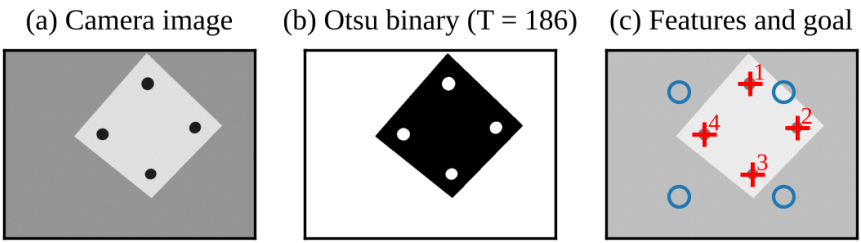
The resulting feature vector is used by the controller one frame later, which models the time needed for acquisition and processing. In practice, fiducial markers such as ArUco (Garrido-Jurado et al., 2014) can replace the disks without changing the rest of the scheme. For the image in Figure 2 the Otsu threshold is 186 and the extracted centroids lie within 0.14 px of the true projections of the disk centres; the small residual is caused by noise and by the perspective bias of the centroid of a projected circle.

Figure 1. Block Diagram of the Proposed Fuzzy Sliding Mode IBVS Scheme



Source: Prepared by the author.

Figure 2. Image Processing Pipeline at the Initial Pose of Scenario 1



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Fuzzy Systems for Visual Servoing

A fuzzy system maps crisp inputs to a crisp output through fuzzification, a rule base, an inference mechanism and defuzzification (Mamdani & Assilian, 1975; Zadeh, 1965). In a Mamdani system the rule consequents are fuzzy sets, which makes the rule base easy to interpret and convenient for encoding expert knowledge such as "if a feature is near the border and moving

towards it, react strongly". In a zero-order TSK system the consequents are constants, so that with product inference and weighted-average defuzzification the output is a linear combination of normalised rule firing strengths (Takagi & Sugeno, 1985). This linear-in-the-parameters structure is the basis of adaptive fuzzy control, where the consequents are updated on line by laws derived from a Lyapunov function (Wang, 1993).

The two properties are exploited separately in this chapter. A TSK system with adaptive consequents is used inside the sliding mode law as a disturbance approximator, where its role is quantitative. A Mamdani-type system with fixed rules is used as a supervisor, where its role is qualitative: it decides how strongly visibility should take precedence over the servo task.

A practical lesson from recent comparisons of conventional, type-1, interval type-2 and intuitionistic fuzzy controllers is that the benefit of a fuzzy controller can only be judged when all competitors receive the same tuning effort. Equal-effort studies on DC–DC buck converter regulation, PMDC motor speed control, maximum power point tracking under sensor noise and secondary frequency control of a low-inertia microgrid found that the improvement came from specific features, such as gain scheduling, an additional input, input saturation or the shape of the type-1 sets, that the footprint of uncertainty of type-2 sets added little, and that a well-tuned PID controller could remain competitive (Hataş & Silahtar, 2026a, 2026b; Silahtar & Hataş, 2026a, 2026b). The same principle is followed in the comparisons of this chapter.

Proposed Fuzzy Sliding Mode IBVS

Task-Space Error and Sliding Surface

With four points the image error has eight components but the camera has only six degrees of freedom, so a sliding surface defined directly on $\mathbf{e}$ would contain directions that cannot be

controlled; an integral action on those directions would wind up. The design is therefore carried out in the six-dimensional task space by defining

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{L}}^{+}\mathbf{e} \in \mathbb{R}^{6} \tag{6}$$

which is exactly the quantity that the classical law (4) drives to zero. Differentiating (6) and using (3) gives

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{v}_c + \mathbf{d} \tag{7}$$

with

$$\mathbf{d} = \left(\hat{\mathbf{L}}^{+}\mathbf{L} - \mathbf{I}_6\right)\mathbf{v}_c + \hat{\mathbf{L}}^{+}\frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} + \frac{d\hat{\mathbf{L}}^{+}}{dt}\mathbf{e}$$

The lumped disturbance $\mathbf{d}$ contains the effect of the depth error, the image motion caused by the target and the variation of the pseudo-inverse; the effect of latency and noise is also absorbed in $\mathbf{d}$. An integral sliding variable is chosen as

$$\boldsymbol{\sigma} = \boldsymbol{\varepsilon} + \boldsymbol{\Lambda}\int_0^t \boldsymbol{\varepsilon}\, d\tau \tag{8}$$

with $\boldsymbol{\Lambda} = \Lambda\mathbf{I}_6$, $\Lambda > 0$. On the surface $\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{0}$ the task error obeys $\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = -\Lambda\boldsymbol{\varepsilon}$ and decays exponentially, while the integral term removes the steady-state error caused by slowly varying disturbances such as a moving target. The integral is frozen whenever the velocity command saturates (conditional integration), which prevents wind-up.

Control Law

The proposed FSMC-IBVS law is

$$\mathbf{v}_s = -\Lambda\boldsymbol{\varepsilon} - \lambda_s\boldsymbol{\sigma} - \hat{\mathbf{d}} - \widehat{K}\,\mathrm{sat}\left(\frac{\boldsymbol{\sigma}}{\phi}\right) \tag{9}$$

where $\lambda_s > 0$ is a proportional reaching gain, $\hat{\mathbf{d}}$ is the output of the fuzzy approximator, $\widehat{K}$ is the adaptive switching gain and $\mathrm{sat}(\cdot)$ is the component-wise saturation function, which replaces the

sign function inside a boundary layer of width ϕ to suppress chattering. The conventional SMC-IBVS baseline used for comparison has the same structure with $\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{0}$ and a fixed gain K that must be chosen larger than the worst-case disturbance. Finally, the command $\mathbf{v}_s$ is passed through the visibility supervisor and scaled uniformly when its translational or angular norm exceeds the limits of the robot (0.4 m/s and 1 rad/s), so that the direction of motion is preserved.

Adaptive Fuzzy Disturbance Approximator

Each component d_i $(i = 1, \dots, 6)$ of the lumped disturbance is approximated by a zero-order TSK fuzzy system whose inputs are the normalised task error ε_i/S_i and its filtered rate $\dot{\varepsilon}_i/S_i$, with $S_i = 0.2$ for the translational and $S_i = 0.5$ for the rotational components. The first input is covered by five Gaussian sets (NB, NS, Z, PS, PB) and the second by three (N, Z, P), as shown in Figure 3(a) and (b), so that each output has a complete rule base of 15 rules of the form

$$R_i^l\text{: IF } \varepsilon_i/S_i \text{ is } A^p \text{ AND } \dot{\varepsilon}_i/S_i \text{ is } B^q \text{ THEN } d_i = \theta_{i,l} \qquad (10)$$

With product inference and weighted-average defuzzification the output is

$$\hat{d}_i = \boldsymbol{\theta}_i^T \boldsymbol{\xi}_i, \qquad \xi_{i,l} = \frac{\mu_{A^p}(\varepsilon_i/S_i)\,\mu_{B^q}(\dot{\varepsilon}_i/S_i)}{\sum_{l'=1}^{15} \mu_{A^{p'}}\,\mu_{B^{q'}}} \qquad (11)$$

where $\boldsymbol{\xi}_i \in \mathbb{R}^{15}$ is the vector of normalised firing strengths. The consequent parameters are adapted by

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}_i = \mathrm{Proj}\{\gamma\, \sigma_i^{\delta}\, \boldsymbol{\xi}_i - \gamma \rho_\theta \boldsymbol{\theta}_i\} \qquad (12)$$

with the dead-zone variable

$$\sigma_i^{\delta} = \begin{cases} \sigma_i - \delta\,\mathrm{sgn}(\sigma_i), & |\sigma_i| > \delta \\ 0, & |\sigma_i| \le \delta \end{cases}$$

where $\gamma > 0$ is the adaptation rate, ρ_θ is a small leakage (σ-modification) coefficient, δ is a dead zone that stops adaptation

driven by image noise, and the projection operator keeps every parameter in $[-\theta_{\max}, \theta_{\max}]$. In addition, adaptation is enabled only when $\| \boldsymbol{\sigma} \|$ is smaller than a reaching-zone radius σ_z; outside this zone only the leakage term acts. This last modification proved important in the simulations: during the large initial transient the sliding variable is dominated by the error itself rather than by the disturbance, and unrestricted adaptation would store this transient as a spurious bias.

Adaptive Switching Gain

The switching gain is adapted by

$$\dot{\widehat{K}} = \begin{cases} \gamma_K \| \boldsymbol{\sigma} \|_1 - \rho_K \widehat{K}, & \| \boldsymbol{\sigma} \|_1 > \epsilon_K \\ -\rho_K \widehat{K}, & \| \boldsymbol{\sigma} \|_1 \leq \epsilon_K \end{cases} \tag{13}$$

where $\widehat{K}$ is kept in $[0, K_{\max}]$ by projection, so that the gain grows only as much as needed to dominate the approximation error of the fuzzy system and decays when the sliding variable is small. In contrast to the fixed gain of conventional SMC, which must be tuned for the worst case and is therefore active all the time, $\widehat{K}$ settles to a value that reflects the actual residual disturbance.

Stability Analysis

The analysis is carried out for the nominal adaptive laws, that is, without the boundary layer, dead zones, leakage and projection, and with the supervisor inactive ($\alpha_j = 0$), which is the situation near the goal. By the universal approximation property of fuzzy systems (Wang, 1993) there exist ideal parameters $\boldsymbol{\theta}_i^*$ such that $d_i = \boldsymbol{\theta}_i^{*T} \boldsymbol{\xi}_i + \eta_i$ with $|\eta_i| \leq \bar{\eta}$ on a compact set. Define $\widetilde{\boldsymbol{\theta}}_i = \boldsymbol{\theta}_i - \boldsymbol{\theta}_i^*$ and $\widetilde{K} = \widehat{K} - K^*$, where $K^* > \bar{\eta}$ is an unknown constant. Substituting (9) into the derivative of (8) and using (7) gives

$$\dot{\boldsymbol{\sigma}} = -\lambda_s \boldsymbol{\sigma} - \tilde{\mathbf{d}} + \boldsymbol{\eta} - \widehat{K} \operatorname{sgn}(\boldsymbol{\sigma}) \tag{14}$$

where $\tilde{d}_i = \widetilde{\boldsymbol{\theta}}_i^T \boldsymbol{\xi}_i$ is the approximation error due to the parameter mismatch. Consider the Lyapunov function candidate

$$V = \frac{1}{2}\boldsymbol{\sigma}^T\boldsymbol{\sigma} + \frac{1}{2\gamma}\sum_{i=1}^{6} \widetilde{\boldsymbol{\theta}}_i^T\, \widetilde{\boldsymbol{\theta}}_i + \frac{1}{2\gamma_K}\widetilde{K}^2 \tag{15}$$

Its derivative along (14) with the nominal laws $\dot{\boldsymbol{\theta}}_i = \gamma\sigma_i\boldsymbol{\xi}_i$ and $\dot{\widehat{K}} = \gamma_K \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel_1$ is

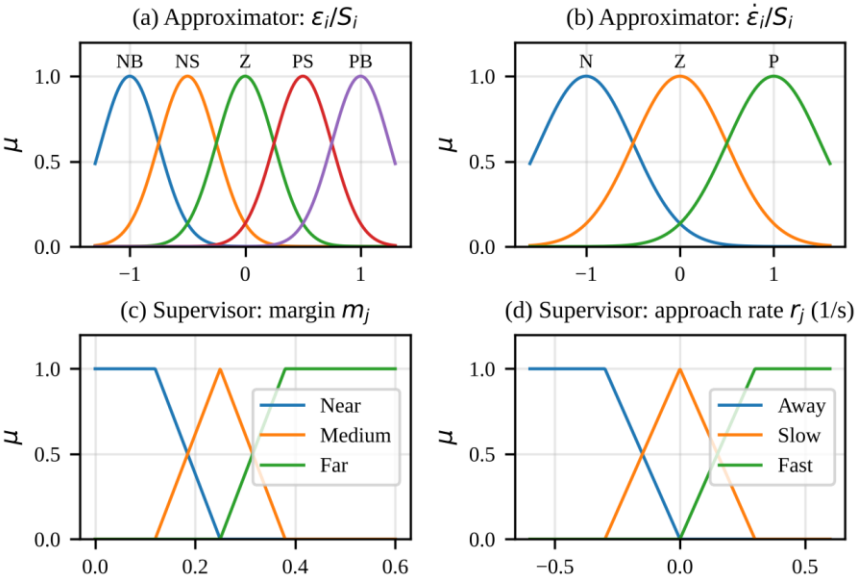
$$\dot{V} = -\lambda_s \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel^2 + \boldsymbol{\sigma}^T\boldsymbol{\eta} - \widehat{K} \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel_1 + \widetilde{K} \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel_1 \tag{16}$$

Since $\widetilde{K} = \widehat{K} - K^*$ and $\boldsymbol{\sigma}^T\boldsymbol{\eta} \le \bar{\eta} \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel_1$, this reduces to

$$\dot{V} \le -\lambda_s \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel^2 - (K^* - \bar{\eta}) \parallel \boldsymbol{\sigma} \parallel_1 \le 0 \tag{17}$$

where the terms containing $\widetilde{\boldsymbol{\theta}}_i$ have cancelled in (16). Hence V is non-increasing, all signals are bounded and, since $\dot{\boldsymbol{\sigma}}$ is bounded, Barbalat's lemma gives $\boldsymbol{\sigma} \to \mathbf{0}$. On the surface, (8) yields $\boldsymbol{\varepsilon} \to \mathbf{0}$ exponentially with rate Λ. With the practical modifications (boundary layer, dead zones, leakage and projection) the standard robust adaptive control arguments give uniform ultimate boundedness of $\boldsymbol{\sigma}$ in a neighbourhood whose size is set by ϕ, δ and ρ_θ. Two caveats inherited from IBVS must be stated clearly. First, (7) is exact only if the disturbance is bounded, which holds in a region where $\hat{\mathbf{L}}$ is well conditioned. Second, $\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{0}$ implies $\mathbf{e} = \mathbf{0}$ only if $\mathbf{e}$ has no component in the null space of $\hat{\mathbf{L}}^+$; as for classical IBVS, the result is therefore local, and local minima cannot be excluded for very large displacements (Chaumette, 1998).

Figure 3. Membership Functions of the Fuzzy Approximator and the Visibility Supervisor



Source: Prepared by the author.

Fuzzy Visibility Supervisor

The supervisor observes, for each feature j, its normalised margin to the closest image border and the rate at which this margin shrinks:

$$m_j = \min\left(\frac{\min(u_j, W-u_j)}{c_u}, \frac{\min(v_j, H-v_j)}{c_v}\right) \tag{18}$$

where $W \times H$ is the image size. The approach rate $r_j = -\dot{m}_j$ is computed from the low-pass filtered pixel velocity of the feature, so that $r_j > 0$ means that the feature approaches the border. The margin is described by the sets Near, Medium and Far and the rate by Away, Slow and Fast (Figure 3(c) and (d)). The nine rules of Table 1 assign to each combination an output singleton, and the activation $\alpha_j \in [0,1]$ is obtained by product inference and weighted-average defuzzification. The rule base expresses simple expert knowledge: a

feature that is near the border must be protected even if it is not moving, a feature at a medium distance needs attention only if it moves outwards quickly, and a feature far from the border can be ignored. The activation is finally passed through a first-order filter with a time constant of 0.15 s to avoid abrupt switching.

Table 1. Rule Base of the Fuzzy Visibility Supervisor (Output Activation α)

Margin \ Approach rate	**Away**	**Slow**	**Fast**
Near	0.6	1.0	1.0
Medium	0.0	0.2	0.6
Far	0.0	0.0	0.0

Source: Prepared by the author.

The activations are converted into a desired inward motion of the features. Each endangered feature contributes both a common image translation, which shifts the whole feature set away from the border it approaches, and an individual contraction towards the image centre:

$$\dot{\mathbf{s}}_{r,j} = -k_r\left(\alpha_j\,\mathbf{x}_j + \textstyle\sum_{k=1}^{4}\alpha_k\;\mathbf{x}_k\right), \qquad \mathbf{x}_j = \left[x_j, y_j\right]^T \tag{19}$$

This feature motion is realised only with the axial translation and the two pan–tilt rotations of the camera, $\mathbf{v}_r = \left[v_z, \omega_x, \omega_y\right]^T$, by a weighted least-squares inversion of the corresponding columns of $\hat{\mathbf{L}}$ in which the rows of endangered features are weighted by $1 + 10\alpha_j$. The choice is deliberate: the image motion produced by ω_x and ω_y does not depend on depth, and the sign of the effect of v_z is correct for any positive depth estimate, so the supervisor remains effective even when $\hat{Z}$ is badly wrong. An earlier version that used all six degrees of freedom was found to push features outwards when the depth was overestimated, because the estimated interaction matrix then mixes translation and rotation in the wrong proportion. The final camera command is

$$\mathbf{v}_c = \mathrm{sat}\big((1 - \beta\,\alpha_{\max})\,\mathbf{v}_s + \mathbf{v}_r\big) \tag{20}$$

with $\alpha_{\max} = \max_j \alpha_j$ and $\beta = 0.9$, so that the servo task is attenuated in proportion to the danger of losing a feature. When all features are far from the border, $\alpha_j = 0$ and the supervisor is transparent, which is why it does not affect the stability analysis near the goal.

Simulation Set-Up

The scheme was implemented in Python with NumPy and OpenCV. The camera is modelled as a free-flying six-degree-of-freedom body driven by velocity commands, which is the standard kinematic abstraction of an eye-in-hand robot with a good low-level velocity controller (Chaumette & Hutchinson, 2006; Corke, 2023). The command is held constant over each frame and the pose is integrated on SE(3) with ten sub-steps per frame using the exponential map. The main parameters are listed in Table 2. The desired pose places the target 0.6 m in front of the camera with its plane parallel to the image plane, so that the desired features form a square of about 267 px side centred in the image.

Table 2. Simulation Parameters

Parameter	Value
Image size, focal length	640 × 480 px, f = 800 px
Frame rate, processing latency	30 fps, one frame (33.3 ms)
Target	4 dark disks, radius 18 mm, on a 0.2 m square
Pixel noise	Gaussian, σ = 2 grey levels
Desired pose	Fronto-parallel, Z^* = 0.6 m
Velocity limits	$\|v\| \le 0.4$ m/s, $\|\omega\| \le 1$ rad/s
Depth estimate in $\hat{L}$	$\hat{Z} = \kappa Z^*$, κ = 1 unless stated
Convergence criterion	mean feature error < 2 px thereafter

Source: Prepared by the author from the simulation study.

Four controllers are compared. Their gains, given in Table 3, were tuned so that all controllers reach the velocity limits during the first part of a typical task; in this way the comparison reflects the

structure of each law rather than a difference in aggressiveness. The FSMC-IBVS parameters were selected by short trial runs in the nominal and moving-target scenarios, and the same values are used in every test. Giving all controllers a comparable tuning effort follows the equal-effort principle recommended in recent comparative studies of fuzzy controllers (Hataş & Silahtar, 2026a, 2026b).

Table 3. Controller Parameters

Controller	Parameters
IBVS, Eq. (4)	$\lambda = 1.0$
AG-IBVS, Eq. (5)	$\lambda 0 = 3.0$, $\lambda\infty = 0.8$, $\lambda 0' = 30$
SMC-IBVS	$\Lambda = 1.0$, $\lambda s = 1.5$, $K = 0.08$, $\varphi = 0.01$
FSMC-IBVS (proposed)	$\Lambda = 1.0$, $\lambda s = 1.5$, $\varphi = 0.01$; $\gamma = 100$, $\rho\theta = 0.005$, $\delta = 0.001$, $\theta max = 0.2$, $\sigma z = 0.05$; $\gamma K = 1.0$, $\rho K = 0.5$, $\varepsilon K = 0.008$, $Kmax = 0.1$; $kr = 2.0$, $\beta = 0.9$

Source: Prepared by the author.

Five scenarios are considered. Scenario 1 is a nominal positioning task with a combined rotation of 40° about the optical axis, tilts of 10° and −15° and a translation that starts the camera 0.95 m from the target. Scenario 2 repeats this task with a depth estimate that is half or twice the true goal depth. Scenario 3 is a tracking task in which the target translates periodically in three directions and rotates about its normal. Scenario 4 is a visibility-critical configuration in which the features start near the lower part of the image and the classical laws drive them out of the field of view. Scenario 5 is a Monte Carlo study with 60 random initial poses and random depth errors.

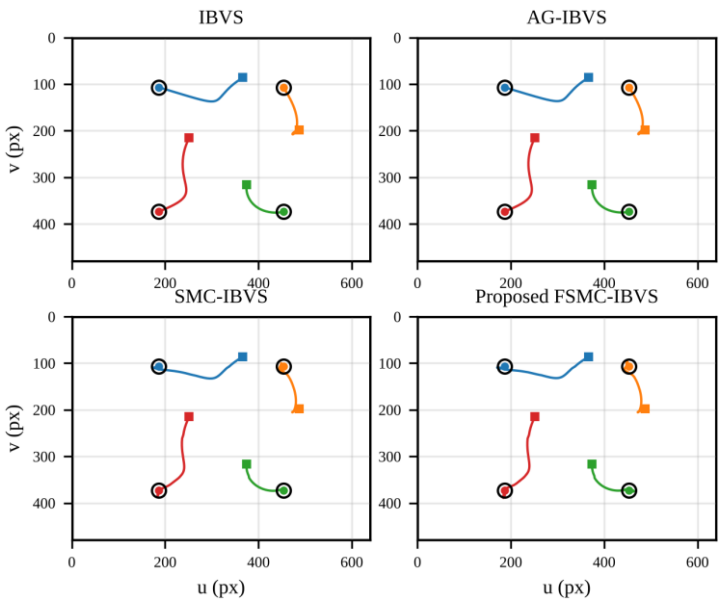
Results and Discussion

Scenario 1: Nominal Positioning

Figure 4 shows the feature trajectories in the image and Figure 5 the time histories of the mean feature error and of the velocity norms; the numerical results are collected in Table 4. All

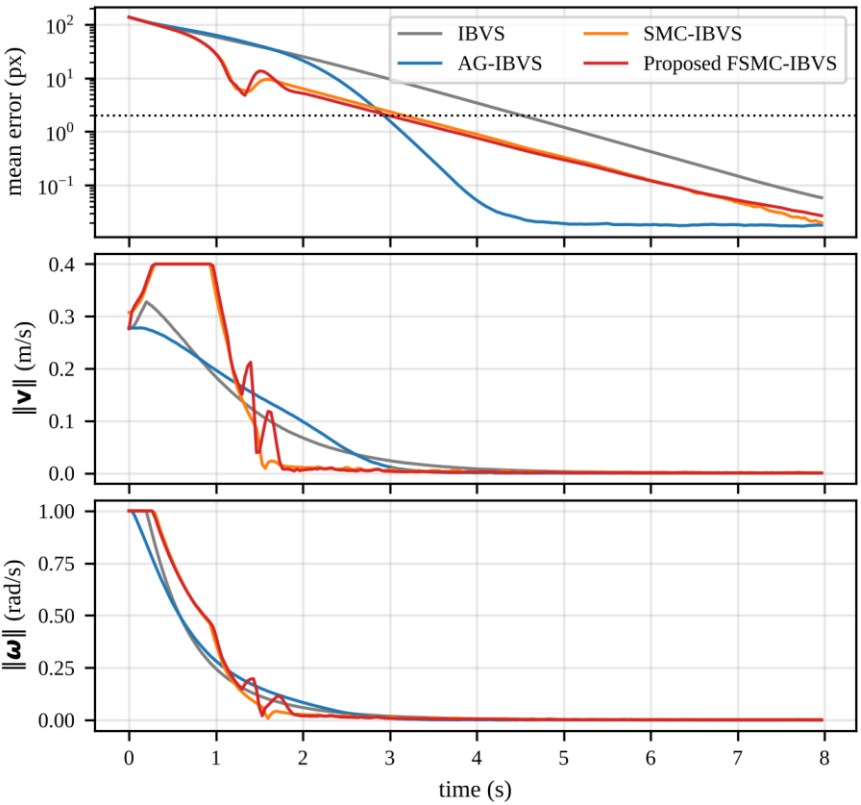
four controllers bring the features to the goal along similar, almost straight image paths, as expected from IBVS. The difference lies in the speed of convergence. The classical law converges exponentially with a fixed rate and needs 4.53 s to reach the 2 px criterion. AG-IBVS starts more cautiously but accelerates near the goal and converges in 2.93 s. Both sliding mode laws exploit the velocity limits during the first second and reduce the error by more than an order of magnitude within 1.5 s, giving the lowest integral absolute errors (IAE of 97.0 px·s for SMC-IBVS and 96.4 px·s for FSMC-IBVS, against 154.8 px·s for IBVS). FSMC-IBVS reaches the criterion in 3.00 s, against 3.17 s for SMC-IBVS. The small oscillation of the FSMC-IBVS error between 1.3 s and 1.8 s coincides with the entry into the adaptation zone, where the fuzzy approximator starts to learn; it is short and does not affect the final accuracy.

Figure 4. Feature Trajectories in the Image for Scenario 1 (Squares: Initial, Circles: Desired)



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Figure 5. Mean Feature Error and Camera Velocity Norms for Scenario 1



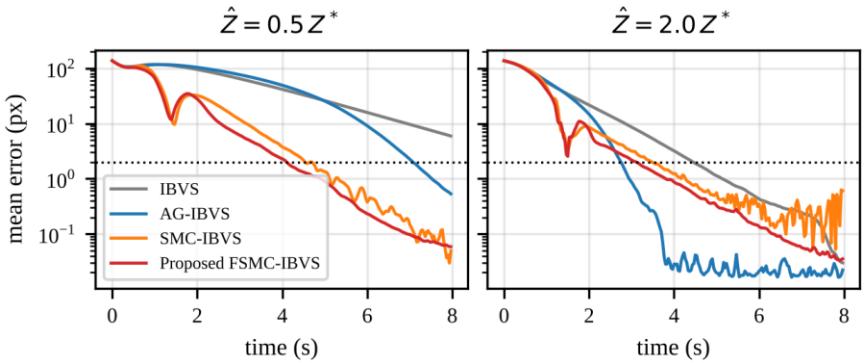
Source: Prepared by the author from the simulation study.

Scenario 2: Robustness to Depth Errors

Figure 6 shows the error histories when the interaction matrix is built with $\hat{Z} = 0.5Z^*$ and $\hat{Z} = 2Z^*$. Underestimating the depth reduces the effective gain of the translational degrees of freedom by a factor of about two. The proportional laws suffer most: IBVS does not reach the 2 px criterion within the 8 s horizon (final error 7.64 px) and AG-IBVS needs 7.10 s. Because the depth error enters (7) as a bounded disturbance, both sliding mode laws keep their behaviour, and FSMC-IBVS converges in 4.13 s against 4.70 s for SMC-IBVS,

with the lowest IAE among all controllers (149.6 px·s). Overestimating the depth has the opposite effect and makes all laws faster; in this case AG-IBVS is the fastest (2.77 s), FSMC-IBVS converges in 3.13 s and gives the lowest IAE (112.8 px·s), while SMC-IBVS shows a visible noise-induced chattering of the error around 0.5 px in the final phase. This chattering is a direct consequence of the fixed switching gain, which is larger than necessary once the transient is over; the adaptive gain of FSMC-IBVS decays in the same situation.

Figure 6. Mean Feature Error with Underestimated and Overestimated Depth (Scenario 2)



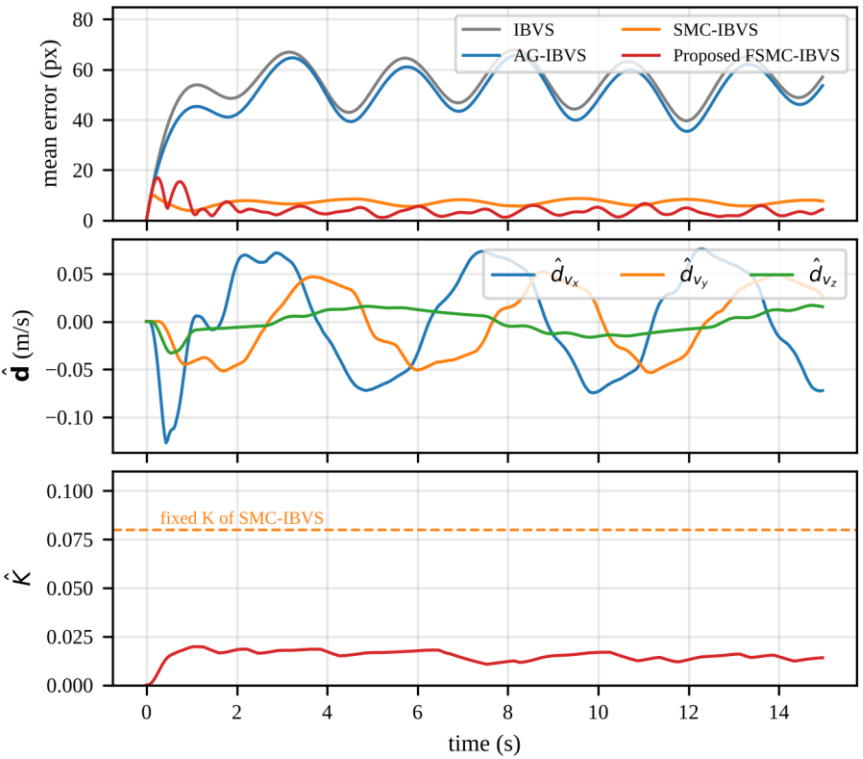
Source: Prepared by the author from the simulation study.

Scenario 3: Tracking a Moving Target

In Scenario 3 the camera starts at the desired pose and the target moves with translational amplitudes of 6 cm, 4 cm and 3 cm at 0.2 Hz, 0.2 Hz and 0.1 Hz and rotates by ±0.15 rad about its normal at 0.15 Hz. The results are shown in Figure 7 and in the last columns of Table 4, where the root-mean-square (RMS) error is computed after the initial 5 s. The proportional laws track the target with a lag that is proportional to its velocity, which gives RMS errors of 55.9 px (IBVS) and 52.7 px (AG-IBVS). The integral action of SMC-IBVS reduces the error to 7.10 px. FSMC-IBVS halves this value

again, to 3.57 px, because the fuzzy approximator learns the periodic disturbance: the middle panel of Figure 7 shows that the estimated components $\hat{d}_{v_x}$ and $\hat{d}_{v_y}$ follow oscillations whose period matches the 5 s period of the target translation. At the same time the adaptive switching gain settles at about 0.015, well below the fixed gain of 0.08 that SMC-IBVS needs, and the total variation of the velocity command, a measure of control effort and smoothness, is 4.85 against 6.39 for SMC-IBVS.

Figure 7. Tracking of a Moving Target: Mean Error, Fuzzy Disturbance Estimate and Adaptive Switching Gain (Scenario 3)



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Table 4. Performance Indices for Scenarios 1–3

Controller	S1 tc (s)	S1 IAE (px·s)	S2 tc (s), $\hat{Z}$ = 0.5Z*	S2 tc (s), $\hat{Z}$ = 2Z*	S3 RMS (px)	S3 TV
IBVS	4.53	154.8	–	4.47	55.88	2.30
AG-IBVS	2.93	142.7	7.10	2.77	52.66	2.57
SMC-IBVS	3.17	97.0	4.70	3.50	7.10	6.39
FSMC-IBVS (proposed)	3.00	96.4	4.13	3.13	3.57	4.85

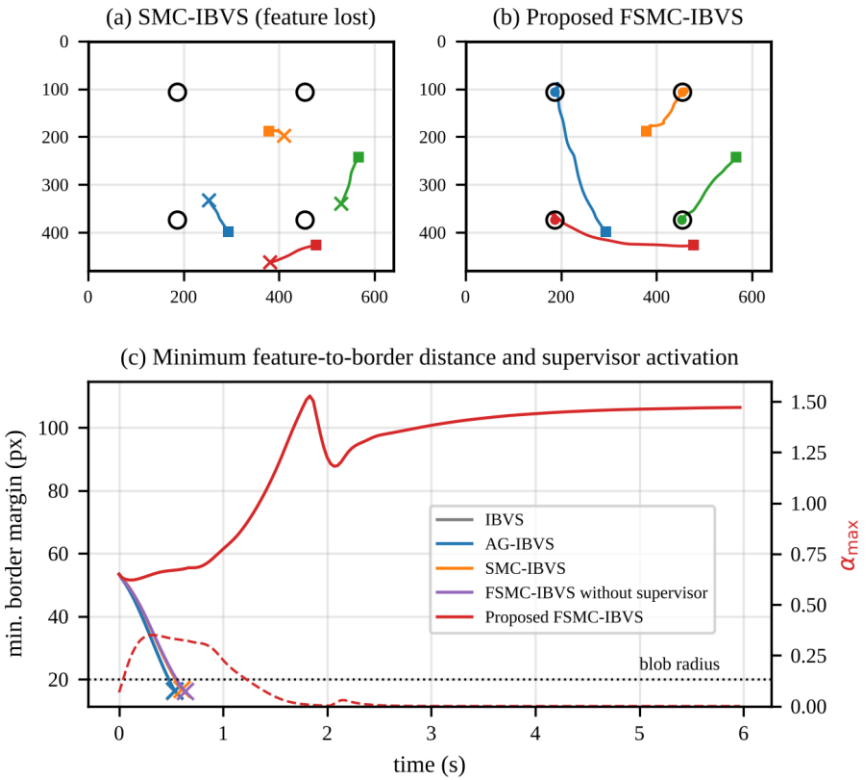
Source: Prepared by the author from the simulation study.

In Table 4, tc denotes the time after which the mean feature error remains below 2 px, a dash indicates that the criterion was not met within the horizon, IAE is the integral of the mean feature error and TV is the total variation of the velocity command, $\sum_k \| \mathbf{v}_c(k) - \mathbf{v}_c(k-1) \|_1$.

Scenario 4: Visibility-Critical Configuration

In Scenario 4 the target is initially seen from an oblique viewpoint at a distance of about 0.7 m, rotated by −69° about the optical axis and with tilts of about 26° and 15°, so that the features start in the lower right part of the image. Figure 8 shows the result. All classical controllers, as well as FSMC-IBVS with the supervisor disabled, move the lower features straight towards the bottom border, and a feature is lost after 0.53–0.63 s (Figure 8(a) and the crosses in Figure 8(c)). The servo is then stopped with a mean error of about 160 px. With the fuzzy supervisor, the activation rises to 0.35 within the first 0.3 s, the task command is attenuated and the camera tilts so that the feature set moves upwards. The minimum distance of the features to the image border never falls below 51.5 px, the supervisor becomes inactive after about 2 s, and the task is completed in 3.80 s (Figure 8(b)). The price is a longer camera path (0.78 m), which is the expected trade-off between visibility and path length.

Figure 8. Visibility-Critical Configuration (Scenario 4)



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Scenario 5: Monte Carlo Study

To assess the controllers beyond hand-picked cases, 60 initial poses were drawn at random with rotations of up to ±20° about the image axes and ±69° about the optical axis, lateral offsets of up to ±12 cm and ±8 cm and distances between 0.6 m and 1.0 m, keeping only poses in which all features are initially at least 40 px from the border. For each trial the depth estimate was drawn uniformly from $[0.6Z^*, 1.6Z^*]$, and each run lasted 6 s. A trial counts as a success if no feature is lost and the 2 px criterion is met. The results are given in Table 5 and Figure 9; convergence times and IAE are averaged

over the 53 trials that all controllers solved, so that each controller is evaluated on the same set of tasks.

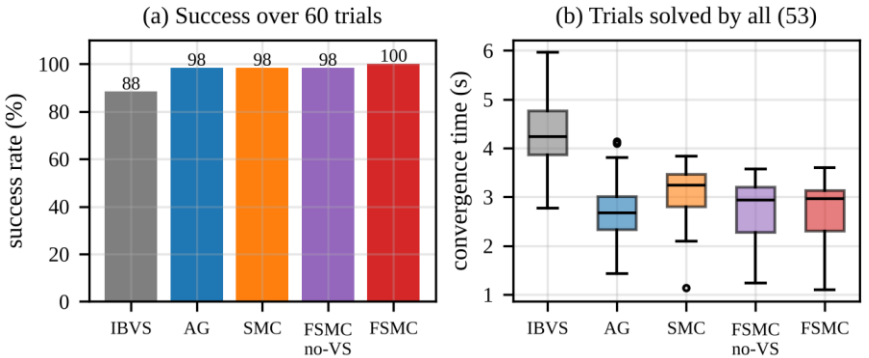
Table 5. Monte Carlo Results over 60 Random Trials (Scenario 5)

Controller	Success (%)	Feature loss	Mean tc (s)	Mean IAE (px·s)	Mean TV
IBVS	88.3	1	4.35	141.2	2.10
AG-IBVS	98.3	1	2.68	128.9	2.02
SMC-IBVS	98.3	1	3.09	89.8	4.44
FSMC-IBVS without supervisor	98.3	1	2.78	88.3	4.72
FSMC-IBVS (proposed)	100.0	0	2.80	87.1	4.79

Source: Prepared by the author from the simulation study.

FSMC-IBVS is the only controller that succeeded in all 60 trials. One trial caused feature loss for every other controller, including FSMC-IBVS without the supervisor, and IBVS additionally failed to converge within 6 s in 6 trials because of its fixed gain. On the common trials the mean convergence time of FSMC-IBVS (2.80 s) is close to that of AG-IBVS (2.68 s) and shorter than that of SMC-IBVS (3.09 s) and IBVS (4.35 s), and its mean IAE is the lowest of all (87.1 px·s). The comparison between FSMC-IBVS with and without the supervisor shows that the supervisor is almost transparent in benign trials: the convergence time and IAE change by only a few per cent, and the extra control activity is small.

Figure 9. Success Rate and Distribution of Convergence Time in the Monte Carlo Study (Scenario 5)



Source: Prepared by the author from the simulation study.

Discussion and Limitations

The results support three conclusions. First, writing the sliding mode law in the six-dimensional task space is a simple and effective way to combine the robustness of SMC with IBVS: the integral surface removes tracking lags and the depth error becomes a bounded disturbance rather than a gain error. Second, the adaptive fuzzy approximator is most useful when the disturbance has structure that can be learned, as in the moving-target scenario, where it halved the tracking error of a conventional SMC law while using a smaller switching gain. Third, a fuzzy supervisor with nine readable rules can protect the visibility of the features at almost no cost in benign situations, provided that the inward feature motion is realised through degrees of freedom whose effect does not depend on the unknown depth.

Some limitations must also be acknowledged. AG-IBVS remains slightly faster than FSMC-IBVS in the nominal and overestimated-depth cases, and the adaptive approximator produces a short oscillation when it is switched on; a smoother activation of the adaptation would remove it. The visibility supervisor is reactive:

it prevents features from leaving the image but it does not plan, and it cannot resolve configurations in which the interaction matrix becomes nearly singular. During the tuning of the supervisor, several random poses with large rotations about the optical axis were found in which all controllers, including the proposed one, drove the camera towards such configurations; path planning (Mezouar & Chaumette, 2002), predictive control (Allibert et al., 2010) or partitioned features (Corke & Hutchinson, 2001) are better suited to those cases. The parameters were tuned by trial runs, and the study is restricted to kinematic simulation; robot dynamics, joint limits and real illumination effects were not modelled. Finally, the results are based on one target geometry and one camera, and the Monte Carlo study, although it uses random poses and depth errors, is limited to 60 trials.

Conclusion

This chapter presented an image-based visual servoing scheme in which image processing, sliding mode control and fuzzy logic are combined in a single loop. The point features are extracted from rendered camera images by a pipeline based on Gaussian smoothing, Otsu thresholding, blob labelling and sub-pixel centroiding, with one frame of latency. The control law is an integral sliding mode law written in the six-dimensional task space, augmented with a TSK fuzzy approximator that learns the lumped disturbance and with an adaptive switching gain; its stability was analysed with a Lyapunov function. A Mamdani-type fuzzy supervisor monitors the margins of the features to the image border and blends the servo command with a depth-robust inward motion of the features.

In simulation, the proposed FSMC-IBVS converged faster than classical IBVS and conventional SMC-IBVS in the nominal task, remained fast when the depth was underestimated by a factor

of two, reduced the RMS error in tracking a moving target from 7.10 px (SMC-IBVS) to 3.57 px, kept all features visible in a configuration in which every other controller lost the target, and was the only controller to succeed in all 60 trials of the Monte Carlo study. Future work will address experimental validation on a manipulator with an eye-in-hand camera, building on earlier vision-based fuzzy pointing experiments with a CubeSat prototype (Silahtar, Atan, et al., 2023; Silahtar, Hataş, et al., 2023), the inclusion of robot dynamics, joint limits and the electric drives of the joints (Genc & Hatas, 2018; Hataş et al., 2026), and a real-time implementation of the image-processing pipeline on embedded or FPGA hardware (Genc & Hatas, 2018). Further directions are the combination of the reactive supervisor with a planning layer for very large displacements, learned feature extraction and depth estimation trained with little labelled data, for example by self-supervised representation learning (Özel, 2026), and type-2 fuzzy sets for larger image noise, whose benefit should be verified under equal tuning effort (Hataş & Silahtar, 2026a; Silahtar & Hataş, 2026b).

References

Allibert, G., Courtial, E., & Chaumette, F. (2010). Predictive control for constrained image-based visual servoing. *IEEE Transactions on Robotics, 26*(5), 933–939. https://doi.org/10.1109/tro.2010.2056590

Becerra, H. M., López-Nicolás, G., & Sagüés, C. (2011). A sliding-mode-control law for mobile robots based on epipolar visual servoing from three views. *IEEE Transactions on Robotics, 27*(1), 175–183. https://doi.org/10.1109/tro.2010.2091750

Chaumette, F. (1998). Potential problems of stability and convergence in image-based and position-based visual servoing. In D. J. Kriegman, G. D. Hager, & A. S. Morse (Eds.), *The confluence of vision and control* (pp. 66–78). Springer. https://doi.org/10.1007/bfb0109663

Chaumette, F., & Hutchinson, S. (2006). Visual servo control. I. Basic approaches. *IEEE Robotics & Automation Magazine, 13*(4), 82–90. https://doi.org/10.1109/mra.2006.250573

Chaumette, F., & Hutchinson, S. (2007). Visual servo control. II. Advanced approaches. *IEEE Robotics & Automation Magazine, 14*(1), 109–118. https://doi.org/10.1109/mra.2007.339609

Cheng, M., Tang, H., Bhatti, U. A., & Li, D. (2025). Optimized sustainable manufacturing through fuzzy control in image-based visual servoing with velocity and field-of-view constraints. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 33*(12), 4190–4200. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2024.3455408

Corke, P. (2023). *Robotics, vision and control: Fundamental algorithms in Python* (3rd ed.). Springer. https://doi.org/10.1007/978-3-031-06469-2

Corke, P. I., & Hutchinson, S. A. (2001). A new partitioned approach to image-based visual servo control. *IEEE Transactions on Robotics and Automation, 17*(4), 507–515. https://doi.org/10.1109/70.954764

Edwards, C., & Spurgeon, S. K. (1998). *Sliding mode control: Theory and applications*. CRC Press. https://doi.org/10.1201/9781498701822

Espiau, B., Chaumette, F., & Rives, P. (1992). A new approach to visual servoing in robotics. *IEEE Transactions on Robotics and Automation, 8*(3), 313–326. https://doi.org/10.1109/70.143350

Gans, N., Hutchinson, S., & Corke, P. (2003). Performance tests for visual servo control systems, with application to partitioned approaches to visual servo control. *The International Journal of Robotics Research, 22*(10–11), 955–981. https://doi.org/10.1177/027836490302210011

Garrido-Jurado, S., Muñoz-Salinas, R., Madrid-Cuevas, F. J., & Marín-Jiménez, M. J. (2014). Automatic generation and detection of highly reliable fiducial markers under occlusion. *Pattern Recognition, 47*(6), 2280–2292. https://doi.org/10.1016/j.patcog.2014.01.005

Genc, N., & Hatas, H. (2018). Speed control of DC motor using FPGA. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering, 10*(4), 59–64. https://www.iotpe.com/IJTPE/Issues/2010/IJTPE-2018/IJTPE-Issue37-Vol10-No4-Dec2018/10-IJTPE-Issue37-Vol10-No4-Dec2018-pp59-64.pdf

Gonçalves, P. J. S., Mendonça, L. F., Sousa, J. M. C., & Caldas Pinto, J. R. (2008). Uncalibrated eye-to-hand visual servoing using inverse fuzzy models. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 16*(2), 341–353. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2007.896226

Hartley, R., & Zisserman, A. (2004). *Multiple view geometry in computer vision* (2nd ed.). Cambridge University Press. https://doi.org/10.1017/cbo9780511811685

Hataş, H., Gürçam, K., & Özel, E. (2026). High-frequency-link assisted 11-level packed U-cell inverter with dynamic switched rectifier. In *2026 4th Cognitive Models and Artificial Intelligence Conference (AICCONF)* (pp. 1–5), Prague, Czech Republic. IEEE. https://doi.org/10.1109/aicconf69182.2026.11600639

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, Türkiye. 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, Türkiye. All Sciences Academy.

Hutchinson, S., Hager, G. D., & Corke, P. (1996). A tutorial on visual servo control. *IEEE Transactions on Robotics and Automation, 12*(5), 651–670. https://doi.org/10.1109/70.538972

Kermorgant, O., & Chaumette, F. (2014). Dealing with constraints in sensor-based robot control. *IEEE Transactions on Robotics, 30*(1), 244–257. https://doi.org/10.1109/tro.2013.2281560

Lee, S., & Chwa, D. (2021). Dynamic image-based visual servoing of monocular camera mounted omnidirectional mobile robots considering actuators and target motion via fuzzy integral sliding mode control. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 29*(7), 2068–2076. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2020.2985931

Li, F., & Xie, H.-L. (2010). Sliding mode variable structure control for visual servoing system. *International Journal of Automation and Computing, 7*(3), 317–323. https://doi.org/10.1007/s11633-010-0509-5

Malis, E., Chaumette, F., & Boudet, S. (1999). 2 1/2 D visual servoing. *IEEE Transactions on Robotics and Automation, 15*(2), 238–250. https://doi.org/10.1109/70.760345

Malis, E., Mezouar, Y., & Rives, P. (2010). Robustness of image-based visual servoing with a calibrated camera in the presence of uncertainties in the three-dimensional structure. *IEEE Transactions on Robotics, 26*(1), 112–120. https://doi.org/10.1109/tro.2009.2033332

Mamdani, E. H., & Assilian, S. (1975). An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies, 7*(1), 1–13. https://doi.org/10.1016/s0020-7373(75)80002-2

Marchand, É., Spindler, F., & Chaumette, F. (2005). ViSP for visual servoing: A generic software platform with a wide class of robot control skills. *IEEE Robotics & Automation*

Magazine, 12(4), 40–52. https://doi.org/10.1109/mra.2005.1577023

Mezouar, Y., & Chaumette, F. (2002). Path planning for robust image-based control. *IEEE Transactions on Robotics and Automation, 18*(4), 534–549. https://doi.org/10.1109/tra.2002.802218

Özel, E. (2026). Self-supervised masked gait modeling: An explainable low-resource learning approach for Parkinson's disease detection. *IEEE Access, 14*, 82890–82899. https://doi.org/10.1109/access.2026.3697731

Parsapour, M., & Taghirad, H. D. (2015). Kernel-based sliding mode control for visual servoing system. *IET Computer Vision, 9*(3), 309–320. https://doi.org/10.1049/iet-cvi.2013.0310

Shi, H., Wu, H., Xu, C., Zhu, J., Hwang, M., & Hwang, K.-S. (2020). Adaptive image-based visual servoing using reinforcement learning with fuzzy state coding. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 28*(12), 3244–3255. https://doi.org/10.1109/tfuzz.2020.2991147

Silahtar, O., Atan, Ö., & Hataş, H. (2023, September 14–16). Görüntü işleme temelli ve sezgisel bulanık kontrollü küp uydu yönelim sistemi tasarımı ve prototip üretimi [Cube satellite attitude system design and prototype production based on image processing and intuitionistic fuzzy control]. In *Proceeding book of the 24th National Automatic Control Meeting (TOK 2023)*(pp.757-762), İstanbul, Türkiye.

Silahtar, O., & Hataş, H. (2026a). A PID-type intuitionistic fuzzy logic controller with Sugeno-generated non-membership for DC–DC buck converter voltage regulation. In *Proceeding book of the 10th International Conference on Applied*

Engineering and Natural Sciences (ICAENS 2026) (pp. 365–373), Konya, Türkiye. All Sciences Academy.

Silahtar, O., & Hataş, H. (2026b). Tuning an interval type-2 fuzzy self-tuning PI speed controller for a PMDC motor under load-inertia uncertainty. In *Proceeding book of the 10th International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences (ICAENS 2026)* (pp. 380–387), Konya, Türkiye. All Sciences Academy.

Silahtar, O., Hataş, H., Zabun, M., Almalı, M. N., & Atan, Ö. (2023). Servis küp uydusunun bulanık denetleyici kulanılarak hedef küp uyduya yönlendirilmesi [Guiding a service CubeSat towards a target CubeSat using a fuzzy controller]. In *Proceedings of the International Conference on Modern and Advanced Research (ICMAR 2023)* (pp. 413–422), Konya, Türkiye. All Sciences Academy. https://doi.org/10.59287/icmar.1321

Siradjuddin, I., Behera, L., McGinnity, T. M., & Coleman, S. (2014). Image-based visual servoing of a 7-DOF robot manipulator using an adaptive distributed fuzzy PD controller. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 19*(2), 512–523. https://doi.org/10.1109/tmech.2013.2245337

Suh, I. H., & Kim, T. W. (1994). Fuzzy membership function based neural networks with applications to the visual servoing of robot manipulators. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2*(3), 203–220. https://doi.org/10.1109/91.298449

Takagi, T., & Sugeno, M. (1985). Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, SMC-15*(1), 116–132. https://doi.org/10.1109/tsmc.1985.6313399

Utkin, V. I. (1977). Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control, 22*(2), 212–222. https://doi.org/10.1109/tac.1977.1101446

Wang, L.-X. (1993). Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1*(2), 146–155. https://doi.org/10.1109/91.227383

Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. *Information and Control, 8*(3), 338–353. https://doi.org/10.1016/s0019-9958(65)90241-x

Zhao, G., Chen, G., Chen, J., & Hua, C. (2020). Finite-time control for image-based visual servoing of a quadrotor using nonsingular fast terminal sliding mode. *International Journal of Control, Automation and Systems, 18*(9), 2337–2348. https://doi.org/10.1007/s12555-019-0005-9

Zhu, T., Mao, J., Han, L., & Zhang, C. (2024). Fuzzy adaptive model predictive control for image-based visual servoing of robot manipulators with kinematic constraints. *International Journal of Control, Automation and Systems, 22*(1), 311–322. https://doi.org/10.1007/s12555-022-0205-6

BÖLÜM 12

a-IGZO TFTs IN FLAT-PANEL DISPLAYS AND X-RAY DETECTORS: APPLICATION REQUIREMENTS AND STABILITY

MEHMET İZZEDDİN GÜLER[1]
TAMİLA ANUTGAN[2]
MUSTAFA ANUTGAN[3]

[1] Res. Asst., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0009-0001-2059-3670
[2] Prof. Dr., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0000-0002-0287-265X
[3] Prof. Dr., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0000-0003-2535-2646

Introduction

Unlike microelectronics, large-area electronics aims to fabricate electronic circuits at low cost over large areas on glass or flexible substrates. The development of this field has been driven largely by displays; glass substrates have grown from 30 cm × 40 cm in Gen 1 to approximately 2.9 m × 3.1 m in Gen 10 (Kuo, 2013). Since 2018, the largest substrates in production have been the 2.94 m × 3.37 m sheets of Gen 10.5 lines (Corning Incorporated, 2018), which are also referred to as Gen 11 (Geng et al., 2023; Luo et al., 2026). The active-matrix approach, in which each pixel is addressed by a thin-film transistor (TFT), was developed for liquid-crystal displays (LCDs; Brody et al., 1973), and the large-area active-matrix arrays developed for this purpose were later adopted as the readout structure of flat-panel X-ray detectors (FPDs) (Yaffe & Rowlands, 1997). The same transistor technology has thus become the common platform for two different applications.

However, these two applications demand different priorities from this common platform. In displays, the mobility of hydrogenated amorphous silicon (a-Si:H) TFTs is sufficient for pixel switching but remains too low for functions requiring high current, such as driver circuits and the driving of organic light-emitting diode (OLED) pixels (Kuo, 2013). In current-driven OLED displays, the pixel current, and hence the luminance, depends on the threshold voltage (V_{th}) and mobility of the driving TFT, so pixel-to-pixel variations in these parameters directly degrade image uniformity (Shin et al., 2014). In detectors, by contrast, area and noise come to the fore. Because X-rays cannot be focused with lenses, large-area panels are needed to image large regions of the body in a single exposure and at a lower dose (Geng et al., 2023). The electrical properties of the TFT backplane also markedly affect the trade-off between radiation dose and image quality through electronic noise and image lag (Sheth et al., 2022).

Meeting these requirements together is difficult for silicon-based options. a-Si:H TFT backplanes offer high uniformity but cannot be used reliably in large OLED displays because of their low mobility and positive V_{th} shifts, whereas low-temperature polysilicon (LTPS) TFTs, despite their high mobility and stability, require complex compensation circuits because of their poor uniformity, which lowers the manufacturing yield of large displays (Shin et al., 2014). TFTs fabricated with oxide semiconductors such as amorphous indium-gallium-zinc oxide (a-IGZO), on the other hand, combine relatively high mobility with good uniformity, and because they can be produced on existing a-Si:H production lines with minor modifications, they are regarded as the most realistic backplane option for large OLED displays on Gen 8 and larger lines; large OLED televisions with such TFT backplanes have been commercialized (Shin et al., 2014).

Nevertheless, Ide et al. (2019) describe instability as the most serious problem in the development of amorphous oxide TFT technology and emphasize that a significant portion of the relevant defects is associated with oxygen, a main constituent, and with unintentionally incorporated hydrogen. Because there is a trade-off between mobility and stability in oxide TFTs (Shiah et al., 2021), performance and reliability must be addressed together.

In this chapter, a-IGZO TFTs are examined in terms of application requirements and stability problems. First, the active-matrix backplane concept and the functions of the TFT in displays and detectors are summarized, after which the use of a-IGZO TFTs in flat-panel displays and X-ray detectors is examined. Following a treatment of stability problems according to stress type and of the proposed mechanisms, open problems and research gaps specific to application conditions are discussed. Materials physics is summarized only to the extent needed to interpret stability.

The Active-Matrix Backplane Concept

In an active-matrix backplane, each pixel is addressed individually through one or more TFTs (Geng et al., 2023). In X-ray detectors, the scan line of each row is connected to the gate electrodes of the pixel TFTs in that row; when a row is activated, the signal is read out through the data lines belonging to each column (Yaffe & Rowlands, 1997). Although the same addressing principle is common to displays and X-ray detectors, the two applications assign different functions to the TFT. This section summarizes these functions and the basic requirements arising from them.

The Functions of the TFTs in Displays

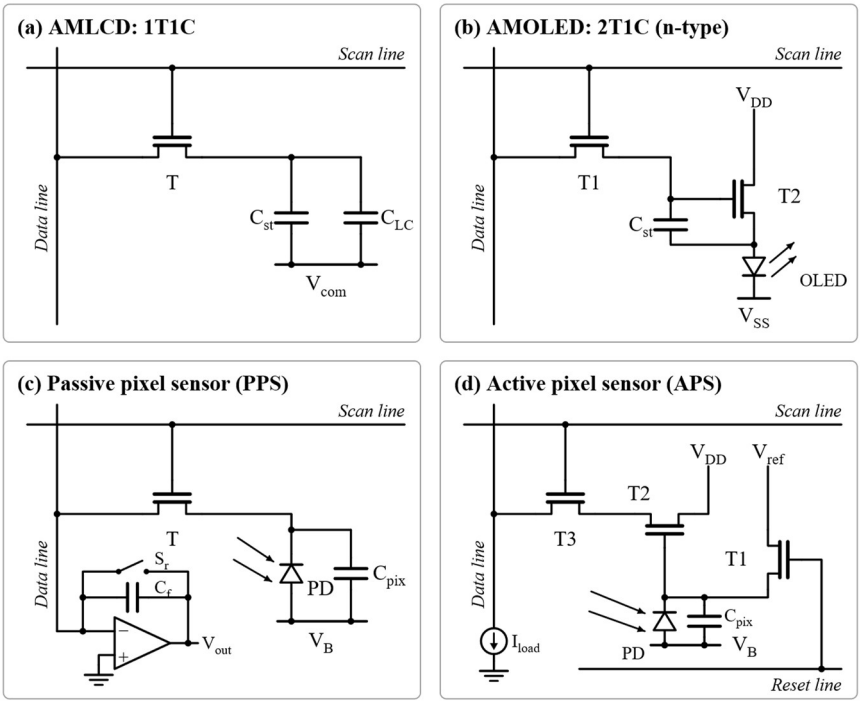
TFTs found their first widespread application in large-area electronics as switches in active-matrix liquid-crystal displays (AMLCDs), which became widespread with a-Si:H TFTs (Kuo, 2013) after the first demonstration of a TFT-addressed LCD panel (Brody et al., 1973). In these displays, each pixel is driven by a one-transistor–one-capacitor (1T1C) circuit consisting of a switching TFT and a storage capacitor (Figure 1a; Geng et al., 2023). Because the speed and delay requirements of the pixel driving circuit are low compared with those of logic circuits, disordered semiconductors can be used for this purpose (Geng et al., 2023). When a row is selected, the TFT transfers the information signal on the data line to the storage capacitor, and the charge stored in the capacitor controls the transmittance of the liquid crystal over one frame period (J. K. Jeong, 2013). This function requires a sufficient on-state current (I_{on}) during writing and a very low off-state current (I_{off}) during the holding period.

Active-matrix organic light-emitting diode (AMOLED) displays, on the other hand, are current-driven, so each pixel requires at least two TFTs and one storage capacitor (2T1C): a switching TFT that writes the data and a driving TFT that must act as a current

source and supply a stable output current (Geng et al., 2023). J. K. Jeong et al. (2010, as cited in Kamiya et al., 2010) reported that a ±0.1 V deviation in the V_{th} of the driving TFT can change the luminance by 16%. Since the drain current (I_D) in the saturation region is proportional to $(V_{GS} - V_{th})^2$, where V_{GS} is the gate–source voltage, the relative change in current is given approximately by $\Delta I_D/I_D \approx 2\Delta V_{th}/(V_{GS} - V_{th})$; assuming that OLED luminance is proportional to current, a 16% change corresponds, at a given gray level, to an overdrive voltage ($V_{GS} - V_{th}$) of approximately 1.25 V; the sensitivity is higher at lower gray levels, where the overdrive is smaller. This makes stability and uniformity as decisive as mobility. The simplest 2T1C circuit, used in early implementations, is shown in Figure 1b; the driving TFT determines the current through the OLED and hence the luminance (Geng et al., 2023). Image quality depends directly on the uniformity of the output current of the driving TFT, and it is difficult to achieve sufficient uniformity by using a single TFT as a current source. For this reason, in-pixel compensation circuits that compensate for parameter variations of the driving TFT have been developed to overcome the V_{th} nonuniformity and grain-dependent mobility variations of LTPS TFTs (Geng et al., 2023). A typical in-pixel compensation circuit consists of five to seven TFTs and one to two capacitors; one common example is the seven-transistor–one-capacitor (7T1C) circuit (Geng et al., 2023). In such circuits, as in the 6T1C circuit proposed by Fan et al. (2022) for low-temperature polycrystalline oxide (LTPO) technology, which combines LTPS and oxide TFTs in the same pixel, only one of the TFTs is the driver; the others are switches, some connected to the scan lines and some to the emission control lines, that perform functions such as resetting the nodes, sampling the V_{th} of the driver through a diode connection while the data are written, and controlling the emission phase. However, this approach complicates the pixel structure, reduces the aperture ratio, and leads to stress-induced instability problems. Because of these

drawbacks, external compensation methods have also been developed (Geng et al., 2023). In large OLED televisions, for example, oxide TFTs, whose mobility is lower than that of LTPS, are made larger, so the pixel circuit is kept simple to preserve the aperture ratio; the differences between pixels are compensated by an external driving circuit containing analog-to-digital converters and a memory that stores the measured data (Shin et al., 2014). Because this approach requires an external integrated circuit and computation, it increases system complexity and power consumption (Geng et al., 2023).

Figure 1. Basic Pixel Circuits in Active-Matrix Backplanes: (a) AMLCD 1T1C, (b) AMOLED 2T1C (n-Type Driver), (c) Passive Pixel Sensor (PPS), (d) Active Pixel Sensor (APS)



Note. In (b), the driving TFT (T2) is an n-type TFT; C_{st} is therefore connected between the gate and source terminals of T2. C_{LC}: liquid-crystal capacitance; C_{st}:

storage capacitor; C_{pix}: pixel (photodiode) capacitance; C_f and S_r: feedback capacitor and reset switch of the charge amplifier at the end of the column; I_{load}: column current source of the source follower; V_{com}: common electrode voltage; V_{DD} and V_{SS}: high and low supply voltages; V_B: negative voltage that reverse-biases the photodiode; V_{ref}: reset reference voltage; PD: photodiode; V_{out}: output voltage of the charge amplifier. In the APS, T1 is the reset TFT, T2 the source follower, and T3 the readout TFT. Drawn by the authors based on Geng et al. (2023) and Street (2022).

The Functions of the TFTs in X-Ray Detectors

X-ray detectors are divided into two groups according to how they convert X-rays into electric charge. In indirect detection, X-rays are first converted into visible light in a scintillator and then into electric charge in the photodiode of each pixel; in direct detection, a photoconductor such as amorphous selenium converts X-rays directly into charge without an intermediate light stage (Yaffe & Rowlands, 1997). In both direct and indirect FPDs, the charge collected in each pixel is read out through a TFT backplane (Yaffe & Rowlands, 1997). In the passive pixel sensor (PPS) architecture, the single TFT in each pixel operates as a switch (Figure 1c; Geng et al., 2023). This switch transfers the accumulated charge without amplification through the data line to an external charge amplifier (Street, 2022). In the active pixel sensor (APS) architecture, by contrast, the pixel typically contains three TFTs that perform the reset (T1), readout (T3), and amplifier (T2) functions (Figure 1d; El-Mohri et al., 2009). In this pixel, T2 operates as a source follower; by transferring the voltage at the photodiode node to the low-impedance data line, it suppresses the noise contribution of the data line capacitance (El-Mohri et al., 2009). Although the voltage gain of the source follower is below 1, the pixel provides a charge gain determined by the ratio of the two capacitances, because the voltage change at the photodiode node is transferred to the much larger data line capacitance (El-Mohri et al., 2009). This approach, proposed particularly for low-dose X-ray imaging to improve the limited

signal-to-noise ratio of the PPS (Geng et al., 2023), has been demonstrated experimentally in prototype arrays with LTPS TFTs; signal gains of approximately 11 and 21 were obtained in three-TFT single-stage and five-TFT two-stage designs, respectively, although, because of the high additive noise of these early prototypes, no net improvement in signal-to-noise performance was obtained (El-Mohri et al., 2009). For an APS with a-IGZO TFTs, a charge gain of 31–122 has been calculated by simulation, together with the finding that this gain is sufficient to suppress the noise of the TFT and of the external readout circuit (Zhao & Kanicki, 2014). Oxide TFTs offer this possibility with the prospect of a lower manufacturing cost than LTPS (Street, 2022). However, because critical dimensions in TFT processes are on the order of 2–3 μm, every component added to the pixel reduces the area left for the photodiode. Achieving high resolution and high sensitivity together in an APS therefore becomes difficult (Geng et al., 2023).

In imaging applications, the off-state current of the TFT is a decisive performance metric for achieving low noise and a high frame rate (Geng et al., 2023). In radiography, X-ray exposure can typically last up to 1 s. The charge generated in the pixel is held in the pixel capacitance during the exposure and then throughout the integration time until the corresponding row is read out; the off-state currents of both the TFT and the photodiode must therefore be very low, and these currents also set the upper limit on the integration time (Street, 2022). Image lag in detectors is defined as the fraction of the signal charge that cannot be transferred to the external electronics within one frame period (Street, 2022). In detectors with a-Si:H photodiodes, the main source of this lag is charge trapping and release in the photodiode (Sheth et al., 2022); in addition, charge trapped in the TFT channel is released slowly and can contribute to later image frames, so that the TFT can make a smaller, additional contribution to the image lag (Street, 2022). In a 160 × 180 pixel

flexible detector array with oxide TFTs on a plastic substrate, however, a lag of approximately 10% in the first frame, falling to approximately 1% by the third frame, remained within the typical values for an a-Si:H photodiode, showing that the oxide TFT did not introduce any significant degradation of the imaging properties (Lujan & Street, 2012). Sufficiently high mobility is also necessary for fast readout. The gate-on time available for reading out each row is the frame time divided by the number of rows; as a simple estimate, it is limited to approximately 11 μs when an array of 3,000 rows is read out at 30 frames/s. Within this time, the signal charge must be transferred to the charge amplifier through the TFT, which takes several resistance–capacitance (RC) time constants, where RC is set by the pixel capacitance (C_{pix} in Figure 1c, essentially the photodiode capacitance in indirect detectors) and the on-resistance of the TFT (Street, 2022). Because the low mobility of a-Si:H TFTs results in a high on-state resistance and thus a long RC time constant, this condition becomes difficult to meet in large, dense pixel arrays operated at high frame rates, whereas the higher mobility of oxide TFTs gives faster discharge and can therefore enable higher frame rates (Street, 2022).

The noise added to the signal by the readout electronics becomes dominant particularly at low X-ray doses and in the fine details of the image (Street, 2022). The main source of this noise is the input noise of the external charge amplifier, which is proportional to the data line capacitance. In large-area medical detectors, this capacitance reaches approximately 100 pF; most of it arises from the overlap between the gate and the source/drain (S/D) electrodes of the pixel TFTs, and part of it from the crossovers of the scan and data lines (Street, 2022). In the large-area detectors used in medical imaging, this overlap is significant because no self-aligned technology had been established for the a-Si:H or IGZO TFTs of such arrays (Street, 2022). In display manufacturing, by contrast,

self-aligned top-gate coplanar (SA-TG) IGZO TFTs, which offer low parasitic capacitance, have been widely adopted in AMOLED backplanes (Son et al., 2025); such TFTs could, in principle, also reduce the data line capacitance of detectors, although, to our knowledge, their integration with the hydrogen-rich photodiode deposition process has not yet been reported.

a-IGZO TFTs in Flat-Panel Displays

A concrete example of the mobility requirement mentioned in the Introduction is large LCDs: low-mobility a-Si:H TFTs are reported to be inadequate for driving 55-inch-class LCDs operating above 120 Hz (Kamiya et al., 2010). Today, mass-produced IGZO TFT panels are used in high-resolution AMLCDs (Geng et al., 2023), and a clean etch-stopper process has been shown to improve the uniformity and reproducibility of oxide TFTs on Gen 8.5 glass substrates for industrial production (Chung et al., 2018).

Two properties stand out from the perspective of display design. The first is the pixel aperture ratio: increasing transmittance requires reducing the size of the storage capacitor and the TFT, and high mobility allows the same drive current to be supplied by a smaller TFT (Geng et al., 2023). The second is the off-state current: low-refresh-rate driving saves power but requires the pixel voltage to be held for longer time, so oxide TFTs, with their very low off-state current, are well suited to it (Fan et al., 2022).

In large AMLCD and AMOLED panels, where the grain-related uniformity and scalability problems of LTPS become pronounced, oxide TFTs, which offer better uniformity than LTPS and scalability similar to that of a-Si:H, are increasingly used (Geng et al., 2023). For example, a-IGZO TFTs with a back-channel-etched structure have been fabricated on a Gen 11 mass-production line for an 85-inch-class (84.6-inch diagonal) 8K LCD, with a mobility of about 10 $cm^2V^{-1}s^{-1}$ and a V_{th} range of 1.2 V across the substrate (Luo

et al., 2026). In mobile devices, on the other hand, the two technologies are combined in the LTPO architecture (Zhang et al., 2022). In most of these pixel circuits, the LTPS TFT is used as the driving transistor because of its high mobility, and oxide TFTs are used as switches that hold the charge at the storage capacitor nodes (Zhang et al., 2022). With this approach, AMOLED pixel circuits supporting variable refresh rates in the 1–120 Hz range have been developed (Fan et al., 2022). Zhang et al. (2022) noted that, because of process constraints, LTPO technology was limited to mobile displays; it had been used in smartwatches since the 6T1C circuit of the Apple Watch Series 4 (Fan et al., 2022). In practice, only n-type oxide TFTs have reached maturity; the LTPO architecture accordingly combines p-type LTPS TFTs with n-type IGZO TFTs (Geng et al., 2023). Among p-type oxide semiconductors, copper(I) oxide (Cu_2O) and tin monoxide (SnO) stand out as the most promising candidates (Fortunato et al., 2012). However, because the mobility of carriers in the valence band is generally low, a p-type oxide TFT with performance comparable to that of n-type oxide TFTs had not yet been reported (Fortunato et al., 2012).

In display applications, crystalline and higher-mobility oxides are also on the agenda alongside a-IGZO. In transistors with a c-axis-aligned crystalline IGZO (CAAC-IGZO) channel, which can be deposited below 500 °C on amorphous or uneven surfaces and contains no distinct grain boundaries, the off-state current, which is too low to be measured directly, has been estimated by extrapolating Arrhenius plots of measurements at higher temperatures to be on the order of 10 yA/μm at 85 °C and below 1 yA/μm (10^{-24} A/μm) at room temperature (Yamazaki et al., 2014). These values are significant for low-refresh-rate driving. In large OLED televisions, oxide TFT backplanes are used together with driving and compensation methods aimed at eliminating non-uniformity in the TFTs and OLEDs; with this approach, 77-inch

ultra-high-definition (UHD) OLED televisions with IGZO TFT backplanes have been developed (Shin et al., 2014).

In the external compensation mentioned above, the pixel circuit is reduced to structures such as 3T1C or 4T1C, consisting of a sensing TFT and a storage capacitor added to the switching and driving TFTs, and a sensing line is added to each column (Zhang et al., 2022). The sensing TFT allows the voltage and current of the driving TFT to be measured in an external circuit; the timing controller and the source driver compare the measured values with a lookup table and correct the data voltage in real time, so that the V_{th} of the driving TFT, the OLED voltage, and the IR (current × resistance) voltage drop along the lines can be compensated (Zhang et al., 2022). Shin et al. (2014) state that the V_{th} and mobility of the driving TFT are measured by the source-follower method and stored in memory, and that compensation is performed both after manufacturing and during use. The simple pixel circuit also allows the gate drivers to be fabricated on the panel (gate-in-panel, GIP), eliminating external gate integrated circuits and narrowing the bezel (Shin et al., 2014).

On-panel driver circuits also reduce cost by eliminating external integrated circuits and their interconnections (J. Oh et al., 2019). However, because of the high electron density caused by oxygen vacancies (V_O), which form easily as the In fraction increases, a-IGZO TFTs often operate in depletion mode with a negative V_{th} and conduct current even at V_{GS} = 0 V; this creates leakage current paths in the driver circuits and increases power consumption (J. Oh et al., 2019). To overcome this problem, gate driver circuits have been developed that use two separate low supply voltages (V_{GL1} and V_{GL2}) to apply a negative V_{GS} to pull-down TFTs, that is, the TFTs that discharge the output and internal (Q) nodes of each driver stage to these low supply voltages; simulation has shown

that such a circuit produces a stable output even when the V_{th} of all TFTs varies between −6.5 V and +11.5 V (J. Oh et al., 2019).

a-IGZO TFTs in Flat-Panel X-Ray Detectors

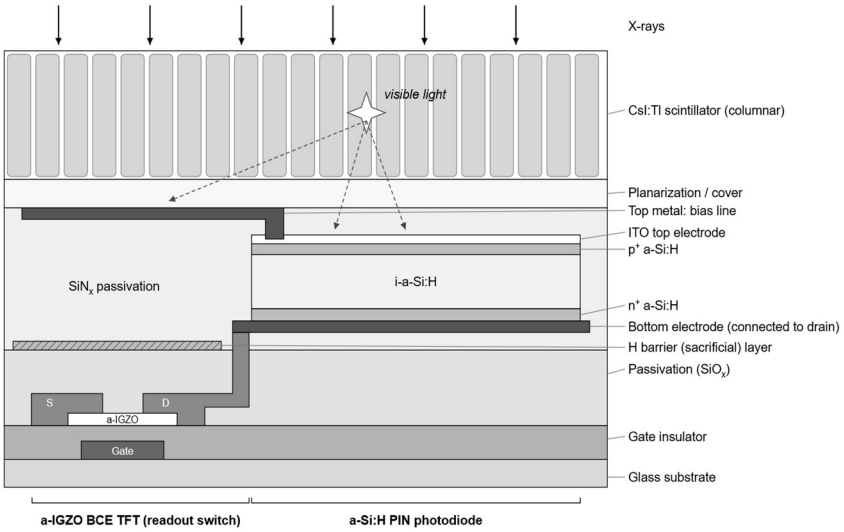
With respect to the requirements summarized above for X-ray detectors, the main advantage of oxide TFTs is that they combine high mobility with a very low off-state current (Street, 2022). As reported by Street (2022), the electron mobility of IGZO, approximately ten times higher than that of a-Si:H, allows the same readout performance to be achieved with a smaller TFT; reducing the TFT size lowers the parasitic capacitance, and hence the data line capacitance, thereby reducing amplifier noise. Alternatively, high mobility shortens the pixel discharge time, improving the signal-to-noise ratio and increasing the readout speed (Street, 2022). Data obtained with a 31 × 31 cm IGZO detector have also shown that reducing the TFT size provides a marked improvement in detective quantum efficiency (DQE) at low doses in fluoroscopy detectors (Street, 2022). A very low off-state current, in turn, can allow longer integration times (Street, 2022).

In a comprehensive technical assessment of imaging performance, Sheth et al. (2022) compared an IGZO TFT–based FPD combined with a-Si:H photodiodes and a 0.7 mm thick CsI:Tl scintillator with a conventional a-Si:H TFT–based FPD with a 0.6 mm CsI:Tl scintillator. The measurements were performed on an experimental setup emulating the geometry of intraoperative cone-beam computed tomography, under two-dimensional fluoroscopy and three-dimensional tomography conditions (Sheth et al., 2022). The IGZO-based detector showed up to 1.7 times lower electronic noise at matched pixel pitch (Sheth et al., 2022). At matched pixel size and dose, the DQE at a frequency of 1 mm^{-1} increased by approximately 27%; when corrected for the difference between the scintillator thicknesses of the two detectors, this increase was

approximately 11% (Sheth et al., 2022). The improvements in electronic noise, image lag, and noise-equivalent quanta (NEQ) were measurably reflected in two- and three-dimensional image quality, and these improvements were noted to be most beneficial in low-dose or high-frame-rate imaging (Sheth et al., 2022). Nevertheless, FPDs with a-Si:H TFTs remain a prevalent technology in digital X-ray imaging.

One of the most critical detector-specific integration problems is the deposition, in indirect-detection structures, of the silicon nitride passivation layer and, in particular, of the p-i-n (PIN) photodiode stack consisting of p-type, intrinsic (undoped), and n-type a-Si:H layers on top of the oxide TFT array by plasma-enhanced chemical vapor deposition (PECVD) (Figure 2; Zhan et al., 2021). The high-density hydrogen plasma required by these processes can cause a severe negative V_{th} shift in the a-IGZO TFT channel, or even leave the TFT permanently on, and this damage cannot be removed even by repeated annealing (Zhan et al., 2021). Considering that hydrogen can be incorporated into almost any thin film under fabrication conditions other than ultra-high vacuum and causes instability at high concentrations (Kamiya et al., 2022), this step poses a particular risk. Zhan et al. (2021) used an additional barrier layer protecting the TFT channel against hydrogen in the bottom-gate a-IGZO TFT backplane they developed for a 17 × 17 inch flat-panel detector. This layer, which retains hydrogen ions within itself during the deposition of the passivation and photodiode layers, becomes conductive as it absorbs hydrogen, thereby minimizing the amount of hydrogen reaching the TFT channel, which the authors reported to solve the problem effectively.

Figure 2. Schematic Cross-Section of a Pixel Consisting of an a-IGZO TFT and an a-Si:H PIN Photodiode in an Indirect-Detection Flat-Panel X-Ray Detector



Note. Layer thicknesses are not to scale. In practical detectors, several organic and inorganic interlayers are used; for simplicity, only the SiO_x and SiN_x passivation layers and a single planarization layer beneath the scintillator are shown. The TFT has a back-channel-etched (BCE) structure. The hydrogen barrier layer represents the approach of Zhan et al. (2021), in which a sacrificial layer of pixelated IGZO retains hydrogen during passivation and photodiode deposition. The top metal is the bias line of the photodiode. ITO: indium tin oxide. Drawn by the authors based on Street (2022) and Zhan et al. (2021).

The second factor is ionizing radiation. Although the radiation received by the detector in a single medical exposure is low, the lifetime exposure can reach approximately 1 MR (megaroentgen; ≈8.8 kGy in terms of air kerma) because of frequent use (Street, 2022). This value is more than two orders of magnitude higher than the lifetime dose of 50–70 Gy calculated by Park et al. (2021) for the detector panel in chest radiography, although the quantity and medium in which that dose is expressed are not specified. Because Street (2022) and Park et al. (2021) do not specify

at which plane of the detector the dose is defined, the difference may stem from the assumed usage scenario and from the plane at which the dose is defined (the detector surface or the TFT layer beneath the scintillator). The few studies available indicate that oxide TFTs have good radiation hardness (Street, 2022). Indeed, after a total X-ray dose of up to 2000 Gy, the V_{th} of a-IGZO TFTs remained unchanged, whereas LTPS TFTs showed marked degradation in all of their main parameters; this difference was attributed to the ionic bonds in amorphous oxides being more resistant to irradiation than the covalent bonds in silicon (Park et al., 2021). The mobility of flexible IGZO TFTs has been reported to remain constant at around 10 $cm^2V^{-1}s^{-1}$ even after an X-ray dose of 4.1 kGy absorbed in SiO_2; the authors attributed this hardness to distinctive properties such as conduction not depending on long-range atomic order and the high heat of formation of the materials (Cramer et al., 2016). The doses tested (2–4.1 kGy) are below the ≈8.8 kGy upper estimate of lifetime exposure (Street, 2022), although the dose reaching the TFT plane beneath the scintillator is expected to be considerably lower; moreover, the two values are not directly comparable, because Street's lifetime estimate is an exposure, converted here to air kerma, whereas the test dose is the dose absorbed in SiO_2. In flexible IGZO TFTs with a high-atomic-number multilayer gate insulator consisting of SiO_2 and Ta_2O_5, a negative V_{th} shift of up to 3.4 V per gray was observed because of positive ionization charge accumulating in the insulator. This value, which exceeds the sensitivity of commercial radiation-sensitive field-effect transistor (RADFET) dosimeters by approximately one order of magnitude, results from the use of tantalum oxide to increase the stopping power of the insulator, and the device in question was developed for X-ray dosimetry (Cramer et al., 2018). Zhan et al. (2021) also point out that reducing the hydrogen content in the active layer can improve the X-ray hardness of a-IGZO TFTs.

Stability Problems in a-IGZO TFTs

The main defects that determine the stability of a-IGZO TFTs are associated with oxygen and hydrogen (Ide et al., 2019; Kamiya et al., 2022). According to density functional theory (DFT) calculations, most V_O are deep donors, whereas some act as shallow donors because their local environments differ from those in crystalline oxides; under illumination, the deep donors can be photoionized, and because of their negative-U character the singly ionized V_O^+ state is unstable, so ionization proceeds to V_O^{2+} (Noh et al., 2011). Because of the energy barrier between the ionized and neutral states, V_O^{2+} may not return spontaneously to the neutral state at room temperature (Noh et al., 2011; Ryu et al., 2010), and, in molecular-dynamics simulations of electron capture, some V_O^{2+} defects that create a large void around the vacancy site did not return to the neutral state even at simulated annealing temperatures of 500–600 °C, becoming shallow donors instead; the authors noted that these temperatures are higher than those at which device stability is recovered experimentally, possibly because the calculations overestimate the energy barrier (Noh et al., 2011). Hydrogen, on the other hand, can act as a donor and release free electrons, and at high concentrations it causes additional instability (Kamiya et al., 2022); some hydrogen, however, passivates electron traps and thereby improves TFT performance (Hanyu et al., 2013). H^- species bonded to metal cations (M–H) form subgap states above the valence band maximum (Bang et al., 2017), and in films with a high oxygen content, peroxide (O–O) structures associated with excess oxygen come to the fore (S. Choi et al., 2022).

The stability of a-IGZO TFTs is governed by different mechanisms depending on the type of stress applied (Table 1). Under positive gate bias stress (PBS), the V_{th} shifts in the positive direction without significant changes in subthreshold swing (SS) and mobility; this behavior is explained not by trap creation at the interface but by

electron injection from the channel into interface or insulator traps (J.-M. Lee et al., 2008). The same study reported that the transfer curve hardly shifts at all under negative gate bias stress (NBS; J.-M. Lee et al., 2008).

Table 1. Stress Types, Observed Changes, and Proposed Mechanisms in a-IGZO TFTs

Stress type	**Observed change**	**Proposed dominant mechanism(s)**	**Relevant application; source**
PBS (dark, $V_{GS} > 0$)	V_{th} shifts positively; SS and mobility do not change significantly	Electron injection from the channel into, and trapping at, interface and insulator traps; peroxide at high oxygen content	Switching and driving TFTs; J.-M. Lee et al. (2008), Yang et al. (2022), S. Choi et al. (2022)
PBTS ($V_{GS} > 0$, high temperature)	Positive shift accelerates with temperature; depends on channel length in SA-TG structures	Thermally activated trapping; subgap DOS and near-interface insulator traps	AMOLED driving TFT; J.-M. Lee et al. (2008), Son et al. (2025), Chung et al. (2018)
NBS (dark, $V_{GS} < 0$)	Transfer curve hardly shifts	No hole channel forms under negative gate voltage	J.-M. Lee et al. (2008), Kamiya et al. (2010)
NBIS/NBTIS ($V_{GS} < 0$, light; additionally high temperature for NBTIS)	Negative shift; generally parallel under visible light	V_O photoionization ($V_O \rightarrow V_O^{2+}$), hole trapping, and creation of new subgap states; M–H species; peroxide at high oxygen content	LCD backlight; more limited in indirect-detection detectors; J. K. Jeong (2013), Ryu et al. (2010), H. Oh et al. (2010), Yang et al. (2022), S. Choi et al. (2022), Chung et al. (2018), Bang et al. (2017)

Stress type	Observed change	Proposed dominant mechanism(s)	Relevant application; source
Illumination only (no bias, deep UV, 172 nm)	Large negative shift accompanied by a subthreshold hump and an SS increase; sub-3.0 eV photons cause only small changes	V_O states that form and ionize in the back channel	Included for comparison (no bias applied); Mativenga et al. (2021)
PBIS (V_{GS} > 0, light)	Positive shift; full recovery in ≈2 h, whereas recovery after PBS is incomplete even after 24 h	Charge trapping; light accelerates the release of trapped electrons	Toledo et al. (2023)
Self-heating stress (high V_{GS} and V_{DS})	Degradation is non-uniform along the channel; more pronounced in wide channels	Increased electron trapping in the gate insulator	High-current driving TFTs; D.-H. Lee et al. (2023)
Repeated (cyclic) stress–recovery	With stress in the dark and recovery under illumination, the shift remains nearly constant and reproducible over cycles; the dominant mechanism changes with temperature	Balance between trapping and detrapping; temperature-dependent dominance of trapped-electron and V_O mechanisms	On–off cycles, real driving conditions; Toledo et al. (2023), Y. Jeong et al. (2023)

Stress type	Observed change	Proposed dominant mechanism(s)	Relevant application; source
X-ray	No V_{th} shift in a-IGZO up to 2000 Gy and no mobility change after 4.1 kGy (SiO_2); negative shift in high-atomic-number multilayer insulators	Hardness: ionic bonding and conduction not relying on long-range order; shift: accumulation of positive ionization charge in high-Z insulators	Detectors; Park et al. (2021), Cramer et al. (2016, 2018)

Note. The table was compiled from the studies discussed in this section; the direction and magnitude of the TFT transfer curve shift may vary with TFT architecture, process conditions, and stress parameters. PBS: positive bias stress; NBS: negative bias stress; NBIS: negative bias illumination stress; PBTS: positive bias temperature stress; NBTIS: negative bias temperature illumination stress; PBIS: positive bias illumination stress; SA-TG: self-aligned top-gate coplanar structure; DOS: density of states; SS: subthreshold swing; V_O: oxygen vacancy; M–H: metal–hydrogen bond; V_{GS} and V_{DS}: gate–source and drain–source voltages.

In LCDs, the continuous illumination of the TFT backplane by the backlight (J. K. Jeong, 2013) makes negative bias illumination stress (NBIS) a particularly important type of instability. In indirect-detection detectors, TFTs in the off state can also be exposed to scintillator light under negative gate voltage, but this condition does not carry the same weight as in displays. In oxide TFTs, bias instability under illumination becomes pronounced because of the blue and ultraviolet components of the backlight (J. K. Jeong, 2013); in irradiations performed without bias, too, photon energies below 3.0 eV have been shown to cause only small changes in a-IGZO TFTs (Mativenga et al., 2021). Scintillator light, by contrast, lies in the green region; the emission of both Gd_2O_2S:Tb (Street, 2022) and CsI:Tl (Zhao & Kanicki, 2014) scintillators is around 550 nm. Moreover, in structures in which the TFT is covered by a continuous a-Si:H photodiode layer (Street, 2022) or shielded by the opaque bias

line (Figure 2), most of the scintillator light is absorbed in the photodiode or blocked by the metal before reaching the TFT. Nevertheless, because NBIS shifts have also been reported under green (530 nm) light (H. Oh et al., 2010), the effect needs to be examined separately under detector conditions. Under NBIS, the V_{th} shifts in the negative direction; this behavior is explained by charge trapping/injection, V_O photoionization, and ambient interaction models (J. K. Jeong, 2013). DFT calculations also show that V_O contribute to NBIS instability by trapping photogenerated holes (Ryu et al., 2010). Changes observed in capacitance–voltage curves during NBIS with visible light have also shown that new subgap states are created during stress and that ionized V_O, together with hole trapping, accelerate the negative shift (H. Oh et al., 2010). A study using unbiased deep-ultraviolet (DUV; 172 nm) irradiation, with the TFT electrodes floating, showed that the light-induced negative V_{th} shift is accompanied by a hump in the subthreshold region (Figure 3) and an increase in SS (Mativenga et al., 2021). These changes were attributed mainly to V_O states that form and ionize in the back channel, and the hump was identified as an indicator of a back channel with increased conductivity (Mativenga et al., 2021).

A single V_{th} shift value is often insufficient to distinguish the contributions of multiple mechanisms. Yang et al. (2022) monitored the subgap density of states (DOS) before and after stress in bottom-gate TFTs fabricated with different oxygen flow rates and decomposed the shift into its components using a separation method based on the SS. According to this analysis, the shift after NBIS consists of charge trapping and V_O ionization components, whereas charge trapping dominates after PBS (Yang et al., 2022). The fact that the same instabilities in commercial SA-TG TFTs fabricated with a high oxygen flow rate are better explained by the peroxide

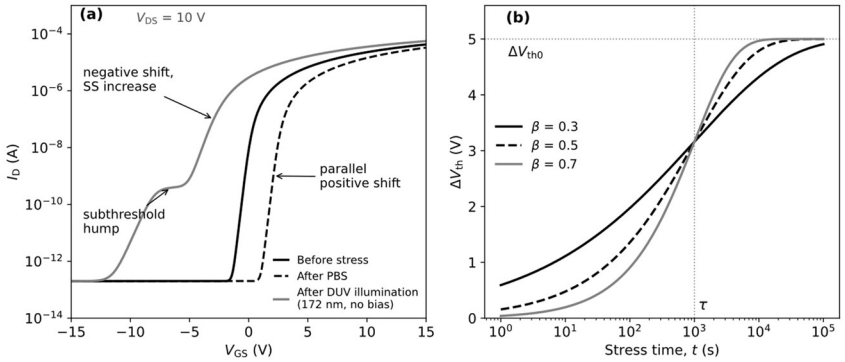
model (S. Choi et al., 2022) indicates that the dominant mechanism can change with process conditions.

The time dependence of the V_{th} shift under bias stress is commonly described by a stretched-exponential function (Equation 1; J.-M. Lee et al., 2008):

$$\Delta V_{\mathrm{th}}(t) = \Delta V_{\mathrm{th0}} \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau} \right)^{\beta} \right] \right\} \qquad (1)$$

where ΔV_{th0} is the shift reached at infinite stress time, τ is the characteristic trapping time, and β is the exponent parameter reflecting the distribution of trap energies ($0 < \beta \leq 1$). This model was first proposed to describe charge injection and trapping under bias stress in a-Si:H TFTs (Libsch & Kanicki, 1993). J.-M. Lee et al. (2008) reported that, in a-IGZO TFTs, τ and β are nearly independent of the stress amplitude, whereas ΔV_{th0} varies strongly with the bias stress, and that τ is thermally activated as $\tau = \tau_0 \exp(E_\tau/kT)$, where τ_0 is a prefactor, k is the Boltzmann constant, and T is the absolute temperature, with an average effective energy barrier E_τ of approximately 0.53 eV for electrons to enter the insulator. Figure 3 shows schematic transfer curves after PBS and after unbiased DUV illumination (a) and the β-dependent behavior of Equation 1 (b).

Figure 3. Typical Changes in a-IGZO TFT Transfer Curves Under Bias Stress and Illumination (a) and Time Dependence of the Threshold Voltage Shift According to the Stretched-Exponential Model (b)



Note. The curves are schematic, generated to illustrate qualitative trends; they are not measured data, and the shift magnitudes are not to scale. DUV: deep ultraviolet. The gray curve in (a) shows the subthreshold hump and SS increase observed after DUV (172 nm) illumination without bias (Mativenga et al., 2021); under NBIS with visible light, the transfer curves shift largely in parallel with little change in SS, although capacitance–voltage measurements reveal the creation of subgap states (H. Oh et al., 2010). In (b), $\tau = 10^3$ s and $\Delta V_{th0} = 5$ V were assumed. Drawn by the authors based on J.-M. Lee et al. (2008), Mativenga et al. (2021), and Libsch and Kanicki (1993).

Post-stress behavior also contributes to distinguishing between mechanisms. Toledo et al. (2023) showed that full recovery after PBS can take longer than 24 hours, whereas after positive bias illumination stress (PBIS) it occurs in approximately 2 hours, and that the likelihood of recovery after NBIS depends strongly on the magnitude of the stress voltage. In repeated stress–recovery cycles, the relationship between transfer characteristics and stress time shows opposite trends depending on temperature; this behavior is explained by the temperature-dependent change in which of the trapped-electron and V_O mechanisms dominates (Y. Jeong et al., 2023). When stress is applied in the dark and recovery takes place

under illumination, the shift remains nearly constant and reproducible from cycle to cycle (Toledo et al., 2023).

Stability also depends on the TFT architecture and channel geometry. In a clean-interface etch-stopper (ES) process, the V_{th} shifts under negative bias temperature illumination stress (NBTIS) and positive bias temperature stress (PBTS) were markedly reduced compared with the back-channel-etched (BCE) structure (Chung et al., 2018). In SA-TG structures, which are widely used in AMOLED backplanes, short-channel TFTs have been reported to be more stable under PBTS (Son et al., 2025), whereas under self-heating stress, which becomes important in TFTs driven at high current, degradation has been reported to become more pronounced in wide-channel TFTs (D.-H. Lee et al., 2023). Channel edges can also play a distinct role in stability. In a-IGZO TFTs under large PBS, the main transistor shifts in the positive direction, whereas a hump appearing in the subthreshold region shifts in the negative direction; because the hump appears at the same current level in all TFTs with channel widths of 10–200 μm, which rules out bulk and back-surface effects, its origin has been attributed to positive charge accumulated at the interface along the channel edges in the width direction (Mativenga et al., 2011). Under high gate and drain bias stress, TFTs with channel widths above 100 μm shifted in the negative direction with a hump, whereas narrower TFTs shifted in the positive direction; this behavior was attributed to the trapping of holes generated by impact ionization at the back interface, and a multiple-channel structure that divides a wide channel into several narrower channels was shown to improve stability (S.-H. Choi & Han, 2012). These stress-induced humps differ in mechanism from the light-induced back-channel hump discussed above.

Open Problems and Research Gaps of a-IGZO TFTs Specific to Application Conditions

The studies discussed in the preceding sections show that three fundamental problems of a-IGZO TFTs specific to application conditions remain unresolved. The first is that real operating conditions are not adequately reflected in laboratory tests. Stability studies generally report the TFT transfer curve shift after continuous (DC) stress; however, the fact that the dominant mechanism in repeated stress–recovery cycles can change with temperature (Y. Jeong et al., 2023) indicates that a single DC stress measurement may be insufficient to represent behavior in actual applications. The fact that the recovery time can range from a few hours to more than a day depending on the stress type (Toledo et al., 2023) also requires that the stress and recovery phases be considered together in a manner consistent with the driving scheme used in the application.

The second problem is that the effects of illumination and radiation in a-IGZO TFTs have not been adequately examined under detector conditions. In indirect-detection detectors, the combined effect of scintillator light and the negative gate voltage in the off state calls for a systematic study of NBIS under detector conditions. The limited number of studies on radiation hardness (Street, 2022) and the possibility that radiation-induced shifts depend on structural details such as the gate insulator (Cramer et al., 2018) further increase the need for reliability tests specific to detector conditions.

The third problem is detector-specific process integration: controlling hydrogen penetration into the a-IGZO TFT channel over large areas during photodiode deposition (Zhan et al., 2021) is one of the main topics of the next stage of a-IGZO TFT based indirect detector development. In addition, although APS architectures with in-pixel amplifiers offer an opportunity to reduce electronic noise (Street, 2022), their long-term stability under radiation and bias remains to be examined.

Conclusion

In this chapter, a-IGZO TFTs have been examined in terms of application requirements and stability problems. In displays, the combination of relatively high mobility, good uniformity, and extremely low off-state current supports large, high-resolution panels and low-refresh-rate operation. In detectors, smaller TFTs reduce electronic noise and improve image quality, particularly in low-dose or high-frame-rate imaging. The high X-ray hardness observed in the few studies available is also of particular importance for this application. In terms of stability, the dominant mechanism varies with the type of stress and the process conditions. In LCDs, the short-wavelength components of the backlight make NBIS decisive, whereas in indirect-detection detectors, hydrogen reaching the TFT channel during photodiode fabrication and ionizing radiation constitute additional sources of risk.

Accordingly, the priority research areas can be summarized as follows: developing test protocols that reflect real operating conditions such as light, temperature, radiation, and repeated stress–recovery cycles, and systematically examining NBIS under scintillator light in detector conditions. For detector applications, controlling the hydrogen reaching the TFT channel during photodiode fabrication and the long-term stability of APS architectures with in-pixel amplifiers are further topics that need to be addressed.

References

Bang, J., Matsuishi, S., & Hosono, H. (2017). Hydrogen anion and subgap states in amorphous In–Ga–Zn–O thin films for TFT applications. *Applied Physics Letters, 110*(23), Article 232105. https://doi.org/10.1063/1.4985627

Brody, T. P., Asars, J. A., & Dixon, G. D. (1973). A 6 × 6 inch 20 lines-per-inch liquid-crystal display panel. *IEEE Transactions on Electron Devices, 20*(11), 995–1001. https://doi.org/10.1109/T-ED.1973.17780

Choi, S., Park, J., Hwang, S.-H., Kim, C., Kim, Y.-S., Oh, S., Baeck, J. H., Bae, J. U., Noh, J., Lee, S.-W., Park, K.-S., Kim, J.-J., Yoon, S. Y., Kwon, H.-I., & Kim, D. H. (2022). Excessive oxygen peroxide model-based analysis of positive-bias-stress and negative-bias-illumination-stress instabilities in self-aligned top-gate coplanar In-Ga-Zn-O thin-film transistors. *Advanced Electronic Materials, 8*(5), Article 2101062. https://doi.org/10.1002/aelm.202101062

Choi, S.-H., & Han, M.-K. (2012). Effect of channel widths on negative shift of threshold voltage, including stress-induced hump phenomenon in InGaZnO thin-film transistors under high-gate and drain bias stress. *Applied Physics Letters, 100*(4), Article 043503. https://doi.org/10.1063/1.3679109

Chung, J.-M., Zhang, X., Shang, F., Kim, J.-H., Wang, X.-L., Liu, S., Yang, B., & Xiang, Y. (2018). Enhancement of a-IGZO TFT device performance using a clean interface process via etch-stopper nano-layers. *Nanoscale Research Letters, 13*(1), Article 164. https://doi.org/10.1186/s11671-018-2571-9

Corning Incorporated. (2018, May 9). *Corning opens world's largest LCD glass substrate facility in China* [Press release].

https://investor.corning.com/news-and-events/news/news-details/2018/Corning-Opens-Worlds-Largest-LCD-Glass-Substrate-Facility-in-China/default.aspx

Cramer, T., Fratelli, I., Barquinha, P., Santa, A., Fernandes, C., D'Annunzio, F., Loussert, C., Martins, R., Fortunato, E., & Fraboni, B. (2018). Passive radiofrequency x-ray dosimeter tag based on flexible radiation-sensitive oxide field-effect transistor. *Science Advances, 4*(6), Article eaat1825. https://doi.org/10.1126/sciadv.aat1825

Cramer, T., Sacchetti, A., Lobato, M. T., Barquinha, P., Fischer, V., Benwadih, M., Bablet, J., Fortunato, E., Martins, R., & Fraboni, B. (2016). Radiation-tolerant flexible large-area electronics based on oxide semiconductors. *Advanced Electronic Materials, 2*(7), Article 1500489. https://doi.org/10.1002/aelm.201500489

El-Mohri, Y., Antonuk, L. E., Koniczek, M., Zhao, Q., Li, Y., Street, R. A., & Lu, J.-P. (2009). Active pixel imagers incorporating pixel-level amplifiers based on polycrystalline-silicon thin-film transistors. *Medical Physics, 36*(7), 3340–3355. https://doi.org/10.1118/1.3116364

Fan, C.-L., Chen, C.-Y., Liu, S.-Y., & Lin, W.-Y. (2022). AMOLED pixel circuit using LTPO technology supporting variable frame rate from 1 to 120 Hz for portable displays. *Micromachines, 13*(9), Article 1505. https://doi.org/10.3390/mi13091505

Fortunato, E., Barquinha, P., & Martins, R. (2012). Oxide semiconductor thin-film transistors: A review of recent advances. *Advanced Materials, 24*(22), 2945–2986. https://doi.org/10.1002/adma.201103228

Geng, D., Wang, K., Li, L., Myny, K., Nathan, A., Jang, J., Kuo, Y., & Liu, M. (2023). Thin-film transistors for large-area electronics. *Nature Electronics, 6*(12), 963–972. https://doi.org/10.1038/s41928-023-01095-8

Hanyu, Y., Domen, K., Nomura, K., Hiramatsu, H., Kumomi, H., Hosono, H., & Kamiya, T. (2013). Hydrogen passivation of electron trap in amorphous In-Ga-Zn-O thin-film transistors. *Applied Physics Letters, 103*(20), Article 202114. https://doi.org/10.1063/1.4832076

Ide, K., Nomura, K., Hosono, H., & Kamiya, T. (2019). Electronic defects in amorphous oxide semiconductors: A review. *Physica Status Solidi (a), 216*(5), Article 1800372. https://doi.org/10.1002/pssa.201800372

Jeong, J. K. (2013). Photo-bias instability of metal oxide thin film transistors for advanced active matrix displays. *Journal of Materials Research, 28*(16), 2071–2084. https://doi.org/10.1557/jmr.2013.214

Jeong, Y., Kim, H., Oh, J., Choi, S.-Y., & Park, H. (2023). Bias temperature instability of a-IGZO TFTs under repeated stress and recovery. *Journal of Electronic Materials, 52*(6), 3914–3920. https://doi.org/10.1007/s11664-023-10386-x

Kamiya, T., Nomura, K., & Hosono, H. (2010). Present status of amorphous In–Ga–Zn–O thin-film transistors. *Science and Technology of Advanced Materials, 11*(4), Article 044305. https://doi.org/10.1088/1468-6996/11/4/044305

Kamiya, T., Nomura, K., Ide, K., & Hosono, H. (2022). Defects and relevant properties. In H. Hosono & H. Kumomi (Eds.), *Amorphous oxide semiconductors: IGZO and related materials for display and memory* (pp. 93–103). Wiley. https://doi.org/10.1002/9781119715641.ch4

Kuo, Y. (2013). Thin film transistor technology—Past, present, and future. *The Electrochemical Society Interface, 22*(1), 55–61. https://doi.org/10.1149/2.F06131if

Lee, D.-H., Jeong, H.-S., Kim, Y.-G., Kim, M.-H., Son, K.-S., Lim, J.-H., Song, S.-H., & Kwon, H.-I. (2023). Quantitative analysis of channel width effects on electrical performance degradation of top-gate self-aligned coplanar IGZO thin-film transistors under self-heating stresses. *Journal of Semiconductor Technology and Science, 23*(1), 79–87. https://doi.org/10.5573/JSTS.2023.23.1.79

Lee, J.-M., Cho, I.-T., Lee, J.-H., & Kwon, H.-I. (2008). Bias-stress-induced stretched-exponential time dependence of threshold voltage shift in InGaZnO thin film transistors. *Applied Physics Letters, 93*(9), Article 093504. https://doi.org/10.1063/1.2977865

Libsch, F. R., & Kanicki, J. (1993). Bias-stress-induced stretched-exponential time dependence of charge injection and trapping in amorphous thin-film transistors. *Applied Physics Letters, 62*(11), 1286–1288. https://doi.org/10.1063/1.108709

Lujan, R. A., & Street, R. A. (2012). Flexible X-ray detector array fabricated with oxide thin-film transistors. *IEEE Electron Device Letters, 33*(5), 688–690. https://doi.org/10.1109/LED.2012.2188825

Luo, C., Wang, H., Li, X., Zang, C., Hsieh, C. C.-C., Du, P., & Zhao, B. (2026). 2-5: Development of 85-inch 8K VA LCDs with large size oxide technology. *SID Symposium Digest of Technical Papers, 57*(1), 32–34. https://doi.org/10.1002/sdtp.70001_9

Mativenga, M., Haque, F., Billah, M. M., & Um, J. G. (2021). Origin of light instability in amorphous IGZO thin-film transistors and its suppression. *Scientific Reports, 11*(1), Article 14618. https://doi.org/10.1038/s41598-021-94078-8

Mativenga, M., Seok, M., & Jang, J. (2011). Gate bias-stress induced hump-effect in transfer characteristics of amorphous-indium-gallium-zinc-oxide thin-film transistors with various channel widths. *Applied Physics Letters, 99*(12), Article 122107. https://doi.org/10.1063/1.3641473

Noh, H.-K., Chang, K. J., Ryu, B., & Lee, W.-J. (2011). Electronic structure of oxygen-vacancy defects in amorphous In-Ga-Zn-O semiconductors. *Physical Review B, 84*(11), Article 115205. https://doi.org/10.1103/PhysRevB.84.115205

Oh, H., Yoon, S.-M., Ryu, M. K., Hwang, C.-S., Yang, S., & Park, S.-H. K. (2010). Photon-accelerated negative bias instability involving subgap states creation in amorphous In–Ga–Zn–O thin film transistor. *Applied Physics Letters, 97*(18), Article 183502. https://doi.org/10.1063/1.3510471

Oh, J., Jung, K.-M., Lee, J., Jung, E. K., Jeon, J.-H., Park, K., & Kim, Y.-S. (2019). A novel gate driver circuit for depletion-mode a-IGZO TFTs. *Journal of the Society for Information Display, 27*(12), 776–784. https://doi.org/10.1002/jsid.860

Park, S., Song, M.-K., Sung, T., & Kwon, J.-Y. (2021). Effect of X-ray irradiation on a-IGZO and LTPS thin-film transistors for radiography applications. *Applied Surface Science, 550*, Article 149237. https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2021.149237

Ryu, B., Noh, H.-K., Choi, E.-A., & Chang, K. J. (2010). O-vacancy as the origin of negative bias illumination stress instability in amorphous In–Ga–Zn–O thin film transistors. *Applied*

Physics Letters, 97(2), Article 022108. https://doi.org/10.1063/1.3464964

Sheth, N. M., Uneri, A., Helm, P. A., Zbijewski, W., & Siewerdsen, J. H. (2022). Technical assessment of 2D and 3D imaging performance of an IGZO-based flat-panel X-ray detector. *Medical Physics, 49*(5), 3053–3066. https://doi.org/10.1002/mp.15605

Shiah, Y.-S., Sim, K., Shi, Y., Abe, K., Ueda, S., Sasase, M., Kim, J., & Hosono, H. (2021). Mobility–stability trade-off in oxide thin-film transistors. *Nature Electronics, 4*(11), 800–807. https://doi.org/10.1038/s41928-021-00671-0

Shin, H.-J., Takasugi, S., Park, K.-M., Choi, S.-H., Jeong, Y.-S., Kim, H.-S., Oh, C.-H., & Ahn, B.-C. (2014). 50.1: Invited paper: Technological progress of panel design and compensation methods for large-size UHD OLED TVs. *SID Symposium Digest of Technical Papers, 45*(1), 720–723. https://doi.org/10.1002/j.2168-0159.2014.tb00189.x

Son, D.-H., Oh, C.-E., Lee, H.-W., Jeong, C.-Y., Jang, J.-M., Ahn, B.-D., Bae, J.-U., & Kwon, H.-I. (2025). Analysis of physical mechanisms for channel-length-dependent PBTS reliability in SA TG coplanar IGZO TFTs. *Scientific Reports, 15*(1), Article 43556. https://doi.org/10.1038/s41598-025-27549-x

Street, R. A. (2022). Oxide TFTs and their application to X-ray imaging. In H. Hosono & H. Kumomi (Eds.), *Amorphous oxide semiconductors: IGZO and related materials for display and memory* (pp. 503–517). Wiley. https://doi.org/10.1002/9781119715641.ch23

Toledo, P., Hernandez Luna, I. S., Hernandez-Cuevas, F., & Hernandez-Como, N. (2023). Electrical instabilities of a-IGZO TFTs under different conditions of bias and

illumination stress. *Microelectronics Reliability, 148*, Article 115186. https://doi.org/10.1016/j.microrel.2023.115186

Yaffe, M. J., & Rowlands, J. A. (1997). X-ray detectors for digital radiography. *Physics in Medicine and Biology, 42*(1), 1–39. https://doi.org/10.1088/0031-9155/42/1/001

Yamazaki, S., Suzawa, H., Inoue, K., Kato, K., Hirohashi, T., Okazaki, K., & Kimizuka, N. (2014). Properties of crystalline In–Ga–Zn-oxide semiconductor and its transistor characteristics. *Japanese Journal of Applied Physics, 53*(4S), Article 04ED18. https://doi.org/10.7567/JJAP.53.04ED18

Yang, G. W., Park, J., Choi, S., Kim, C., Kim, D. M., Choi, S.-J., Bae, J.-H., Cho, I. H., & Kim, D. H. (2022). Total subgap range density of states-based analysis of the effect of oxygen flow rate on the bias stress instabilities in a-IGZO TFTs. *IEEE Transactions on Electron Devices, 69*(1), 166–173. https://doi.org/10.1109/TED.2021.3130219

Zhan, X., Cheng, J., Hou, X., Li, C., & Che, C. (2021). 56-5: Image sensor using IGZO-TFT backplane with sacrificial barrier layer for X-ray detector. *SID Symposium Digest of Technical Papers, 52*(1), 792–794. https://doi.org/10.1002/sdtp.14802

Zhang, L., Yu, H., Xiao, W., Liu, C., Chen, J., Guo, M., Gao, H., Liu, B., & Wu, W. (2022). Strategies for applications of oxide-based thin film transistors. *Electronics, 11*(6), Article 960. https://doi.org/10.3390/electronics11060960

Zhao, C., & Kanicki, J. (2014). Amorphous In–Ga–Zn–O thin-film transistor active pixel sensor x-ray imager for digital breast tomosynthesis. *Medical Physics, 41*(9), Article 091902. https://doi.org/10.1118/1.4892382

BÖLÜM 13

Beş İletkenli Alçak Gerilim Dağıtım Hattında Kontrollü Aşırı Akım Durumlarının İki Eksenli Sargı Manyetik Alan Sensörüyle Temassız Ayrıştırılması

Contactless Discrimination of Controlled Overcurrent States in a Five-Conductor Low-Voltage Distribution Line Using a Two-Axis Coil-Based Magnetic Field Sensor

Emir Osman ÇELİK[1]
Yunis TORUN[2]

Özet

Alçak gerilim (AG) dağıtım hatlarında işletme durumlarının izlenmesi, enerji sürekliliğinin sağlanması açısından büyük önem taşımaktadır. Bu bölümde üç faz (L1, L2, L3), bir nötr (N) ve bir aydınlatma (A) iletkeninden oluşan beş iletkenli laboratuvar modelinde, iki eksenli sargı manyetik alan sensörüne ait kanal göstergeleriyle kontrollü aşırı akım durumlarının ayrıştırılması incelenmiştir. Deneylerde, aşırı akım koşullarıyla ilişkili akım artışlarının manyetik alan üzerindeki etkisini laboratuvar ortamında temsil etmek amacıyla, fiziksel kısa devre oluşturulmaksızın dört rezistif su ısıtıcısı kullanılmıştır. Yükler, suyu sıcak tutma ve kaynatma kademeleri arasında kontrollü olarak anahtarlanarak nominal ve yüksek akım durumları oluşturulmuştur. Bu yaklaşım, gerçek kısa devre olaylarını değil, aşırı akım koşullarını temsil eden kontrollü laboratuvar senaryolarını kapsamaktadır. Biot–Savart yasası ve süperpozisyon ilkesi, sonuçların fiziksel olarak yorumlanmasını sağlayan kuramsal çerçeve olarak kullanılmıştır.

[1] Research Assistant, Sivas Cumhuriyet University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering Sivas-Türkiye, ORCID: 0009-0008-7699-5581
[2] Assoc. Prof. Dr., Sivas Cumhuriyet University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering Sivas-Türkiye, ORCID: 0000-0002-6187-0451

A aydınlatma iletkeninin L1, L2 ve L3 fazlarından beslenmesi için üç bağımsız kayıt alınmıştır ve her kayıtta 16 kontrollü akım durumu ile toplam 48 senaryo-durum sınıfı oluşturulmuştur. Kalibre edilmiş manyetik akı yoğunluğu yerine, kayıt dosyalarındaki iki ortogonal kanalın 50 Hz ile ilişkili bağıl genlik göstergeleri kullanılmıştır. Üç farklı besleme bağlantısına ait tekil deney kayıtlarından elde edilen toplam 240 zamansal blok üzerinde uygulanan beş katlı kayıt-içi doğrulamada, [Bx, By] özellikleriyle doğrudan 48-sınıf 1-NN doğruluğu %98,33, bileşke genlik göstergesiyle %93,33 olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlar, iki eksenli sensör göstergelerinin mevcut laboratuvar koşullarında kontrollü akım durumlarını yüksek doğrulukla ayrıştırabildiğini göstermektedir. Bununla birlikte, bildirilen doğruluk oranları yalnızca gerçekleştirilen deney koşullarıyla sınırlıdır ve bağımsız deney tekrarları veya gerçek saha koşullarındaki sınıflandırma başarımını temsil etmemektedir.

Anahtar kelimeler: Alçak gerilim, havai dağıtım hattı, sargı sensörü, kontrollü aşırı akım, kanal genlik göstergesi, deney koşusu içi doğrulama, k-en yakın komşu.

Abstract

Monitoring operating conditions in low-voltage (LV) distribution networks is of paramount importance for ensuring the continuity and reliability of electrical power supply. This chapter presents an experimental investigation into the discrimination of controlled overcurrent conditions using the output channel indicators of a two-axis coil-based magnetic field sensor in a five-conductor laboratory-scale LV distribution line comprising three phase conductors (L1, L2, and L3), one neutral conductor (N), and one lighting conductor (A). To experimentally represent the effects of current increases associated with overcurrent conditions on the magnetic field, four resistive electric water heaters were employed without introducing physical short-circuit faults. The loads were switched between heat-maintenance and water-boiling modes to establish controlled nominal and elevated current conditions. This approach represents overcurrent-related current variations under laboratory conditions rather than actual short-circuit events.The Biot–Savart law and the principle of magnetic field superposition were adopted as the theoretical framework for interpreting the observed experimental responses rather than as a quantitatively validated predictive model.

Three separate experimental recordings were obtained by successively connecting the lighting conductor (A) to phases L1, L2, and L3. Each dataset comprised 16 distinct controlled current conditions, yielding a total of 48 scenario–state classes. In the absence of absolute sensor calibration, the analysis was performed using relative amplitude indicators associated with the 50 Hz components of two orthogonal measurement channels, rather than magnetic flux density values expressed in physical units. A consistent five-fold cross-validation procedure was applied to 240 temporal blocks extracted from the individual experimental runs. The results demonstrated that the one-nearest neighbor (1-NN) classifier achieved an accuracy of 98.33% in the direct 48-class classification task when the two-dimensional [Bx, By] feature vector was employed, compared with 93.33% when only the resultant amplitude indicator was considered. These accuracy values represent within-run classification performance and should not be interpreted as evidence of generalizability to independent experimental runs or real-world operating conditions. Overall, the findings indicate that the joint utilization of two orthogonal

magnetic field-related channel indicators provides a highly discriminative feature representation for distinguishing controlled current conditions in multi-conductor LV overhead distribution lines. The proposed approach consequently demonstrates the feasibility of single-sensor, multi-conductor condition monitoring under controlled laboratory conditions and establishes a foundation for subsequent investigations involving independent experimental validation and practical field deployment.

Keywords: Low-voltage distribution line, two-axis coil sensor, contactless sensing, controlled overcurrent, amplitude indicator, within-run validation, k-nearest neighbors.

Giriş

Elektrik dağıtım sistemleri, üretim ve iletim kademelerinde taşınan elektrik enerjisinin son kullanıcıya ulaştırıldığı son halkayı oluşturmaktadır. Özellikle AG havai hatlar dış ortam koşullarına doğrudan maruz kaldığı için rüzgâr, yıldırım, bitki teması, hayvan teması, izolasyon zayıflaması, ekipman arızaları ve bağlantı problemleri gibi etkenlerden kaynaklanan kısa devrelere açıktır. Bu tür olaylar yalnızca enerji kesintisine değil, ekipman hasarına, bakım maliyetlerinin artmasına ve işletme güvenliğinin azalmasına da neden olabilir (Allan, 2013; Kazim et al., 2020) .

Dağıtım şebekelerinde arıza tespiti ve konumlandırma amacıyla empedans tabanlı yöntemler, yürüyen dalga yöntemleri ve bilgi/yapay zekâ tabanlı yöntemler yaygın olarak kullanılmıştır. Empedans tabanlı yöntemler uygulama kolaylığına rağmen hat parametre belirsizliği, arıza direnci ve dallı şebeke yapısından etkilenebilmektedir (Bahmanyar et al., 2017). Yürüyen dalga tabanlı yöntemler yüksek örnekleme hızı ve hassas zaman senkronizasyonu gerektirmektedir (Shafiullah & Abido, 2017). Bu sınırlamalar, iletkene doğrudan temas etmeden çalışan manyetik alan tabanlı ölçüm yaklaşımlarını özellikle saha uygulamaları açısından ilgi çekici hâle getirmiştir (Huang et al., 2012). Akım taşıyan bir iletkenin çevresinde oluşan manyetik alanın ölçülmesi, iletkenden geçen akımın ve işletme durumunun dolaylı olarak izlenmesine olanak vermektedir. Manyetik alan genliği ve faz bilgisinden yararlanılarak dengesiz yüklenmenin izlenebildiği, havai hatların işletme durumlarının temassız biçimde takip edilebildiği ve sensör dizileriyle akım ile iletken sarkmasının tahmin edilebildiği gösterilmiştir (Khawaja et al., 2017; Malik et al., 2020; Sun et al., 2013, 2014). Çok bobinli düşük maliyetli yapılar da üç faz akımlarının eş zamanlı izlenmesi için önerilmiştir (Wu et al., 2016).

Bu bölümün özgün deneysel kapsamı, nötrün ayrı bir anahtarlama değişkeni olmadığı beş iletkenli bir AG hat geometrisinde, L1, L2, L3 ve A yüklerinin ikili akım seviyelerinden türetilen çoklu durumların tek ölçüm noktasındaki kanal imzalarıyla ayrıştırılmasıdır. A iletkeninin besleme fazı sınıflandırma bağlamını değiştirmektedir. Çalışma gerçek kısa devre arıza yerinin, saha koşullarında belirlendiğini ileri sürmemektedir.

AG Havai Hatlarda Arıza Tespiti ve Manyetik Alan Yaklaşımı

Kısa Devre ve Aşırı Akım Durumları

Üç fazlı güç sistemlerindeki kısa devreler genel olarak simetrik ve simetrik olmayan arızalar olarak iki grupta incelenmektedir. Üç fazın benzer koşullarda arızaya katıldığı üç fazlı kısa devre, simetrik arızanın temel örneğidir. Faz-toprak, faz-nötr, faz-faz ve iki faz-toprak arızalarında ise faz dengesi bozulmakta ve simetrik olmayan bir işletme durumu ortaya çıkmaktadır (Das, 2016; Glover et al., 2023). Simetrik olmayan olayların analizinde Fortescue tarafından geliştirilen simetrik bileşenler yaklaşımı, faz büyüklüklerinin pozitif, negatif ve sıfır sıra bileşenlerine ayrılması açısından temel kuramsal çerçevelerden biridir (FORTESCUE, 1918)**.**

AG şebekelerindeki gerçek kısa devre akımlarının hesaplanmasında IEC 60909-0 standardı kullanılabilmektedir (IEC, 2014). Bu çalışmada, aşırı akım durumlarıyla ilişkili akım artışlarının manyetik alan üzerindeki etkisini araştırmak amacıyla, laboratuvar koşullarında gerçek kısa devre oluşturulması yerine rezistif yükler kullanılarak iletken akımları nominal ve yüksek akım kademeleri arasında kontrollü olarak değiştirilmiştir. Böylece aşırı akım durumlarının akım genliğindeki artışa dayalı etkileri laboratuvar ölçeğinde temsil edilmiştir. Bununla birlikte, gerçekleştirilen deneyler gerçek kısa devre akımlarını, arıza geçici rejimlerini veya koruma elemanlarının açma davranışlarını kapsamamaktadır. Dolayısıyla deneysel sınıflar, gerçek arıza türlerinin doğrudan karşılığı olarak değil, aşırı akım koşullarını temsil etmek amacıyla oluşturulan kontrollü akım durumları olarak değerlendirilmiştir.

A aydınlatma kolu L1, L2 veya L3 fazından beslenebilmektedir. Bu farklı bağlantılar iletken akımlarının sensör çevresinde oluşturduğu alan imzasını değiştirmektedir ancak yapılan deneyde faz–A ve faz–nötr teması meydana getirilmediğinden ilgili durumlar fiziksel kısa devre türleri olarak değil, birlikte yükseltilen yük akımı kombinasyonları olarak yorumlanmıştır.

Temassız Manyetik Alan Ölçümünün Literatürdeki Yeri

Huang ve arkadaşları havai iletim hatlarında arıza konumunun temassız manyetik alan ölçümüyle belirlenmesine yönelik bir yaklaşım geliştirmiştir (Huang et al., 2012). Daha sonra Kazim ve arkadaşları 11 kV havai dağıtım hatlarında manyetik alan seviyelerindeki değişimleri kullanarak kısa devrelerin tespit ve lokalizasyonunu incelemiştir (Kazim et al., 2020). Bu çalışmalar, hat akımlarının doğrudan ölçülmesi yerine akımların çevresinde oluşturduğu alanın kullanılabileceğini göstermesi bakımından önemlidir.

İki eksenli manyetik alan yaklaşımı, geometrik nedenlerle iki ortogonal doğrultuda farklı katkılar ortaya çıkarabilmektedir. Lekić ve arkadaşları iki ortogonal bobin ile orta gerilim ağlarında arıza göstergelerini incelemiş (Lekić et al., 2020) , Wang ve arkadaşları ise iki eksenli yörünge parametrelerinin konum belirleme problemindeki kullanımını araştırmıştır (Wang et al., 2023) . Bununla birlikte mevcut laboratuvar verilerinde kullanılan sayısal büyüklükler, kalibre edilmiş manyetik alan yön vektörü değil, iki kanalın bağıl genlik göstergeleridir. İki kanalın tek skaler göstergeye göre sınıflandırma yararı bu bölümde eşit veri katlarıyla ayrıca sınanmıştır.

AG düzeyinde yüksek empedanslı arızaların akım ve manyetik alan ölçümleriyle karakterize edilebildiği çalışmalar da bulunmaktadır (IEC, 2014) . Khan ve arkadaşları, ikincil dağıtım şebekelerinde kısa devre arızalarının tespiti ve sınıflandırılması amacıyla, 200 kVA dağıtım transformatörünün sonlu elemanlar modelinden elde edilen manyetik kaçak akı verilerini kullanan bir yöntem önermiştir (Khan et al., 2025) .

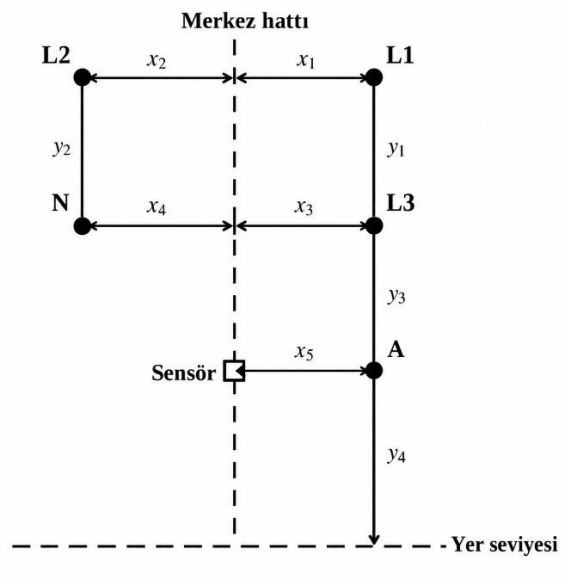
Bu literatür birikimi, düşük maliyetli ve doğrudan iletken bağlantısı gerektirmeyen sensörlerin AG havai hatlara uyarlanmasını destekleyen bir teknik zemin oluşturmaktadır.

Beş İletkenli Hat Geometrisi ve Matematiksel Model

Şekil 1'deki sabit model geometrisinde sensör merkezi S=(0,0) alınmıştır. L1 ve L3 sağda, L2 ve N solda, A aydınlatma iletkeni ise sensörün sağında ve onunla aynı yatay düzeydedir. Geometrik koordinatlar Biot–Savart hesaplarında iletkenlerin alan katkı yönlerini tanımlamak için kullanılmıştır ve laboratuvar kanallarının mutlak Tesla karşılığını belirlemek için kullanılmamıştır.

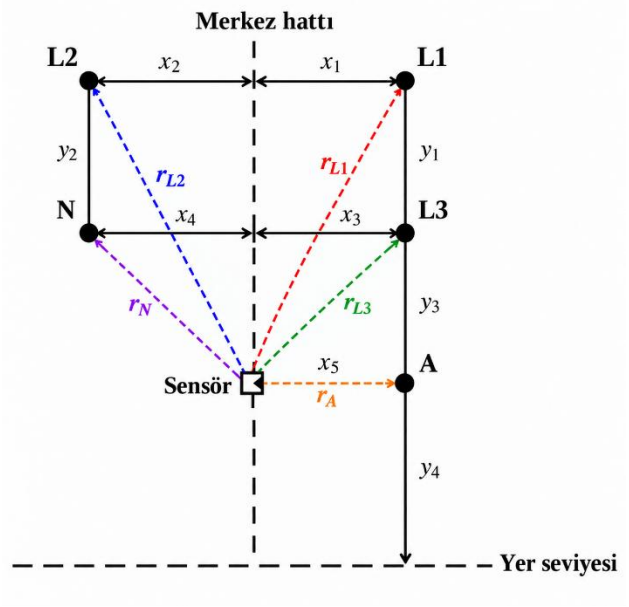
Tablo 1 Beş iletkenli hat geometrisinin koordinat ve sensör uzaklığı tanımları

İletken	Koordinat (sensör S=(0,0))	Sensör uzaklığı
L1	$(x_1, y_1 + y_3)$	$r_{L1} = \sqrt{x_1^2 + (y_1 + y_3)^2}$
L2	$(-x_2, y_2 + y_3)$	$r_{L2} = \sqrt{x_2^2 + (y_2 + y_3)^2}$
L3	(x_3, y_3)	$r_{L3} = \sqrt{x_3^2 + y_3^2}$
N	$(-x_4, y_3)$	$r_N = \sqrt{x_4^2 + y_3^2}$
A	$(x_5, 0)$	$r_A = x_5$



Şekil 1 Beş iletkenli AG havai hat geometrisi ve sensör konumu

Şekil 2'de her bir iletkenin sensöre olan uzaklığı gösterilmekte ve Tablo 1'de ise sensör başlangıç noktası seçildiğinde iletkenlerin konumları ve uzaklıkların matematiksel olarak ifadesi verilmiştir.



Şekil 2 Sensöre göre iletkenlerin uzaklıkları

Biot-Savart Yasası ve İletken Katkıları

İdeal ve yeterince uzun doğrusal iletken yaklaşımında manyetik akı yoğunluğu B, Biot–Savart yasasıyla akım ve uzaklık cinsinden hesaplanmaktadır (Khawaja et al., 2017; Wu et al., 2016) . Bu kuramsal büyüklük ile sargı sensörünün elektronik kartından elde edilen sayısal kanal göstergeleri birbirinden ayrı tutulmalıdır çünkü manyetik alan şiddeti H (A/m) ve manyetik akı yoğunluğu B (T) aynı fiziksel büyüklük değildir fakat boşlukta $B = \mu_0 H$ ilişkisi geçerlidir.

$$B_i(t) = \frac{\mu_0 |I_i(t)|}{2\pi r_i} \tag{1}$$

Burada μ_0 boşluğun manyetik geçirgenliği, $I_{\mathrm{i}}(t)$ i'inci iletkenden geçen işaretli anlık akım, r_{i} ise ilgili iletken ile sensör arasındaki dik uzaklıktır. Şekil 1'deki geometri için iletken koordinatları ve sensör uzaklıkları aşağıdaki bağıntılarla ifade edilir.

$$r_{L1} = \sqrt{x_1^2 + (y_1 + y_3)^2}, \tag{2}$$

$$r_{L2} = \sqrt{x_2^2 + (y_2 + y_3)^2} \tag{3}$$

$$r_{L3} = \sqrt{x_3^2 + y_3^2}, \tag{4}$$

$$r_N = \sqrt{x_4^2 + y_3^2}, \tag{5}$$

$$r_A = x_5 \tag{6}$$

Toplam manyetik alan her iletkenin sensör noktasındaki katkısının vektörel süperpozisyonudur. Sensör $S = (0,0)$ kabul edilip i'inci iletkenin koordinatı $(x_{\mathrm{i}}, y_{\mathrm{i}})$ olarak tanımlandığında ve pozitif akım yönü sayfa düzleminden dışarı doğru seçildiğinde, Biot–Savart yönü sağ el kuralına göre belirlenir. Nötr akımı dâhil tüm akımlar aynı referans yöne göre işaretli büyüklük olarak kullanılır.

$$\mathbf{B}(t) = \sum_i \mathbf{B}_i\,(t) = B_x(t)\,\hat{\mathbf{x}} + B_y(t)\,\hat{\mathbf{y}} \qquad \mathrm{i} \in \{L1, L2, L3, N, A\} \tag{7}$$

$$B_x(t) = \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_i I_i\,(t)\, \frac{y_i}{x_i^2 + y_i^2} \tag{8}$$

$$B_y(t) = -\frac{\mu_0}{2\pi} \sum_i I_i\,(t)\, \frac{x_i}{x_i^2 + y_i^2} \tag{9}$$

Şekil 1'deki geometride her iletkenin koordinatı ve işaretli akımı kullanıldığında kuramsal Bx ve By katkıları vektörel olarak toplanır. Pozitif akımın sayfa düzleminden dışarı doğru seçildiği kabulde, S=(0,0) için toplam alanın bileşenleri ile bileşke büyüklüğü işaretli akımlar için kuramsal olarak denklem 10-13 ile tanımlanabilmektedir. A iletkeninin ideal konumunda yA=0 olduğundan Bx katkısı sıfır olur; bu sonuç sensörde kayıtlı kanal göstergesinin tüm durumlarda sıfır olmasını gerektirmez.

$$B_{x,kur}(t) = \left(\frac{\mu_0}{2\pi}\right) \Sigma_{\mathrm{i}} \left[\frac{I_i(t) y_i}{(x_i^2 + y_i^2)}\right] \quad (10)$$

$$B_{y,kur}(t) = -\left(\frac{\mu_0}{2\pi}\right) \Sigma_{\mathrm{i}} \left[\frac{I_{i(t)} x_i}{(x_i^2 + y_i^2)}\right] \quad (11)$$

$$|B_{kur}(t)| = \sqrt{\left[B_{x,kur}^2(t) + B_{y,kur}^2(t)\right]} \quad (12)$$

$$\Phi_{kur}(t) = atan2\left(B_{y,kur}(t), B_{x,kur}(t)\right) \quad (13)$$

Burada i ∈ {L1,L2,L3,N,A} olmak üzere $x_i ve\, y_i$ iletken merkezinin sensöre göre konumunu, $I_i(t)$ ise aynı referans yöne göre işaretli akımı göstermektedir. Formüller (Khawaja et al., 2017; Wu et al., 2016) kapsamındaki geometrik süperpozisyon yaklaşımının yorumlayıcı uygulamasıdır ve sınıf merkezleriyle nicel bir model hata karşılaştırması gerçekleştirilmemiştir.

$$B_{x,kur}(t) = \frac{\mu_0}{2\pi}\left[I_{L1}\frac{y_1+y_3}{r_{L1}^2} + I_{L2}\frac{y_2+y_3}{r_{L2}^2} + I_{L3}\frac{y_3}{r_{L3}^2} + I_N\frac{y_3}{r_N^2}\right] \quad (14)$$

$$B_{y,kur}(t) = \frac{\mu_0}{2\pi}\left[-I_{L1}\frac{x_1}{r_{L1}^2} + I_{L2}\frac{x_2}{r_{L2}^2} - I_{L3}\frac{x_3}{r_{L3}^2} + I_N\frac{x_4}{r_N^2} - \frac{I_A}{x_5}\right] \quad (15)$$

$atan2$ işlemi, iki bileşenin işaretlerini birlikte kullandığından kuramsal alan açısının dört bölgesini ayırt etmektedir. Deneysel kayıtlardaki değerler pozitif kanal genlik göstergeleri olduğundan, bunlar üzerinden hesaplanan atan2 açısı kalibrasyon ve işaretli dalga biçimleri olmaksızın fiziksel alanın faz veya yön açısı olarak yorumlanmamalıdır.

Manyetik Alan Bileşenlerinin Fiziksel Yorumu

Biot–Savart yasasının süperpozisyon sonucu, her iletkenin kuramsal manyetik alan katkısının işaretli akımla doğrusal değiştiğini ifade etmektedir (Khawaja et al., 2017; Wu et al., 2016). Bununla birlikte farklı iletkenlerin vektörel katkıları birbirini güçlendirebilmekte veya zayıflatabilmektedir. Bu nedenle alan bileşkesinin büyüklüğü, aynı anda yüksek akımda olan iletken sayısıyla zorunlu olarak monoton artmamaktadır. Bu gözlem, mevcut sınıflandırma merkezlerinin olası fiziksel nedenlerinin yorumlanmasını sağlamaktadır ve burada model ve deney arasında nicel doğrulama yapıldığı iddia edilmemektedir.

Şekil 1'deki geometri bu davranışın ayrıştırılmasında belirleyicidir. L1, L2, L3 ve N iletkenlerinin sensöre göre hem yatay hem düşey uzaklıkları bulunduğundan bu iletkenlerin iki eksene katkı oranları birbirinden farklıdır. A aydınlatma iletkeni ise sensörle aynı yatay seviyede yer aldığından ideal geometrik modelde B_x bileşenine doğrudan katkı vermezken, etkisi esas olarak B_y bileşeninde görülmektedir. Nötr akımının aynı referans yönüne göre işaretli kullanılması, faz ve aydınlatma akımlarının dönüş yolundan kaynaklanan alan yönünün modelde korunmasını sağlamaktadır.

Kuramsal olarak iki bileşenin tutulması yönsel/geometrik bilginin kaybını önleyebilmektedir. Ancak böyle bir temsilin sınıflandırma doğruluğunda tek skaler büyüklüğe üstünlüğü yalnızca dağılım grafiğinden çıkarılamamaktadır. Bu nedenle "aynı katlarda özellik azaltma karşılaştırması" adlı bölümde Bx, By, bileşke G ve [Bx, By] özellik kümeleri aynı bloklar ve aynı doğrulama bölmeleri üzerinde karşılaştırılmıştır.

Sensör konumu değiştirildiğinde x_i ve y_i mesafeleri de değişeceğinden her iletkenin B_x ve B_y üzerindeki ağırlığı yeniden şekillenir. Bu nedenle sensör yerleşimi yalnızca mekanik bir montaj tercihi değil, sınıflar arası ayrılabilirliği doğrudan etkileyen bir tasarım parametresidir. Uygulamada hedef, bütün iletken katkılarının ölçülebilir kaldığı ve farklı işletme durumlarının iki eksenli özellik uzayında mümkün olduğunca ayrıldığı bir konum seçmektir (Khawaja et al., 2017).

Tek Ölçüm Noktasında Geometrik Ayrıştırılabilirlik ve Tanımlanabilirlik

Beş iletkenin konumları değişmediğinde kuramsal alan katkılarının akımlara bağımlılığı doğrusal bir dönüşüm olarak gösterilebilir. Sayfa düzlemine dik akım yönü aynı referansa göre işaretli alınırsa $i(t) = [I_{L1}(t), I_{L2}(t), I_{L3}(t), I_N(t), I_A(t)]^{\mathrm{T}}$ ve $b(t) = \left[B_{x,kur}(t), B_{y,kur}(t)\right]^{\mathrm{T}}$ vektörleri tanımlanabilir. Bu durumda $b(t) = \left(\frac{\mu_0}{2\pi}\right).G.i(t)$ yazılır. Burada G matrisinin i'inci sütunu $\left[\frac{yi}{xi^2+yi^2}, -\frac{xi}{xi^2+yi^2}\right]^{\mathrm{T}}$ biçimindedir. İletken konumları ve aralarındaki mesafeler sabit tutularak yapılan bu düzenleme, Biot–Savart yasası ile süperpozisyonun geometrik sonuçlarını tek bir gösterimde birleştirmektedir (Khawaja et al., 2017; Wu et al., 2016).

G matrisinin boyutu 2×5 olduğu için rank(G) en fazla 2 olabilmektedir. Bu nedenle herhangi bir anda yalnızca iki bağımsız manyetik alan bileşeninin mutlak ve doğru işaretli değerleri mevcut olsa bile beş ayrı iletkenin tüm anlık akımlarının ek bir kısıt olmaksızın tekil olarak geri çözülmesi matematiksel olarak mümkün değildir. Nötr akımının faz ve aydınlatma akımlarına ait fiziksel dönüş koşullarına bağlı olması, modelin bağımsız değişken sayısını azaltmaktadır ancak tek başına tüm olası yük akımlarını belirsizliksiz çıkarmaya yeterli bir koşul oluşturmamaktadır. Bu nedenle "tek sensörle tüm iletkenleri izleme" hedefi, beş bağımsız analog akımın yeniden üretimi değil, sınırlı sayıda önceden tanımlanmış yüklenme kombinasyonunun imzasını sınıflandırmak şeklinde anlaşılmalıdır.

Deneyde sınıf uzayı dört ayrı yük kolunun nominal/yüksek akım seviyesi arasında anahtarlanmasıyla 2^4=16 durumla sınırlandırılmıştır. A beslemesinin L1, L2 veya L3 fazlarından seçilmesiyle her biri 16 durumlu üç ayrı ölçüm bağlamı oluşturulmuştur. Böyle bir sonlu durum sözlüğünde her akım vektörünün eksiksiz ters çözülmesi gerekmemekte ve farklı durumların iki kanallı gösterge uzayında yeterince ayrık kümeler oluşturması sınıflandırma için kullanılabilmektedir. Bununla birlikte sınıf merkezleri arasındaki en küçük uzaklığın 3,16 a.u. kadar düşük olduğu L3 senaryosu gibi örnekler, durum sözlüğündeki bazı merkezlerin yakınlaşabildiğini ve sonlu durum ayrıştırılabilirliğinin garanti olmadığını göstermektedir.

Dahası, mevcut deney çıktılarında kuramsal b(t) vektörü değil, sargı ve elektronik aktarım zincirinden geçmiş pozitif g_x, g_Y kanal genlikleri kaydedilmiştir. Bu iki kanalın büyüklükleri, anlık manyetik alanın işareti ve fazıyla bire bir eşlenemediğinden kuramsal G matrisinin ters çözümü bu ham dosyalara doğrudan uygulanamamaktadır. Teorik model,

sınıfların geometriden nasıl etkilenebileceğini açıklamaktadır. Laboratuvar verileri ise iki göstergenin örüntü tabanlı ayırt ediciliğini sınamaktadır. Orta gerilimde yönsel alan yörüngelerini inceleyen çalışmalar, daha kapsamlı kalibre edilmiş ham dalga biçimleri kullanıldığında bu sınırların hangi özelliklerle araştırılabileceğine ilişkin örnekler sunmaktadır (Lekić et al., 2020; Wang et al., 2023).

Deneysel Sistem ve Veri Toplama

Deney düzeninde L1, L2, L3, N ve A iletkenlerinden oluşan sabit geometrili bir havai hat modeli kullanılmıştır. Her biri iki kademeli dört su ısıtıcısı rezistif yük olarak anahtarlanmıştır ve L1, L2, L3 ve A yüklerinin akımı nominal ve yüksek kademeler arasında değiştirilmiştir. N akımı ayrıca anahtarlanmamış ve beslenen kollardaki akımın dönüş yolu sonucu meydana gelmiştir. Ölçüm kartının CSV kayıtlarındaki sensor2 ve sensor3 sütunları, sırasıyla Bx ve By olarak adlandırılan iki ortogonal ölçüm kanalının kalibrasyonsuz genlik göstergelerini (a.u.) temsil etmektedir. Bu adlandırma, söz konusu değerlerin tesla (T) cinsinden mutlak manyetik akı yoğunluğu ölçümleri olduğu anlamına gelmemektedir.

A iletkeninin sırasıyla L1, L2 ve L3 fazlarından beslenmesiyle üç deney kaydı elde edilmiştir ve her kayıtta [A L3 L2 L1] bit sırasına göre 16 durum oluşturulmuştur. Bir bitin 1 olması ilgili yük kolunda yüksek akım kademesini, 0 olması nominal kademeyi belirtir. 0000 nominal, 0001 L1 yüksek akım, 0010 L2 yüksek akım, 0100 L3 yüksek akım ve 1000 A yüksek akım durumudur. N için ayrı bir bit bulunmamaktadır.

Şekil 3’te laboratuvar kurulumu ve iki eksenli sargı sensörü görülmektedir. Ham CSV kayıtlarında ardışık zaman damgaları arasındaki tipik süre 40 ms olup bu değer yaklaşık 25 kayıt/s veri kayıt hızına karşılık gelmektedir. Kayıtlarda ayrıca 50 Hz frekans bilgisi bulunmaktadır. Ancak bu bilgiler, bobin sinyalinin ölçüm kartı içerisindeki gerçek örnekleme hızını veya 50 Hz bileşeninin hangi sinyal işleme yöntemiyle elde edildiğini tek başına ortaya koymamaktadır.Her durum nominal olarak yaklaşık 10 s tutulmuş, gerçek geçişler kayıttaki kalıcı kanal basamaklarına göre belirlenmiştir.



Şekil 3 Hat konfigürasyonu ve sensör laboratuvar kurulumu

Laboratuvar düzeneğinde 6 mm² kesitli yalıtılmış bakır iletkenler kullanılmış ve iletkenler arasındaki mesafe 50 cm olarak belirlenmiştir. Manyetik alan sensörü, birbirine ortogonal yerleştirilmiş iki ayrı bobinden oluşmaktadır. Her bobinde 2000 sarım bulunmakta olup sensör toplam 4000 sarım içermektedir. Rezistif yüklerin akım değerleri ve veri toplama zinciri tekrarlanabilirlik açısından Tablo 2'de verilmiştir. Tablodaki nominal ve yüksek akım değerleri, su ısıtıcılarının sırasıyla sıcak tutma ve kaynatma kademelerinde oluşturulan deneysel yüklenme koşullarını temsil etmektedir. Yüksek akım kademeleri, aşırı akım durumlarıyla ilişkili akım artışlarının manyetik alan üzerindeki etkisini kontrollü laboratuvar koşullarında incelemek amacıyla kullanılmıştır. Bununla birlikte bobin kesit alanı, tam bobin aktarım fonksiyonu, analog kazanç kalibrasyonu, sayısal göstergenin 50 Hz'deki tam hesap algoritması ve mutlak T/a.u. dönüşüm katsayısı kayıtlarla belirlenememektedir ve bu eksiklikler kestirimle tamamlanmamıştır.

Deneysel sınıflar, gerçek kısa devreye ait iletken-iletken temasları yerine, dört ayrı yük kolunun yüksek veya nominal kademeye alınmasıyla oluşturulmuştur. Nötrün dönüş akımı sınıf etiketine ayrı bir bit olarak dâhil değildir.

50 Hz şebeke bileşeninin hangi filtre/analiz yöntemiyle çıktıya dönüştürüldüğü kartın ham veri kayıtlarından bağımsız olarak doğrulanamamaktadır ve dolayısıyla bu çalışmada sensör2 ve sensör3 sütunları kanal genlik göstergesi olarak işlenmiştir.

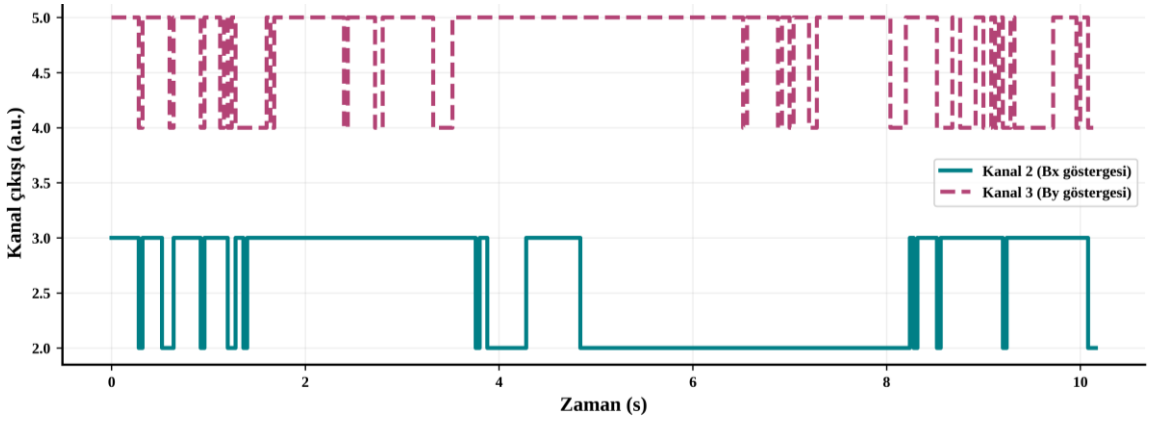
Tablo 2 CSV dosyalarından doğrulanabilen deney parametreleri ve kaydedilmeyen bilgiler

Parametre	L1 / L2 / L3 / A ve Kayıt Bilgisi
Hat Kesiti ve Yerleşimi	6 mm² yalıtılmış bakır 50 cm iletken aralığı
Sargı Sayısı	X: 2000 tur Y: 2000 tur Toplam 4000 tur
Nominal Kol Akımı (Amper)	L1: 0,593 L2: 0,008 L3: 0,639 A: 0,645
Yüksek Kol Akımı (Amper)	L1: 6,84 L2: 6,88 L3: 6,75 A: 6,65
Yük Niteliği	Dört adet iki kademeli su ısıtıcısı (rezistif)
Veri Kaynağı	Kapsam Elektromekanik ölçüm kartı ve Android Uygulaması CSV kayıtları
Kayıt Sütunları	sensor2 → B_x göstergesi sensor3 → B_y göstergesi
Kayıt Aralığı / Frekans Bilgisi	40 ms (25 kayıt/s) / 50 Hz
Kayıt Süresi	L1: 160,16 s L2: 160,52 s L3: 165,36 s
Bilinmeyenler	Bobin kesit alanı Tam aktarım/filtre algoritması Mutlak kalibrasyon

Tablo 3 Deneysel 16 kontrollü akım durumunun [A L3 L2 L1] bit sırasına göre tanımı

Durum [A L3 L2 L1]	Yüksek Akım İletkenleri	Açıklama
0000	—	Nominal durum
0001	L1	Kontrollü aşırı akım
0010	L2	Kontrollü aşırı akım
0011	L2-L1	Kontrollü aşırı akım
0100	L3	Kontrollü aşırı akım
0101	L3-L1	Kontrollü aşırı akım
0110	L3-L2	Kontrollü aşırı akım
0111	L3-L2-L1	Kontrollü aşırı akım
1000	A	Kontrollü aşırı akım
1001	A-L1	Kontrollü aşırı akım
1010	A-L2	Kontrollü aşırı akım
1011	A-L2-L1	Kontrollü aşırı akım
1100	A-L3	Kontrollü aşırı akım
1101	A-L3-L1	Kontrollü aşırı akım
1110	A-L3-L2	Kontrollü aşırı akım
1111	A-L3-L2-L1	Kontrollü aşırı akım

Şekil 4 ortamın doğal gürültüsü kaydının kanal çıkışlarını göstermektedir ancak bu kayıtta cihaz kazancı 100, ana deney kayıtlarında 10 olduğundan ham a.u. değerleri doğrudan karşılaştırılamamaktadır. Bu nedenle grafik yalnızca nitel bir arka plan kontrolüdür. Kalibrasyon ve eşdeğer kazanç düzeltmesi bulunmadığı için sinyal-gürültü oranı veya ihmal edilebilir etki konusunda nicel bir sonuç çıkarılmamıştır.



Şekil 4 Ortamın doğal gürültüsünün kanal çıkışları

Veri işleme, Özellik Çıkarma ve Sınıflandırma

Deneysel sınıflandırma için kullanılan özellikler, sensor2 ve sensor3 sütunlarından elde edilen g_x ve g_γ bağıl kanal genlik göstergeleridir. Metinde deneysel etiket kolaylığı için "Bx göstergesi" ve "By göstergesi" denildiğinde fiziksel $B_{x,kur}$ ve $B_{y,kur}$ (T) değil, kalibrasyonsuz iki kanalın a.u. cinsinden değerleri anlaşılmaktadır. Her kararlı durumda kenar geçişleri ±0,40 s dışlanmış ve kalan kayıt örnekleri beş ardışık zamansal bloğa ayrılıp her bloğun iki kanal medyanı hesaplanmıştır. Elde edilen 3×16×5=240 özellik vektörü, 48 sınıflı k-NN işlemine verilmiştir.

Sınıf merkezleri iki kanal medyanıyla, sınıflar arası uzaklık iki boyutlu Öklid metriğiyle hesaplanmıştır. Ayrıca kanal göstergelerinin örnek düzeyinde bileşkesi $G_k = \sqrt{g_{x,k}^2 + g_{\gamma,k}^2}$ olarak tanımlanmıştır. Tablo 4–6'daki G_RMS, işlenmiş kanal çıktılarının kararlı bölgedeki kök-ortalama-kare büyüklüğüdür (Denklem 16).

$$G_{RMS} = \sqrt{\left[\left(\frac{1}{n}\right)\Sigma_{\mathrm{k}}(g_{\mathrm{x},\,\mathrm{k}}{}^2 + g_{\mathrm{y},\,\mathrm{k}}{}^2)\right]} \quad (16)$$

Bu sayı bobinin 50 Hz manyetik akı yoğunluğunun T cinsinden RMS ölçümü değildir. Sadece sınıf merkezi medyanlarından $\sqrt{medyan(g_{\mathrm{x}})^2 + medyan(g_{\mathrm{y}})^2}$ hesaplanırsa farklı bir büyüklük elde edilmektedir ve buna RMS denilmemiştir.

Yeniden üretilebilir karşılaştırmada her sınıfın beş kronolojik bloğundan biri test için, diğer dördü eğitim için ayrılmıştır ve aynı kat indeksleri 1-NN/3-NN ve tüm özellik seçeneklerinde korunmuştur. Stage-1 besleme senaryosu (üç sınıf), Oracle (gerçek senaryonun önceden bilindiği uzman), hiyerarşik senaryo+durum ve doğrudan 48 sınıf modelleri ayrıca değerlendirilmiştir. Bu ayrım yalnızca aynı fiziksel deney koşusu içindeki zamansal blokları sınamaktadır ve bağımsız gün, farklı montaj veya saha doğrulaması anlamına gelmemektedir.

Veri Bütünlüğü, Geçiş Sınırları ve İşleme Kararları

Üç ana kayıt üzerinde her satırın zaman damgası, sensor2 ve sensor3 alanları okunmuştur. Başlangıç zamanına göre tanımlanan t_k, CSV dosyasındaki pc_time_epoch alanından hesaplandığından ardışık kayıtlar arasında gözlenen yaklaşık 40 ms fark veri toplama aralığıdır. Bu aralık kayıtlı çıktının zaman çözünürlüğünü vermekte fakat bobin geriliminin ölçüm kartı içinde hangi hızda örneklendiğini vermemektedir. Kanalların fiziksel kazancı ve 50 Hz çevrim içi hesap zinciri bilinmediğinden manyetik akı yoğunluğu veya gerçek faz açısı hesaplaması yapılmamıştır.

Durum geçişleri, tezde kullanılan 0000–1111 sırasını koruyacak biçimde, ardışık durumların kanal merkezleri arasındaki değişim yönüyle uyumlu güçlü basamak noktaları taranarak bulunmuştur. Her geçişin iki yanında 0,40 saniyelik gözlem örnekleri sınıf içi hesaplamaya alınmamıştır. Örneğin L1 kaydında ilk kalıcı geçiş yaklaşık 10,88 saniyede, son geçiş 152,32 saniyede; L2 kaydında 10,56 ve 155,52 saniyede; L3 kaydında 10,96 ve 155,24 saniyede saptanmıştır. Bu nedenle tüm sınıflara mekanik olarak tam 10 saniyelik dilim uygulamak doğru değildir. Özellikle L2 kaydının son durumu daha kısa süreli olduğu hâlde kalan kayıtlar beş bloğa bölünebilmiştir.

Her kararlı aralık içindeki kayıtların sayısı sınıftan sınıfa değişse de her aralık kendi içinde beş ardışık ve olabildiğince eşit kayıt sayılı bloğa bölünmüştür. Her blok için sensor2 ve sensor3 örnek medyanları kullanılarak iki bileşenli bir özellik vektörü elde edilmiştir. Böylece sınıflandırıcının girdi tablosunda sınıf başına beş satır bulunmakta, ancak bu satırların dayandığı ham kayıt sayıları eşit olmak zorunda kalmamaktadır. Sınıf merkez tablolarında n kayıt sayısı ayrıca verilmiştir. Kanal ortalamasına duyarlı uç değerlerden kaçınmak için medyan, örneklerden hesaplanan G_RMS büyüklüğü için ise karesel ortalama kullanılmıştır.

Burada veri sızıntısı ve bağımsız deney koşusu ayrımı önemlidir. Her sınıfın beş bloktan birinin test katına atanması, komşu blokların aynı fiziksel ölçüm dizisiyle ilişkisini ortadan kaldırmaz. Dolayısıyla sınıflandırma sonucu tek koşuda zaman boyunca sabit kalan hat geometrisi, elektriksel gürültü, sensör kazancı ve yük koşulları lehine etkilenebilir. Gerçek saha genellenebilirliğinin ölçülmesi için her senaryonun farklı gün ve farklı yeniden kurulumlarda bağımsız kayıtlarının alınması ve test katlarının blok değil koşu kimliğiyle gruplanması gerekir.

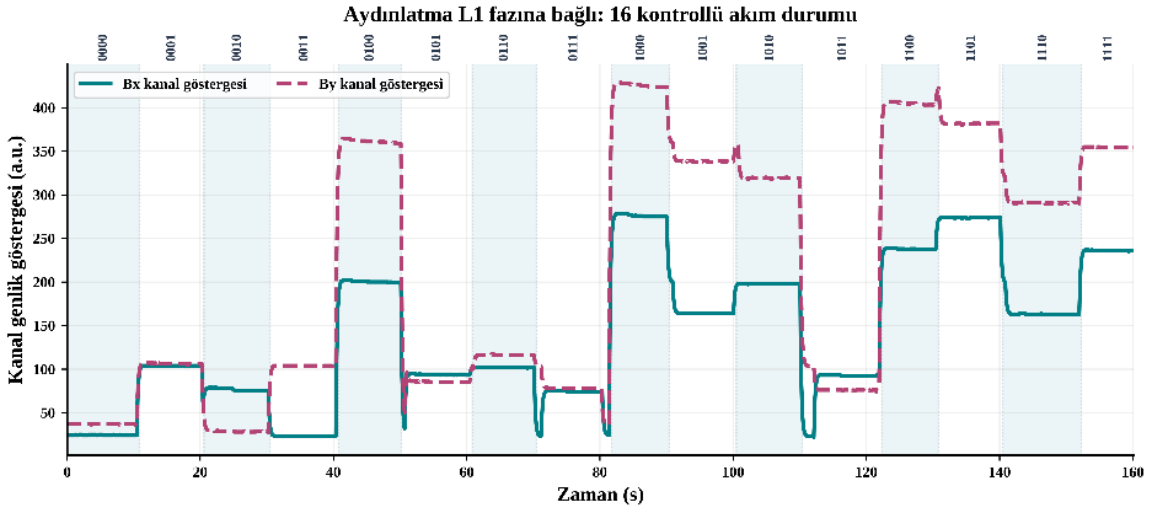
Bu eksiklik, “aynı katlarda özellik azaltma karşılaştırması” adlı bölümdeki doğrudan özellik karşılaştırması için de geçerlidir.

Deneysel Bulgular

Üç kayıt dosyası ayrı ayrı geçiş tespitine tabi tutulmuş, her senaryoda 16 kararlı bölgeden kanal göstergelerinin medyan merkezleri ve bunların uzaklıkları hesaplanmıştır. Tablo 4–6’daki örnek sayıları ve G_RMS değerleri, açıklanan ±0,40 s geçiş hariç tutma kuralıyla yeniden hesaplanmıştır. İki boyutlu merkezlerin birbirinden ayrılması, kontrollü akım durumları arasında fark bulunduğunu göstermektedir ve fiziksel kısa devre tipi veya saha arıza lokasyonunun doğrulanması olarak yorumlanamamaktadır.

Aydınlatma Hattı L1 Fazına Bağlıyken

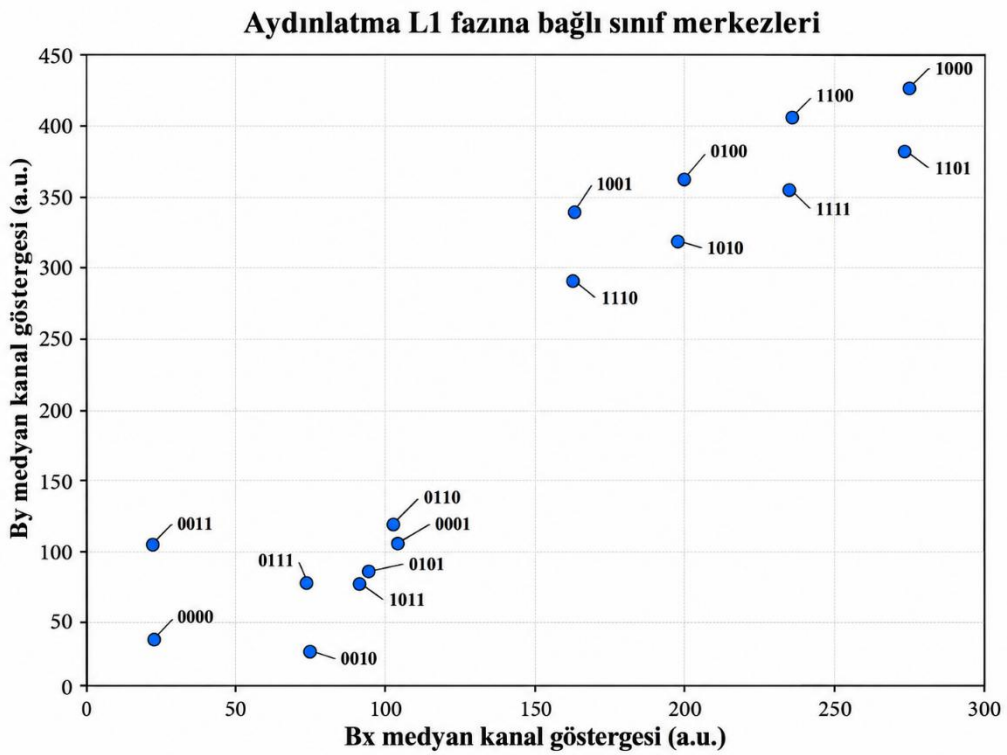
A iletkeninin L1 fazından beslendiği laboratuvar kaydında 0000 referans merkezinin kanal çifti (Bx, By)=(24, 37) a.u.’dur. Kontrol edilen yük kollarının çeşitli kombinasyonlarda yüksek akıma geçirilmesiyle kanal medyanları farklılaşmıştır. İki kanalın görünür dağılımı yalnızca sabit deney kurulumu için geçerlidir.



Şekil 5 L1 beslemeli kontrollü akım durumlarında kanal göstergelerinin zaman serileri

Zaman serisinde 16 kararlı işletme bölgesi ardışık olarak izlenmektedir. Her durum geçişinde Bx ve/veya By seviyesinde belirgin bir basamak değişimi oluşmakta ve bu davranış

farklı iletken kombinasyonlarının sensör noktasında farklı manyetik alan imzaları ürettiğini göstermektedir. L1 bağlantısında normal 0000 durumu yaklaşık Bx=24 ve By=37 a.u. düzeyindedir.

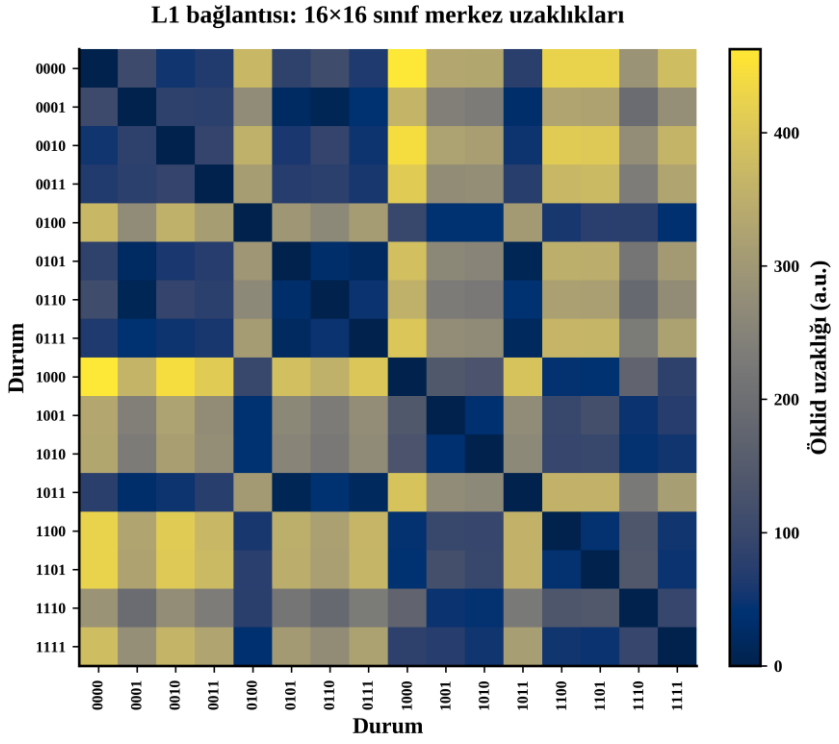


Şekil 6 L1 beslemesinde 16 durumun iki kanal medyan merkezleri

L1 senaryosunda yüksek bileşke kanal RMS göstergesi 1000 durumunda yaklaşık 507 a.u. düzeyindedir. Medyan merkezleri birbirine en yakın durumlar 0101 ile 1011 olup aralarındaki Öklid uzaklığı yaklaşık 9,22 a.u.'dur.

Tablo 4 L1 bağlantısında kontrollü durumların kanal göstergeleri ve örnekten hesaplanan G_RMS değerleri

Durum	Bx medyan (a.u.)	By medyan (a.u.)	G_RMS (a.u.)	n (kayıt)
0000	24.0	37.0	44.22	252
0001	104.0	106.0	148.54	222
0010	75.0	29.0	81.62	229
0011	23.0	104.0	106.45	236
0100	200.0	361.0	413.28	215
0101	94.0	85.0	125.62	247
0110	102.0	116.0	154.44	220
0111	74.0	78.0	103.65	263
1000	276.0	426.0	507.51	197
1001	164.0	339.0	377.34	231
1010	198.0	319.0	375.68	229
1011	92.0	76.0	117.74	277
1100	237.0	405.0	469.52	192
1101	274.0	382.0	469.74	223
1110	163.0	291.0	333.99	275
1111	236.0	354.0	425.72	177

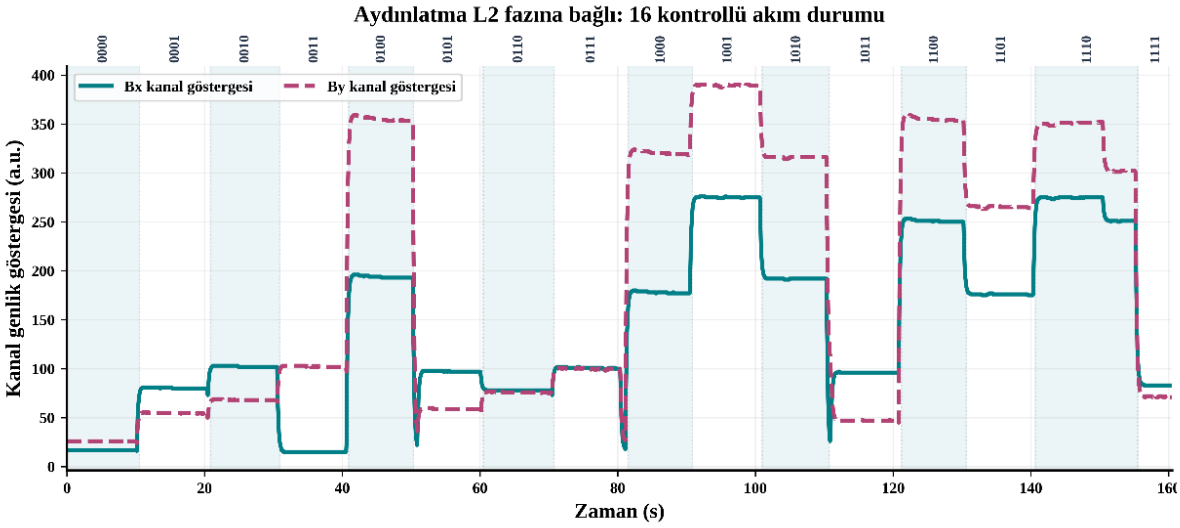


Şekil 7 L1 bağlantısının 16×16 sınıf merkez uzaklık ısı haritası

Şekil 7, 16 kontrollü durumun iki kanal medyan merkezleri arasındaki Öklid uzaklıklarını göstermektedir ve ana diyagonal sıfırdır. Küçük uzaklıklar, özelliğin 0101 ve 1011 gibi durumları ayırt etmesinin görece zor olabileceğine işaret eder. Bu uzaklıklar fiziksel manyetik akı yoğunluğu değil, kanal göstergesi (a.u.) cinsindedir.

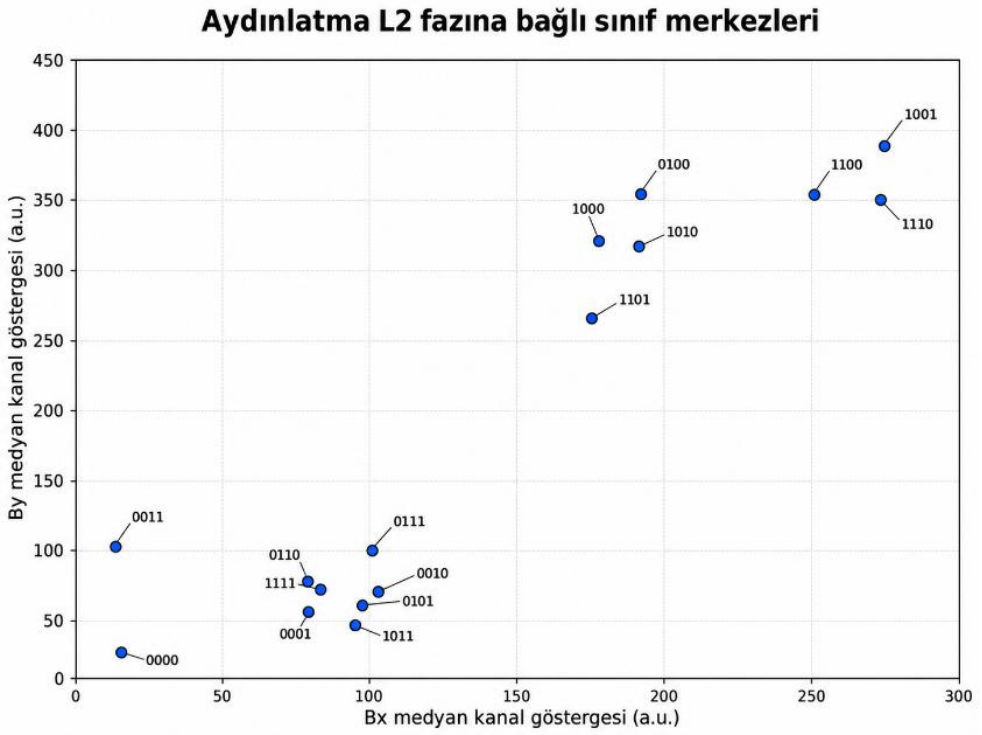
Aydınlatma Hattı L2 Fazına Bağlıyken

Aydınlatma iletkeninin L2'den beslendiği deneyde 0000 referans merkezinin kanal çifti (Bx, By)=(17, 26) a.u.'dur. Bu kayıt, L1 beslemeli durumdan farklı kanal merkezleri ortaya koymaktadır. İki bileşenin birlikte değerlendirilmesiyle ilişkilendirilen sınıflandırma başarısı "aynı katlarda özellik azaltma karşılaştırması" adlı bölümde aynı katlarda nicel olarak sınanmıştır.



Şekil 8 L2 beslemeli kontrollü akım durumlarında kanal göstergelerinin zaman serileri

Zaman serisinde 16 kararlı işletme bölgesi ardışık olarak izlenmektedir. Her durum geçişinde Bx-By seviyesinde belirgin bir basamak değişimi oluşmaktadır ve bu davranış farklı iletken kombinasyonlarının sensör noktasında farklı manyetik alan imzaları ürettiğini göstermektedir. L2 bağlantısında normal 0000 durumu yaklaşık Bx=17 a.u. ve By=26 a.u. düzeyindedir.

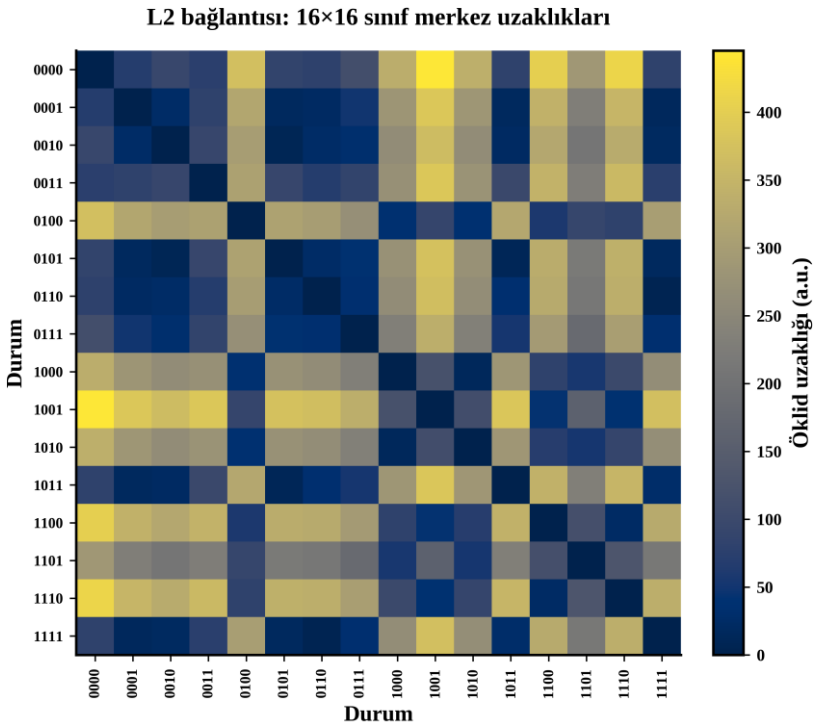


Şekil 9 L2 beslemesinde 16 durumun iki kanal medyan merkezleri

L2 senaryosunda en büyük bileşke kanal RMS göstergesi 1001 durumunda yaklaşık 476 a.u. seviyesindedir. 0110 ile 1111 durumlarının medyan merkezleri arasındaki yaklaşık 6,40 a.u. uzaklık, bu durumların iki kanallı özellik uzayında yakın olduğunu göstermektedir.

Tablo 5 L2 bağlantısında kontrollü durumların kanal göstergeleri ve örnekten hesaplanan G_RMS değerleri

Durum	Bx medyan (a.u.)	By medyan (a.u.)	G_RMS (a.u.)	n (kayıt)
0000	17.0	26.0	31.05	244
0001	80.0	55.0	97.41	238
0010	102.0	68.0	123.02	231
0011	15.0	102.0	103.52	231
0100	193.0	355.0	404.56	215
0101	97.0	59.0	111.99	232
0110	78.0	76.0	108.95	238
0111	101.0	100.0	137.83	249
1000	178.0	320.0	366.57	213
1001	275.0	389.0	476.65	234
1010	192.0	316.0	369.60	223
1011	96.0	47.0	106.81	242
1100	251.0	354.0	434.67	215
1101	176.0	265.0	318.16	232
1110	274.0	350.0	429.07	351
1111	83.0	72.0	109.78	106

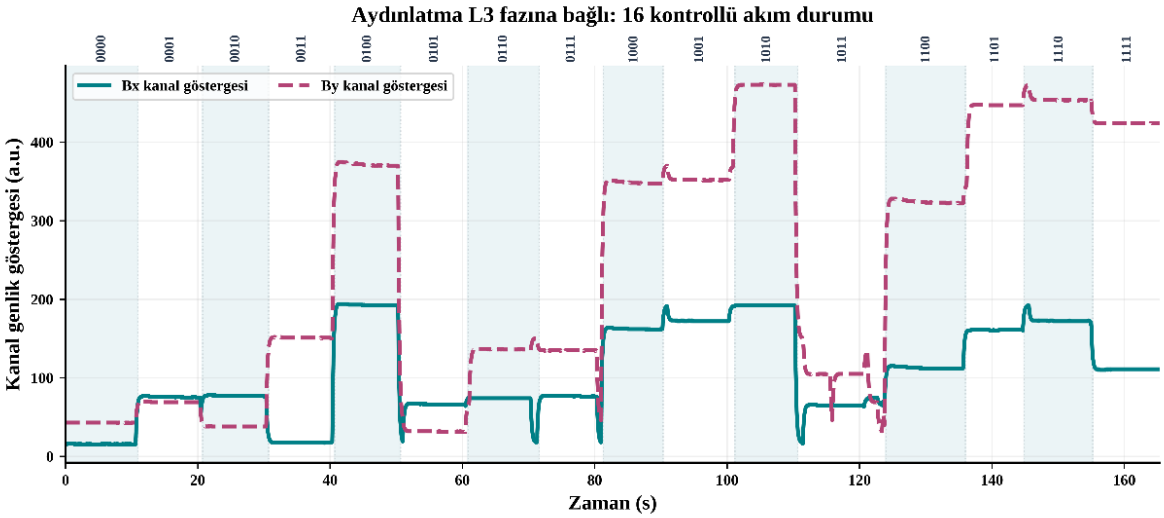


Şekil 10 L2 bağlantısının 16×16 sınıf merkez uzaklık ısı haritası

Şekil 10'da 16×16 uzaklık matrisi L2 beslemeli kontrollü sınıflara aittir. Özellikle 0110–1111 merkez çifti görece küçüktür fakat uzaktaki merkez çiftleriyle bu yakınlık doğrudan bir sınıflandırma doğruluğu veya modelin saha başarımı olarak karıştırılmamalıdır.

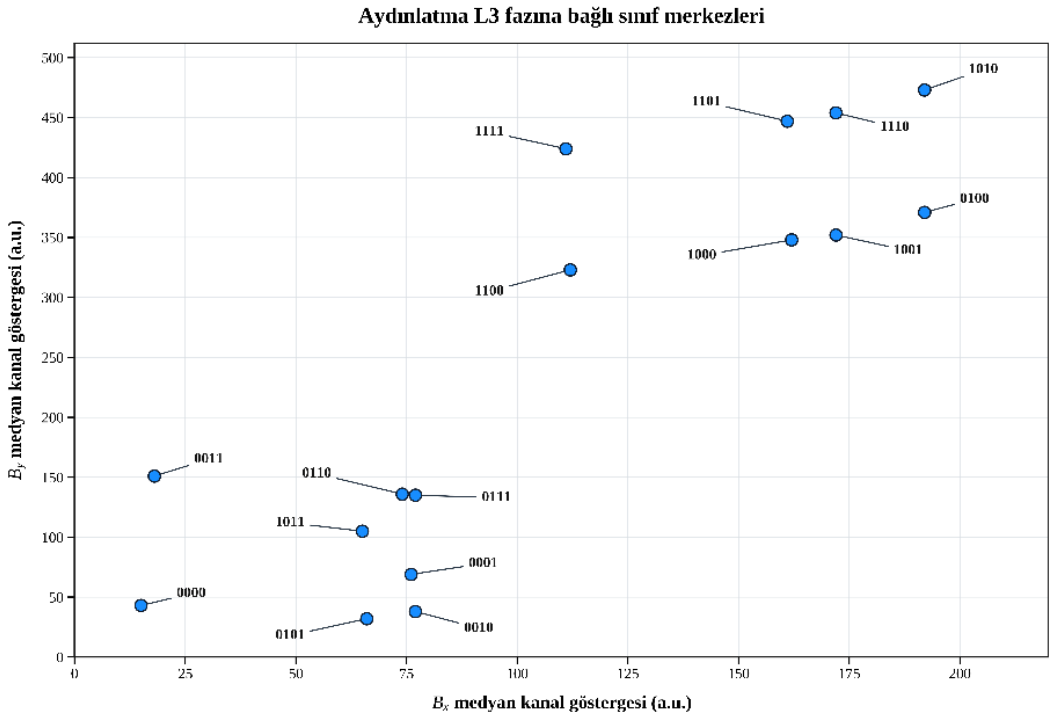
Aydınlatma Hattı L3 Fazına Bağlıyken

Aydınlatma kolunun L3 fazından beslendiği kayıtta 0000 durumunun medyan kanal çifti (Bx, By)=(15, 43) a.u.'dur. 1010, 1101, 1110 ve 1111 gibi A kolunu içeren çoklu yüksek akım durumlarında By kanal göstergesi belirgin biçimde yükselmiştir.



Şekil 11 L3 beslemeli kontrollü akım durumlarında kanal göstergelerinin zaman serileri

Zaman serisinde 16 kararlı işletme bölgesi ardışık olarak izlenmektedir. Her durum geçişinde Bx-By seviyesinde belirgin bir basamak değişimi oluşturmasıyla farklı iletken kombinasyonlarının sensör noktasında farklı manyetik alan imzaları üretmektedir. L3 bağlantısında normal 0000 durumu yaklaşık Bx=15 a.u. ve By=43 a.u. düzeyindedir.

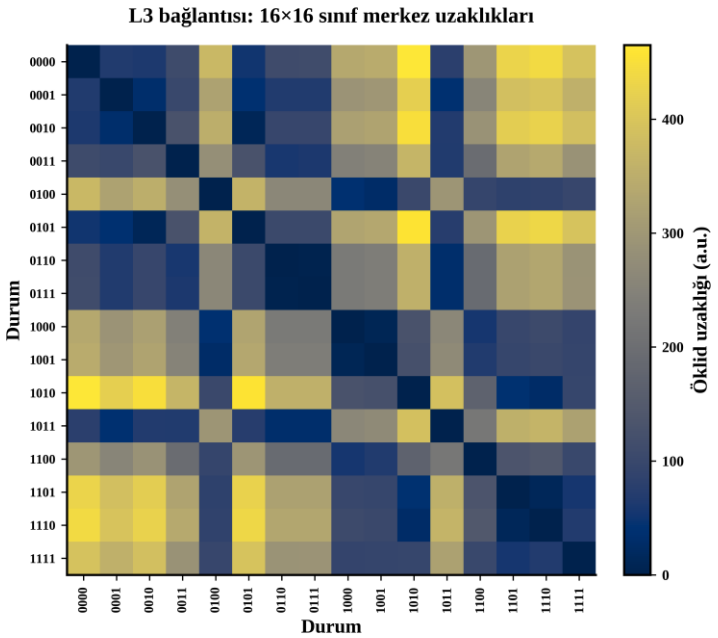


Şekil 12 L3 beslemesinde 16 durumun iki kanal medyan merkezleri

L3 bağlantısında 1010 durumu için bileşke kanal RMS göstergesi yaklaşık 510 a.u.'dur. 0110 ve 0111 durumlarının iki boyutlu medyan merkezleri yaklaşık 3,16 a.u. uzaklıktadır. Bu yakınlık, söz konusu durumların özellik uzayında birbirine benzer merkezler oluşturduğunu göstermektedir; ancak tek başına sınıflandırma hatası oluştuğunu ifade etmemektedir.

Tablo 6 L3 bağlantısında kontrollü durumların kanal göstergeleri ve örnekten hesaplanan G_RMS değerleri

Durum	Bx medyan (a.u.)	By medyan (a.u.)	G_RMS (a.u.)	n (kayıt)
0000	15.0	43.0	45.60	254
0001	76.0	69.0	102.64	225
0010	77.0	38.0	85.97	229
0011	18.0	151.0	152.15	230
0100	192.0	371.0	418.55	228
0101	66.0	32.0	72.99	235
0110	74.0	136.0	154.46	248
0111	77.0	135.0	151.49	224
1000	162.0	348.0	384.51	205
1001	172.0	352.0	393.58	251
1010	192.0	473.0	510.42	217
1011	65.0	105.0	120.63	314
1100	112.0	323.0	343.23	280
1101	161.0	447.0	474.59	202
1110	172.0	454.0	486.81	239
1111	111.0	424.0	438.24	234

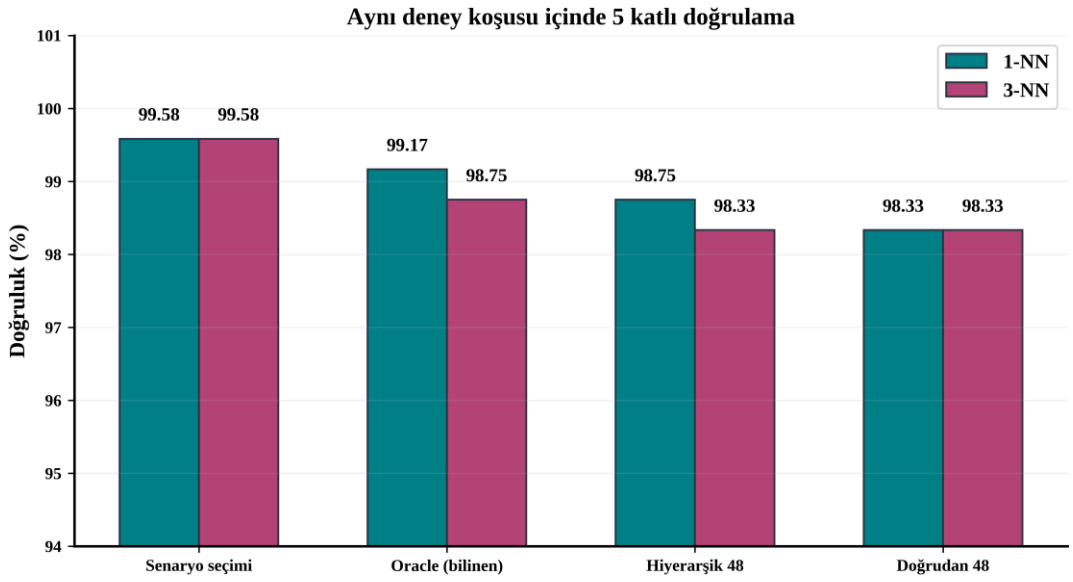


Şekil 13 L3 bağlantısının 16×16 sınıf merkez uzaklık ısı haritası

Şekil 13’te en yakın 0110–0111 çifti, iki eksenli göstergelerin her durumda kusursuz bir ayrım sağlayacağı anlamına gelmediğini göstermektedir.

Deney Koşusu İçi 48 Sınıflı Sınıflandırma ve Isı Haritaları

Üç ayrı bağlantı senaryosu ile 3×16=48 sınıf elde edilmiştir. Aynı kayıt koşusu içindeki her sınıftan beş zamansal blok seçilerek 240 örnek üzerinde beş katlı doğrulama yapılmıştır. Hesaplanan 1-NN sonuçları Stage-1 senaryo seçimi için %99,58 (239/240), Oracle için %99,17 (238/240), hiyerarşik model için %98,75 (237/240) ve düz 48 sınıf için %98,33 (236/240) olmuştur. 3-NN değerleri sırasıyla %99,58, %98,75, %98,33 ve %98,33’tür.

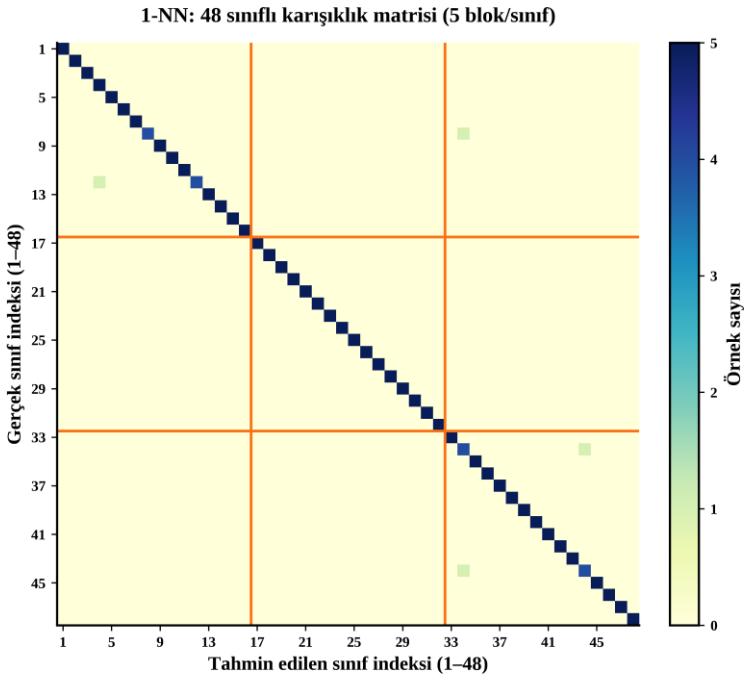


Şekil 14 1-NN ve 3-NN kayıt-içi model doğruluklarının karşılaştırılması

Şekil 14’te dört sınıflandırma düzeni yeni ve eşit katlı değerlendirmeyle karşılaştırılmıştır. Oracle işleminin gerçek senaryo etiketini önceden bilmesi, onun pratikte bağımsız kullanılan düz sınıflandırıcıyla aynı bilgi koşulunda olmadığını göstermektedir. Özellikle %98,33 düz 48-sınıf doğruluğu, fiziksel olarak ayrı bir deney koşusuna ait test setinde değil aynı sürekli kayıt içinden çıkarılan bloklarda elde edilmiştir.

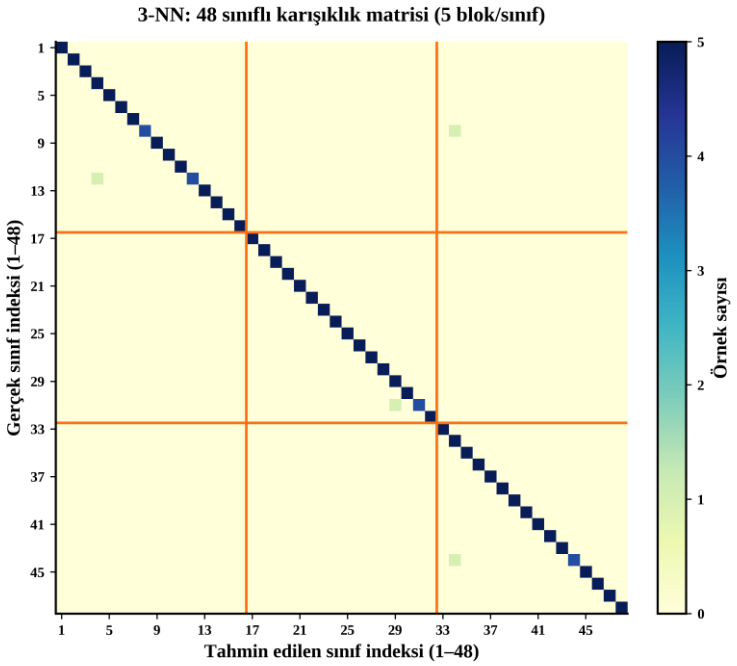
Şekil 15 ve Şekil 16’da sırasıyla 1-NN ve 3-NN için 48×48 karışıklık matrisleri verilmiştir. Her sınıfın beş adet test tahmini toplandığından diyagonaldeki en yüksek tam sayı

5’tir. Sınıflar 1–16 L1, 17–32 L2 ve 33–48 L3 besleme durumları olacak şekilde sıralanmıştır ve her 16’lı grup içinde 0000–1111 kodları kullanılmıştır.



Şekil 15 1-NN için 48×48 kayıt-içi karışıklık matrisi

1-NN için iki eksenli doğrudan 48-sınıf kararında 236/240 blok doğru tahmin edilmiştir. Diyagonal dışındaki dört sınıflandırma, bazı kontrollü durumların aynı deney koşusundaki kanal göstergesi dağılımlarının yakınlaşabildiğini göstermektedir.



Şekil 16 3-NN için 48×48 kayıt-içi karışıklık matrisi

3-NN için de eşit beş katlı bölmeler altında iki kanallı düz 48-sınıf doğruluğu 236/240 (%98,33) elde edilmiştir. Bu nedenle bu analizde 1-NN ile 3-NN arasında iki eksenli doğrudan sınıflandırma doğruluğu farkı yoktur.

Karışıklık matrisleri aynı kayıt içindeki blok ayrışmasını göstermektedir ve bu sonuca dayanarak sensörün farklı günlerdeki, farklı iletken aralıklarındaki veya kalibre edilmemiş farklı cihazlardaki başarı oranı tahmin edilememektedir.

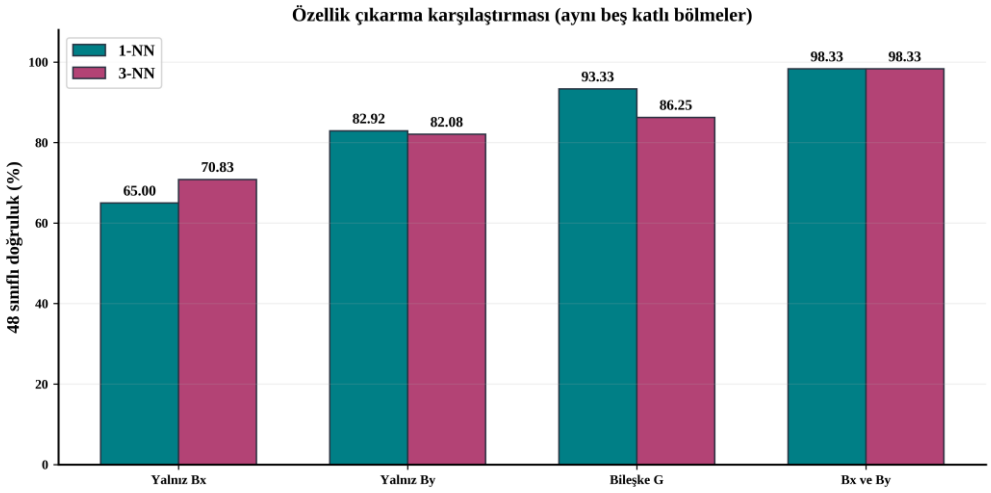
Hiyerarşik düzenin avantajı, önce aydınlatma bağlantı senaryosunun tahmin edilmesi ve ardından ilgili 16-durum uzmanının kullanılmasıdır. Ancak iki aşamalı yapı, ilk aşama hatalarının ikinci aşamaya yansıması olasılığını taşımaktadır. Oracle sonucu, gerçek besleme senaryosunun önceden bilindiği ve bağımsız uygulamada her zaman erişilemeyebilecek bir referans değerlendirme koşulunu temsil etmektedir.

Aynı Katlarda Özellik Azaltma Karşılaştırması

Özellik azaltma (ablation) testi için 48 sınıfın her birinden çıkarılan beş kronolojik blok, aynı beş farklı eğitim/test bölmesinde sınanmıştır. Her kat, her sınıftan bir bloku teste ayırdığından veri dengelidir (48 test ve 192 eğitim örneği/kat). Komşu sayıları k=1 ve k=3 olarak belirlenmiş, tüm özellik kümelerinde Öklid uzaklığı ve aynı eğitim/test indeksleri kullanılmıştır. Bileşke göstergesi $G = \sqrt{g_x{}^2 + g_y{}^2}$ her blok için medyan kanal değerlerinden hesaplanmıştır. Model seçimi dış test kümesinden bağımsız yapılmadığı ve bloklar aynı kayıtları paylaştığı için bu analiz bağımsız koşu genellemesi değildir.

Tablo 7 Aynı beş kayıt-içi katta tek kanal, bileşke ve iki kanal özelliklerinin 48-sınıf karşılaştırması

Özellik Kümesi	1-NN doğru/240	1-NN (%)	3-NN doğru/240	3-NN (%)
Yalnız Bx	156	65,00	170	70,83
Yalnız By	199	82,92	197	82,08
Bileşke G	224	93,33	207	86,25
Bx ve By	236	98,33	236	98,33



Şekil 17 Aynı kayıt-içi beş kat üzerinde özellik kümesi azaltma analizi

1-NN durumunda iki kanalın birlikte kullanılması, yalnız bileşke G göstergesine göre 12/240 ek doğru tahmin ve yüzde 5,00 puanlık fark sağlamıştır. 3-NN için ise fark 29/240 ve yüzde 12,08 puandır. Buradaki G, ölçülen fiziksel B büyüklüğü değildir ve kalibrasyonsuz iki kanalın skaler genlik göstergesidir.

Hata Örüntüleri ve Sınıf Yakınlıkları

Doğrudan 48-sınıf 1-NN analizindeki dört test hatası ayrı incelendiğinde, farklı besleme senaryolarının benzer iki kanallı özellik merkezleri üretebildiği görülmektedir. Bunun örneği L1 bağlantısında 0111 durumundan gelen bir bloğun L3 bağlantısındaki 0001 etiketiyle karışmasıdır. Ayrıca L1 bağlantısındaki 1011 durumu L1 bağlantısındaki 0011 ile, L3 bağlantısındaki 0001 ve 1011 sınıfları ise bazı bloklarda karşılıklı olarak karışmıştır. Bu gözlem, yüksek toplam doğruluğun belirli sınıf çiftlerinde yerel belirsizliği ortadan kaldırmadığını göstermektedir.

Tablo 8 Aynı katlı doğrudan 48 sınıf analizinde yanlış tahmin edilen zamansal bloklar

Model	Gerçek bağlantı/durum	Tahmin bağlantı/durum	Test bloğu (1–5)
1-NN	L1 / 0111	L3 / 0001	5
1-NN	L1 / 1011	L1 / 0011	1
1-NN	L3 / 0001	L3 / 1011	4
1-NN	L3 / 1011	L3 / 0001	5
3-NN	L1 / 0111	L3 / 0001	5
3-NN	L1 / 1011	L1 / 0011	1
3-NN	L2 / 1110	L2 / 1100	5
3-NN	L3 / 1011	L3 / 0001	5

Tablo 8'deki blok sırası, sınıf başına kronolojik beş özelliği ifade etmektedir. Söz konusu hatalar birden fazla bağımsız deney koşusunun hata dağılımını temsil etmemektedir. Sınıf yakınlığı yalnızca iki kanallı bağıl ölçüm düzenine ve kullanılan yük seviyelerine özgüdür ve nötr için ayrı bir sınıf hatası tanımlanmamıştır.

Sınıf İçi Blok Yayılımı ve Belirsizlik

Kararlı aralıkların beşe bölünmesi yalnızca sınıflandırma girdisi sağlamamakta, aynı sınıf içinde zaman boyunca meydana gelen küçük değişimleri de değerlendirmeye olanak tanımaktadır. Her bir blok için $G_b = \sqrt{medyan(g_x, b)^2 + medyan(g_y, b)^2}$ göstergesi hesaplanmış ve beş blok boyunca örnek standart sapmanın ortalamaya oranı $CV_G = 100 \times \frac{s(G_b)}{ortalama(G_b)}(\%)$ olarak tanımlanmıştır. Bu büyüklük, Tablo 4–6'da örnek düzeyindeki G_RMS ile aynı değildir. Burada sınıf içindeki beş blok özelliğinin yayılımı hesaplanmıştır. Beş gözlem sayısı nedeniyle CV yalnızca betimsel bir göstergedir ve bağımsız ölçüm koşularına ait güven aralığı olarak yorumlanmamaktadır.

Tablo 9 Örnek seçilmiş sınıfların beş kronolojik bloktaki bileşke gösterge yayılımı

Bağlantı	Durum	Blok G medyanı (a.u.)	Blok CV (%)	Gözlem
L1	0000	44,10	0,56	Nominal referans
L1	0111	107,52	2,11	Görece yüksek yayılım
L1	1011	119,33	5,28	Görece yüksek yayılım
L2	0000	31,06	0,00	Nominal referans
L2	1110	443,71	6,47	Görece yüksek yayılım
L3	0000	45,54	0,33	Nominal referans
L3	1011	123,49	8,10	Görece yüksek yayılım

Tablo 9'da, L1 için 1011, L2 için 1110 ve L3 için 1011 durumlarının bazı diğer durumlara göre daha yüksek blok-içi ölçüm yayılımı sergilediği görülmektedir. Bu durumların sınıflandırma açısından potansiyel risk taşıyabileceği değerlendirilse de, CV yüksekliğinin tek başına bir sınıflandırma hatası doğurduğu ileri sürülmemektedir. Söz konusu aralıkların tümü aynı fiziksel deney koşusuna ait olduğundan gözlemler yeniden montaj, farklı hava koşulları veya farklı günlük yük örüntülerine ilişkin istatistik sunmamaktadır.

Ham gözlem serilerinde nominal ve yüksek akım kademeleri farklı sayıda kayıt içerdiği için blokların tümünün süreleri tam olarak eşit değildir. Bu çalışma, her sınıfa beş adet özet vektörü sağlayarak sınıf dengesi oluşturmuş, uzun ve kısa sınıf aralıklarından eşit ağırlıklı

sınıflandırma girdisi türetmiştir. Buna rağmen kısa aralıkta üretilen bloklar ile uzun aralıkta üretilen blokların gürültü ve örnek bağımlılığı özellikleri farklılaşabilmektedir. İleri analizde sınıf süresi ve blok uzunluğunun sonuçlara etkisi, alternatif kırpma genişlikleri ve tekrar koşularıyla ayrı bir duyarlılık incelemesinde test edilmelidir.

Tartışma

Laboratuvar sonuçları, sabit bir hat ve sensör konfigürasyonunda dört bağımsız yük kolunun ikili akım seviyelerini temsil eden 48 senaryo-durum etiketinin kanallarda ayrıştırılabilir örüntüler ürettiğini göstermiştir. A besleme fazının değişmesi, aynı bit kodunun kanal özellik merkezini de değiştirmiştir. Bu gözlem kontrollü aşırı akım ayrımı için geçerlidir fakat fiziksel kısa devre oluşumu, arıza yeri tayini veya koruma cihazlarının dinamiği deneysel olarak doğrulanmamıştır.

Biot–Savart/süperpozisyon modeli, geometrik katkıların alan bileşkesi üzerindeki güçlendirme ve sönümleme davranışına yönelik fiziksel yorum çerçevesidir (Khawaja et al., 2017; Wu et al., 2016). Kuramsal modelin tahmin ettiği T cinsinden alan ile kalibrasyonsuz elektronik kanal çıktısı arasında sayısal hata, korelasyon veya yönsel uyum ölçütü hesaplanmamıştır. Bu nedenle kuramın deneyle nicel olarak doğrulandığı ileri sürülmemektedir.

Tek sensörün birden fazla iletkenin yüklenme durumuna duyarlı olması, yardımcı izleme donanımı sayısını azaltma potansiyeli taşıyabilmektedir. Buna karşın N akımı ayrı bir bit olarak sınıflandırılmamış, sensör yeri sabitlenmiş ve farklı çevresel kurulumlar denenmemiştir. Dolayısıyla bu laboratuvar gösterimi tek sensörle bütün fiziksel kısa devre türlerinin bağımsız biçimde teşhis edildiğini veya saha koşullarında aynı başarımın sağlanacağını kanıtlamamaktadır.

Deney kanalları fiziksel B_x ve B_y değerlerine kalibre edilmediğinden tesla ya da mikrotesla cinsinde mutlak manyetik akı yoğunluğu raporlanamamaktadır. Sargı sensörü Faraday indüksiyonu gereği değişen manyetik akıdan gerilim üretmektedir ve kayıtlı genlik, bobin kesit alanına, sarım sayısına, frekansa ve analog/sayısal kazanca bağlıdır. Bu nedenle kazanç=100 olan arka plan kaydı ile kazanç=10 olan ana kayıtlar doğrudan aynı ölçekli fiziksel ölçümler kabul edilemez. 25 kayıt/s dosya aralığı üzerinden işlenmemiş 50 Hz dalga biçimi veya gerçek alan fazörü yeniden üretilememektedir.

Tüm sınıflar tek birer sürekli deney kaydından elde edilmiş ve beş zamansal bloğa ayrılarak doğrulanmıştır. Zamansal blokların farklı katlara atanması, bağımsız kurulum ve farklı gün koşullarını temsil etmemekte; yalnızca aynı deney koşusu içerisindeki sınıflandırma başarımını değerlendirmektedir. Gerçek dış örneklem başarımı için yeniden kurulum, farklı günler, farklı akım/yük ve iletken aralıkları altında bağımsız koşular ile GroupKFold ya da leave-one-run-out gibi koşu-gruplu sınama gereklidir. Gerçek kısa devrelerde koruma açması, darbe/geçici

bileşenler ve arıza empedansı etkileri de ayrıca test edilmelidir. Ayrıca deneysel durumların sabit bir sırayla uygulanması nedeniyle, olası zamana bağlı sensör veya ölçüm zinciri değişimlerinin sınıflandırma başarımına etkisi mevcut verilerle bağımsız olarak değerlendirilememektedir.

Mevcut kayıtlarda Bx/By kanal gösterge çiftinin skaler bileşke G'ye karşı 1-NN için %98,33'e karşı %93,33 sonucu vermesi, sabit laboratuvar verisinde bilgi kaybının doğruluğu etkileyebileceğini göstermektedir. Bununla birlikte bu fark, sadece aynı kayıt içindeki 240 blok ve belirlenen beş katlı ayırma için geçerlidir. Kalibre edilmiş işaretli iki eksenli dalga formlarından yön açısı, harmonikler veya elips parametreleri çıkarılması gelecek çalışmalar için önerilebilir (Lekić et al., 2020; Wang et al., 2023) mevcut veriler bu fiziksel özellikleri doğrulamamaktadır.

Sonuç

Bu bölümde üç faz, nötr ve aydınlatma iletkeninden oluşan beş iletkenli AG laboratuvar hattında, dört anahtarlanabilir rezistif yük koluna ait kontrollü nominal/yüksek akım durumlarının temassız kanal ölçümüyle ayrıştırılması değerlendirilmiştir. Deneyde gerçek kısa devre meydana getirilmemiştir. Biot–Savart ve süperpozisyon bağıntıları deneysel ölçümle kalibre edilerek doğrulanmamış, gözlenen durum imzalarını fiziksel olarak yorumlamak için kullanılmıştır (Khawaja et al., 2017; Wu et al., 2016).

Üç aydınlatma besleme bağlantısı ve 16 durumdan 48 sınıf oluşmuştur. Her sınıfın tek koşudan elde edilen beş bloğu üzerinde, eşit katlı 1-NN değerlendirmesinde yalnızca Bx %65,00, yalnızca By %82,92, bileşke G %93,33 ve [Bx, By] %98,33 doğruluk vermiştir. 3-NN için sonuçlar sırasıyla %70,83, %82,08, %86,25 ve %98,33'tür. Böylece iki kanalın birlikte kullanılmasının, bu sabit deney veri kümesinde ve aynı değerlendirme koşulunda avantaj sağladığı nicel olarak gösterilmiştir.

Bu bulgular, kontrollü akım seviyelerinin iki eksenli sargı sensörüyle laboratuvar içi ayrıştırılması bakımından bir kavram kanıtıdır. Kalibrasyon, tam analog/sayısal aktarım zinciri, bağımsız deney tekrarları, farklı gün ve yeniden montaj koşulları, nötr akımı ölçümünün ayrı sınaması, gerçek kısa devreler ve koruma açma geçişleri değerlendirilmeden saha doğruluğu veya fiziksel kısa devre teşhisi iddiası kurulamaz. Bu sınırların giderilmesi, yöntemin ileride güvenilir bir arıza izleme teknolojisine dönüşmesi için gereklidir.

Kaynakça

Allan, R. N. (2013). *Reliability evaluation of power systems*. Springer Science & Business Media.

Bahmanyar, A., Jamali, S., Estebsari, A., & Bompard, E. (2017). A comparison framework for distribution system outage and fault location methods. In *Electric Power Systems Research* (Vol. 145). https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.12.018

Das, J. C. (2016). Understanding symmetrical components for power system modeling. In *Understanding Symmetrical Components for Power System Modeling*. https://doi.org/10.1002/9781119226895

FORTESCUE, C. L. (1918). Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, *37*. https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1918.4765570

Glover, J. Duncan., Overbye, T. J. ., Birchfield, A. B. ., & Sarma, M. S. . (2023). *Power system analysis & design*. Cengage Learning.

Huang, Q., Zhen, W., & Pong, P. W. T. (2012). A Novel approach for fault location of overhead transmission line with noncontact magnetic-field measurement. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *27*(3). https://doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2190427

IEC. (2014). IEC 60909-0: Short-circuit currents in three.phase a.c. systems - Part 0. *IEC*, (2).

Kazim, M., Khawaja, A. H., Zabit, U., & Huang, Q. (2020). Fault Detection and Localization for Overhead 11-kV Distribution Lines with Magnetic Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, *69*(5). https://doi.org/10.1109/TIM.2019.2920184

Khan, N., Mujahid, K., Ali Abbas Kazmi, S., Khan, J., & Alturise, F. (2025). Short Circuit Fault Detection and Categorization for Secondary Distribution Network Using Non-Contact Magnetic Measurements. *IEEE Access*, *13*. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3639072

Khawaja, A. H., Huang, Q., Li, J., & Zhang, Z. (2017). Estimation of Current and Sag in Overhead Power Transmission Lines with Optimized Magnetic Field Sensor Array Placement. *IEEE Transactions on Magnetics*, *53*(5). https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2657490

Lekić, D. M., Mršić, P. D., Erceg, B. B., Zeljković, Č. V., Kitić, N. S., & Matić, P. R. (2020). Generalized Approach for Fault Detection in Medium Voltage Distribution Networks Based on Magnetic Field Measurement. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *35*(3). https://doi.org/10.1109/TPWRD.2019.2935572

Malik, S. Z., Habib Khawaja, A., Janjua, A. K., & Kazim, M. (2020). A Contactless Method for Unbalanced Loading Detection in Power Distribution Lines by Magnetic Measurements.

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, *69*(10). https://doi.org/10.1109/TIM.2020.2983339

Shafiullah, M., & Abido, M. A. (2017). A Review on Distribution Grid Fault Location Techniques. In *Electric Power Components and Systems* (Vol. 45, Number 8). https://doi.org/10.1080/15325008.2017.1310772

Sun, X., Huang, Q., Hou, Y., Jiang, L., & Pong, P. W. T. (2013). Noncontact operation-state monitoring technology based on magnetic-field sensing for overhead high-voltage transmission lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *28*(4). https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2264102

Sun, X., Huang, Q., Jiang, L. J., & Pong, P. W. T. (2014). Overhead high-voltage transmission-line current monitoring by magnetoresistive sensors and current source reconstruction at transmission tower. *IEEE Transactions on Magnetics*, *50*(1). https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2274747

Wang, X., Du, H., Gao, J., Wei, X., Liang, Z., Guo, L., & Liu, W. (2023). Grounding fault location method of overhead line based on dual-axis magnetic field trajectory. *Protection and Control of Modern Power Systems*, *8*(1). https://doi.org/10.1186/s41601-023-00276-z

Wu, J., Chen, Z., Wang, C., & Hao, L. (2016). A Novel Low-Cost Multicoil-Based Smart Current Sensor for Three-Phase Currents Sensing of Overhead Conductors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *31*(6). https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2402284

BÖLÜM 14

REACTIVE ION ETCH MONITORING OF THIN FILMS BY LASER INTERFEROMETRIC ENDPOINT DETECTION

EFE KARAAVCI[1]
MEHMET İZZEDDİN GÜLER[2]
TAMİLA ANUTGAN[3]
MUSTAFA ANUTGAN[4]

[1] Res. Asst., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0009-0004-2755-449X
[2] Res. Asst., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0009-0001-2059-3670
[3] Prof. Dr., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0000-0002-0287-265X
[4] Prof. Dr., Karabük University, Materials Research and Development Center (MARGEM), Thin Film Materials and Devices Laboratory, ORCID: 0000-0003-2535-2646

Introduction

Plasma etching is one of the fundamental processes in the fabrication of microelectronic, large-area electronic, photonic and microelectromechanical systems, enabling the transfer of a mask-defined geometry into functional layers. Material selectivity and profile control are achieved by jointly managing the surface chemistry of reactive species and the directional energy transfer of ions. However, obtaining the correct profile is not sufficient on its own; the process must also be terminated at the target depth or at the target interface (Layadi et al., 1999). Advances such as atomic layer etching have brought the control of the amount of removed material at ever smaller scales to the fore (Kanarik et al., 2018).

Endpoint detection (EPD) is the process of determining, from a measurable signal, that a process has reached a predefined completion condition. The target may be the complete removal of a layer (film) or the attainment of a specific depth within the same material. This distinction directly affects the choice of measurement method: a method that detects changes in the plasma composition gives a distinct signal at a material transition, whereas a method that tracks the optical phase within the film can, under suitable conditions, provide progress information even before the interface is reached (Herman, 2003; Layadi et al., 1999).

Etch monitoring by laser interferometry relies on the interference between optical fields reflected from the sample itself: in a transparent film, between the fields reflected from its top and bottom interfaces; in patterned samples, between the fields reflected from etched and unetched regions, known as lateral interference (Heimann, 1985; Sternheim et al., 1983). The detector records the light intensity, which varies as these fields combine; the thickness is obtained by interpreting the intensity data with an optical model and

prior information. This approach enables in situ, real-time monitoring of the temporal evolution of the film thickness and of the etch rate (Born & Wolf, 1999; Sarfaty et al., 1997).

This chapter describes the development and integration of a laboratory-built laser interferometric monitoring system into an existing reactive ion etching tool. The contribution is the practical implementation of the optical arrangement, custom mechanical holder and signal-recording software, together with an initial experimental recording during etching of an a-SiN_x:H thin film. The system is intended to support subsequent studies of different samples and processes; its quantitative accuracy, mounting repeatability and transferability require further validation.

The measurement chain comprises a 5 mW, 650 nm laser source, a silicon PIN photodiode (BPW34), a Keithley 6482 picoammeter and a computer. A custom holder positions the optical components relative to the observation window. The picoammeter measures and digitizes the detector current, and the software records the readings with time stamps for plotting and subsequent analysis. Plasma emission and auxiliary illumination that reach the photodiode add a background to the measured current. The initial measurement demonstrates signal acquisition during plasma etching; quantitative interpretation remains conditional on the optical model and the experimental parameters reported below.

Plasma etching and the need for endpoint detection

In reactive ion etching (RIE), the gas discharge produces reactive neutral species and ions. The removal of the volatile products formed on the surface contributes to chemical etching, whereas ion bombardment affects surface reactions and directionality. In systems equipped with inductively coupled plasma sources (ICP-RIE),

plasma generation and sample biasing can be independent control variables (Donnelly & Kornblit, 2013; Huff, 2021).

Under-etch is the presence of a residual layer resulting from insufficient removal of material in the target region. Over-etch is the loss of material in the underlying layer or in unintended regions caused by continuing the process after the target has been reached. In manufacturing, a controlled over-etch time is sometimes planned to compensate for thickness and rate non-uniformities across the wafer; the acceptable extent of over-etching is defined by the selectivity and by the loss budget of the underlying layer (Donnelly & Kornblit, 2013; Layadi et al., 1999).

In a purely time-controlled recipe, dividing the target depth by the average etch rate yields an initial process time. However, variations in the initial film thickness, the history of the chamber walls, the surface temperature, the masked-area ratio and drifts in the process conditions can prevent this relationship from accurately predicting the required etching time in each run. In situ measurement renders part of this uncertainty observable; it should also be noted that a local optical measurement does not establish that the entire wafer has been monitored; spatially resolved monitoring is needed to assess differences across the surface (Boning et al., 1994; Sarfaty et al., 1997).

The endpoint signal and the termination action are also distinct events. Data acquisition, filtering, decision making, control communication and plasma extinction introduce a delay. Under an approximately constant rate, the additional depth etched during this delay is the product of the rate and the total delay. This engineering relation shows that the control delay, as much as the optical sensitivity, must be included in the thickness budget. When the total delay is written as $\tau_{tot} = \tau_f + \tau_{dec} + \tau_{op} + \tau_{comm} + \tau_{ext}$, with ER denoting the

etch rate, the additional depth is approximately $\Delta d_{ex} \approx ER \cdot \tau_{tot}$; for example, for ER = 50 nm/min and τ_{tot} = 2 s, $\Delta d_{ex} \approx 1.7$ nm.

Here, τ_{tot} is the total delay between the endpoint signal and plasma extinction; τ_f is the delay introduced by data acquisition and signal filtering; τ_{dec} is the time required to reach the endpoint decision, including any verification (hold) time; τ_{op} is the operator response time when termination is manual, which is omitted for an automated termination path; τ_{comm} is the delay in transmitting the stop command to the tool controller; and τ_{ext} is the time required to extinguish the plasma after the stop command. The rate used in $\Delta d_{ex} \approx ER \cdot \tau_{tot}$ must correspond to the material being etched during the delay. After film clearing, the underlying-layer loss cannot be calculated using the film etch rate unless the relevant selectivity is known.

Comparison of endpoint detection methods

The choice of method depends on how directly the measured quantity is related to the target process event. For example, optical emission spectroscopy (OES) monitors the light emitted by the plasma; reflectometry, the intensity of the light reflected from the sample; and ellipsometry, the change in polarization upon reflection. Electrical and mass-spectrometric methods provide different physical signals (Dubreuil & Belharet, 2010; Herman, 2003; Ianno et al., 1993; Meng & Li, 2008).

Among these methods, extracting weak endpoint signatures from OES data is an important topic in current research. B. Kim et al. (2021) addressed decision making from OES spectra with a convolutional neural network, whereas C. S. Kim et al. (2024) dealt with modelling and clustering in the presence of chamber-to-chamber variations. Wang et al. (2026) investigated interpretable transfer

learning for small-open-area etching. Table 1 summarizes the measured quantities, advantages, main limitations and typical uses of the methods discussed above.

Table 1 Comparison of the main endpoint detection methods

Method	**Measured quantity**	**Advantage**	**Main limitation**	**Typical use**
Laser interferometry / reflectometry	Change related to the reflected intensity and interference phase	Local progress and rate monitoring in suitable films	Optical model, spot position and interface contrast	Transparent / semi-transparent films (Layadi et al., 1999; Sarfaty et al., 1997); patterned areas with lateral interference (Heimann, 1985); etch depth in patterned Si (Sternheim et al., 1983)
OES	Plasma emission lines or spectrum	No external illumination required	Weak signal at small open area; dependence on chemistry	Layer transitions, process monitoring (B. Kim et al., 2021; Wang et al., 2026)
Ellipsometry	Polarization parameters Ψ and Δ	Sensitivity to thickness and optical constants	Optical access, calibration and model requirements	Thin-film and surface monitoring (Ianno et al., 1993)

Method	Measured quantity	Advantage	Main limitation	Typical use
Plasma impedance / RF	Electrical impedance and harmonics	Independent of an optical window	Indirect signal dependent on the process and electrical conditions	Suitable material transitions (Dubreuil & Belharet, 2010)
Mass spectrometry	Mass-to-charge signals of gas species	Monitors changes in products or reactants	Sampling, transport delay and species separation	EPD based on changes in chemical products (Meng & Li, 2008)

Source: Authors' comparison based on Layadi et al. (1999), Sarfaty et al. (1997), B. Kim et al. (2021), Wang et al. (2026), Ianno et al. (1993), Dubreuil and Belharet (2010), Meng and Li (2008), Heimann (1985), and Sternheim et al. (1983).

As Table 1 indicates, interferometry is advantageous when a local monitoring area can be selected and the optical response of the film can be modelled. OES and reflectometry are not necessarily alternatives to each other: OES responds to changes in the gas-phase chemistry, whereas reflectometry responds to optical changes at the surface, so the two can provide complementary information on the process (Herman, 2003). In this chapter, laser interferometry was selected, and the measurement chain and software were designed according to the requirements of this method.

Physical principles of thin-film interference

Optical fields and phase difference

The initial model consists of an optically homogeneous and isotropic film with flat, parallel interfaces. Let the refractive index of the incident medium be n_0, that of the film n and that of the substrate n_s, and let the film thickness be d, with d_0 denoting its initial

value before etching. Let λ_0 be the laser wavelength in vacuum, θ_i the external angle of incidence with respect to the surface normal and θ_t the angle of refraction inside the film. Snell's law then takes the following form (Born & Wolf, 1999; Macleod, 2017):

$$n_0 \sin\theta_i = n \sin\theta_t. \quad (1)$$

Figure 1 shows the geometry of the field reflected from the top surface and of the field that traverses the film and is reflected from the bottom interface. The optical path difference at the common wavefront at which the two fields are compared is $2nd\cos\theta_t$. Although the geometric path length travelled inside the film is $2d/\cos\theta_t$, the emerging rays must be referred to a common phase plane; the cosine therefore appears in the interference phase as a multiplying factor rather than in the denominator. The phase of the reflections at the interfaces is accounted for separately (Born & Wolf, 1999; Macleod, 2017):

$$\delta = \frac{4\pi nd\cos\theta_t}{\lambda_0}, \quad \Phi = \delta + \varphi_r. \quad (2)$$

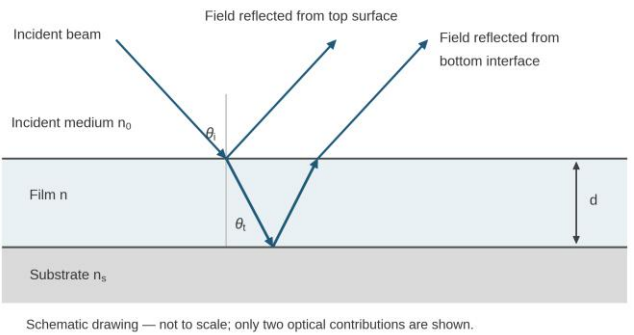
Here, δ is the phase difference arising from round-trip propagation within the film, and φ_r represents the relative constant phase of the two optical components arising from the interface reflections and amplitude coefficients. The total phase is $\Phi = \delta + \varphi_r$. In the two-beam approximation, the measured intensity I is written in terms of the individual component intensities I_1 and I_2 as given in Equation (3). For the fringe visibility to be preserved, the fields must have the same polarization and overlap spatially at the detector; in addition, the coherence length of the laser must be much larger than the round-trip optical path $2nd\cos\theta_t$ (Born & Wolf, 1999). When the substrate has a complex refractive index, as for a metallic reflector such as the Cr layer used in this work, or when the film itself is absorbing, as is

the case for a-Si:H owing to its relatively narrow band gap, the interface Fresnel coefficients become complex and φ_r deviates from 0 or π; therefore, the position of the first extremum cannot be determined from the film thickness d alone.

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2}\cos\Phi. \quad (3)$$

Constructive interference occurs when the total phase approaches integer multiples of 2π, and destructive interference when it approaches odd multiples of π. Because of the π phase changes that may occur upon reflection, it is not correct simply to write the condition $2nd = m\lambda_0$ and assign a bright fringe in every case; what is reliable is that, with constant optical coefficients, the phase changes by 2π between successive extrema of the same type (Born & Wolf, 1999; Macleod, 2017).

Figure 1 Interference of the optical fields reflected from the top surface and from the bottom interface of a thin film. θ_i is the external angle of incidence, θ_t the angle inside the film and d the film thickness.



Source: Original schematic by the authors; not to scale.

Multiple reflections and limitations of the model

In a real thin film, not just two reflections but the sum of the reflections repeated inside the film must be considered. For an ideal

single layer, this sum can be calculated through the complex amplitude reflection coefficient r. With the ambient medium, the film and the substrate numbered 0, 1 and 2, respectively, the interface Fresnel coefficients r_{01} and r_{12} for the selected polarization are used (Katsidis & Siapkas, 2002; Macleod, 2017):

$$r = \frac{r_{01} + r_{12}\exp(2i\beta)}{1 + r_{01}r_{12}\exp(2i\beta)}, \quad R = |r|^2. \tag{4}$$

Here, $\beta = 2\pi n d \cos\theta_t/\lambda_0$ is the single-pass phase ($\delta = 2\beta$) and R is the power reflectance. In multilayer structures, the propagation through each layer and the transition at each interface are combined by means of transfer matrices; in this way, the optical influence of the substrate and of the other films is taken into account in addition to the layer thickness (Katsidis & Siapkas, 2002; Macleod, 2017).

For an absorbing material, the complex refractive index $\tilde{n} = n + i\kappa$ is used instead of the real n; when the field reflected from the bottom interface is attenuated by absorption, the interference visibility may decrease. A wavelength-dependent index, surface roughness, thickness non-uniformity and partial coherence lead to deviations from the ideal model (Stenzel & Wilbrandt, 2025). In a sufficiently opaque film, the contribution of the bottom interface may not be accessible; in this case, the change in reflectance at the material transition can be evaluated instead. The formulation derived for thin-film thickness cannot be applied directly to a trench depth simply by inserting the material index (Heimann, 1985; Sternheim et al., 1983); structured surfaces generally require structure-specific optical models (Klesse et al., 2021).

The complex index must be used consistently in the interface Fresnel coefficients and in the propagation factor in Equation (4). For the $\exp(-i\omega t)$ convention and $\tilde{n} = n + i\kappa$, the physical propagation

branch is chosen so that the field decays within a passive absorbing medium. At normal incidence, $\beta = 2\pi\tilde{n}d/\lambda_0$.

When an open area is etched into a bulk material (e.g., Si), interference arises laterally between the fields reflected from the trench bottom and from the mask or the unetched surface. Since the path difference between the two fields is accumulated in the incident medium, one fringe period corresponds to $\Delta h = \lambda_0/(2n_0\cos\theta_i)$; at normal incidence and for $n_0 \approx 1$, $\Delta h \approx \lambda_0/2$ (Heimann, 1985; Sternheim et al., 1983). This expression is valid when the trench width is much larger than the wavelength and mask erosion is negligible. If the mask is also eroded, the phase of the field reflected from the masked region changes, so the conversion based on a stationary reference is no longer sufficient. A first-order optical-path analysis (derived here) shows that, if the reflection at the mask/substrate interface dominates, as for a transparent SiO_2 mask on Si, the depth obtained by fringe counting is overestimated by a relative amount of approximately $(n_m - 1)/S$, where n_m is the refractive index of the mask and S the substrate-to-mask selectivity; for SiO_2 ($n_m \approx 1.46$) and S = 5, this amounts to ≈9%. If the reflection at the top surface of the mask dominates, as for an opaque mask, the depth is underestimated by approximately 1/S. Sternheim et al. (1983) reported a depth accuracy of 4–6% for patterned Si, depending on the masking material. Quantitative correction therefore requires a model of the actual mask–substrate structure and the mask erosion rate. Lateral interference can also distort the measured signal in patterned areas; the distortion is small when less than about 30% of the area is covered by resist and becomes severe at higher coverage (Heimann, 1985).

Fringe spacing and etch rate

If n, λ_0, θ_t and the interface phases remain constant while a single film is being etched, the positive thickness change Δd corresponding to one full interference period is obtained from a 2π change in the phase in Equation (2) (Born & Wolf, 1999; Sarfaty et al., 1997):

$$\Delta d = \frac{\lambda_0}{2n\cos\theta_t}. \tag{5}$$

At normal incidence, $\theta_i = \theta_t = 0$ and the relation reduces to $\Delta d = \lambda_0/(2n)$. If the external angle is measured, it must be converted to the internal angle using Snell's law. In the same ideal signal, the transition from a maximum to the following minimum is a half-period; if this interval is counted as a full fringe, the calculated rate will be in error by a factor of two. The effect of small deviations from normal incidence should also be assessed numerically: for example, for SiO_2 ($n \approx 1.457$) with $\theta_i = 10°$, $\theta_t \approx 6.8°$ and $\cos\theta_t \approx 0.993$, so that neglecting this term introduces a systematic error of approximately 0.7% in Δd.

Table 2 summarizes reference thickness changes per fringe at 632.8 and 670 nm. At the experimental wavelength of 650 nm, the corresponding reference values are $n = 1.4565$ and $\Delta d = 223.1$ nm for fused silica (Malitson, 1965), and $n = 2.0374$ and $\Delta d = 159.5$ nm for the Si_3N_4 reference data (Luke et al., 2015). For the Figure 8 model, the assumed $n = 1.79$ gives $\Delta d = 181.6$ nm at 650 nm. PECVD SiN_x optical properties vary widely with deposition conditions; Kluska et al. (2022) report refractive indices of about 1.8–3.7 for PECVD silicon nitride layers with different Si/N ratios (n at 632 nm, their Fig. 3). Therefore, sample-specific values should be determined independently. At 632.8 nm and ER = 50 nm/min, a full fringe in fused silica lasts approximately 4.3 min. For fused silica at 632.8

nm, an adjacent maximum and minimum are ≈109 nm apart (≈91 nm for the n = 1.79 model at 650 nm); determining an arbitrary intermediate thickness requires phase interpolation or model fitting.

Table 2 Thickness change per fringe at normal incidence, $\Delta d = \lambda_0/(2n)$; $\Delta h = \lambda_0/(2n_0)$ for trenches

Material	**n (632.8 / 670 nm)**	**Δd, 632.8 nm**	**Δd, 670 nm**	**Source of n**
Fused silica	1.4570 / 1.4560	217.2 nm	230.1 nm	Malitson (1965)
Si_3N_4	2.0395 / 2.0351	155.1 nm	164.6 nm	Luke et al. (2015)
PECVD SiN_x (illustrative model)	1.79 / 1.79 (assumed; dispersion neglected)	176.8 nm	187.2 nm	Illustrative assumption; not measured
Bulk material / trench ($n_0 = 1$)	1	316.4 nm	335.0 nm	—

Source: Authors' calculations using Equation (5) for films and the lateral-interference relation for trenches. Reference dispersion data: Malitson (1965) and Luke et al. (2015). The PECVD row is an illustrative constant-index model, not a sample measurement. Values at 650 nm are given in the preceding paragraph.

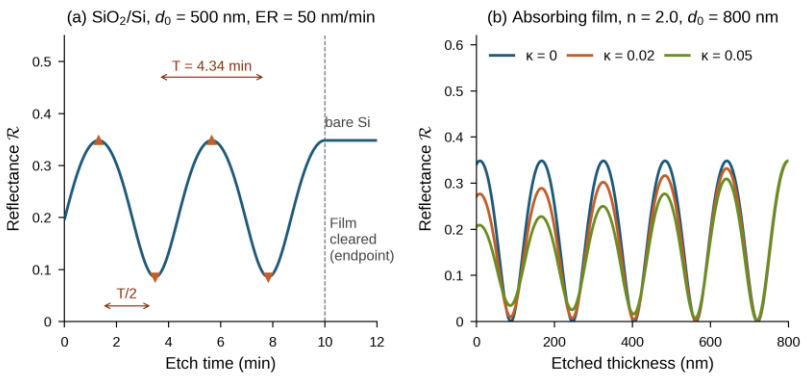
If the rate of decrease of the film thickness is defined as positive, ER(t) = −d(d)/dt. Taking $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ between the times t_k and t_{k+1} of successive extrema of the same type, the average rate can be calculated (Sarfaty et al., 1997):

$$\overline{ER} = \frac{\Delta d}{\Delta t} = \frac{\lambda_0}{2n\cos\theta_t \Delta t}. \quad (6)$$

This result is the average rate over the period and should not be presented as a continuous instantaneous rate. When the rate varies with time, phase tracking or estimation of a thickness model over a

sliding time window may be more appropriate. Fringe counting primarily yields the removed thickness; the initial thickness d_0 is additionally required to calculate the remaining thickness. Using model signals calculated with Equation (4), Figure 2 illustrates the distinction between full and half periods, the flattening of the signal when the film is cleared, and the effect of absorption on the interference contrast. Figure 2(a) shows that, for a non-absorbing film, the reflectance can return to the bare-substrate level at particular optical thicknesses; that level alone therefore does not identify clearing, and the transition towards flattening must be assessed together with background and model validity.

Figure 2 Reflectance variation calculated with Equation (4) at normal incidence for λ_0 = 632.8 nm. (a) 500 nm SiO_2 (n = 1.457) on Si at a constant ER = 50 nm/min; T is the full period and T/2 the half-period; when the film is cleared, the signal flattens at the bare-Si level. (b) Effect of the extinction coefficient κ on the interference contrast for an 800 nm film with n = 2.0 on Si. For Si at 632.8 nm, $\tilde{n} \approx 3.87396 + 0.0161606i$ was obtained by linear interpolation of the 630 and 640 nm entries in the Green (2008) dataset and rounded to 3.874 + 0.016i for reporting.



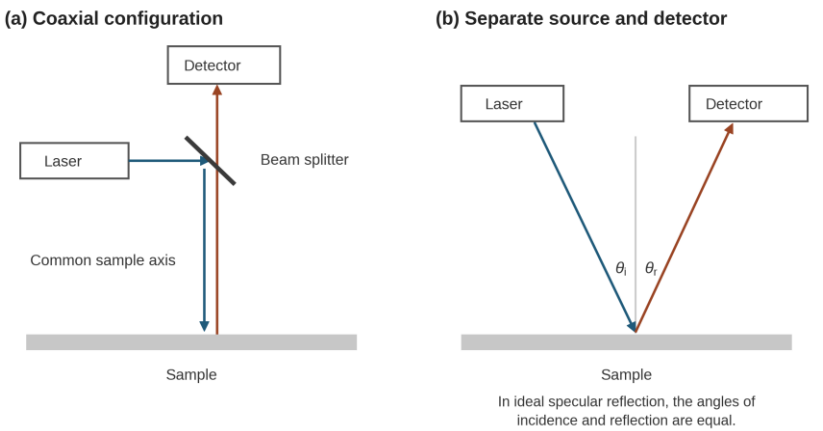
Source: Authors' model calculations using Equation (4) and silicon optical constants from Green (2008). Not experimental data.

Optical setup and measurement chain

Optical geometry and laser–detector arrangement

The law of specular reflection from a flat surface states that the angles of incidence and reflection are equal with respect to the surface normal. By using a beam splitter, illumination and detection can operate along a common sample axis, with the returning light directed into a separate arm. Figure 3 compares such a coaxial configuration with an arrangement with separate source and detector; of these possible optical architectures, the configuration in which the laser and optical probe mounts are positioned separately and the laser is incident approximately normal to the sample was selected (Born & Wolf, 1999; Macleod, 2017).

Figure 3 Possible illumination and detection architectures. (a) Common sample axis using a beam splitter. (b) Oblique incidence with separate source and detector.



Source: Authors' schematic of the illumination and detection configurations discussed in the text.

In an ideal symmetric geometry in which the source and the detector are at the same height and no refracting window or lens lies

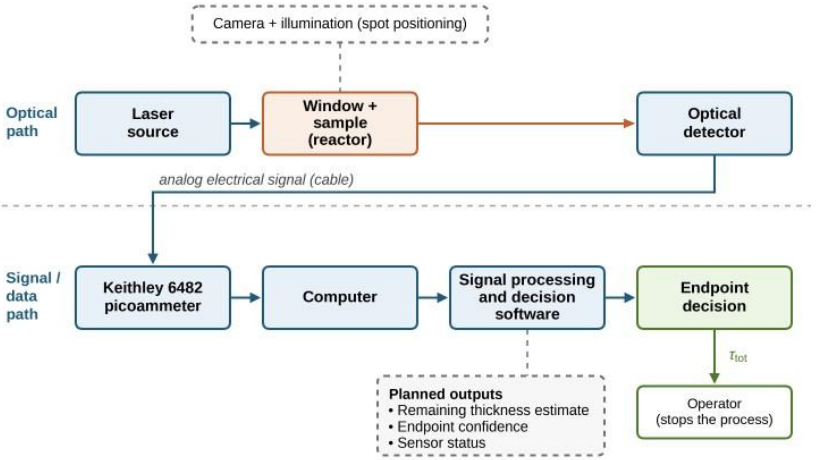
in between, $\tan\theta_i = s/(2H)$ is obtained, where s is the horizontal distance between the axes and H is the vertical distance to the sample. A real observation window may shift the beam position, and lenses may cause the beam direction at the sample to differ from the axis of the mechanical mount. In this work, the setup was aligned near normal incidence. A measured angle at the sample is not reported; $\theta_t = 0$ is used as a modelling approximation rather than a measured geometric value. For the assumed $n = 1.79$, an external angle of $\theta_i = 5°$ would change Δd by only $\approx 0.12\%$; this approximation is therefore not a dominant error source.

At oblique incidence, s- and p-polarized light have different Fresnel coefficients. Although increasing the angle of incidence can make it easier to separate the source from the detector, the elongation of the spot and the limitation imposed by the window aperture must be taken into account. At near-normal incidence, $\cos\theta_t$ is close to unity; this approximation should be assessed within the error budget (Born & Wolf, 1999; Katsidis & Siapkas, 2002; Stenzel & Wilbrandt, 2025).

Signal acquisition, data transfer and software processing

Figure 4 summarizes the optical and electrical measurement chain used in this work. The photodiode current is measured and digitized by the Keithley 6482 and transferred to the computer. The process is terminated manually. The diagram also shows candidate analysis outputs; calibrated remaining thickness, endpoint confidence and sensor-status performance are not established by the single record in Figure 8.

Figure 4 Optical and electrical measurement chain. In the reported experiment, the endpoint decision is made by the operator, who stops the process; τ_{tot} denotes the total delay from the endpoint signal to plasma extinction. The listed outputs are planned analysis functions that have not yet been validated.



Source: Authors' schematic of the measurement system developed in this work.

The reflected light is detected as a photodiode current. The Keithley 6482 performs current measurement and internal digitization, while the computer records the transmitted readings and their time stamps. The picoammeter resolves currents below 1 nA, and in the Figure 8 record the readings were stored at 0.5 s intervals.

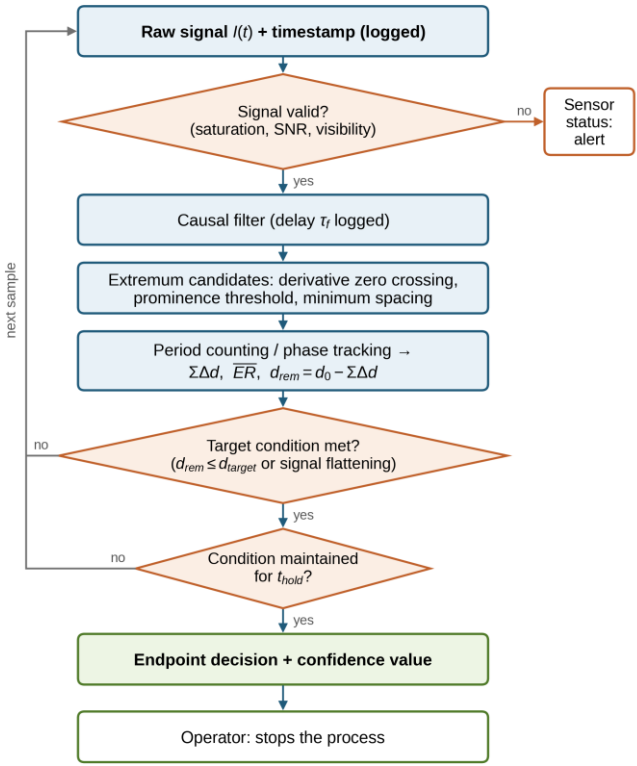
The expected fringe frequency is low; for example, it is approximately 3.8 mHz for fused silica etched at 50 nm/min at 632.8 nm. Consequently, acquisition settings must balance noise reduction against response delay. Plasma emission and auxiliary illumination reaching the photodiode also contribute to the detector signal. Any smoothing used in the analysis must be described by its filter type

and window length, and a distinction must be made between retrospective processing and a causal filter used during the experiment.

Figure 5 presents a proposed framework for signal validation, extremum identification and endpoint assessment. Derivative zero crossings can identify extremum candidates, which must also be checked for prominence and minimum separation. Remaining-thickness estimation requires an independently established initial thickness or a validated absolute optical model. The record in Figure 8 demonstrates signal acquisition and retrospective fringe analysis; it does not by itself validate a real-time confidence metric, a hold-time criterion or a calibrated remaining-thickness output.

For Figure 8, signal recording, plotting and retrospective fringe analysis are reported, and termination was manual. Table 3 summarizes the main components of the measurement system and the sample used for Figure 8.

Figure 5 Proposed signal-processing and endpoint-assessment workflow. The operator terminates the process. The causal-filter delay, hold time, confidence metric and remaining-thickness blocks illustrate functions requiring validation; they are not demonstrated implementations for Figure 8. The remaining-thickness expression $d_{rem} = d_0 - \Sigma\Delta d$, where $\Sigma\Delta d$ is the cumulative removed thickness, requires an independently established initial thickness d_0, and the signal-validity checks require defined thresholds.



Source: Authors' proposed workflow; manual process termination applies to the reported experiment.

Table 3 Main components of the measurement system and the Figure 8 sample

Component	**Parameter**	**Value**
Laser source	Wavelength; output power	650 nm; 5 mW
Optical detector	Detector type	Silicon PIN photodiode (BPW34)
Observation window	Window material	Borosilicate glass
Optical geometry	Incidence angle; spot size	Near-normal ($\theta_t \approx 0$ assumed in the model); nominal spot radius 1 mm
Current measurement and acquisition	Instrument; resolution; readout	Keithley 6482 picoammeter; current resolution below 1 nA; readings stored with time stamps at 0.5 s intervals
Software	Acquisition and analysis platforms	LabVIEW, Python
Etching tool	Tool; process gases	Oxford Instruments RIE system; CF_4/O_2
Sample	Figure 8 stack; thickness; optical model	Device-grade (TFT-grade) PECVD a-SiN_x:H / 100 nm Cr / glass; nominal d_0 = 450–500 nm; n = 1.79, $\kappa = 0$ at 650 nm assumed
Mechanical apparatus	Design and fabrication	SolidWorks design; 3D-printed flange adapter

Source: System information reported in this work.

Mechanical and optical integration requirements

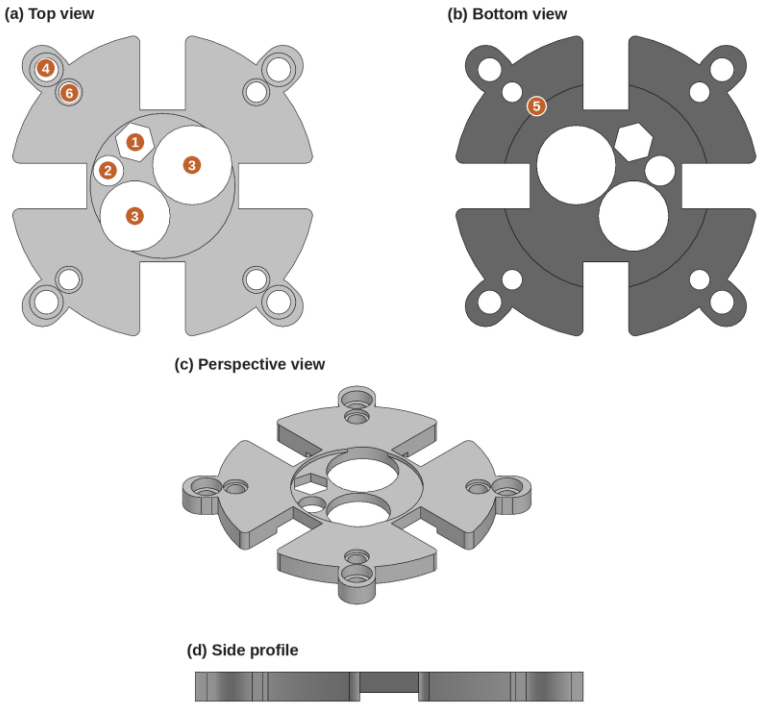
The role of the mechanical holder is to provide, in a sustainable manner, the line of sight required by the optical measurement and the relative positions of the components. The fit of the mounting holes, the focusing distance, the access of the laser spot to the selected area, the collection of the returning light by the detector and the preservation of the camera's field of view were considered together. In commercial interferometric EPD applications, spot positioning and the provision of a camera image are central elements of these requirements (Oxford Instruments Plasma Technology, n.d.).

The design requirements can be grouped into four categories. Geometric requirements cover the fit to the existing mounting points and to the window surroundings; optical requirements, unobstructed incident and return paths; mechanical requirements, demountability and position retention; and application requirements, access to the camera, illumination and cables. The design was developed to meet these requirements and has been put into use.

Mechanical integration of the experimental system

To integrate the laser interferometry components into the plasma etching tool, a custom mechanical holder (apparatus) was designed in SolidWorks and fabricated in the laboratory by additive manufacturing (3D printing). Figure 6 presents the CAD documentation, which consists of four views; the top, bottom, perspective and profile views depict the apparatus as a whole. The apparatus is positioned with reference to the existing mounting points around the upper optical observation window of the tool.

Figure 6 CAD views of the custom laser interferometer integration apparatus. (a) Top view, (b) bottom view, (c) perspective view, (d) side profile. 1: hexagonal optical probe mount; 2: laser source aperture; 3: camera and auxiliary illumination apertures; 4: main mounting hole with counterbore; 5: boundary of the bottom seating pocket; 6: secondary alignment hole.



Source: Authors' CAD model of the apparatus developed in this work.

Four main mounting lugs are located on the outer perimeter of the holder; on the inner side of each lug there is a secondary hole designed for local alignment. In the central region, the hexagonal probe mount carries the optical detector and the adjacent small circular aperture carries the laser source; of the two large circular apertures, one is assigned to the camera and the other to the auxiliary

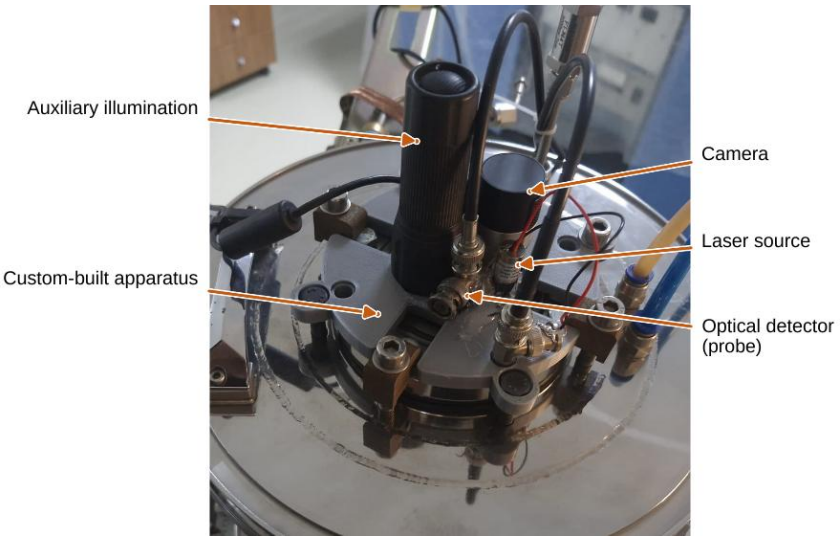
illumination (Figure 6). On the top surface, counterbored mounting holes keep the screw heads at the level of the inner surface, thereby preserving the outer surface profile; on the bottom surface, there is a wide circular seating pocket that conforms to the geometry of the window surroundings. This pocket is intended to provide a repeatable seating reference and to help preserve the relative positions of the optical components; the resulting mounting repeatability has not yet been quantified. The circular recess at the centre of the top surface, visible in Figure 6(a) and (c), was designed to define the distance between the laser source and the optical detector precisely and to delimit the working envelope of the illumination element used with the camera. The stepped thickness was selected to balance structural support and material usage. Its effect on stiffness and strength requires comparative analysis or mechanical testing. The system has been set up, and the apparatus has been mounted on the plasma etching tool.

Experimental setup

The first step of the integration is to compare the mounting and optical-window interface of the tool with the apparatus. The centres of the main holes, the clear aperture and height of the window, the mating surface of the bottom pocket and the screw access were recorded within the same reference frame. The source and the detector were positioned so as to view the same measurement region on the sample; alignment was performed by observing the incident spot and the returning light on a reference surface.

Figure 7 shows the experimental installation of the system on the plasma etching tool. In the photograph, the laser source, the optical detector (probe), the camera, the auxiliary illumination and the custom-built apparatus are indicated by arrows.

Figure 7 Experimental arrangement of the laser interferometric measurement system on the plasma etching setup.



Source: Authors' experimental setup documented in this work.

Experimental results and interpretation

Figure 8 shows a relative photodiode-current record acquired during etching of a device-grade a-SiN_x:H film deposited by PECVD on a 100 nm Cr layer on glass; t = 0 corresponds to plasma ignition. The nominal initial film thickness, d_0, is 450–500 nm, but this nominal range is not an independent interferometric thickness measurement. The signal is interpreted using an air/a-SiN_x:H/Cr model at normal incidence, with a non-absorbing film of assumed refractive index n = 1.79 at 650 nm. This value is a working assumption; n = 1.90 is evaluated as an alternative where relevant. These optical assumptions require verification for the deposited sample. The 100 nm Cr layer acts as an opaque metallic reflector and is treated as an optically thick substrate; its single-pass transmittance at 650 nm is only ≈0.16%, so the glass contribution can be neglected. Linear interpolation of the Johnson and Christy (1974) Cr data between 617 and

659 nm gives $\tilde{n}_{Cr} \approx 3.107 + 3.331i$ at 650 nm. The complex reflection coefficient at the film/Cr interface shifts the absolute thicknesses of the extrema, so they cannot be assigned simply to integer multiples of $\lambda_0/(4n)$. The full-fringe conversion is given below:

$$\Delta d = \frac{\lambda_0}{2n \cos \theta_t} \approx \frac{\lambda_0}{2n}.$$

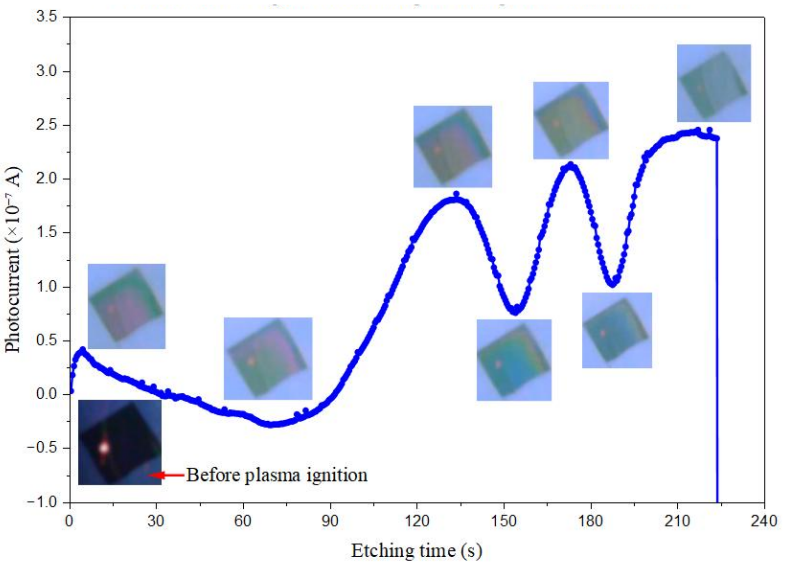
For λ_0 = 650 nm and the assumed n = 1.79, the thickness change per full fringe is calculated below. The index is not a measurement of this sample. Using n = 1.90 would instead give approximately 171.1 nm per fringe.

$$\Delta d \approx \frac{650}{2 \times 1.79} = 181.6 \text{ nm}$$

Minima occur near 69, 154 and 188 s, with intermediate maxima near 134 and 173 s; extremum times were read as the lowest or highest recorded points, with an uncertainty of ≈ ±1 s (≈ ±3 s for the broad first minimum). Two full periods separate the first and last minima, giving the thickness change below and an interval-average rate of approximately 183 nm/min over 119 s. For n = 1.90, the removed thickness and interval-average rate would be ≈342 nm and ≈172 nm/min, respectively.

$$d_{69 \rightarrow 188s} = 2\Delta d \approx 2 \times 181.6 \approx 363 \text{ nm}$$

Figure 8 Relative photodiode current, $\Delta I_{ph}(t) = I_{ph}(t) - I_{ph}(0)$, recorded during RIE of a nominally 450–500 nm device-grade a-SiN_x:H film on Cr-coated glass, using a 650 nm laser at near-normal incidence; t = 0 corresponds to plasma ignition. Insets: camera frames placed near the corresponding parts of the trace; lower-left frame taken before plasma ignition (t < 0). The vertical drop of the trace at ≈224 s marks process termination and extends below the displayed range. The ordinate labelled "Photocurrent" is ΔI_{ph}, and decimal commas denote decimal points.



Source: Experimental measurements and optical images acquired in this work.

The ideal optical model predicts successive minima near 74, 255 and 437 nm and maxima near 164, 346 and 528 nm when the Cr constants are rounded to 3.11 + 3.33i. Assignment of the last observed minimum to the lowest positive-thickness minimum gives a model-dependent residual thickness of approximately 74 nm at 188 s and approximately 437 nm at the first minimum. This assignment depends on the endpoint interpretation and on the absence of missed

fringes; it is not an independent measurement of the initial thickness. A few-nanometre oxide or fluoride layer on the Cr surface would shift the modelled extrema by a comparable amount and lower the bare-Cr reflectance. The transition towards the plateau spans ≈200–215 s: the ideal-model slope criterion discussed below places clearing near ≈200 s, whereas the plateau is reached at ≈205–215 s. In the ideal model, the reflectance slope at the moment of clearing is still ≈28% of its maximum value, so a distinct break rather than a gradual approach would be expected; the observed rounding over ≈10 s is consistent with a thickness spread of a few tens of nanometres within the illuminated spot, although a finite measurement time constant or a thin interfacial layer could produce a similar effect. An approximate endpoint candidate of $t_{EP} \approx 210$ s is used here to summarize that transition; the ≈200–215 s window is indicative rather than a statistically evaluated uncertainty. The onset of this transition near 200 s should not be equated automatically with complete film removal. A reproducible numerical endpoint requires the raw trace, the baseline treatment, a specified derivative or level criterion, the analysis window and any hold time. The present interpretation remains provisional until these settings and independent thickness checks are available.

The weak early maximum near 4–5 s admits more than one interpretation. It may contain a substantial background or startup contribution, but it may also include an interference maximum. The latter interpretation would place the film thickness at that time near 528 nm for n = 1.79, or near 496 nm for n = 1.90, and gives an early half-period rate of ≈84 nm/min for n = 1.79 (≈80 nm/min for n = 1.90) up to the first minimum. Because thickness cannot increase during etching, d_0 would then be at least ≈528 nm for n = 1.79, above the nominal range, or ≈496 nm for n = 1.90, which lies within the

nominal range. The rise during the first ≈4 s is too fast to be interferometric. The nominal 450–500 nm range, the assumed refractive index and the early-maximum assignment therefore cannot all be treated as independently established facts. A laser-off background record and an independent initial-thickness measurement are needed to distinguish the alternatives.

Intervals between extrema of the same type give approximately 128 nm/min for 69–154 s, 279 nm/min for 134–173 s and 320 nm/min for 154–188 s. These overlapping interval averages suggest faster removal later in the record, with a ratio of approximately 2.5 between the two minimum-to-minimum estimates. They do not establish a continuous or strictly monotonic instantaneous-rate increase. A drifting background can shift extremum times, so the trend requires confirmation using background-corrected data or a suitable joint signal model.

Conditional on film clearing during this transition, removal of the final modelled 74 nm from 188 s gives an average rate of approximately 160–260 nm/min for endpoint times from 215 to 205 s. This is below the approximately 320 nm/min obtained for the preceding minimum-to-minimum interval. Possible explanations include a change in removal behaviour near the interface, spatial thickness variation within the illuminated area, and uncertainty in the endpoint or background; the present record does not distinguish these effects. In the ideal model, clearing occurs while the slope is still ≈28% of its maximum; in the trace this level is passed at ≈200 s. Using ≈200–203 s, the final modelled 74 nm corresponds to ≈300–370 nm/min, comparable with the preceding intervals, so the apparent slowdown depends on where clearing is placed within the transition.

A nominal whole-run comparison, using 450–500 nm and t_{EP} = 210 s, gives approximately 129–143 nm/min. This ratio is not an interferometrically measured whole-run rate, because the numerator is a nominal initial thickness. In contrast, the approximately 183 nm/min estimate applies only to the 69–188 s interval and follows from counting two full fringes under the stated optical assumptions. These estimates describe different quantities and time intervals.

The process was terminated at approximately 224 s, about 9–24 s after the provisional ≈200–215 s endpoint window, or approximately 14 s after $t_{EP} \approx 210$ s. This elapsed interval includes operator response and system termination effects; their individual contributions cannot be separated from the optical trace alone. It must not be converted into Cr loss using the a-SiN_x:H etch rate.

The increase in the signal baseline and the final plateau above the preceding maximum show that constant-scale reflectance alone is insufficient to describe the record. With the stated rounded optical constants, the model gives a bare-Cr reflectance of approximately 0.555 and a film-stack maximum of approximately 0.575. A more complete signal description is $I_{ph}(t) = A(t)R[d(t)] + B(t)$, where A(t) includes illumination and collection changes and B(t) includes additive background. Laser power, alignment, window transmission or reflections, and plasma emission or auxiliary light reaching the photodiode can contribute, but their relative roles have not been measured. With 5 mW incident on the sample, the observed fringe swing of $\approx 1 \times 10^{-7}$ A implies that the photodiode collects only of the order of 10^{-4} of the reflected power (estimate assuming a typical silicon responsivity of ≈0.4 A/W at 650 nm). The detector therefore most likely does not intercept the core of the specular beam, so the absolute scale A(t) is sensitive to alignment; comparisons based on absolute modelled reflectance values, such as 0.555 and 0.575, are indicative only, whereas the fringe timing remains usable. A decrease in

emission from removed film material would not, by itself, explain an increase to a higher plateau. The trace does not establish a particular emitting species or demonstrate negligible Cr erosion. In a specific CF_4/O_2 RIE recipe, the metals tested other than Mo, including Cr, were removed only slowly, which was attributed to sputtering (Williams et al., 2003); this was not verified for the present run.

The camera does not observe along the detector's specular-reflection direction, so the apparent brightness of the scattered laser spot need not follow the photodiode signal. Changes in perceived spot colour can also depend on plasma light, auxiliary illumination and camera exposure or white balance. The broader interference colours and the coloured bands near the sample edge are consistent with spatial variation in optical thickness, but the images do not provide a quantitative thickness distribution. Validation requires independent thickness measurements and repeat experiments with documented acquisition and process settings.

Measurement uncertainties and system evaluation

Optical and process-related factors

The assessment of the refractive index directly affects the systematic depth error in the ideal fringe conversion. The optical properties of the same nominal material may depend on wavelength, temperature and fabrication conditions. Film thickness non-uniformity and surface roughness can reduce the contrast by causing different phases to be averaged at the detector. On a patterned wafer, when the mask, the open area and different layers fall within the same spot, a multilayer model is preferred (Katsidis & Siapkas, 2002; Klesse et al., 2021; Moussa et al., 2002; Stenzel & Wilbrandt, 2025).

The applications reported by Layadi et al. (1999) to various patterned and unpatterned structures show that interferometry is not limited to perfectly flat films. The spectral scatterometry and inverse-problem approach of Klesse et al. (2021) for periodic surfaces, in turn, highlights the importance of structure-specific modelling for complex geometries. An appropriate model should be selected according to the pattern, the spot diameter and the sample structure.

Window contamination and laser power drift affect the reflection amplitude, whereas alignment changes affect the collection efficiency. Implementing a reference channel can reduce some common-mode power variations. Plasma emission and auxiliary illumination reaching the detector add a background contribution; it can be reduced by laser modulation with lock-in detection, by a background measurement taken with the laser switched off, or by switching off the illumination during the measurement. When the signal flattens, the model residual and the background should be examined together; factors other than film clearing, such as misalignment, window contamination or an etch stop caused, for example, by polymer deposition, can also produce this behaviour.

Uncertainty propagation

The uncertainty of the thickness change per fringe can be derived from the input quantities of Equation (5). Assuming independent λ_0, n and θ_t, the first-order approximate relative standard uncertainty for small uncertainties is as follows (JCGM, 2008):

$$[u(\Delta d)/\Delta d]^2 \approx [u(\lambda_0)/\lambda_0]^2 + [u(n)/n]^2 + [\tan\theta_t u(\theta_t)]^2. \quad (7)$$

If θ_t is calculated from n and θ_i using Snell's law, these quantities are not independent; the relation should then be written in terms of the directly measured n_0, n and θ_i, or covariance terms should be included. Fringe skipping is not included in this formula as a random

error but is assessed separately as a matter of data validity (JCGM, 2008).

Writing $n\cos\theta_t = (n^2 - n_0^2\sin^2\theta_i)^{1/2}$ with Snell's law, Equation (5) takes the form $\Delta d = \lambda_0/[2(n^2 - n_0^2\sin^2\theta_i)^{1/2}]$. Neglecting the uncertainty of n_0, the first-order relative standard uncertainty for the directly measured λ_0, n and θ_i is as follows (JCGM, 2008):

$$[u(\Delta d)/\Delta d]^2 \approx [u(\lambda_0)/\lambda_0]^2 + [u(n)/(n\cos^2\theta_t)]^2 + [n_0^2\sin\theta_i\cos\theta_i u(\theta_i)/(n^2\cos^2\theta_t)]^2. \quad (8)$$

In this formulation, the sensitivity coefficient of the refractive index increases by a factor of $1/\cos^2\theta_t$. For example, for SiO_2 with $n = 1.457 \pm 0.005$ and $\theta_i = 10° \pm 1°$, the refractive-index term contributes approximately 0.35% and the angle term approximately 0.14%; the combined relative standard uncertainty is ≈0.38%, i.e., $u(\Delta d) \approx 0.8$ nm per fringe.

This illustrative numerical combination assumes that the wavelength uncertainty is negligible relative to the stated refractive-index and angular terms. It is not the uncertainty budget of the Figure 8 experiment, for which sample-specific optical constants, timing uncertainty, background effects and model adequacy must also be evaluated.

Near normal incidence, the first-order term of the angular sensitivity becomes small; however, for a wide angular distribution centred on zero, second-order effects and spot displacement can become significant. Table 4 summarizes which input is to be checked against which independent observation in the validation plan.

Table 4 Proposed validation plan for the measurement and the design

Uncertain input / claim	**Independent check**	**Output to be reported**
Film structure and optical constants	Material stack; n and κ data appropriate to the wavelength	Optical model and range of validity
Initial / final thickness	Appropriate profilometry or ellipsometry	Depth difference and reference uncertainty
Fringe and endpoint decision	Raw signal, time stamps and control log	False alarms, misses and delay
Mounting repeatability	Repeated demounting–remounting and spot-position measurement	Position / angle distribution and signal change
Effect of the secondary holes	Comparative analysis or measurement under the same load	Stress, displacement and boundary conditions
Vibration and thermal drift	Relative motion and alignment log over time	Frequency- / temperature-dependent behaviour

Source: Authors' proposed validation plan.

Evaluation of the mechanical design

The CAD model documents the geometric design; the apparatus has been installed on the plasma etching tool. By measuring the spot position, the signal contrast and the change in the probe axis before and after mounting, the link between the mechanical design and the optical measurement can be established quantitatively. Repeated demounting–remounting experiments can be reported together with the operator effect. In the vibration analysis, the relative motion between the optical axis and the sample, and its effect on the signal, should be taken as the basis.

Outlook

The measurement system has been assembled and an initial etching record has been obtained. The next stage is quantitative validation: completing the acquisition and process metadata, measuring the film thickness and optical constants, characterizing the optical geometry and background, and comparing the inferred thickness change with independent measurements. Repeated runs are needed to evaluate endpoint repeatability and the dependence of the inferred rate on the signal-processing method.

A further validation task is to assess the reproducibility of the optical alignment. If a need for adjustable tilt or axial position is identified, these degrees of freedom can be added to the design; since additional movable joints may cause mounting and locking problems, the choice should be made according to the performance priorities. Documenting the surface contacted by the bottom seating pocket and the fabrication tolerances is needed to make the mechanical evaluation reproducible.

Subsequent development may extend the scope of the measurement. Dual-wavelength or spectral reflectometry can reduce certain thickness and phase ambiguities; with a multi-wavelength Vernier approach based on reflectance anisotropy spectroscopy, a best-case depth accuracy of ±0.8 nm has been reported for III–V structures (Sombrio et al., 2021); full-surface imaging interferometry, in turn, makes it possible to examine the difference between the local endpoint and completion across the whole area (Boning et al., 1994; Sarfaty et al., 1997). Data-driven OES approaches can be considered a complementary research direction once sufficient labelled experimental records have been accumulated (C. S. Kim et al., 2024; Wang et al., 2026).

Conclusions

A laboratory-built laser interferometric monitoring system was integrated into an existing RIE tool using a custom mechanical holder and signal-recording software. An initial record obtained during etching of an a-SiN_x:H/Cr/glass sample contains successive extrema and a late transition towards a plateau. With an assumed film refractive index of 1.79 at 650 nm, two full fringes between approximately 69 and 188 s correspond to about 363 nm removed and an interval-average rate of approximately 183 nm/min. Same-type extremum intervals indicate a possible increase in rate during the record, although background drift and optical-model assumptions limit the interpretation. The transition between ≈200 and 215 s provides a provisional endpoint window, followed by manual termination at approximately 224 s. These observations demonstrate acquisition of an etch-monitoring signal, but quantitative thickness accuracy, complete film clearing and negligible Cr erosion require independent verification.

Regarding the physical basis, the thickness-per-fringe relation is valid for constant optical properties and a well-defined internal angle in the film. The endpoint decision is not merely a matter of period counting; the initial thickness, the layer stack, the signal quality, the representativeness of the local measurement and the control delay must be evaluated together.

The custom holder integrates the laser, detector, camera and auxiliary illumination around the observation window. Its mounting features are intended to preserve the optical geometry, but mounting repeatability and mechanical stability remain to be quantified. The next stage is to pair documented process and acquisition records with independent thickness and optical-property measurements, evaluate

the experimental uncertainty budget, and test repeatability across multiple runs and samples.

References

Boning, D. S., Claman, J. L., Wong, K. S., Dalton, T. J., & Sawin, H. H. (1994). Plasma etch endpoint via interferometric imaging. In *Proceedings of 1994 American Control Conference – ACC '94* (Vol. 1, pp. 897–901). IEEE. https://doi.org/10.1109/ACC.1994.751873

Born, M., & Wolf, E. (1999). *Principles of optics: Electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light* (7th expanded ed.). Cambridge University Press. https://doi.org/10.1017/CBO9781139644181

Donnelly, V. M., & Kornblit, A. (2013). Plasma etching: Yesterday, today, and tomorrow. *Journal of Vacuum Science & Technology A, 31*(5), 050825. https://doi.org/10.1116/1.4819316

Dubreuil, P., & Belharet, D. (2010). Plasma impedance monitoring for real time endpoint detection of bulk materials etched in ICP tool. *Microelectronic Engineering, 87*(11), 2275–2281. https://doi.org/10.1016/j.mee.2010.03.003

Green, M. A. (2008). Self-consistent optical parameters of intrinsic silicon at 300K including temperature coefficients. *Solar Energy Materials and Solar Cells, 92*(11), 1305–1310. https://doi.org/10.1016/j.solmat.2008.06.009

Heimann, P. A. (1985). Optical etch-rate monitoring using active device areas: Lateral interference effects. *Journal of The Electrochemical Society, 132*(8), 2003–2006. https://doi.org/10.1149/1.2114269

Herman, I. P. (2003). Optical diagnostics for thin film processing. *Annual Review of Physical Chemistry, 54*(1), 277–305. https://doi.org/10.1146/annurev.physchem.54.011002.103824

Huff, M. (2021). Recent advances in reactive ion etching and applications of high-aspect-ratio microfabrication. *Micromachines, 12*(8), 991. https://doi.org/10.3390/mi12080991

Ianno, N. J., Nafis, S., Snyder, P. G., Johs, B., & Woollam, J. A. (1993). In situ spectroscopic ellipsometry studies of electron cyclotron resonance (ECR) plasma etching of oxides of silicon and GaAs. *Applied Surface Science, 63*(1–4), 17–21. https://doi.org/10.1016/0169-4332(93)90057-I

JCGM. (2008). *Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement* (JCGM 100:2008). BIPM. https://doi.org/10.59161/JCGM100-2008E

Johnson, P. B., & Christy, R. W. (1974). Optical constants of transition metals: Ti, V, Cr, Mn, Fe, Co, Ni, and Pd. *Physical Review B, 9*(12), 5056–5070. https://doi.org/10.1103/PhysRevB.9.5056

Kanarik, K. J., Tan, S., & Gottscho, R. A. (2018). Atomic layer etching: Rethinking the art of etch. *The Journal of Physical Chemistry Letters, 9*(16), 4814–4821. https://doi.org/10.1021/acs.jpclett.8b00997

Katsidis, C. C., & Siapkas, D. I. (2002). General transfer-matrix method for optical multilayer systems with coherent, partially coherent, and incoherent interference. *Applied Optics, 41*(19), 3978–3987. https://doi.org/10.1364/AO.41.003978

Kim, B., Im, S., & Yoo, G. (2021). Performance evaluation of CNN-based end-point detection using in-situ plasma etching data. *Electronics, 10*(1), 49. https://doi.org/10.3390/electronics10010049

Kim, C. S., Roh, H. R., Lee, Y., Park, T., Lee, C., & Lee, J. M. (2024). Plasma etching endpoint detection in the presence of chamber variations through nonlinear manifold learning and density-based

clustering. *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 37*(4), 553–566. https://doi.org/10.1109/TSM.2024.3434489

Klesse, W. M., Rathsfeld, A., Groß, C., Malguth, E., Skibitzki, O., & Zealouk, L. (2021). Fast scatterometric measurement of periodic surface structures in plasma-etching processes. *Measurement, 170*, 108721. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2020.108721

Kluska, S., Jurzecka-Szymacha, M., Nosidlak, N., Dulian, P., & Jaglarz, J. (2022). The optical and thermo-optical properties of non-stoichiometric silicon nitride layers obtained by the PECVD method with varying levels of nitrogen content. *Materials, 15*(6), 2260. https://doi.org/10.3390/ma15062260

Layadi, N., Molloy, S. J., Esry, T. C., Lill, T., Trevor, J., Grimbergen, M. N., & Chinn, J. (1999). Interferometry for end point prediction during plasma etching of various structures in complementary metal–oxide–semiconductor device fabrication. *Journal of Vacuum Science & Technology B, 17*(6), 2630–2637. https://doi.org/10.1116/1.591037

Luke, K., Okawachi, Y., Lamont, M. R. E., Gaeta, A. L., & Lipson, M. (2015). Broadband mid-infrared frequency comb generation in a Si_3N_4 microresonator. *Optics Letters, 40*(21), 4823–4826. https://doi.org/10.1364/OL.40.004823

Macleod, H. A. (2017). *Thin-film optical filters* (5th ed.). CRC Press. https://doi.org/10.1201/b21960

Malitson, I. H. (1965). Interspecimen comparison of the refractive index of fused silica. *Journal of the Optical Society of America, 55*(10), 1205–1209. https://doi.org/10.1364/JOSA.55.001205

Meng, X., & Li, L. (2008). In situ endpoint detection of reactive ion-beam etching of dielectric gratings with an etch-stop layer using

downstream mass spectrometry. *Applied Surface Science, 254*(17), 5421–5425. https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2008.02.096

Moussa, H., Daneau, R., Mériadec, C., Manin, L., Sagnes, I., & Raj, R. (2002). Deep in situ dry-etch monitoring of III-V multilayer structures using laser reflectometry and reflectivity modeling. *Journal of Vacuum Science & Technology A, 20*(3), 748–753. https://doi.org/10.1116/1.1468652

Oxford Instruments Plasma Technology. (n.d.). *Automatic endpoint detectors*. Retrieved October 20, 2026, from https://plasma.oxinst.com/service-support/upgrades/endpoint-detectors

Sarfaty, M., Baum, C., Breun, R., Hershkowitz, N., Shohet, J. L., Nagpal, K., Vincent, T. L., & Khargonekar, P. P. (1997). Real-time measurement of thin film thickness during plasma processing. *Plasmas and Polymers, 2*(4), 229–244. https://doi.org/10.1023/A:1021830100153

Sombrio, G., Oliveira, E., Strassner, J., Doering, C., & Fouckhardt, H. (2021). Interferometric in-situ III/V semiconductor dry-etch depth-control with ±0.8 nm best accuracy using a quadruple-Vernier-scale measurement. *Journal of Vacuum Science & Technology B, 39*(5), 052204. https://doi.org/10.1116/6.0001209

Stenzel, O., & Wilbrandt, S. (2025). Theoretical aspects of thin film optical spectra: Underlying models, model restrictions and inadequacies, algorithms, and challenges. *Applied Sciences, 15*(4), 2187. https://doi.org/10.3390/app15042187

Sternheim, M., van Gelder, W., & Hartman, A. W. (1983). A laser interferometer system to monitor dry etching of patterned silicon.

Journal of The Electrochemical Society, 130(3), 655–658. https://doi.org/10.1149/1.2119775

Wang, Z., Kim, J., Han, S., Akçay, A., Chae, H., & Lee, J. (2026). Data-driven endpoint detection for small open area etching using interpretable transfer learning. *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 39*(1), 74–81. https://doi.org/10.1109/TSM.2025.3643948

Williams, K. R., Gupta, K., & Wasilik, M. (2003). Etch rates for micromachining processing—Part II. *Journal of Microelectromechanical Systems, 12*(6), 761–778. https://doi.org/10.1109/JMEMS.2003.820936

BÖLÜM 15

UN ECE R100 KAPSAMINDA ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA GÜÇ ELEKTRONİĞİ TABANLI İZOLASYON VE ÖLÇÜM SİSTEMLERİ

BUĞRA ER[1]
OKAN BİNGÖL[2]

Giriş

Elektrikli araçların yüksek gerilim sistemleri; batarya, inverter, DC/DC dönüştürücü ve güç dağıtım ünitesi gibi bileşenlerden oluşur. Elektriksel güvenlik açısından bu bileşenlerin şasiye karşı yeterli izolasyon direncine sahip olması gerekir. Kabloların kullanım ömrü boyunca maruz kaldığı mekanik zorlanmalar, nem ve kirlenme ile güç elektroniğindeki hızlı

[1]Elektrik-Elektronik Yüksek Mühendisi (Doktora Öğrencisi), Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, ORCID: 0000-0002-3982-5654

[2]Prof. Dr., Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, ORCID: 0000-0001-9817-7266

anahtarlama olayları izolasyonun dirençsel ve kapasitif özelliklerini etkileyebilir (Florkowski, 2026).

UN ECE R100, elektrikli güç aktarma sistemlerinin temel elektriksel güvenlik gerekliliklerini düzenler. Düzenlemedeki araç düzeyinde izolasyon testi ile araç üzerinde sürekli veya belirli aralıklarla çalışan izolasyon izleme cihazının (Insulation Monitoring Device, IMD) ölçüm yöntemi farklı amaçlara yöneliktir. IMD devresinde test dirençleri, analog girişler ve parazitik kapasitanslar birlikte etkilidir. İki kutuptaki izolasyonun benzer oranda azalması durumunda kutup gerilimlerinin izlenmesi, arıza büyüklüğünün belirlenmesi için ek ölçümle desteklenir (United Nations Economic Commission for Europe [UNECE], 2024; Chiang et al., 2017).

Bu bölümde elektrikli araç izolasyonunun temelleri ve UN ECE R100 gereklilikleri açıklanmış, izolasyon direnci ölçüm yöntemleri ve ilgili elektronik bileşenler literatürle birlikte incelenmiştir. Çift anahtarlı direnç ekleme topolojisinin gerilim tepkileri, LTspice ortamında gerçekleştirilen dört senaryoda değerlendirilmiştir. Çalışma, izolasyon direnci dağılımının ve Y kapasitansının ölçüm davranışına etkisine odaklanmaktadır. Fonksiyonel eşdeğer modellerle elde edilen sonuçlar devre topolojisi ve geçici rejim özellikleri çerçevesinde yorumlanmıştır.

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA ELEKTRİKSEL GÜVENLİK

Yüksek gerilim mimarisi ve izolasyonun görevi

Elektrikli araçlarda $(HV+)$ ve $(HV-)$ iletkenleri, çalışma sırasında şasiden elektriksel olarak yalıtılmış bir güç devresi oluşturur. Bu yalıtım, ilk izolasyon hatası meydana geldiğinde oluşabilecek akımın sınırlandırılmasına yardımcı olur. Batarya paketi ile güç dağıtım ünitesi, inverter ve yardımcı dönüştürücüler arasındaki bağlantılar nedeniyle izolasyonun tüm sistem genelinde değerlendirilmesi gerekir. Kontaktörler açık olduğunda ise yük

tarafındaki bazı bileşenler, batarya tarafına yerleştirilen IMD'nin ölçüm kapsamı dışında kalabilir.

İzolasyonun dirençsel özellikleri yüzeydeki kirlenme, toz ve nem gibi etkenlerden etkilenirken kapasitif özellikleri filtre kondansatörlerine ve kablo yapısına bağlıdır. Florkowski (2026) çalışmasında, yüksek gerilimli araç bileşenlerinin kullanım süresince hızlı gerilim değişimlerine ve tekrarlanan geçici gerilimlere maruz kaldığını belirtmektedir. Bu nedenle DC izolasyon direncinin izlenmesi, darbe dayanımı ve elektromanyetik uyumluluk değerlendirmeleriyle birlikte ele alınmalıdır.

UN ECE R100 ve ilgili standartların kapsamı

Bu çalışmada, Avrupa Birliği Resmî Gazetesi'nde 26 Temmuz 2024 tarihinde yayımlanan UN R100 düzenlemesinin [2024/1955] ilgili hükümleri esas alınmıştır. Düzenlemeye göre galvanik olarak ayrılmış DC yüksek gerilim baralarında izolasyon direnci en az 100 Ω/V, AC baralarında ise en az 500 Ω/V olmalıdır. AC ve DC baralarının galvanik olarak bağlı olduğu durumlarda uygulanacak sınır değer, düzenlemede belirtilen koruma koşulları ve istisnalar çerçevesinde belirlenir (UNECE, 2024).

Tablo 1. UN ECE R100 kapsamında örnek izolasyon direnci sınır değerleri.

Bara yapısı	**Asgari oran**	**400 V**	**800 V**
Galvanik ayrılmış DC bara	100 Ω/V	40 kΩ	80 kΩ
Galvanik ayrılmış AC bara	500 Ω/V	200 kΩ	400 kΩ
Galvanik bağlı AC/DC (genel)	500 Ω/V	200 kΩ	400 kΩ

Kaynak: UNECE (2024). Tablodaki değerler, ilgili Ω/V oranının örnek çalışma gerilimiyle çarpılmasıyla hesaplanmıştır.

Tablo 1'deki değerler değerlendirilirken bara bağlantıları, koruma önlemleri ve ilgili düzenlemede belirtilen çalışma gerilimi dikkate alınır. ISO 6469-3:2021, kişilerin elektrik çarpması ve termal tehlikelere karşı korunmasına ilişkin hükümler içerir. ISO 21498-

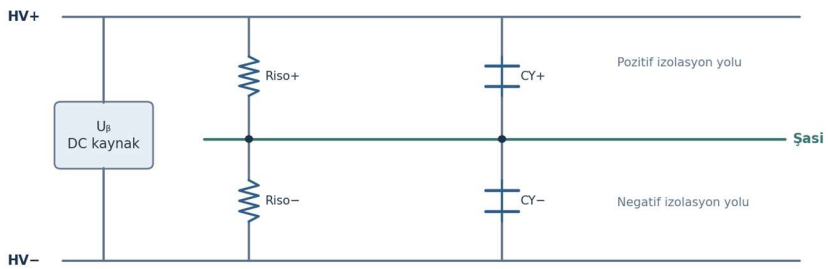
1:2021, B sınıfı gerilim sistemlerinin DC gerilim alt sınıflarını ve elektriksel özelliklerini tanımlar. ISO 26262 serisi ise elektrik/elektronik sistemlerin işlevsel güvenlik yaşam döngüsüne yöneliktir. Standartlar sırasıyla elektriksel güvenlik, gerilim sınıflandırması ve işlevsel güvenlik alanlarını tamamlar (International Organization for Standardization [ISO], 2018, 2021a, 2021b).

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA İZOLASYON SİSTEMLERİ

Şasiye göre eşdeğer direnç ve Y kapasitansı

Yüksek gerilim ağının eşdeğer devresinde $(HV+)$ ile şasi arasındaki izolasyon direnci (R_{iso+}), $(HV-)$ ile şasi arasındaki izolasyon direnci ise $(R_{iso}$) ile gösterilir. $(CY+)$ ve $(CY-)$ kapasitansları, ilgili kutbun izolasyon direncine paralel olarak modellenir. LTspice ortamında şasi, ortak ölçüm referansı olarak 0V kabul edilmiştir. Batarya kutupları bu referansa göre yüzer durumdadır; $(HV-)$ ile şasi arasındaki elektriksel ilişki de eşdeğer direnç ve kapasitans üzerinden kurulur.

Şekil 1. Yüzer DC baranın izolasyon direnci ve Y kapasitansı eşdeğer devresi.



Kaynak: Hazırlanan eşdeğer devre çizimi. Riso ve CY parametreleri sistemin toplulaştırılmış elektriksel özelliklerini temsil eder.

Bara gerilimi $U_\beta = V(HV+) - V(HV-)$, pozitif kutbun şasiye göre gerilimi $U_p = V(HV+) - V(şasi)$, negatif kutbun şasiye göre gerilim büyüklüğü ise $U_n = V(şasi) - V(HV-)$ şeklinde tanımlanmıştır. İdeal, yüksüz ve kararlı durumda $U_\beta = U_p + U_n$ eşitliği sağlanır. Bu koşullarda kutup gerilimleri aşağıdaki direnç bölüşümü bağıntılarıyla hesaplanır:

$U_p = U_\beta . R_{iso+}/(R_{iso+} + R_{iso-}), \quad U_n = U_\beta . R_{iso-}/(R_{iso+} + R_{iso-})$ (1)

(R_{iso+}) ve (R_{iso-}) değerlerinin aynı oranda azalması, kutup gerilimleri arasındaki oranı sabit tutabilir. Böyle bir durumda pasif gerilim izleme, mutlak izolasyon direncinin belirlenmesi açısından ek bir ölçüm durumuna ihtiyaç duyar. Ölçüm devresinin kendi giriş direnci de yüksek gerilim barasına paralel bir yol oluşturur. Özellikle yüksek izolasyon direnci seviyelerinde, bu yükleme etkisinin eşdeğer devreye eklenmesi ölçüm sonuçlarının yorumlanmasını kolaylaştırır.

Bara bağlantıları, galvanik ayrım ve kontaktörlerin etkisi

Batarya, yüksek gerilim kabloları, inverter ve yardımcı dönüştürücülerin şasiye kaçak yolları aynı kutupta paralel dirençler olarak modellenir. Örneğin iki ayrı 1MΩ kaçak yolunun eşdeğer direnci 500kΩ'dur. Kontaktörlerin durumu ölçüm ağına bağlı bileşenleri değiştirdiğinden IMD'nin algıladığı izolasyon direnci de buna bağlıdır. Bu nedenle izolasyon ölçümü değerlendirilirken ölçüm noktası, kontaktörlerin durumu ve izlenen alt sistemler dikkate alınmalıdır. İzole haberleşme ve ölçüm devreleri ise sistemin farklı bölümleri arasında galvanik ayrım sağlayarak elektriksel güvenliğe katkıda bulunur.

İZOLASYON DİRENCİ ÖLÇÜM SİSTEMLERİ

Pasif, anahtarlamalı ve sinyal enjeksiyonlu yöntemler

Pasif köprüde şasiye göre kutup gerilimleri izlenerek izolasyon dengesizliği değerlendirilir. Tek anahtarlı yöntemde bilinen test direnci ek bir ölçüm durumu oluşturur. Çift anahtarlı yöntemde $(HV+)$ ve $(HV-)$ tarafındaki test dirençleri sırayla etkinleştirilerek iki kutbun izolasyon direnci hesaplanabilir. Bu çalışmada testler ayrı zaman aralıklarında uygulanmıştır. Sinyal enjeksiyonlu yöntemlerde ise düşük frekanslı uyarımın gerilim ve akım yanıtları kullanılır. Direnç ve Y kapasitansının ayrıştırılmasında model ve filtreleme koşulları önemlidir (Tian et al., 2018; Li et al., 2024).

UN ECE R100 Ek 5A, araç düzeyindeki izolasyon direncinin (Ri) belirlenmesine yönelik test düzenini tanımlar. Araç üzerinde çalışan IMD ise $(R_{is}$ $)$ ve (R_{iso-}) değerlerini kendi ölçüm yöntemiyle izler. Ek 5A'da referans direnç, kutup gerilimleri ve ölçüm cihazının özelliklerine ilişkin şartlar yer alırken IMD'nin ölçüm çevrimi kullanılan devre topolojisine bağlıdır. Bu iki yaklaşımın amaç ve ölçüm koşullarının ayrı verilmesi, elde edilen değerlerin doğru yorumlanmasına yardımcı olur (UNECE, 2024).

Çift anahtarlı yöntem için ölçüm bağıntıları

Pozitif kutba bağlanan $(R_{t,p})$ test direncinin etkinleştirilmesinden önce ve sonra $(U_p, 0)$ ile (U_p, t) gerilimleri ölçülür. İdeal kararlı hâl koşulunda bu iki gerilimden (R_{iso-}) değeri hesaplanır. Benzer şekilde negatif kutuptaki $(R_{t,n})$ test yolu kullanılarak $(U_n, 0)$ ile (U_n, t) üzerinden (R_{iso+}) değeri bulunur:

$$R_{iso-} = R_{t,p}.\, U_\beta.(1/U_p, t - U_p, 0) \quad (2)$$

$$R_{iso+} = R_{t,n}.\, U_\beta.(1/U_n, t - U_n, 0) \quad (3)$$

Denklemlerde kutup gerilimlerinin mutlak büyüklükleri kullanılır. Hesaplamada bara geriliminin ölçüm çevrimi boyunca sabit kaldığı, test dirençlerinin bilindiği ve gerilimlerin kararlı hâle ulaştığı kabul edilmiştir. Uygulama devresinde giriş bölücüsü, anahtar sızıntısı, direnç toleransları ve analog ölçüm hataları eşdeğer ağın davranışını etkiler. Hesaplanan izolasyon direncinin bağıl hatası $\varepsilon = 100.\left|\hat{R}_{iso} - R_{iso}\right|/R_{iso}$ bağıntısıyla ifade edilebilir. Bunun sayısal olarak belirlenmesi için ölçülen gerilim örneklerinin direnç kestirimine aktarılması gerekir.

Literatürde ölçüm yöntemlerinin karşılaştırılması

Chiang ve arkadaşları (2017), parazitik kapasitansı dikkate alan uyarlamalı izolasyon direnci kestirimi önermiştir. Tian ve arkadaşları (2018), düşük frekanslı sinyal enjeksiyonunu Kalman filtreleme ile birleştirmiştir. Li ve arkadaşları (2024), Levenberg–Marquardt tabanlı parametre belirleme ve genişletilmiş Kalman filtresi kullanmıştır. Ruan ve arkadaşları (2024), uyarlamalı optimizasyon ve özyineli en küçük karelere odaklanmıştır. Ticari araçlara yönelik Guo ve arkadaşlarının (2025) çalışmasında ise köprü tabanlı sistemin belirli deney koşullarında %5'in altında hata bildirilmiştir.

Tablo 2. İzolasyon direnci ölçümüne ilişkin seçilmiş çalışmaların karşılaştırılması.

Çalışma	**Yöntem**	**Açıklama**
Chiang ve ark. (2017)	Uyarlamalı kestirim	Uyarlamalı modelin parazitik parametrelere duyarlılığı
Tian ve ark. (2018)	LF enjeksiyon ve filtreleme	Uyarım koşulları ve ölçüm gürültüsünün modellenmesi
Li ve ark. (2024)	L-M + EKF	Model parametreleri ve hesaplama yükü
Ruan ve ark. (2024)	Uyarlamalı L-M / RLS	Kestirim koşulları ve özyineli algoritma ayarları

Çalışma	Yöntem	Açıklama
Guo ve ark. (2025)	Ticari araç dengesiz köprüsü	Bildirilen <%5 hata, çalışmanın deney koşullarını kapsar

Kaynak: Chiang ve ark. (2017), Tian ve ark. (2018), Li ve ark. (2024), Ruan ve ark. (2024) ve Guo ve ark. (2025) çalışmalarından yararlanılarak yazarlar tarafından hazırlanmıştır.

Yöntemler, ölçüm süresi, donanım gereksinimi ve parametre kestirimi bakımından farklı özellikler taşır. Sinyal enjeksiyonunda uyarım frekansı ile gürültü bastırma, direnç eklemeli köprülerde ise test direncinin yükleme etkisi ve yerleşme süresi öne çıkar. Literatürdeki referans dirençleri, Y kapasitansları ve hata ölçütleri değiştiğinden yöntem seçimi uygulama koşullarına göre yapılmalıdır. Guo ve arkadaşlarının (2025) bildirdiği hata oranı, bu bölümün fonksiyonel LTspice modeline aktarılabilecek bir ölçüm başarımı olarak kullanılmamıştır.

ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA ÖLÇÜM VE İZLEME ELEKTRONİĞİ

İzole anahtarlama ve analog ölçüm devresi

İzolasyon direnci ölçümü için yüksek gerilim dayanımlı anahtarlar ve kutup gerilimlerini kontrol katına aktaran izole ölçüm devreleri kullanılır. TPSI2140-Q1 için üretici, 1200 V açık durum gerilim dayanımı, 25 °C'de tipik 130 Ω iletim direnci ve 4,5–20 V besleme gerilimi aralığı belirtmektedir. AMC3330-Q1 ise ±1 V diferansiyel giriş gerilimi aralığına sahip, girişteki diferansiyel gerilimi çıkışta iki katına yükselten (2 V/V) ve entegre izole DC/DC dönüştürücü içeren bir ölçüm yükseltecidir. Bu özellikler, yüksek gerilim anahtarlama ve izole gerilim ölçüm devrelerinde bileşen seçiminde dikkate alınan temel teknik ölçütlerdir (Texas Instruments, 2024, 2026b)

LTspice şemasındaki TPSI2140 ve AMC3330 blokları, üreticilerin ayrıntılı makromodelleri yerine fonksiyonel

eşdeğerlerdir. Modelde anahtarın 130Ω iletim direnci ve ölçüm katının 1,44V nominal çıkış ortak-mod seviyesi esas alınmıştır. Bu yaklaşım gerilim tepkisi ve geçici rejimin incelenmesini sağlamıştır. Sıcaklığa bağlı sızıntı akımları, izolasyon bariyeri dayanımı, ortak-mod geçici bağışıklığı (CMTI), eleman toleransları ve koruma işlevleri donanım doğrulamasının ayrı inceleme konularıdır.

Akım ölçümü, BMS ve sistem düzeyinde izleme

Yüksek gerilim sistemlerinde akım bilgisi şönt tabanlı izole ölçüm veya manyetik alan algılama yoluyla elde edilir. ISOSD61, ±320mV giriş aralığındaki sinyali sigma-delta modülasyonu ile sayısal akışa dönüştürür. STMicroelectronics tarafından geliştirilen ISOSD61, şönt üzerinden akım ölçümünde kullanılabilen izole bir sigma-delta modülatördür (STMicroelectronics, 2025). Allegro MicroSystems tarafından geliştirilen ACS37601 ise 240 kHz bant genişliğine sahip, Hall etkisi temelli bir manyetik alan sensörüdür (Allegro MicroSystems, 2023). Bu bileşenler akım ölçümüne yönelik işlevler sunarken izolasyon izleme cihazı (IMD), yüksek gerilim barasının elektriksel şasiye karşı izolasyon durumunu değerlendirir. BMS, PDU ve araç kontrolcüsü ise sistem mimarisine bağlı olarak ölçüm sonuçlarının değerlendirilmesi, koruma kararları ve kontaktör yönetimi gibi işlevleri üstlenir.

Tablo 3. İzolasyon izleme ve yardımcı ölçüm devrelerinde kullanılan örnek bileşenler.

Bileşen	**Temel işlev**	**Teknik özellik**
TPSI2140-Q1	Direnç test yolunu anahtarlama	1200 V standoff; Ron tip. 130 Ω
AMC3330-Q1	İzole HV bölücü gerilim ölçümü	±1 V giriş; kazanç 2 V/V
ISOSD61	İzole akım/gerilim modülasyonu	±320 mV giriş; 25 Msps, 1 bit
ACS37601	Hall tabanlı alan ölçümü	240 kHz bant genişliği

Kaynak: Texas Instruments (2024, 2026b), STMicroelectronics (2025) ve Allegro MicroSystems (2023) üretici veri sayfalarından yararlanılarak yazarlar tarafından hazırlanmıştır.

UN ECE R100 KAPSAMINDA BENZETİM VE DOĞRULAMA

LTspice devresi ve benzetim koşulları

Çift anahtarlı LTspice modelinde $(HV+)$ ve $(HV-)$ şasiye göre yüzer durumdadır. Her kutup ile şasi arasında izolasyon direnci ve paralel Y kapasitansı yer alır. Pozitif ve negatif test kollarında 1 MΩ dirençler ve fonksiyonel anahtarlar kullanılmış, iki analog ölçüm kanalının çıkışları kaydedilmiştir. İlk üç senaryoda pozitif test 100–300ms, negatif test 400–600ms aralığında uygulanmıştır. Anahtarlama sonrası geçici rejimi direnç ve kapasitanslardan oluşan RC ağı belirler.

Tablo 4. LTspice benzetiminde incelenen izolasyon koşulları.

Koşul	**U_{β}**	**Riso+ / Riso−**	**CY+ / CY−**
Simetrik-800	800V	500 / 500kΩ	100 / 100nF
Simetrik-400	400V	500 / 500kΩ	100 / 100nF
Asimetrik-800	800V	50 / 500kΩ	100 / 100nF
Büyük CY-800	800V	500 / 500kΩ	9 / 9µF

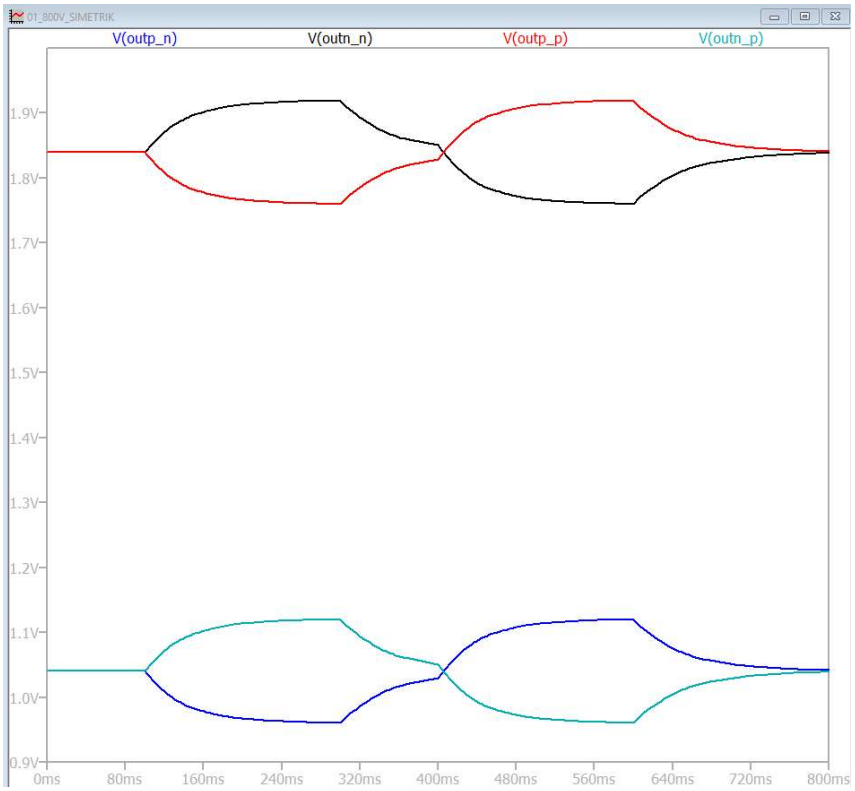
Kaynak: LTspice benzetimleri ve simülasyon çıktıları.

Birinci senaryoda 800 V bara geriliminde, ikinci senaryoda 400 V bara geriliminde ve üçüncü senaryoda 800 V bara geriliminde asimetrik izolasyon dirençleriyle gerçekleştirilen benzetimlerde, her kutupta 100 nF olmak üzere toplam 200 nF Y kapasitansı kullanılmıştır. Dördüncü senaryoda ise her kutuptaki Y kapasitansı 9 µF'a yükseltilerek toplam 18 µF kapasitansın geçici rejim ve yerleşme süresine etkisi incelenmiştir. Bu değer, Texas Instruments'ın TIDA-010985 referans tasarımında belirtilen toplam 9 µF değerinden farklı bir çalışma koşulunu temsil etmektedir. Dört benzetim, aynı çift anahtarlı topolojinin farklı bara gerilimleri, izolasyon dirençleri ve Y kapasitansı koşullarındaki davranışını

göstermektedir. Pasif, tek anahtarlı ve sinyal enjeksiyonlu yöntemlerin eş koşullarda ölçüm hatası karşılaştırması bu çalışmanın kapsamı dışında tutulmuştur (Texas Instruments, 2026a).

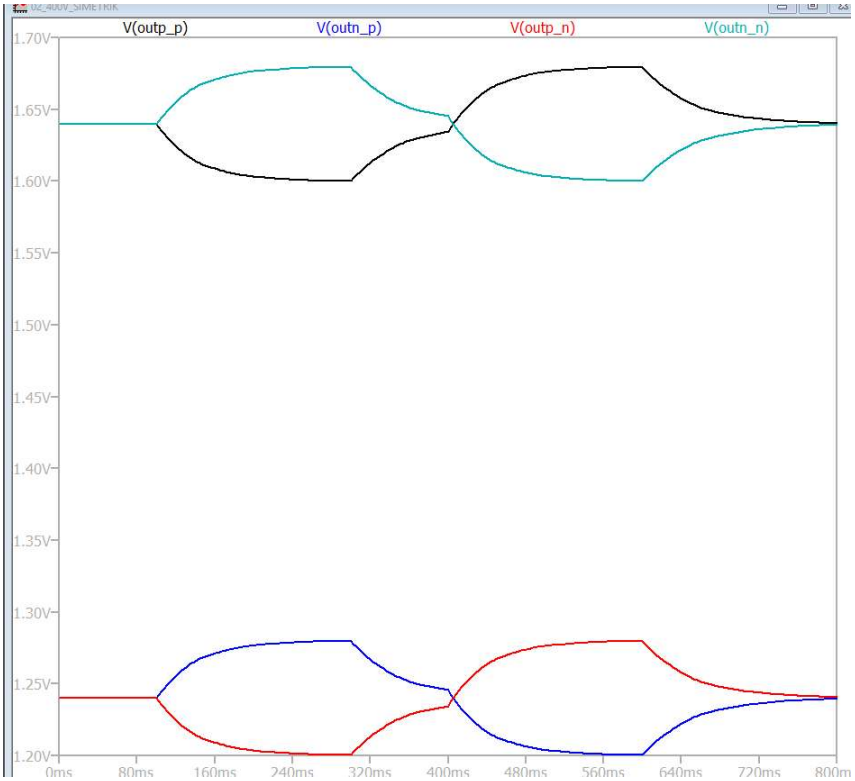
400V ve 800V simetrik izolasyon koşulları

Şekil 2. 800V simetrik izolasyon durumunda analog ölçüm kanallarının LTspice gerilim yanıtları.



Kaynak: LTspice çıktısı; R_{iso+}=R_{iso-}=500 kΩ, CY+=CY−=100 nF ve fonksiyonel eşdeğer ölçüm blokları.

Şekil 3. 400V simetrik izolasyon durumunda analog ölçüm kanallarının LTspice gerilim yanıtları.

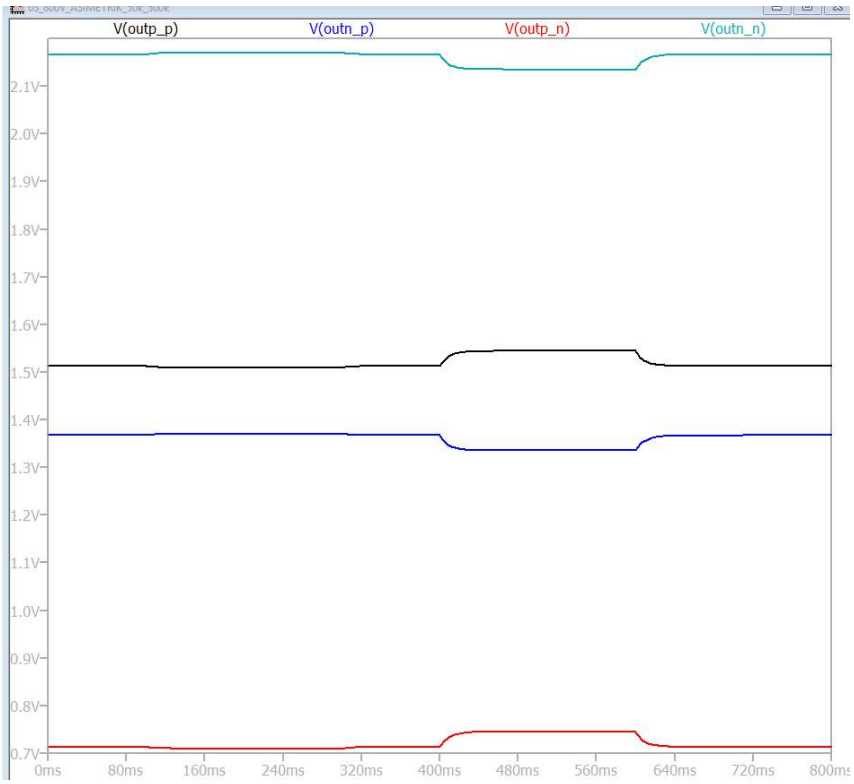


Kaynak: LTspice çıktısı; dirençler ve Y kapasitansları Şekil 2 ile aynı tutulmuştur.

Şekil 2 ve Şekil 3'te test dirençlerinin devreye alınmasıyla analog ölçüm kanallarının diferansiyel çıkışları karşıt yönlerde değişir ve test sonunda başlangıç seviyelerine yaklaşır. İdeal direnç bölüşümüne göre 800V simetrik baranın kutup gerilimleri +400V/−400V, 400V baranın ise +200V/−200V' tur. Pozitif testte sırasıyla +320V/−480V ve +160V/−240V kararlı hâl değerleri hesaplanır. LTspice grafikleri geçişlerin yönünü ve zamana bağlı gelişimini göstermektedir; verilen kutup gerilimleri analitik hesap sonuçlarıdır.

Asimetrik izolasyon koşulu ve Y kapasitansı etkisi

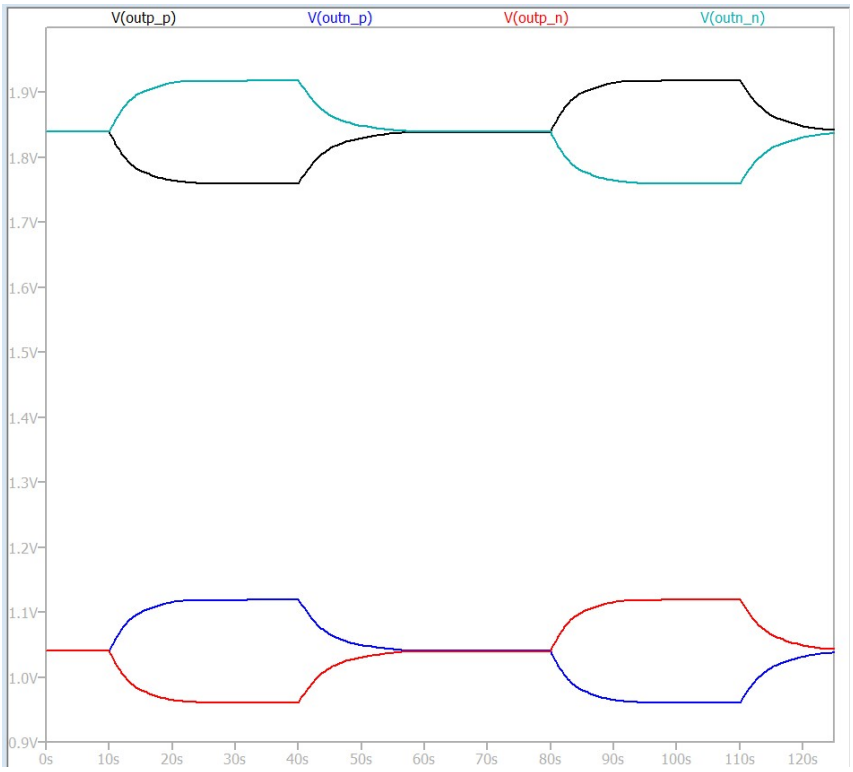
Şekil 4. 800V asimetrik izolasyon durumunda ölçüm kanallarının anahtarlamaya yanıtı.



Kaynak: LTspice çıktısı; R_{iso+}=50 kΩ, R_{iso-}=500 kΩ ve CY+=CY−=100 nF.

Asimetrik durumda pozitif kutbun izolasyon direnci 50kΩ, negatif kutbun izolasyon direnci 500kΩ olarak alınmıştır. Test öncesi analitik kutup gerilimleri yaklaşık +72,73V ve −727,27V düzeyindedir. Pozitif test sırasında ($HV+$) gerilimi +69,57V' a, negatif test sırasında +104,35V' a yaklaşmaktadır. Şekil 4'te görülen ölçüm kanalı değişimleri, izolasyon direnci dağılımının testin hangi kutupta uygulandığına göre farklı gerilim tepkileri oluşturduğunu göstermektedir. Direnç kestirim hatasının sayısal değerlendirmesi için bu çıkışların örnekleme verileriyle birlikte işlenmesi gerekir.

Şekil 5. 800V baranın her iki kutbunda 9µF Y kapasitansı için geçici rejim yanıtı.



Kaynak: LTspice çıktısı; toplam CY=18µF. Zaman ekseni saniye cinsindendir.

Şekil 5'te Y kapasitanslarının büyütülmesiyle ölçüm geçişlerinin saniyeler mertebesine yayıldığı görülmektedir. R_{iso+}=R_{iso-}=500kΩ olduğunda, anahtarlar açıkken her kutbun şasiye iletkenliği 2 µS olur. Her kutupta 100nF için yaklaşık zaman sabiti 50 ms, 9 µF için ise 4,5 s olarak hesaplanır. 1MΩ test direnci devreye alındığında toplam iletkenlik 5µS' a yükselir; karşılık gelen zaman sabitleri 40 ms ve 3,6 s düzeyine iner:

$$\tau \approx ((CY+)+(CY-))\,/((G+)+(G-)+(Gtest));\ t_{99} \approx 4{,}605.\tau \qquad (4)$$

Birinci dereceden modelde %99 yerleşme süresi yaklaşık 4,605τ olarak hesaplanır. Her kutupta 100nF için anahtarlar açıkken 0,23s, test sırasında 0,18 s; 9 µF için sırasıyla 20,7s ve 16,6s bulunur. Bu değerler analitik yerleşme süresidir. Arıza algılama süresi ise ölçüm çevrimi, örnekleme ve yazılım kararını da kapsar. Büyük kapasitans senaryosunda daha uzun bekleme aralıkları kullanılmıştır.

Ölçüm doğruluğu ve düzenleyici değerlendirme

Dört LTspice senaryosundan elde edilen dalga şekilleri, kutup gerilimleri ve analog çıkışların anahtarlamaya tepkisini göstermektedir. Ölçüm doğruluğunun sayısal olarak belirlenmesi için LTspice'ın ham örnekleme verilerinden Riso+ ve Riso− kestirimleri hesaplanmalı ve tanımlanan direnç değerleriyle karşılaştırılmalıdır. Bu bölümdeki gerilim paylaşımı ve zaman sabiti değerleri analitik denetim amacıyla kullanılmış; yüzde hata ve toplam arıza algılama süresine ilişkin sonuçlar ayrı bir ölçüm veri seti gerektirdiğinden sayısal başarım iddiasına dönüştürülmemiştir.

UN ECE R100'ün galvanik olarak ayrılmış DC bara için öngördüğü 100Ω/V oranı, 800V çalışma geriliminde 80kΩ örnek sınır değerine karşılık gelir. Asimetrik benzetimdeki 50kΩ pozitif kutup direnci bu eşikle ilişkilendirilebilecek bir izolasyon koşuludur. Araç düzeyindeki değerlendirme, baranın galvanik yapısı ve Ek 5A prosedürüyle elde edilen Ri değeri üzerinden yapılır. Donanım aşamasında anahtar kaçak akımı, gerilim bölücüsü ve ADC toleransları, sıcaklık, kontaktör durumu ve elektromanyetik girişim etkileri incelenmelidir.

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Elektrikli araçlarda izolasyon izleme, elektriksel güvenlik gereksinimleri ile ölçüm elektroniğinin birlikte ele alındığı bir uygulama alanıdır. Pasif kutup gerilimi izlemesi, izolasyon ağındaki

asimetri hakkında bilgi sağlarken kontrollü direnç ekleme yöntemi mutlak dirençlerin kestirilmesi için ek ölçüm koşulları oluşturur. Ölçümün doğruluğu; test direnci, gerilim tanımları, ölçüm katının giriş özellikleri ve anahtarlama sonrası yerleşme süresiyle yakından ilişkilidir. Literatürdeki model tabanlı yaklaşımlar ise bu parametrelerin farklı kestirim yöntemleriyle ele alınmasına yönelik seçenekler sunmaktadır.

Dört farklı LTspice senaryosu analitik direnç bölüşümü ve RC yerleşme hesaplarıyla birlikte değerlendirilmiştir. Birinci senaryoda 800 V bara geriliminde 500 kΩ/500 kΩ simetrik izolasyon dirençleri ve 100 nF Y kapasitansı, ikinci senaryoda aynı direnç ve kapasitans değerleriyle 400 V bara gerilimi, üçüncü senaryoda 800 V bara geriliminde 50 kΩ/500 kΩ asimetrik izolasyon dirençleri, dördüncü senaryoda ise 800 V bara geriliminde 500 kΩ/500 kΩ izolasyon dirençleri ve toplam 18 µF Y kapasitansı incelenmiştir. İlk iki senaryoda bara gerilimi değişmesine rağmen ölçüm tepkilerinin yönü korunmuş, üçüncü senaryoda izolasyon direnci asimetrisinin kutup gerilimlerinin dağılımına etkisi gözlenmiş, dördüncü senaryoda ise artan Y kapasitansıyla yerleşme süresinin saniyeler düzeyine ulaştığı belirlenmiştir. Bulgular, çift anahtarlı izolasyon izleme topolojisinin farklı elektriksel koşullardaki davranışını ortaya koymaktadır. Yarı iletken bileşenlerin gerçek çalışma performansının ve düzenleyici gerekliliklere uygunluğun değerlendirilmesi için ayrıntılı üretici modelleriyle gerçekleştirilecek benzetimler ve donanım testleri sonraki doğrulama aşamalarını oluşturmaktadır.

Tasarımda Y kapasitansı, test direnci ve örnekleme zamanı birlikte belirlenmelidir. Çalışmanın devamında ham LTspice verileri (2) ve (3) numaralı bağıntılarla işlenerek R_{iso+} ve R_{iso-} kestirimleri referans değerlerle karşılaştırılmalıdır. Sıcaklık, eleman toleransı ve

sızıntı akımı incelemeleriyle desteklenecek bu karşılaştırma, yöntem için nicel doğruluk ve algılama süresi ölçütleri sağlayacaktır.

KAYNAKÇA / REFERENCES

Allegro MicroSystems. (2023). ACS37601: ASIL C, 240 kHz programmable linear sensor IC with overcurrent and overtemperature detection. Erişim tarihi: 19 Ekim 2026. https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/field-current-sensors/acs37601

Chiang, Y.-H., Sean, W.-Y., Huang, C.-Y., & Chiang Hsieh, L.-H. (2017). Adaptive control for estimating insulation resistance of high-voltage battery system in electric vehicles. *Environmental Progress & Sustainable Energy, 36*(6), 1882–1887. https://doi.org/10.1002/ep.12644

Florkowski, M. (2026). Challenges and trends in high-voltage insulation of electric vehicle devices. *Energies, 19*(2), 526. https://doi.org/10.3390/en19020526

Guo, F., She, D., Zhang, X., & Han, Y. (2025). Design of a high-voltage insulation resistance detection system for commercial vehicles. *Batteries, 11*(4), 143. https://doi.org/10.3390/batteries11040143

International Organization for Standardization. (2018). ISO 26262-1:2018: Road vehicles—Functional safety—Part 1: Vocabulary. https://www.iso.org/standard/68383.html

International Organization for Standardization. (2021a). ISO 21498-1:2021: Electrically propelled road vehicles—Electrical specifications and tests for voltage class B systems and components—Part 1. https://www.iso.org/standard/78209.html

International Organization for Standardization. (2021b). ISO 6469-3:2021: Electrically propelled road vehicles—Safety specifications—Part 3: Electrical safety. https://www.iso.org/standard/81746.html

Li, Z., Cui, X., He, Z., Li, E., & Wang, Y. (2024). A novel method for electric vehicle insulation detection based on the extended Kalman filter algorithm. *Measurement, 229*, 114419. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2024.114419

Ruan, D., Cui, X., He, Z., & Gao, H. (2024). The novel methods of insulation detection based on adaptive Levenberg–Marquardt algorithm and third-order variable forgetting factor recursive least squares-decouple algorithm. *Energy, 312*, 133598. https://doi.org/10.1016/j.energy.2024.133598

STMicroelectronics. (2025). *ISOSD61: High accuracy isolated Sigma-Delta modulator* (DS13605, Rev. 11) [Veri sayfası]. https://www.st.com/resource/en/datasheet/isosd61.pdf

Texas Instruments. (2024). AMC3330-Q1 automotive precision ±1-V input reinforced isolated amplifier with integrated DC/DC converter [Veri sayfası]. https://www.ti.com/product/AMC3330-Q1

Texas Instruments. (2026a). Resistive-bridge insulation monitoring device for 800-V DC systems with large Y-cap reference design (TIDA-010985, Rev. A) [Referans tasarım]. https://www.ti.com/tool/TIDA-010985

Texas Instruments. (2026b). TPSI2140-Q1 automotive 1200-V isolated switch [Veri sayfası]. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tpsi2140-q1.pdf

Tian, J., Wang, Y., Yang, D., Zhang, X., & Chen, Z. (2018). A real-time insulation detection method for battery packs used in electric vehicles. *Journal of Power Sources, 385*, 1–9. https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2018.03.018

United Nations Economic Commission for Europe. (2024). UN Regulation No. 100—Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to specific requirements for the electric power train [2024/1955]. Official Journal of the European Union. https://eur-lex.europa.eu/eli/reg/2024/1955/oj/eng

BÖLÜM 16

A COMPARATIVE REVIEW OF CONVENTIONAL AND ARTIFICIAL INTELLIGENCE-ASSISTED PI CONTROL METHODS: ADVANTAGES, LIMITATIONS, AND APPLICATION AREAS

Umur ORUÇÖZ[1]
Muhammed Canhakan BODUR[2]

Introduction

Proportional-integral (PI) controllers are widely employed in many applications, from power electronic converters to electric motors. One reason for their widespread use is that the control signal can be calculated by means of proportional and integral gains only. When the operating range of a plant is expanded, the fixed gains may not give the same dynamic response for all conditions. For example, in a DC-DC converter, a change in the input voltage or the load can affect the settling time and overshoot of a PI controller tuned at the nominal operating point. However, this does not necessarily imply that the classical PI control is not appropriate, but its gains should be retuned taking into account the actual operation conditions (Åström

[1]Lecturer, Kastamonu University, Tosya Vocational School, Department of Electronics and Automation, Robotics and Artificial Intelligence Program. ORCID: 0009-0009-5090-2057.
[2]Lecturer, Kastamonu University, Tosya Vocational School, Department of Electronics and Automation, Artificial Intelligence Operations Program. ORCID: 0009-0005-5341-2572.

& Hägglund, 1995; Åström & Hägglund, 2006; Gao et al., 2023; Barbosa & Jesus, 2023).

Optimization and learning algorithms are increasingly used to determine the conventional PI gains or to change them during the operation. However, the term “AI-assisted PI control” can obscure important differences between controller architectures. The fixed gains selected offline by a genetic algorithm are not similar to the gains updated continuously by a neural network. A neural network trained to substitute a PI controller is not simply an alternative method for tuning PI gains. The chapter keeps these distinctions and presents the benefits, practical limitations and reported findings of the different approaches (Bana et al., 2024; Gao et al., 2023; Rafia et al., 2024).

Scope and Review Approach

This review is based on 17 publications between 2022 and 2026 on conventional, enhanced or learning-assisted forms of PI control. The theoretical background is based on two standard books about PI/PID control . The literature selected is categorized into studies that directly compare PI implementations, studies of other controller architectures, and more general reviews of the field. This chapter is not a systematic review or meta-analysis but a focused narrative review, as the sources were not selected through an exhaustive database search or a preregistered screening protocol.

Each study was analyzed according to its plant model, controller structure, performance measures and validation approach, simulation or physical experimentation. For numerical comparisons, results from different controllers within the same study were used. Due to the different sampling periods, load conditions and reference profiles, the publications were not merged into a common ranking. In this regard, highly relevant comparisons were made by Abad-Alcaraz et al. (2024), Abo-Elkhair et al. (2025) and Bendaha et al. (2026).

Structure and Tuning of Conventional PI Control

For a conventional PI-controller, the control error is defined as the difference between the reference signal r(t) and the plant output y(t), i.e., e(t) = r(t) - y(t). The control input combines the current error and its integral, as shown in (1):

$$u(t) = K_{\mathrm{p}} e(t) + K_{\mathrm{i}} \int_0^t e\,(\tau)\,\mathrm{d}\tau \qquad (1)$$

Here, Kp is the proportional gain, Ki is the integral gain and u(t) is the output of the controller. The proportional term responds to the current error. Integral action can reduce the steady-state error for a constant reference, provided that the closed loop is stable and certain conditions are met. However, increasing either K p or K i does not necessarily improve the response: excessive overshoot, continuous oscillations and actuator saturation may occur. For zero initial conditions, the PI controller transfer function is given in (2) (Åström & Hägglund, 1995; Åström & Hägglund, 2006).

$$C(s) = K_{\mathrm{p}} + \frac{K_{\mathrm{i}}}{s} \qquad (2)$$

The classic gain tuning methods are step-response rules, Ziegler-Nichols method, frequency-response procedures, and model-based design. These techniques provide practical initial settings but the conditions of the resulting gains must be checked for good performance. For example, tuning for a smaller overshoot may slow down the recovery from a disturbance. Therefore, reference tracking and disturbance rejection should not be considered as synonyms as performance objectives. When the gain is selected for industrial systems, the admissible upper and lower limits of the control signal are also considered (Åström & Hägglund, 1995; Åström & Hägglund, 2006).

In digital implementations the PI law is expressed in discrete time with sampling period T_s. For backward-Euler integration, the integral term is updated using the current error sample and the

integral update and control output are given in (3) and (4), respectively:

$$I[k] = I[k-1] + K_{\mathrm{i}} T_{\mathrm{s}} e[k] \quad (3)$$

$$u[k] = K_{\mathrm{p}} e[k] + I[k] \quad (4)$$

k is the index of the sampling instant, not a change of the controller gains. These are equations for constant PI gains. In case of limited control signal applied to the plant, the boundedness of the integral term must be guaranteed. "Anti-windup" procedures can reduce the delay in recovery from saturation without changing otherwise suitable gains. Such an improvement does not, in and of itself, require artificial intelligence. Comparisons of variable-gain and anti-windup schemes in induction motor control (Åström & Hägglund, 2006; Bendaha et al., 2026) further demonstrate this difference.

AI-Assisted and Optimization-Based PI Approaches

The methods to improve the PI control can be distinguished by the moment of the gains determination. In the offline optimization, the objective is to determine K_p and K_i values that minimize a given performance criterion. Metaheuristic approaches such as genetic algorithms, particle swarm optimization, and others evaluate multiple candidate gain pairs. The conventional PI control law is still used in normal operation with the resulting gains fixed after tuning. Thus, the quality of the result is determined not only by the search algorithm, but also by the plant model, parameter bounds and objective function (Gao et al., 2023; Shiryayeva et al., 2024; Zhuo, 2026).

In online adaptive PI control, the gains can be adjusted during operation. The error, change in error and measured quantities such as current or voltage can be fed to an artificial neural network whose output is used to update the PI gains. This allows different gains at different operating points. The allowable gain range must be specified, especially when the plant is under conditions not in the

training data. The quality of the training data, the scaling of the input and the inference time are inherently included in the design of the controller. One example of this architecture includes the adaptive neural-network-based PI control of wind energy systems (Rafia et al., 2024; Abo-Elkhair et al., 2025).

Fuzzy logic supported PI schemes interpret the control error and its change through membership functions and a set of rules. For example, when the error is large the gains can be increased in certain limits and then readjusted again as the output approaches its reference. The success of the scheme relies on the expertise used to build its membership functions and rule base. A fuzzy controller should not be automatically assumed to be a data-learning system. Research on fuzzy and hybrid PID control for chemical processes offers useful benchmarks under nonlinear operating conditions but should not be reported as if they are direct PI results (Mohindru, 2024; Zulkiflee et al., 2026).

In reinforcement learning, an agent learns a policy by taking actions and receiving rewards. These actions may include selecting or tuning gains in PI control. The reward can involve energy consumption, modification of the control signal, or tracking error. The learned policy, however, must be evaluated in light of its reward definition, training scenarios and safe action bounds. A comparison of conventional and learning-based PI settings in an HVAC application shows the consequences of pursuing different objectives (Abad-Alcaraz et al., 2024).

In some studies, the artificial neural network is trained not to support a PI controller but to replace the input-output behavior of a PI or model predictive controller (MPC). Often this is referred to as a surrogate controller. The surrogate may provide computational advantages, but it does not necessarily implement the original PI control law. The small-signal analysis performed by Bana et al. (2024) for a grid-connected converter shows the importance of stability assessment for learned controllers. Also, the LQR, MPC, I-

PD, and PI-D methods cannot be automatically labeled as “AI-PI” (Bana et al., 2024; Pérez Carmona et al., 2025; Shiryayeva et al., 2024).

Performance Measures and Limits of Comparison

Claims that one PI strategy is superior to another mandate that the quantities being compared are well defined. The rise time and the settling time indicate how quickly the system responds, the maximum overshoot indicates how much the response overshoots its target during the transient, and the steady-state error indicates how well the system tracks in the long term. Typical optimization criteria are IAE, ISE and ITAE, defined in (5), (6) and (7), respectively:

$$\mathrm{IAE} = \int_0^T |e(t)|\ \mathrm{d}t \tag{5}$$

$$\mathrm{ISE} = \int_0^T e^2\,(t)\,\mathrm{d}t \tag{6}$$

$$\mathrm{ITAE} = \int_0^T t\,|e(t)|\,\mathrm{d}t \tag{7}$$

These measures react differently to error distribution over time. ITAE penalizes errors occurring later in the response more heavily, but does not directly quantify variations in the control signal. Thus a smaller ITAE does not have to imply less switching actions or less energy consumption. If the control effort is part of an objective function, the units and the weighting of the error and the control terms should be specified. This distinction is demonstrated in the HVAC comparison, where alternative tunings lead to different error and control-effort results (Abad-Alcaraz et al., 2024; Åström & Hägglund, 1995).

A fair comparison between learning-based methods and conventional PI also requires the same plant model, load profile, and control-signal constraints. If the conventional PI controller is only roughly tuned while the learning approach benefits from extensive training and optimization, the source of the performance difference becomes difficult to identify. Computational effort during training

should be reported separately from execution time at each sampling instant on the microcontroller. In power converters, the latter may be critical because of PWM updates and measurement delays (Gao, Wang, Dragičević, Wheeler, & Zanchetta, 2023; Bana, Amin, & Molinas, 2024).

Comparative Findings in the Literature

Abad-Alcaraz et al. (2024) compared two conventional PI tunings with a PI controller tuned by TD3-based reinforcement learning on an HVAC model. The learning approach did not result in the lowest tracking error. The more aggressive conventional PI tuning resulted in lower IAE and ISE values, but also larger variations in the control signal. The learning-based tuning demonstrated about 1% less fan-coil energy consumption. The result shows why a simple error measure is not enough for controller selection. These values are related to the same system studied by the authors and cannot be directly transferred to a different HVAC installation.

Table 1. Results of PI gain-tuning methods in an HVAC application

Control method	IAE	ISE	ITAE	IAVU
Conventional PI (conservative)	234.0	356.2	90,689.5	24.0
Conventional PI (aggressive)	184.4	275.9	72,983.5	41.2
Reinforcement-learning-tuned PI	295.4	482.6	112,206.6	28.2

Source: Abad-Alcaraz et al. (2024, Table 1).

Abo-Elkhair et al. (2025) compared the conventional PI, neural network assisted PI and reinforcement learning assisted PI controllers for the microgrid application. The learning-based approaches presented lower values of total harmonic distortion of voltage and settling time. Nevertheless, the results presented here are mainly obtained from simulations using MATLAB/Simulink. The physical hardware may not be modeled to the same degree in terms of sensor noise, sampling delays, semiconductor behavior and

actuator limits. Therefore, the large differences reported in the table should be interpreted according to the modeling and testing conditions of that study.

Table 2. Comparison of PI approaches in the microgrid study

Performance measure	Conventional PI	ANN-PI	RL-PI
Voltage THD (%)	16.99	0.58	0.43
Settling time (s)	3.2	0.8	0.6

Source: Abo-Elkhair et al. (2025).

Bendaha et al. (2026) evaluated conventional PI, IP, hyperbolic PI, anti-windup PI, and variable-gain PI (VGPI) for induction motor speed control under a common simulation framework. As shown in Table 3, the reported IAE decreased from 0.559 for conventional PI to 0.219 for VGPI. The computational burden of VGPI was also classified as higher than that of conventional PI. This is not an example of machine-learning-based PI tuning. It is nevertheless valuable because it shows that improved performance cannot be attributed exclusively to the use of artificial intelligence. The authors also discuss differences in controller behavior under motor parameter variations.

Table 3. Numerical results for PI controller variants in induction motor control

Method	MSE (rad^2/s^2)	IAE (rad)	ISE (rad^2/s)	Computational burden
Conventional PI	0.052	0.559	0.156	Low
IP	0.031	0.431	0.093	Low
Hyperbolic PI	0.021	0.355	0.063	Moderate
Anti-windup PI	0.014	0.290	0.042	Moderate
VGPI	0.008	0.219	0.024	High

Source: Bendaha et al. (2026, Table 3).

These three examples do not consistently rank the methods. The HVAC model poses a trade-off between tracking error and energy consumption, while the microgrid simulation shows significantly lower THD with learning-based tuning. Improvements

over conventional PI were realized in the motor application without a learning algorithm . The differences are due to the algorithm, but also to the plant dynamics, the control task, the cost function and the operating conditions. So PI strategies should not be ranked universally independent of the system to be controlled.

Advantages, Limitations, and Application Areas

A great advantage of conventional PI control is the predictability of its control law. It can run with limited memory and processing power and its software is relatively simple to restrict, test and maintain. The number of arithmetic operations per sampling instant is known. This is especially important in applications with small sampling periods, eg current-control loops. However, you cannot expect a fixed gain to perform the same across a very wide operating range. Therefore, before introducing more complex methods, conventional improvements such as retuning, gain scheduling, and anti-windup should be considered (Åström & Hägglund, 2006; Bendaha et al., 2026; Gao et al., 2023).

In systems with changing dynamics, the advantage of AI-assisted adaptive PI control can be exploited by tuning the gains to the operating conditions. Its success still relies on the quality of training data and safe implementation of the control architecture. Incorrect or unexpected neural network outputs may drive the control signal to its physical limits, or may jeopardize the closed-loop stability. So gain bounds, update rates, out-of-distribution responses and a safe fallback strategy must be defined. Reinforcement-learning approaches also require careful selection of the reward function and action limits during training (Abad-Alcaraz et al., 2024; Abo-Elkhair et al., 2025; Rafia et al., 2024).

In DC-DC converters, variations in input voltage and load require PI gains to be tested at different operating points. The sampling period, the PWM update routine and the execution time are design choices. A converter that switches at, say, 20 kHz does not necessarily do its control calculations at exactly the same rate. When

computation delay is critical, PI or offline-optimized PI could be better. Alternatively, more complex learning architectures could run in a slower outer-reference or gain-adjustment layer, rather than the fast inner loop. This is an engineering view of the architectural choices described in the power electronics literature (Gao et al., 2023; Bana et al., 2024; Wang et al., 2025).

The same applies to electric drives. Current loops require high bandwidth and low processing latency. Speed loops can often be updated less frequently. If a fixed-gain PI does not perform well under load disturbances, first consider anti-windup, gain scheduling, and control-signal limiting. The results of learning assisted PID motor control should not be confused with direct PI results. Meanwhile, the induction motor comparison also shows the need for a comparison of PI variants in terms of their computational requirements (Bendaha et al., 2026; Gebremariam & Alemu, 2023; Mauludin et al., 2024; Uluocak & Yavuz, 2022).

The operating conditions of a microgrid or a renewable energy system may change frequently. Variations in photovoltaic generation and wind speed can limit the range where a conventional PI tuning is satisfactory. Therefore, adaptive gain selection may be useful, but inverter small-signal stability, harmonic performance and sampling delays should be considered together. In the studies of wind systems and grid-connected converters, it is pointed out that a range of sophisticated methods are being explored. Due to the different controller architectures used in these studies, their results cannot be directly compared (Bana et al., 2024; Elkodama et al., 2023; Rafia et al., 2024; Wang et al., 2025).

Time delays, interactions between variables and energy costs are often important in chemical processes, HVAC systems and flow control. For energy management, the reduction of the control action in HVAC may be of interest, while in another process, fast disturbance rejection may be of higher priority. Therefore, the decision should be driven by the control objective and safety

requirements of the plant and not by labels like ‘conventional’ or ‘AI-based’. This wider perspective is echoed in the research on fuzzy, hybrid PID, and data-driven control, but PI results should not be cited as numerical PI evidence without qualification (Abad-Alcaraz et al., 2024; Mohindru, 2024; Zulkiflee et al., 2026).

Engineering Criteria for Controller Selection

The selection of a controller should be started by defining the permissible operating region and not only the nominal point. Input and load ranges, reference changes, disturbances, control limits, and sampling periods should be defined in advance. Without testing a properly tuned conventional PI controller in these conditions it is hard to quantify the benefit of a more advanced design. Reports of optimization-based tuning should include population size, number of runs, parameter bounds and error criterion. Studies of learning should also distinguish between the training and testing conditions.

The second stage of evaluation is stability and real time feasibility. A low simulation error does not ensure stability over the entire operating range. The timing of PWM updates, sensor resolution, and data latency can be important for a physical implementation. An experimental report must therefore give not only the output waveform but also the sampling period, algorithm execution time, hardware platform and control-signal limits. In learning algorithms, it is important to separate the cost of training from the cost of inference in real-time (Bana et al., 2024; Gao et al., 2023).

A third consideration is maintenance and reliability. A conventional PI controller far from its original design point can be retuned or augmented with gain scheduling. For a learning-based controller it is also important to determine whether the training distribution still characterizes the current operating conditions. A design in applications with critical loads could fall back to verified fixed gains when learned gains reach pre-defined safe bounds. This

is a proposed design strategy from the literature and does not state an experimentally proven superiority.

Discussion and Future Research

The design of the comparison itself is an important factor in the findings of the reviewed studies. When applying the same algorithm to different plant models, the results can be misleading in terms of controller selection. Learning-based methods should report how many training cases were used, what happens under input and load changes outside the training set and how the control signal behaves in the worst observed conditions. Including the variability and the boundary cases along with the average performance would offer more useful evidence for future studies (Abo-Elkhair et al., 2025; Bana et al., 2024; Gao et al., 2023).

In future work, a comparison could be performed with conventional PI, carefully tuned anti-windup PI, offline optimized PI and online learning-assisted PI on the same converter or motor with same sampling periods and physical constraints. Such an experiment would help to disentangle the gains attributable to the PI control law itself, the tuning method, or the decisions made by the learning algorithm during operation. Other hardware metrics like processor utilization, memory consumption, energy consumption and recovery after disturbances should also be measured.

Conclusion

Because of its simple structure, low computational requirement and ease of implementation, conventional PI control is still applicable to a wide range of engineering systems. However, fixed gain performance may be limited due to large variations in plant parameters. There are also optimization and learning-based approaches for choosing and tuning gains. Introducing another algorithm is not a demonstration of improved performance.

Published comparisons show that the choice of controller is application dependent. In the HVAC study, lower tracking error had to be balanced against energy consumption; in the microgrid

simulation, learning based methods improved selected performance indicators; and in the induction motor study, improved PI designs without machine learning performed well. Thus, the evaluations of traditional PI and AI-enabled PI should consider together stability, computational load, physical constraints, and experimental verification. From an engineering standpoint, the best controller is not necessarily the one with the smallest reported error, but the one that works reliably under the stated conditions.

Declaration of Generative AI Assistance

Generative AI tools were used to assist with the initial drafting, organization of references, and language and formatting review of this chapter. The authors remain responsible for evaluating the cited sources and for the scientific content of the published text.

References

Abad-Alcaraz, V., Castilla, M., & Álvarez, J. (2024). A comparison of classical and reinforcement learning-based tuning techniques for PI controllers. *IFAC-PapersOnLine, 58*(7), 180–185. Retrieved from https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2024.08.031

Abo-Elkhair, E., Abu-Elanien, A., Mahmoud, G., & Elrefaie, H. (2025). Enhancing PI control in microgrids using machine-learning techniques. *Scientific Reports, 15*, 38129. Retrieved from https://doi.org/10.1038/s41598-025-20781-5

Åström, K., & Hägglund, T. (1995). *PID controllers: Theory, design, and tuning* (2nd ed. ed.). ISA.

Åström, K., & Hägglund, T. (2006). *Advanced PID control.* ISA.

Bana, P., Amin, M., & Molinas, M. (2024). ANN-based surrogate PI and MPC controllers for grid-connected VSC system: Small-signal analysis and comparative evaluation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 12*,

566–578. Retrieved from https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3328260

Barbosa, R., & Jesus, I. (2023). Special issue on algorithms for PID controllers 2021. *Algorithms, 16*(1), 35. Retrieved from https://doi.org/10.3390/a16010035

Bendaha, Y., Boumediene, K., & Daaou, B. (2026). A comparative study of conventional and advanced PI controllers for induction motor speed regulation under parameter variations. *Acta Mechanica et Automatica, 20*(1), 227–234. Retrieved from https://doi.org/10.65731/ama/2026-0023

Elkodama, A., Ismaiel, A., Abdellatif, A., Shaaban, S., Yoshida, S., & Rushdi, M. (2023). Control methods for horizontal axis wind turbines (HAWT): State-of-the-art review. *Energies, 16*(17), 6394. Retrieved from https://doi.org/10.3390/en16176394

Gao, Y., Wang, S., Dragičević, T., Wheeler, P., & Zanchetta, P. (2023). Artificial intelligence techniques for enhancing the performance of controllers in power converter-based systems—An overview. *IEEE Open Journal of Industry Applications, 4*, 366–375. Retrieved from https://doi.org/10.1109/OJIA.2023.3338534

Gebremariam, S., & Alemu, B. (2023). A review on DC motor drive controlling schemes, optimization techniques and future trends. *International Journal of Research Publication and Reviews, 4*(12), 3507–3514. Retrieved from https://doi.org/10.55248/gengpi.4.1223.0127

Mauludin, M., Nugroho, A., Hidayat, A., & Prasetyo, S. (2024). Simulation of AI-based PID controllers on DC machines using the MATLAB application. *Journal Européen des*

Systèmes Automatisés, 57(1), 281–287. Retrieved from https://doi.org/10.18280/jesa.570127

Mohindru, P. (2024). Review on PID, fuzzy and hybrid fuzzy PID controllers for controlling non-linear dynamic behaviour of chemical plants. *Artificial Intelligence Review, 57*, 97. Retrieved from https://doi.org/10.1007/s10462-024-10743-0

Pérez Carmona, F., Rodríguez Rivas, J., Memije Garduño, D., Ortega González, R., & Carranza Castillo, O. (2025). Comparative analysis of PI and LQR control for PMSM in electric traction system. *IEEE Access, 13*, 198991–199005. Retrieved from https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3635011

Rafia, H., Ouadi, H., & Elbhiri, B. (2024). Adaptive artificial neural network-based proportional integral controllers and extremum seeking energy optimizer for wind systems. *IEEE Access, 12*, 164560–164575. Retrieved from https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3491296

Shiryayeva, O., Suleimenov, B., & Kulakova, Y. (2024). Optimal design of I-PD and PI-D industrial controllers based on artificial intelligence algorithm. *Algorithms, 17*(7), 288. Retrieved from https://doi.org/10.3390/a17070288

Uluocak, İ., & Yavuz, H. (2022). Artificial intelligence based PID controller for an eddy current dynamometer. *Intelligent Automation & Soft Computing, 33*(2), 1229–1243. Retrieved from https://doi.org/10.32604/iasc.2022.023835

Wang, F., Tuluhong, A., Luo, B., & Abudureyimu, A. (2025). Control methods and AI application for grid-connected PV inverter: A review. *Technologies, 13*(11), 535. Retrieved from https://doi.org/10.3390/technologies13110535

Zhuo, Z. (2026). Research and analysis on PID control and its improvement methods. *Academic Journal of Science and Technology, 20*(2), 629–637. Retrieved from https://doi.org/10.54097/286c6x11

Zulkiflee, F., Sharun, S., Asyraf, M., Mohamed, S., Saad, Z., Ayub, M., . . . Kurniawan, R. (2026). Artificial intelligence-based control strategies for flow rate control of fluids and gases in energy and process systems: A systematic review. *Al-Khwarizmi Engineering Journal, 22*(1), 91–111. Retrieved from https://doi.org/10.22153/kej.2026.12.016

BÖLÜM 17

CONVENTIONAL AND ARTIFICIAL INTELLIGENCE-ASSISTED PI/PID CONTROL STRATEGIES FOR DC–DC CONVERTERS: A COMPARATIVE LITERATURE REVIEW

MUHAMMED CANHAKAN BODUR[1]
UMUR ORUÇÖZ[2]

Abstract

In the literature, the term intelligent control is used for a number of different interventions in DC–DC converters. Some methods select PI/PID gains before operation, some tune controller parameters online, set supervisory references or take over the feedback decision. This chapter reviews those differences in fifteen peer-reviewed publications from 2016 to 2026; thirteen technical studies and two more general reviews of buck, boost, and four-switch buck-boost converters. Results for optimized and adaptive PI/PID schemes show an improved transient response and disturbance rejection on specified tests, but the advantage is not

[1] Öğr. Gör., Kastamonu University, Tosya Vocational School, Department of Electronics and Automation; ORCID: 0009-0005-5341-2572
[2] Öğr. Gör., Kastamonu University, Tosya Vocational School, Department of Electronics and Automation; ORCID: 0009-0009-5090-2057

universal. The fuzzy-augmented adaptive PID experiments demonstrate faster recovery from disturbances, and the numerical neural-PID studies exhibit faster settling at the expense of overshoot. Direct learned policies have different requirements for training and implementation. We discuss each result in terms of its converter topology, classical baseline, control objective, and validation setting. The chapter distinguishes rather than pools simulation, hardware-in-the-loop results, and physical converter tests. The reported conditions and metrics are heterogeneous, therefore the chapter provides an architecture-based synthesis and not a cross-study performance estimate.

Keywords: DC–DC converters; PI/PID control; gain optimization; adaptive control; fuzzy logic; neuro-fuzzy systems; neural networks; reinforcement learning; experimental validation; narrative review.

Introduction

DC–DC conversion is central to electric vehicles, photovoltaic systems, battery chargers, distributed generation and embedded power supplies. In these applications, the converter couples a source or storage device to a load whose voltage or current must be regulated. In most cases the operating conditions are not fixed: the switching dynamics, input voltage disturbances, load variations, transitions between conduction modes, saturation and non-ideal components affect the power stage. Therefore, a good controller must be able to control voltage excursions and current stress, in addition to steady state error, without neglecting the duty-cycle limits or disturbance recovery (Ghosh et al., 2016; Saleem et al., 2024).

Proportional integral (PI) and proportional integral derivative (PID) controllers are still widely used because their gains have

known control-theoretic interpretations, digital implementation can be economical and classical compensation procedures are well developed. However, the gains selected at one operating point may yield a different speed-damping trade-off as the input voltage, load or conduction mode varies. Similarly, the right-half-plane zero of the duty-to-output-voltage dynamics limits the achievable voltage-loop bandwidth in CCM boost conversion as well, which cannot be overcome by gain optimization (Ghosh et al., 2016; Wang et al., 2026).

The deficiencies of fixed-gain designs have led researchers to explore metaheuristic tuning, fuzzy inference, neural networks and adaptive control. These approaches should not be seen as a single form of 'intelligent PID'. In offline search the selected PI/PID gains are static during operation. Instead, fuzzy inference can adjust the adaptation rate, and a neural network can change controller coefficients from feedback. More distinct is the direct reinforcement-learning policy, which can produce the converter command without utilizing a PI/PID law. Therefore, the algorithms differ in the degree of control they can exert and in what needs to be implemented and verified (Martínez-Vera et al., 2023; Ren, Wang, & Zhang, 2024; Ren, Wang, Yan, et al., 2024).

Martinez-Vera et al. (2023) reviewed conventional and AI control for various topologies of DC-DC converters, and complemented their review with a simulation of a buck/boost with four controllers, at 1 MHz. Wang et al. (2026) reviewed deep reinforcement learning (DRL) for boost converters, focusing on the converter physics, control authority, and hardware-oriented validation. In this context, the present chapter studies the particular relationship between intelligent computation and PI/PID control. This chapter examines when AI assistance benefits PI/PID control,

how it operates, and what evidence supports its effectiveness, without conducting new experiments or a meta-analysis.

Scope and Approach of the Literature Review

This structured narrative review covers 15 peer-reviewed publications published by October 2026: 13 technical studies and two review articles. The technical papers were reviewed for controller architectures, converter topologies, operating conditions, comparators, figures and tables. The selection is not meant to represent all publications in converter control, but to demonstrate distinguishable roles of intelligent control in PI/PID regulation and relevant alternatives.

The scope covers voltage and current control of buck, boost and four-switch buck-boost converters and a photovoltaic application where the neuro-fuzzy MPPT and PI voltage regulation are distinct control functions. Studies without a clear control relationship at converter level, or out of scope of the applications, were excluded. Direct RL/DRL studies are retained to demonstrate architectural alternatives, and are not reclassified as AI-tuned PI/PID. As the database search history, number of results, and pre-defined screening protocol cannot be recreated, no claims are made regarding PRISMA compliance, systematic-search completeness, or meta-analytic effect estimation.

The analysis included the converter and controlled variable for each publication, the role of the intelligent method, conventional comparator, disturbance or reference-change scenario, response metrics reported, and validation mode. Numerical simulation, real-time model execution or hardware-in-the-loop (HIL) and testing with a physical power stage are separately identified. The distinction indicates the scope of the evidence, not a universal ranking of study quality. For multiple metrics or operating modes reported, the results

are still associated to their test configurations, not assumed to describe the algorithm across converters.

Fundamentals of DC–DC Converter Regulation

In a voltage mode feedback loop, the measured output voltage is compared with the reference voltage. The tracking error is defined as in (1).

$$e(t) = v_{\text{ref}}(t) - v_{\text{o}}(t) \tag{1}$$

The controller processes the tracking error before a pulse-width modulation (PWM) or other modulation stage commands the converter switches. The controlled plant includes the topology, switch and diode or synchronous rectifier, inductor, capacitor, parasitic elements, sensing path, sampling delays and load. These details matter, as they determine whether tuning results are transferable to another implementation.

For an ideal buck converter operating in continuous conduction mode (CCM), the steady-state voltage-conversion relation is given in (2).

$$V_{\text{o}} = D\,V_{\text{in}} \tag{2}$$

where D is the duty ratio. Under corresponding ideal CCM conditions, the steady-state boost conversion relation is given in (3).

$$V_{\text{o}} = \frac{V_{\text{in}}}{1 - D} \tag{3}$$

The expressions describe steady-state voltage conversion; they do not replace a small-signal, sampled-data, or switching model of the controlled plant. Parasitic resistance, sensing and computation delays, input voltage variation, duty saturation and CCM–DCM transitions can modify actual behavior. A right-half-plane zero in a CCM boost converter results in a non-minimum-phase duty-to-

output-voltage response and restricts the tuning of the outer voltage loop (Ghosh et al., 2016; Wang et al., 2026).

The ideal continuous-time PI and PID control laws are given in (4) and (5), respectively. Here, $e(t)$ is the tracking error, and K_{p}, K_{i}, and K_{d} are the proportional, integral, and derivative gains, respectively. Practical digital implementations additionally require appropriate discretization and attention to duty-cycle limits, integrator windup, sampling, and derivative filtering.

$$u_{\mathrm{PI}}(t) = K_{\mathrm{p}}\, e(t) + K_{\mathrm{i}} \int_0^t e(\tau)\ \mathrm{d}\tau \tag{4}$$

$$u_{\mathrm{PID}}(t) = K_{\mathrm{p}}\, e(t) + K_{\mathrm{i}} \int_0^t e(\tau)\ \mathrm{d}\tau + K_{\mathrm{d}} \frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} \tag{5}$$

Proportional action responds to instantaneous deviation. Integral action reduces steady-state error; derivative action may improve damping but increase noise sensitivity. A full PID is not always preferable to PI. Other options for the design in power electronics include voltage-mode regulation, cascaded current and voltage loops, filtered derivative terms, and Type-II/Type-III compensators. Ghosh et al. (2016) have compared such compensation strategies on a boost-converter platform, combining simulation-based numerical benchmarking with a physical implementation based on a dSPACE. This study shows why intelligent control methods should be compared with carefully designed classical compensation rather than an arbitrarily tuned regulator.

Conventional PI/PID Control as the Reference Architecture

Unless the classical reference design is credible, claims of the advantage of an intelligent controller are difficult to interpret. The tuning procedure, sampling conditions, duty limits, input and load variations and reference commands should be reported and matched where possible. Otherwise, differences may reflect unequal tuning.

Ghosh et al. (2016) reported simulated settling times of 0.437 and 12.5 ms, with 0% and 4.52% overshoot, for GSA-tuned Type-III and conventional Type-II control, respectively.

Fixed-gain PI is simple but less adaptable to changing conditions. Adaptive control adds flexibility, complexity and stability concerns. Its benefits require comparison with well-tuned classical control.

Control objectives are not interchangeable. Süleyman and Mumcu (2025) combined ANFIS-based MPPT with separately optimized PI voltage regulation. The reported result therefore shows the benefit of a coordinated supervisory-and-regulation architecture, rather than a stand-alone neural replacement for PID.

Taxonomy of Intelligent Assistance to PI/PID

Table 1. Distinct roles of intelligent algorithms in DC–DC converter control

Architecture	Role of the intelligent component	Interpretive consequence
Classically tuned PI/PID	None during operation; gains selected by established design methods	Reference architecture; fairness depends on credible tuning and constraints.
Offline optimized PI/PID	Search selects Kp, Ki and, where applicable, Kd before operation	Operationally fixed-gain regulation; optimization benefit is tuning-specific.
Online adaptive/fuzzy PI/PID	Adaptation law and/or fuzzy inference changes gains or update rates	Gain constraints, stability and computational timing matter.
Neural-network-assisted PID	Neural mapping updates PID coefficients based on available feedback	Training domain, update behavior and execution cost matter.

Architecture	Role of the intelligent component	Interpretive consequence
Neuro-fuzzy supervision + PI	Intelligent block shapes MPPT or operating reference; PI regulates voltage	System-level MPPT gains are not equivalent to improved PID tuning.
Direct RL/DRL	Learned policy directly selects duty or gate commands	Separate controller architecture and baseline-comparison question.

Source: Architecture-oriented synthesis of Alfred et al. (2024), Martínez-Vera et al. (2023), Ren, Wang, and Zhang (2024), Ren, Wang, Yan, et al. (2024), Saleem et al. (2024), Süleyman and Mumcu (2025), and Wang et al. (2026).

Optimization-Based PI/PID Gain Selection

Metaheuristic methods are used to optimize the regulator parameters according to a given performance index, such as integral of absolute error (IAE), integral of time-weighted absolute error (ITAE), overshoot, settling time, or a weighted combination of objectives. For a finite evaluation horizon T, IAE and ITAE are defined as (6) and (7), respectively.

$$\text{IAE} = \int_0^T |e(t)| \, \mathrm{d}t \tag{6}$$

$$\text{ITAE} = \int_0^T t \, |e(t)| \, \mathrm{d}t \tag{7}$$

Particle swarm optimization (PSO), genetic algorithm (GA) and Aquila Optimizer (AO) are ways to select PI/PID parameters against a stated objective. The timing of that selection is crucial for classification. When gains are computed offline and held constant, the controller remains fixed-gain despite the computational cost of optimization. Optimization during operation adds execution and scheduling requirements. Neither case should be described as neural gain adaptation merely because an intelligent algorithm is involved.

In the numerical simulations, Ren, Wang and Zhang (2024) compared the PID regulators tuned by AO, PSO and GA, for the same four-switch buck-boost (FSBB) converter. In the buck mode the authors reported transient durations of 1, 4.4 and 8.5 ms and overshoots of 2.7%, 5% and 32% for AO, PSO and GA respectively. In the boost mode, the transient duration was 1 ms for all three, and the overshoots reported were 0%, 2.9% and 9.8% respectively. The authors explicitly state that AO determines the PID parameters offline, and these values are fixed during the operation of the converter. The results suggest AO tuning in the FSBB configuration studied, not a statement about continuous neural adaptation, or experimentally proven superiority in all topologies.

Ayada et al. (2026) studied PSO-, GA-, educational-competition-, and dragonfly-based PI tuning of a buck converter and demonstrated an implementation of PSO-tuned PI control on STM32. The optimizer comparisons are based on numerical tests. The prototype experiments are for the PSO implementation, not for equivalent hardware tests of all four algorithms. Their simulation results show a beneficial computation-performance trade-off: PSO had a shorter reported desktop optimization time, while the dragonfly method had slightly lower reported MAE, relative-error, and RMSE values. The STM32 implementation offers an embedded view, but does not report data specifying a general-purpose, periodic online-gain-update rate under converter control deadlines.

The comparison of an optimizer makes sense only when its objectives and test conditions are well defined. The reported performance should be interpreted in context with the gain limits, stopping criteria, evaluation budget and plant scenarios. Overshoot is not enough; its reduction might be coupled with a more intense control effort or a slower rise. Variability is also important since stochastic searches can vary from run to run. These points constrain

the inference that can be made from any one comparison, but they do not diminish the results within the study.

Fuzzy and Neuro-Fuzzy Augmentation

Fuzzy logic nonlinearly maps inputs to outputs through rules, membership functions, and a defuzzification mechanism. This does not necessarily require learning from data: a manually designed fuzzy inference system is better described as a rule-based soft-computing strategy. Neuro-fuzzy approaches (e.g., ANFIS) can also learn or calibrate parts of a fuzzy structure from data. This distinction impacts how we characterize complexity, interpretability, and data requirements of an "AI-assisted" controller.

Daraz et al. (2023) studied PID and fuzzy control for a boost converter using numerical simulation and reported favorable transient behavior for selected fuzzy configurations. Nethaji and Kathirvelan (2024) compared PID and fuzzy control for a transformer-based high-gain boost converter, including an FPGA-controlled physical prototype. At a 20 V input and 500 Ω load, their simulations reported rise times of 88.781 ms and 10.624 ms, and overshoots of 9.341% and 0.505%, for PID and fuzzy control, respectively. In the physical prototype, the corresponding rise times were 99.81 ms and 15.95 ms, with overshoots of 10.50% and 1.00%. However, the reported simulation steady-state-error indicators were 0.00043 for PID and 0.0584 for fuzzy control. Thus, faster transient response in this study did not imply a better result on every performance metric.

Saleem et al. (2024) reported a three-way comparison on a physical buck-converter platform. Their fixed-gain LQ-PID baseline was extended by Lyapunov-based model-reference adaptation (MRA-PID), and a fuzzy supervisor subsequently modified the adaptation rates (FA-MRA-PID). The reported normal-operation

settling times were 0.40, 0.30 and 0.21 s for LQ-PID, MRA-PID and FA-MRA-PID, respectively. Under load and input-voltage disturbances, recovery times were 0.26/0.21/0.16 s and 0.35/0.31/0.27 s, respectively, with corresponding peak deviations of 7.74/5.40/3.09 V and 5.07/3.65/2.63 V, showing the effects of adaptation and fuzzy supervision. The experiment used a real power converter, with MATLAB-assisted control computation and serial communication; it was not a stand-alone microcontroller implementation.

Süleyman and Mumcu (2025) combined ANFIS-based MPPT with PI voltage regulation whose gains were selected using PSO. In two simulated scenarios, the reported efficiency indicator increased from 85% with ANFIS alone to 100% with the combined scheme; in a third, it increased from 88% to 98%. These changes correspond to improvements of 15, 15 and 10 percentage points in the authors' indicator, alongside lower integral squared error (ISE) in each scenario. Under specified step disturbances, the combined approach also maintained a reported efficiency indicator of 86–87% when the ANFIS-only strategy performed less favorably. These are system-level simulation findings for the study's PV/MPPT formulation, not measurements of universal physical-converter energy-efficiency gains or a direct comparison with classical PI alone.

Anitha and Parandhaman (2025) compared PI, PID, fuzzy, artificial neural network (ANN) and ANFIS-based strategies in a battery-charging buck application using MATLAB/Simulink and an OPAL-RT real-time hardware-in-the-loop (HIL) environment. ANFIS achieved 2.4704% overshoot, 1.5831 A current ripple, and 0.484 IAE in HIL tests. Although the publication uses the term "ANFIS–PI," it does not establish the relationship between ANFIS and an independent online PI-gain-adaptation loop clearly enough to

classify the method as neural gain-scheduling PID. The findings are therefore treated as ANFIS-oriented charging-control results supported by HIL tests, rather than experiments on a physical power stage. They are not pooled with results from unrelated converter platforms.

Neural-Network-Assisted and Adaptive PID

Neural gain adaptation updates controller parameters based on measured information (e.g., tracking error and its recent history, input conditions, or other state descriptors). This allows a PI/PID loop to operate differently in different operating regions without the need of a totally independent regulator for each condition. However, the design must consider training coverage, update constraints, network size, sampling deadlines and behavior outside the training distribution. Unlike offline optimization, this approach can change the gain vector during closed-loop operation.

Medrano-Hermosillo et al. (2025) proposed a neural PID controller for a synchronous nonideal buck converter with Lyapunov-based neural weight adaptation for updating the PID gains during operation. Nominal numerical tests reported PID-NN settling in 22 μs vs. 125 μs for Ziegler–Nichols PID, 88 μs for Type-II, and 80 μs for Type-III compensation. Its peak overshoot was 0.58 V vs. 0.52, 0.47, and 0.48 V for those comparators. For a simulated decrease of the input voltage from 20 to 10 V, the PID-NN settled in 23 μs compared to 172, 126 and 88 μs. The faster nominal response therefore came with an overshoot trade-off. The paper presented the stability analysis and numerical simulations, while physical real-time testing was left for future work.

Ren, Wang, Yan, et al. (2024) investigated a chaotic-particle-swarm-optimized backpropagation-neural-network PID (CPSO–BPNN–PID) for an FSBB converter. CPSO optimized the BPNN

initialization, while the network adapted the PID coefficients. This differs from Ren, Wang, and Zhang (2024), who used AO to select fixed PID gains offline. In the reported optimization test, CPSO converged in 6.2 iterations on average, compared with 26.8 for standard PSO; these values are optimization iterations, not converter response times. In the numerical converter comparison, reported settling times were 0.08 s for CPSO–BPNN–PID and 0.16 s for conventional PID, with overshoots of approximately 0.33% and 11.66%, respectively. The enhanced method also entails greater memory and software complexity. Because the two Ren studies investigate different implementations and tests, their response times should not be compared directly.

Reinforcement Learning as an Adjacent Comparator

Reinforcement learning (RL) and deep reinforcement learning (DRL) are used here as architectural comparators, not examples of intelligent PI/PID tuning. In direct-policy control, the learned agent issues duty-cycle or gate commands. In gain scheduling, by contrast, a learned mapping supplies parameters to a conventional feedback law that remains in operation. These uses differ in control authority, timing, observability and protection requirements. Wang et al. (2026) emphasize the relevance of converter physics and hardware validation when interpreting DRL results.

Alfred et al. (2024) compared an RL-oriented control approach with a designed Type-III compensator for a buck converter. In their simulation, relearning could delay the learning-based response when compared to the classical regulator, while a pretrained policy resulted in a reported overshoot reduction from around 35% to 23% under the tested conditions. The reported operating-mode and gain-selection constraints also limit the applicability of the learned policy. This is not online neural PID

tuning, and the Type-III comparison highlights the importance of well-designed classical controllers. Saha et al. (2024) compared PPO-based direct control with GA- and PSO-tuned PI and ANN control on a simulated boost converter. The settling time of the PPO was 0.123 s for a fixed 24 V input and 48 V reference. The settling time of GA–PI, PSO–PI, and ANN was 0.350, 0.343, and 0.170 s, respectively. However, at the same fixed-input testing reported, the optimized PI designs settled faster than PPO at 54 and 60 V set points. Hence the benefit is contingent upon the test point.

Mazaheri et al. (2024) offer a complementary physical demonstration of direct control of a buck power stage based on proximal policy optimization (PPO). An OPAL-RT 5707 was used to implement the control algorithm and control a real converter. They reported a steady-state voltage deviation of less than 0.1% for an input change from 190 to 210 V and reference tracking within 2 ms for a change from 50 to 125 V. Their study also discussed the load changes from 80 to 10 Ω and switching frequency changes from 20 to 40 kHz and the tradeoff between neural-network size and computational demand. The main goal was to show the practical feasibility of a model-free learned policy, rather than to conduct a quantitative superiority test against PID in a matched head-to-head scenario. Taken together, these RL studies point to possibilities for rapid, flexible control but also the necessity of explicitly articulating implementation constraints.

Comparative Evidence from Selected Studies

Table 2. Evidence map: representative converter-control studies

Study	Converter / AI role	Validation	Reported contribution and scope
Ghosh et al. (2016)	Boost; Type-II/III and optimized PID	Simulation + physical dSPACE	Strong conventional compensation benchmark; simulation metrics distinguished from hardware.
Daraz et al. (2023)	Boost; PID vs fuzzy	Simulation	Reports benefits for selected fuzzy transient responses.
Nethaji & Kathirvelan (2024)	High-gain boost; PID vs fuzzy	Simulation + physical FPGA	Faster fuzzy rise and lower overshoot in both reported settings.
Saleem et al. (2024)	Buck; fuzzy-augmented adaptive PID	Physical converter + PC-assisted control	Fuzzy modulation of adaptation rates improves reported disturbance recovery.
Ren, Wang, & Zhang (2024)	FSBB; AO/PSO/GA-tuned PID	Simulation	AO tuning improves buck/boost transients.
Ren, Wang, Yan, et al. (2024)	FSBB; CPSO–BPNN–PID	Simulation	Neural PID reduces overshoot and settling time.
Süleyman & Mumcu (2025)	PV DC–DC; ANFIS MPPT + PSO–PI	Simulation	MPPT–PI improves system-level indices.
Medrano-Hermosillo et al. (2025)	Synchronous buck; neural PID	Modeling + simulation	Faster response with an overshoot trade-off.
Anitha & Parandhaman (2025)	Buck charging; PI/PID, fuzzy, ANN, ANFIS	Simulation + OPAL-RT HIL	Favorable source-reported ANFIS HIL ripple and IAE.

Study	Converter / AI role	Validation	Reported contribution and scope
Ayada et al. (2026)	Buck; PSO-tuned PI on STM32	Simulation + physical STM32	Embedded PSO–PI; simulated optimizer trade-offs.
Alfred et al. (2024)	Buck; RL vs Type-III	Simulation	Prelearning improves response; relearning delays it.
Saha et al. (2024)	Boost; PPO vs optimized PI and ANN	Simulation	PPO performance depends on operating conditions.
Mazaheri et al. (2024)	Buck; PPO direct policy	Simulation + physical buck	Real-converter feasibility; no matched PID comparison.

Source: Classification from the original studies listed in the first column. FSBB = four-switch buck–boost; HIL = hardware-in-the-loop. Observations are attributed to the corresponding test configuration and are not pooled estimates.

A Controlled Comparison of Reported Numerical Results

Table 3 summarizes results from individual converter tests. Within-study comparisons are more reliable because conditions are shared. Differences in converter design, operating conditions, and validation methods prevent direct comparison of settling time, overshoot, ripple, and efficiency across studies. Therefore, the results are presented in context, without cross-study rankings.

Table 3. Selected reported results that should not be pooled across studies

Source and test	Original publication reports	Interpretation for this review
Ghosh et al. (2016); boost simulation	Conventional Type-II: settling 12.5 ms; overshoot 4.52%. GSA–Type-III: 0.437 ms; 0%.	Optimized classical compensation remains an important benchmark; these are simulation values.

Source and test	Original publication reports	Interpretation for this review
Nethaji & Kathirvelan (2024); 20 V, 500 Ω boost simulation	PID: rise 88.781 ms; overshoot 9.341%. Fuzzy: rise 10.624 ms; overshoot 0.505%.	Fuzzy shows improved transient response; simulation steady-state-error measure favors PID.
Nethaji & Kathirvelan (2024); physical FPGA boost	PID: rise 99.81 ms; overshoot 10.50%. Fuzzy: rise 15.95 ms; overshoot 1.00%.	Separate experimental confirmation of the relative transient pattern.
Ren, Wang, & Zhang (2024); FSBB buck simulation	AO/PSO/GA: transient 1/4.4/8.5 ms; overshoot 2.7/5/32%.	Within-study comparison of three offline PID tuning methods.
Saleem et al. (2024); physical buck load step	LQ-PID/MRA-PID/FA-MRA-PID: recovery 0.26/0.21/0.16 s; peak deviation 7.74/5.40/3.09 V.	Physical evidence of progressive adaptive and fuzzy supervisory benefits.
Medrano-Hermosillo et al. (2025); nominal buck simulation	PID-NN: settle 22 µs, overshoot 0.58 V; ZN-PID: 125 µs, 0.52 V.	Faster neural gain adaptation is accompanied by a peak-overshoot trade-off.
Anitha & Parandhaman (2025); buck-charging HIL	ANFIS: overshoot 2.4704%; current ripple 1.5831 A; IAE 0.484.	HIL findings concern the article's ANFIS implementation, not physical power-stage trials.
Saha et al. (2024); fixed-input 24 V boost, 48 V reference	Settling: PPO 0.123 s; ANN 0.170 s; GA–PI 0.350 s; PSO–PI 0.343 s.	PPO is fastest at 48 V; optimized PI is faster at 54 and 60 V in that study.

Source and test	Original publication reports	Interpretation for this review
Süleyman & Mumcu (2025); simulated PV scenarios	Efficiency indicators ANFIS→ANFIS+PSO –PI: 85→100%, 85→100%, 88→98%.	Reported system/MPPT indicator; not measured converter power efficiency.

Source: Numerical values reported in Ghosh et al. (2016), Nethaji and Kathirvelan (2024), Saleem et al. (2024), Ren, Wang, and Zhang (2024), Medrano-Hermosillo et al. (2025), Anitha and Parandhaman (2025), Saha et al. (2024), and Süleyman and Mumcu (2025). Each value refers to the indicated original test; no new measurements or pooled estimates were performed.

Why Cross-Study Numerical Rankings Are Often Invalid

Different power stages complicate direct numerical comparisons. Comparable dynamics cannot be assumed for a transformer-based high-gain converter (20 to 350 V), a low voltage synchronous buck design, and a 4 switch buck-boost interface. The measured response depends on switching arrangements, values of passive components, parasitic losses, current limits and sensing delays. The CCM boost operation introduces a right-half-plane zero that limits the bandwidth of the voltage loop. A settling-time value from one platform cannot establish superiority on another.

The tests themselves raise different questions. Tracking is probed with a reference-voltage step, while source variation, load insertion, constant-power loading and irradiance-driven MPPT probe other requirements. If you report rise time or settling time you need a defined threshold and time scale. If you report overshoot you need a measured variable and reference. If you report ripple you need an observation interval. So, the physical recovery performance of Saleem et al. (2024), the fuzzy high-gain boost performance of Nethaji and Kathirvelan (2024) and the PV efficiency index of

Süleyman and Mumcu (2025) should not be seen as three measurements of the same result.

The comparator could be as significant as the described method. Type-III compensation, Ziegler–Nichols PID, optimized PI, and model-reference adaptive PID are distinct starting points. Saleem et al. (2024) compare fixed and adaptive variants under matched disturbances. Ren, Wang and Zhang (2024) analyze different tuning methods on one converter. Designs of this sort help isolate the contribution of the method. Similarly, the contribution of a supervisory block can be assessed by comparing results with and without it; individual studies need not test every possible controller.

Evidence also depends on how a controller was tested. Averaged simulation models capture envelope dynamics. Switching simulations also capture switching effects and discontinuities. HIL allows for real time interaction with a model, but physical testing exposes a regulator to the actual sensing path and power stage. The validation progression is L1–L5 described by Wang et al. (2026), but classification requires implementation details from the publication. Hence, the HIL observations of Anitha and Parandhaman (2025) and physical converter results of Saleem et al. (2024) provide different types of evidence.

An Engineering Framework for Evaluating Published Results

Table 4. Proposed checklist for interpreting control-comparison papers

Criterion	Minimum description for interpretability
Converter comparability	Topology, rating, input/output voltage, passive components, switching and conduction regimes.

Criterion	Minimum description for interpretability
Baseline and test parity	Tuning method, reference and load steps, duty limits, sample time, common operating points.
Intelligent module role	State whether it selects fixed gains, adapts gains, modifies references, or directly commands duty.
Response metrics	Rise and settling definitions, overshoot, steady-state error, current ripple, recovery and peak deviations.
Robustness coverage	Input and load disturbances, model uncertainty, nonlinearity and CCM/DCM transitions where relevant.
Execution feasibility	Optimizer duration versus control-loop period; memory, computation, ADC/PWM limits and anti-windup.
Validation fidelity	Averaged/switching simulation, HIL with processor involvement, or real converter; identify test boundaries.
Stability and safety	Gain and duty bounds, overcurrent protection, noise behavior, saturation recovery and safe fallback.

Source: Author-developed evaluation checklist informed by Ghosh et al. (2016), Mazaheri et al. (2024), Saleem et al. (2024), and Wang et al. (2026).

AI-assisted control should be assessed by its architecture, test conditions, and implementation demands. Its benefits must respect hardware limits. Well-tuned classical control may suffice; added complexity requires clear justification. Simulation alone cannot establish field reliability.

Discussion: Where AI Assistance Has Strongest Justification

No single control method is preferable under every condition examined in the selected studies. In FSBB simulations, Ren, Wang,

and Zhang (2024) reported buck-mode transient durations of 1, 4.4 and 8.5 ms for AO-, PSO- and GA-tuned PID, respectively; these were offline gain-selection results. Medrano-Hermosillo et al. (2025) reported a 22 μs nominal settling time for neural PID against 125 μs for Ziegler–Nichols PID, but with peak overshoot of 0.58 V rather than 0.52 V in their numerical comparison. In physical buck-converter experiments, Saleem et al. (2024) reported load-disturbance recovery times of 0.26, 0.21 and 0.16 s for LQ-PID, MRA-PID and FA-MRA-PID, respectively. The studies investigate different objectives and validation settings; none of these figures establishes superiority across converter designs.

Equally important is the distinction between supervisory functions and low-level regulation. In a photovoltaic system, ANFIS-based MPPT and an optimized PI voltage loop form a coordinated architecture; Süleyman and Mumcu (2025) report simulated system-level efficiency indicators of 85% versus 100% in two scenarios, and 88% versus 98% in a third, when comparing ANFIS alone with the combined scheme. By contrast, a neural PID changes the regulator's own gains to shape closed-loop response (Medrano-Hermosillo et al., 2025). The former calls for MPPT and voltage-tracking evidence, while the latter calls for bounded-gain and transient-performance evidence. The presence of a neural component does not make these architectures equivalent.

Hardware requirements affect whether additional optimization is worthwhile. Ayada et al. (2026) report an STM32 implementation of PSO-tuned PI, but the time spent in searching the gains is not equal to the available time in each PWM cycle. Ren, Wang, Yan, et al. (2024) add additional neural and optimization components to improve simulated transients. Mazaheri et al. (2024) study execution demands as a function of neural-network size in physical control. Therefore, one must consider the quality of the

response along with computational time, memory, tuning overhead, and protection requirements.

Direct RL provides an alternative perspective. Its controller can choose the duty command instead of just adjusting a PI/PID parameter, so its value should be evaluated under different safety and stability obligations. Alfred et al. (2024) report relearning delays, while Saha et al. (2024) show that PPO's advantage depends on operating conditions. Mazaheri et al. (2024) demonstrate physical PPO feasibility under selected disturbances, without establishing superiority over PID.

Research Gaps and Future Directions

The reviewed studies reveal reporting gaps that limit reproducibility. Reliable comparisons require converter specifications, operating conditions, disturbance profiles, and optimization settings, including variability across runs. Without these details, PSO, GA, AO, and CPSO results remain difficult to compare.

Experiments should use well-tuned PI/PID or Type-II/Type-III benchmarks rather than untuned controllers, particularly under bandwidth constraints. Consistent reporting of voltage, current, transient response, ripple, steady-state error, and control effort is also essential. Nethaji and Kathirvelan (2024), for example, reported lower simulation overshoot for fuzzy control than for PID (0.505% versus 9.341%), whereas their reported steady-state-error indicator favored PID (0.00043 versus 0.0584). These measures describe different aspects of performance.

Implementation studies should make processor and safety requirements visible. In addition to nominal voltage traces, reports should address sampling and computation delays, ADC/PWM resolution, memory demand, duty saturation, sensor noise, startup

and fallback behavior. HIL and physical tests should complement simulations where feasible (Mazaheri et al., 2024; Wang et al., 2026). Standardized test conditions, tuning methods, and reported data could support quantitative comparisons within the same converter type. A source-attributed narrative synthesis is more defensible for the current literature than the pooling of isolated percentage improvements into a league table.

Conclusion

The fifteen publications considered here illustrate distinct relationships between intelligent computation and PI/PID control: offline gain selection, online gain adaptation, neuro-fuzzy supervision and direct learned control. In the FSBB simulations of Ren, Wang, and Zhang (2024), AO-, PSO- and GA-tuned PID yielded reported buck-mode transient durations of 1, 4.4 and 8.5 ms, respectively. Medrano-Hermosillo et al. (2025) reported a neural-PID settling time of 22 μs in nominal buck-converter simulations, compared with 125 μs for Ziegler–Nichols PID, while also reporting greater peak overshoot (0.58 V versus 0.52 V). In physical buck-converter testing, Saleem et al. (2024) reported load-disturbance recovery times of 0.26, 0.21 and 0.16 s for fixed, adaptive and fuzzy-augmented adaptive PID, respectively. These figures describe different tests, not a common performance ranking.

Offline optimization selects PI/PID gains without necessarily changing the feedback law during operation. Neural and fuzzy approaches can introduce online adaptation, with additional stability and computational requirements. In the photovoltaic simulation of Süleyman and Mumcu (2025), ANFIS-based MPPT and PSO-selected PI regulation served coordinated but distinct functions; the combined scheme improved the authors' efficiency indicator from 85% to 100% in two test scenarios and from 88% to 98% in another. Direct RL, by comparison, can replace the regulator's decision law.

These architectures should not be ranked as interchangeable algorithms.

A well-tuned classical controller remains the appropriate starting point. Another intelligent component is justified if a matched comparison reveals an engineering benefit that can be achieved within the physical limits of the converter and the processing budget available. Documentation of the implementation of the controller, the disturbances tested, and the way each performance measure was obtained will make it easier to interpret the results in future studies.

References

Alfred, D., Czarkowski, D., & Teng, J. (2024). Reinforcement learning-based control of a power electronic converter. *Mathematics, 12*(5), 671. https://doi.org/10.3390/math12050671

Anitha, K., & Parandhaman, B. (2025). Optimized control techniques for enhancing the buck converter performance in lithium-ion battery charging. *Results in Engineering, 27*, 106390. https://doi.org/10.1016/j.rineng.2025.106390

Ayada, A., Ounnas, D., Guiza, D., & Tidjani, N. (2026). PSO-optimised PI control for DC–DC buck converters with STM32-based implementation. *International Journal of Electronics Letters, 14*(3), 313–333. https://doi.org/10.1080/21681724.2026.2656982

Daraz, A., Basit, A., & Zhang, G. (2023). Performance analysis of PID controller and fuzzy logic controller for DC-DC boost converter. *PLOS ONE, 18*(10), e0281122. https://doi.org/10.1371/journal.pone.0281122

Ghosh, A., Banerjee, S., Sarkar, M. K., & Dutta, P. (2016). Design and implementation of type-II and type-III controller for DC–DC switched-mode boost converter by using K-factor approach and optimisation techniques. *IET Power Electronics, 9*(5), 938–950. https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0144

Martínez-Vera, E., Bañuelos-Sánchez, P., & Etcheverry, G. (2023). Comparative examination of control strategies in DC-DC power converters: A traditional and artificial intelligence perspective. *Journal of Intelligent Systems and Control, 2*(2), 82–98. https://doi.org/10.56578/jisc020203

Mazaheri, N., Santamargarita, D., Bueno, E., Pizarro, D., & Cobreces, S. (2024). A deep reinforcement learning approach to DC-DC power electronic converter control with practical considerations. *Energies, 17*(14), 3578. https://doi.org/10.3390/en17143578

Medrano-Hermosillo, J. A., Rodríguez-Mata, A. E., Gonzalez-Huitron, V. A., López-Estrada, F.-R., Valencia-Palomo, G., & Suarez, O. J. (2025). Electrical modeling and control of a synchronous non-ideal step-down converter using a proportional–integral–derivative neural network controller. *Electronics, 14*(2), 357. https://doi.org/10.3390/electronics14020357

Nethaji, G., & Kathirvelan, J. (2024). Performance comparison between PID and fuzzy logic controllers for the hardware implementation of traditional high voltage DC-DC boost converter. *Heliyon, 10*(17), e36750. https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e36750

Ren, L., Wang, D., Yan, X., Zhang, Y., & Wang, J. (2024). A novel chaotic particle swarm optimized backpropagation neural network PID controller for four-switch buck–boost converters. *Actuators, 13*(11), 464. https://doi.org/10.3390/act13110464

Ren, L., Wang, D., & Zhang, Y. (2024). Optimal control of FSBB converter with Aquila optimizer-based PID controller. *Micromachines, 15*(10), 1277. https://doi.org/10.3390/mi15101277

Saha, U., Jawad, A., Shahria, S., & Rashid, A. B. M. H.-U. (2024). Proximal policy optimization-based reinforcement learning approach for DC-DC boost converter control: A comparative evaluation against traditional control techniques. *Heliyon, 10*(18), e37823. https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e37823

Saleem, O., Ahmad, K. R., & Iqbal, J. (2024). Fuzzy-augmented model reference adaptive PID control law design for robust voltage regulation in DC–DC buck converters. *Mathematics, 12*(12), 1893. https://doi.org/10.3390/math12121893

Süleyman, M., & Mumcu, T. V. (2025). Neuro-fuzzy scheme plus optimal PI control for controlling DC–DC converters. *Science Progress, 108*(1), 00368504241288790. https://doi.org/10.1177/00368504241288790

Wang, W., Bahri, I., & Diallo, D. (2026). Deep reinforcement learning for DC–DC boost converter control: Classical foundations, design taxonomy, and hardware-oriented validation. *Electricity, 7*(3), 87. https://doi.org/10.3390/electricity7030087

ELECTRIC TRACTION MOTORS FOR ELECTRIC VEHICLES: TOPOLOGIES BÖLÜM 18

YÜCEL ÇETİNCEVİZ[1], MUHAMMED TAN[2]

Introduction

Road transport electrification has moved the electric drive to the centre of vehicle engineering. In a battery electric vehicle (BEV), energy passes from the battery through a voltage-source inverter to the traction motor and, in most cases, through a single-speed reduction gear and a differential to the wheels. The motor and its drive shape acceleration, top speed and energy consumption, and with them the driving range; they also account for a substantial share of powertrain cost and mass (Agamloh et al., 2020; Husain et al., 2021).

Traction duty differs from general industrial duty. A traction motor has to produce high torque at low speed for starting and hill climbing, hold approximately constant power over a wide speed range, and stay efficient across a broad area of the torque–speed plane instead of at a single rated point. High torque and power density, low noise and vibration, high reliability and low cost are expected at the same time, within a tightly constrained installation space (Ehsani et al., 2018; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

Early electric vehicles used brushed DC motors, whose speed and torque could be set simply through the armature voltage and the

[1] Assoc. Prof. Dr., Kastamonu University, Department of Electrical and Electronics Engineering, ORCID: 0000-0001-6834-9442
[2] Assist. Prof. Dr., Kastamonu University, Department of Electrical and Electronics Engineering, ORCID: 0000-0003-0825-1325

field current (Ehsani et al., 2018). Power semiconductors and field-oriented control later made commutatorless AC machines practical, and induction, PM brushless and switched reluctance motors progressively displaced the DC motor in traction (Chau et al., 2008; Z. Q. Zhu & Howe, 2007). In recent years, most traction drives have converged on some form of permanent magnet (PM) machine, largely because rare-earth magnets allow high torque density and efficiency (Agamloh et al., 2020; Krings & Monissen, 2020). Concerns over the price and supply security of rare-earth materials have, in parallel, revived interest in machines with little or no rare-earth content: induction, synchronous reluctance, wound-field synchronous and switched reluctance motors (Bilgin et al., 2020; Credo et al., 2025).

The chapter is a structured review of traction motor topologies. It concentrates on construction and operating principles, with an extended treatment of permanent magnet synchronous motors (PMSMs) and their rotor configurations. Detailed electromagnetic design, power electronic converters and advanced control lie outside its scope; these subjects are covered elsewhere (Husain et al., 2021; C. Liu et al., 2021; Stumpf & Tóth-Katona, 2023).

Section 2 derives the traction requirements from vehicle dynamics and defines the performance metrics used later. Section 3 classifies electric traction motors. Section 4 describes the construction and operating principles of the major motor types, gives examples from production vehicles and compares the types qualitatively. Section 5 summarizes the findings and outlines directions for further research.

2. Electric Vehicle Traction Requirements

2.1 Road load and motor operating point

The torque and speed demanded from a traction motor follow from the forces acting on the vehicle. Neglecting wind speed, the tractive force at the wheels must overcome rolling resistance, aerodynamic drag and grade resistance, and accelerate the vehicle (Ehsani et al., 2018):

$$F_t = mgC_{rr}\cos\alpha + \frac{1}{2}\rho C_d A_f v^2 + mg\sin\alpha + \delta m\frac{dv}{dt} \quad (1)$$

where m is the vehicle mass, g the gravitational acceleration, C_{rr} the rolling resistance coefficient, α the road gradient angle, ρ the air density, C_d the aerodynamic drag coefficient, A_f the frontal area, v the vehicle speed and δ (> 1) a mass factor accounting for the inertia of rotating components. For a wheel radius r_w, an overall gear ratio G and a transmission efficiency η_t, the motor torque and angular speed in motoring operation are

$$T_m = \frac{F_t r_w}{G\eta_t} \quad , \quad \omega_m = \frac{Gv}{r_w} \quad (2)$$

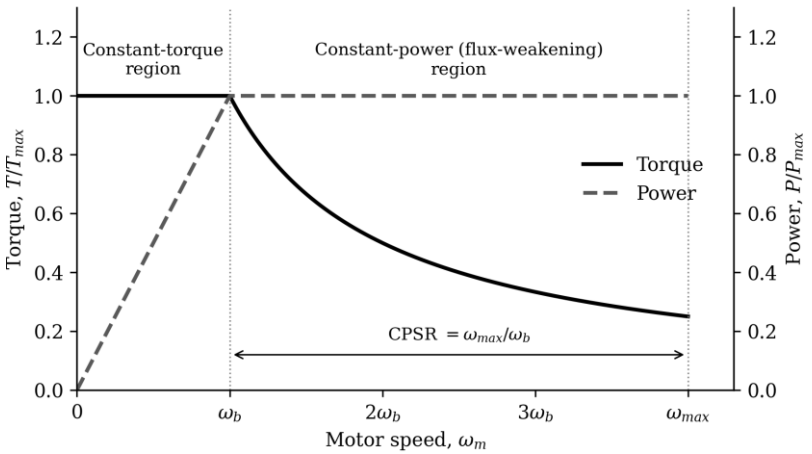
and the motor output power is $P_m = T_m\omega_m$. Starting, acceleration and gradeability fix the peak motor torque; the top speed, together with the gear ratio, fixes the maximum motor speed.

2.2 Maximum torque–speed curve

A constant-power hyperbola is the ideal traction characteristic: high torque at low vehicle speed and constant power at higher speed (Ehsani et al., 2018). Electric motors approximate it closely (Fig. 1). Up to the base speed ω_b, the torque is limited by the current that the motor and inverter can carry, and the machine operates in the constant-torque region. Beyond ω_b, the induced voltage has reached the limit imposed by the DC-link voltage; the flux must then be weakened, and the motor runs at approximately

constant power up to its maximum speed ω_{max} (Ehsani et al., 2018; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

Fig. 1. Ideal torque–speed and power–speed envelope of an EV traction motor, with the constant-torque region below the base speed ω_b and the constant-power (flux-weakening) region up to the maximum speed ω_{max}. Original illustration based on the literature (adapted from Ehsani et al., 2018; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).



The width of the constant-power region is expressed by the constant-power speed ratio (CPSR):

$$CPSR = \frac{\omega_{max}}{\omega_b} \tag{3}$$

A wide CPSR allows a single-speed reduction gear to cover the whole vehicle speed range. In a simulation study, vector-controlled flux weakening extended the speed range of an interior PM traction motor to four times its rated speed (Zhang et al., 2016). Two envelopes are normally specified: a peak envelope that is available for short periods, such as acceleration, and a continuous envelope limited by the steady-state temperatures of the windings and magnets (Gobbi et al., 2024).

2.3 Requirements and performance metrics

Table 1 lists the main requirements, compiled from the literature (Agamloh et al., 2020; Aiso & Akatsu, 2022; Deng & Zuo, 2019; Ehsani et al., 2018; Gobbi et al., 2024; Husain et al., 2021; Lupu & Tabacu, 2026; Park et al., 2026; Petri et al., 2023; Zhang et al., 2016; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

Table 1. Main requirements for EV traction motors.

Requirement	Reason	Implication for the motor
High peak torque at low speed	Starting, acceleration and gradeability	High torque density and short-time overload capability
Wide constant-power speed range	Urban and highway speeds covered with a single-speed gear	Good flux-weakening capability
High maximum speed	Smaller and lighter motor for a given power	Mechanically robust rotor; low high-frequency losses (Aiso & Akatsu, 2022)
High efficiency where the vehicle operates most often	Driving range and battery size	Efficiency map matched to the driving-cycle operating points (Lupu & Tabacu, 2026; Park et al., 2026)
High torque and power density	Vehicle mass and packaging	Effective cooling and high-performance materials (Gobbi et al., 2024)
Low torque ripple, noise and vibration	Passenger comfort	Careful slot–pole combination and rotor design (Deng & Zuo, 2019)
Insulation withstand under fast-switching inverters	800 V DC links and SiC devices raise the voltage stress on the winding	Insulation designed against partial discharge (Petri et al., 2023)
Low cost and secure material supply	Mass production	Reduced or no rare-earth content (Bilgin et al., 2020; Credo et al., 2025)

Efficiency calls for a further remark. Vehicle energy consumption depends on how the motor efficiency map overlaps the distribution of operating points in real driving, not on peak efficiency alone. In a system-level study under the WLTP Class 3 cycle, a dual-layer interior PM rotor lowered the net cycle energy demand by about 9% compared with a single-layer V-shaped rotor, raising the estimated range from about 489 km to 535 km (Lupu & Tabacu, 2026). Drive-cycle-based design methods accordingly target the operating regions that dominate energy consumption rather than a single rated point (Park et al., 2026).

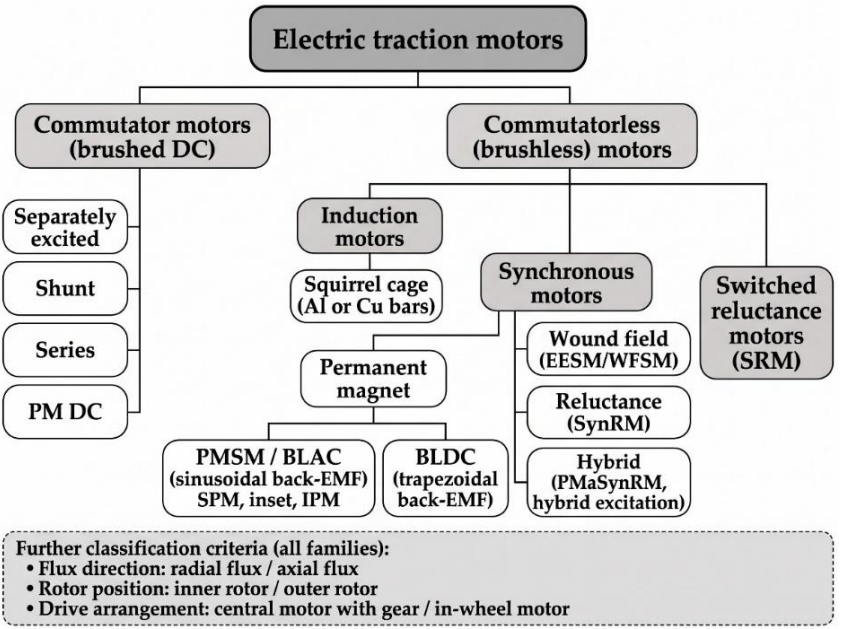
3. Classification of Electric Traction Motors

Electric traction motors can be grouped in several complementary ways, as summarized in Fig. 2. The most basic distinction separates commutator motors from commutatorless, or brushless, motors (Chau et al., 2008; Ehsani et al., 2018).

- **Commutator motors.** Brushed DC motors reverse the armature current mechanically, by means of a commutator and brushes. According to the field excitation, they are divided into separately excited, shunt, series and PM DC motors (Ehsani et al., 2018). Their control is simple, but the commutator needs maintenance, restricts the maximum speed and lowers reliability, and commutatorless machines have largely replaced them in modern EV traction (Ehsani et al., 2018; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).
- **Commutatorless motors.** Inverter-fed commutatorless motors belong to three families:
- **Induction motors (IMs)**, in which the rotor currents are induced by the rotating stator field. Squirrel-cage rotors are

used in traction applications (Ehsani et al., 2018; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

Fig. 2. Classification of electric traction motors. Original illustration compiled from the literature (adapted from Cai et al., 2022; Chau et al., 2008; Credo et al., 2021; Ehsani et al., 2018; Gong et al., 2022; Jneid & Harth, 2026; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).



- **Synchronous motors**, in which the rotor turns in synchronism with the stator field. They are subdivided by the source of the rotor field: permanent magnets (PMSMs and brushless DC motors), a DC field winding (wound-field or electrically excited synchronous motors), rotor saliency alone (synchronous reluctance motors), or a combination of these (PM-assisted synchronous reluctance and hybrid-excitation motors) (Chau et al., 2008; Credo et al., 2025; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

- **Switched reluctance motors (SRMs)**, which have salient poles on both stator and rotor and develop torque solely through the tendency of the rotor to move toward the position of minimum reluctance (Bilgin et al., 2020; Ehsani et al., 2018).

PM brushless motors are further divided by their back-EMF and current waveforms. Brushless DC (BLDC) motors have a trapezoidal back-EMF and are fed with rectangular current blocks; PMSMs, also called brushless AC motors, have a sinusoidal back-EMF and are fed with sinusoidal currents (Chau et al., 2008; Z. Q. Zhu & Howe, 2007). PM motors are also distinguished by the location of the magnets on the rotor (surface-mounted, inset or interior), as discussed in Section 4.3.

Further criteria. Independently of the motor family, traction motors can be classified by:

- **Flux direction:** radial-flux machines, used in most current production vehicles, and axial-flux machines, whose short axial length and high torque density make them attractive for in-wheel drives (Credo et al., 2021; Jneid & Harth, 2026).
- **Rotor position:** inner-rotor machines, with the rotor inside the stator, and outer-rotor machines, with the rotor surrounding the stator (Cai et al., 2022; Gong et al., 2022).
- **Drive arrangement:** centrally mounted motors that drive the wheels through a reduction gear and differential, and in-wheel (hub) motors, which may drive the wheel directly without a gearbox (Cai et al., 2022).

Newer topologies, among them flux-switching, vernier and magnetically geared machines, have also been proposed for EVs

(Chau et al., 2008; C. Liu et al., 2021). Most of them remain at the research stage and are therefore mentioned only briefly in Section 5.

4. Construction and Operating Principles of Major Motor Types

This section describes the construction and operating principle of each major motor family, together with its main advantages and limitations for traction. Throughout, p denotes the number of pole pairs, f the supply frequency, ω_e the electrical angular frequency. For synchronous machines, $\omega_m = \omega_e/p$ is the mechanical angular speed.

4.1 Brushed DC motors

A brushed DC motor has a stator carrying the field poles, excited by field windings or by permanent magnets, and a rotor (armature) whose winding is connected to a mechanical commutator. Carbon brushes sliding on the commutator reverse the current in each armature coil as it passes through the neutral zone, so that the armature magnetomotive force stays fixed in space, in quadrature with the field axis (Ehsani et al., 2018). In steady state,

$$E_a = k\Phi\omega_m \quad , \quad T_e = k\Phi I_a \quad , \quad V_a = E_a + R_a I_a \tag{4}$$

where k is a machine constant, Φ the flux per pole, I_a the armature current, R_a the armature resistance and V_a the terminal voltage. Below base speed, the speed is controlled through the armature voltage at full flux. Above base speed, weakening the field extends the speed range at approximately constant power, which gives the separately excited motor a torque–speed characteristic well suited to traction; the series-excited motor offers a very high starting torque (Ehsani et al., 2018).

Its limitations stem from the commutator and brushes: brush wear and periodic maintenance, sparking and electromagnetic

interference, a restricted maximum speed, and armature losses that are generated in the rotating member and are therefore hard to remove. Together with a comparatively low power density, these drawbacks explain why commutatorless motors have displaced the brushed DC motor in modern EVs (Ehsani et al., 2018; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

4.2 Induction motors

Construction. The stator carries a three-phase distributed winding in a slotted, laminated core. Rectangular hairpin conductors are increasingly used in traction motors; they reach a higher slot fill factor than stranded round wire, at the price of higher AC losses at high frequency (Popescu et al., 2018; Popescu et al., 2023; Rivière et al., 2019). The rotor is a laminated core with a squirrel cage of conducting bars short-circuited by end rings, made of aluminium or copper. The resistivity of pure copper at 20 °C is about 1.7×10^{-8} Ω·m, against about 2.7×10^{-8} Ω·m for pure aluminium (die-cast alloys are somewhat higher). Copper cages, whether die-cast or fabricated, therefore reduce rotor losses, and they have been adopted in several high-performance traction designs (Epskamp et al., 2016; Popescu et al., 2023; Rivière et al., 2019).

Operating principle. The stator currents set up a magnetic field that rotates at the synchronous speed n_s; in motoring operation the rotor runs at a lower speed n, defined through the slip s:

$$n_s = \frac{60f}{p} \ \ (r/min) \quad , \quad s = \frac{n_s - n}{n_s} \tag{5}$$

Because the rotor lags the field, voltages and currents are induced in the rotor bars, and their interaction with the air-gap field produces torque. From the per-phase equivalent circuit, the electromagnetic torque is

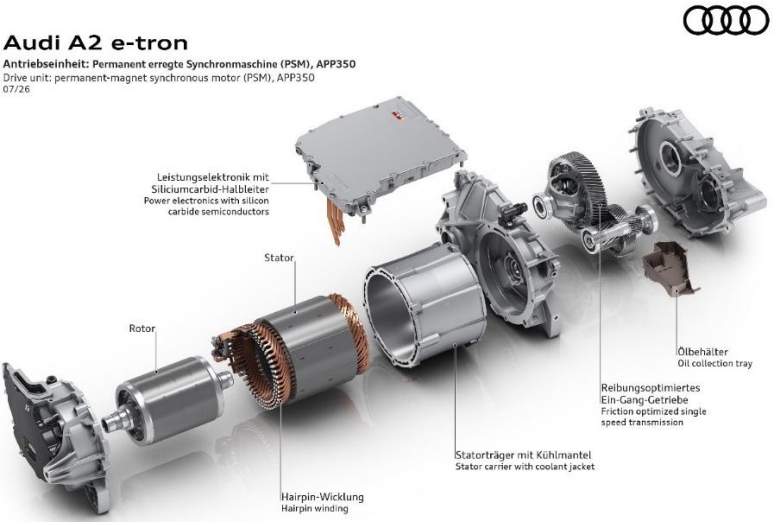
$$T_e = \frac{3p}{\omega_e}\frac{R'_r}{s}I'^2_r \quad (6)$$

where R'_r and I'_r are the per-phase rotor resistance and RMS current referred to the stator. Traction drives use field-oriented control, which decouples the flux-producing and torque-producing current components (Ehsani et al., 2018). Above base speed, the rotor flux is reduced roughly in inverse proportion to speed to keep the stator voltage within the inverter limit, and the constant-power region ends where the available torque meets the breakdown (pull-out) torque of the machine (Ehsani et al., 2018). During regenerative braking the rotor runs above synchronous speed and the slip is negative.

Advantages and limitations. The induction motor is robust, mature, comparatively inexpensive and free of rare-earth materials (Hsieh et al., 2026; Z. Q. Zhu & Howe, 2007). With no magnets to demagnetize, it also tolerates high rotor temperatures. After the rotor flux has decayed, an unexcited induction motor produces negligible back-EMF and electromagnetic drag torque when it idles at high speed; mechanical losses remain. Copper-rotor designs rated at 200 kW and 20,000 r/min (Rivière et al., 2019) and die-cast copper rotors designed for 30,000 r/min (Epskamp et al., 2016) have been reported for EV traction. The main drawbacks are the rotor copper losses, which arise in the rotor and are difficult to remove; the lagging power factor caused by the magnetizing current; and a lower torque density and efficiency than PM machines, especially at light load (El Hadraoui et al., 2022; Z. Q. Zhu & Howe, 2007). A life cycle assessment found the lowest greenhouse gas emissions for a rare-earth PMSM, owing to its higher power density and efficiency, whereas, among the induction machines, aluminium-conductor designs had lower toxicity and acidification impacts than copper-rich designs (Hsieh et al., 2026).

Production examples. Early versions of the Tesla Model S used a three-phase induction motor with copper rotor bars for propulsion (Bilgin et al., 2019), and the original Audi e-tron used asynchronous (induction) motors on both axles (Audi AG, 2020). Fig. 3 contrasts an Audi induction motor with a PMSM from a later Audi model (Section 4.3).

Fig. 3. Audi traction motors: (a) APP350 permanent magnet synchronous drive unit of the Audi A2 e-tron (Audi AG, 2026); (b) asynchronous (induction) motor of the original Audi e-tron (Audi AG, 2018). Images © AUDI AG.



(a)



(b)

4.3 Permanent magnet synchronous motors

PMSMs are the most widely used traction motors in current passenger EVs (Agamloh et al., 2020; El Hadraoui et al., 2022). Their rotor field comes from permanent magnets rather than from a field winding or induced currents, so no copper losses are incurred for rotor excitation. This favours high torque density, high efficiency and a high power factor (Chau et al., 2008; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

4.3.1 Construction and operating principle

The PMSM stator resembles that of an induction motor and carries a three-phase winding, either distributed or of the fractional-slot concentrated type (Chau et al., 2008; Z. Q. Zhu & Howe, 2007). Most traction rotors use sintered NdFeB magnets for their high remanence and coercivity. The coercivity of NdFeB decreases as temperature rises, so the demagnetization withstand must be checked at the worst-case magnet temperature (Yang et al., 2026). The rotor turns in synchronism with the stator field, at $n = 60f/p$ r/min.

The machine is analysed in a rotor reference frame whose d-axis is aligned with the magnet flux and whose q-axis leads it by 90 electrical degrees. With the amplitude-invariant Park transformation, the voltage and flux-linkage equations are

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad , \quad v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \tag{7}$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{PM} \quad , \quad \psi_q = L_q i_q \tag{8}$$

and the electromagnetic torque is

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\psi_{PM} i_q + \left(L_d - L_q \right) i_d i_q \right] \tag{9}$$

where R_s is the stator phase resistance, L_d and L_q are the d- and q-axis inductances and ψ_{PM} is the magnet flux linkage. The first term in (9) is the magnet (alignment) torque. The second is the

reluctance torque, which exists only when the rotor is magnetically salient ($L_d \neq L_q$). In interior PM rotors the buried magnets raise the reluctance of the d-axis path, so that $L_q > L_d$; a negative d-axis current then yields positive reluctance torque while weakening the air-gap flux (Jahns et al., 1986). In practice, L_d and L_q vary with current because of magnetic saturation and cross-magnetization, and accurate performance prediction must account for this dependence (X. Liu et al., 2016).

PM brushless motors with a trapezoidal back-EMF are known as BLDC motors. With conventional six-step commutation, they are fed with 120° rectangular current blocks, so that two phases conduct at any time, and need only coarse rotor position information (Chau et al., 2008). Control is simple, but commutation causes torque ripple, and the low d-axis inductance of surface-mounted BLDC motors restricts their flux-weakening capability (Ustun et al., 2018). Sinusoidally fed PMSMs produce smoother torque and permit flux weakening through vector control, which is why they are preferred for the main traction drives of passenger cars (Chau et al., 2008; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

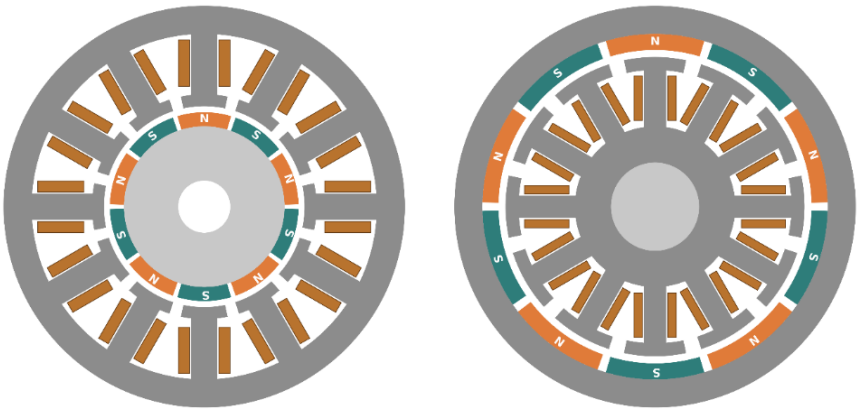
4.3.2 Rotor position and flux direction

Depending on the relative position of rotor and stator, radial-flux PMSMs are built as inner-rotor or outer-rotor machines (Fig. 4).

Inner-rotor PMSMs. The rotor sits inside the stator bore. Heat generated in the stator windings and core flows directly to the housing and its cooling jacket, the rotor inertia is low, and the small rotor diameter favours high-speed operation (Quoc & Huu, 2024). Inner-rotor machines are therefore the usual choice for centrally mounted traction motors that drive the wheels through a reduction gear. At high speed, surface-mounted magnets must be held against centrifugal force, typically by a non-magnetic retaining sleeve; as an

example of the technique, a carbon-fibre sleeve has been used to retain a ferrite-assisted synchronous reluctance traction rotor at 25,000 r/min (N. Guo et al., 2025). In interior PM rotors, the laminations themselves hold the magnets.

Fig. 4. Cross-sections of an inner-rotor (a) and an outer-rotor (b) surface-mounted PMSM with tooth-concentrated windings.



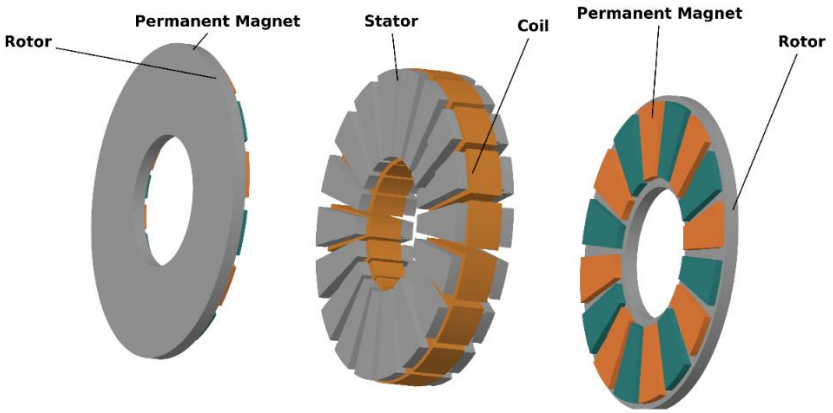
Outer-rotor PMSMs. The rotor is a cylindrical yoke surrounding the stator, with the magnets fixed to its inner surface, so that centrifugal force presses the magnets against the yoke instead of pulling them away from it. For a given outer diameter, the air-gap diameter is larger than in an inner-rotor machine, which allows more torque; an optimization-based comparison of surface PM machines found a clear torque-to-weight advantage for the outer-rotor type (Choi & Min, 2024). The enclosed stator, however, must reject its heat through the inner stator support, and outer-rotor machines can run hotter under comparable cooling conditions (Quoc & Huu, 2024). Their larger rotor inertia and lower speed capability make them less suited to high-speed geared drives (Quoc & Huu, 2024).

Outer-rotor PMSMs fit low-speed, high-torque, direct-drive in-wheel motors well. The rotor can be integrated with the wheel

hub, and the reduction gear and differential are eliminated (Cai et al., 2022; Gong et al., 2022). Such machines commonly combine a high pole number with fractional-slot concentrated windings (Gong et al., 2022). The main concerns are the added unsprung mass and the harsh thermal and mechanical environment inside the wheel (Cai et al., 2022). Magnetically geared outer-rotor PM drives have also been proposed, combining a compact high-speed motor with a low-speed wheel output (Chau et al., 2008).

Axial-flux PMSMs. In axial-flux machines, the flux crosses the air gap parallel to the shaft, and rotor and stator are disc-shaped. A short axial length and a large air-gap area give high torque density, which suits in-wheel and other space-constrained drives (Credo et al., 2021; Jneid & Harth, 2026). In an optimization-based comparison with identical outline dimensions, a yokeless and segmented armature (YASA) axial-flux machine produced considerably more torque than an outer-rotor radial-flux machine of similar weight (X. Guo et al., 2025; see Fig. 5).

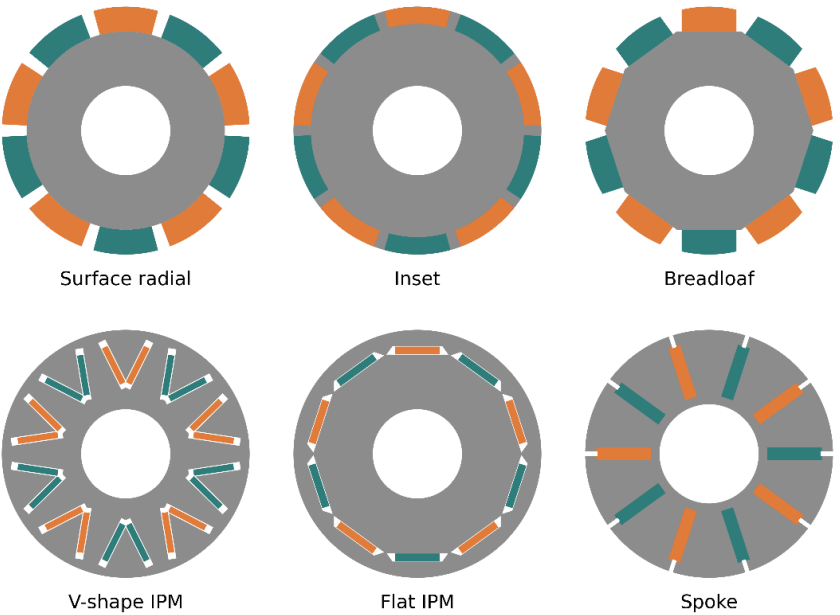
Fig. 5. A yokeless and segmented armature axial-flux machine (adapted from X. Guo et al., 2025).



4.3.3 Rotor configurations

Magnet arrangement strongly affects torque production, flux-weakening capability, mechanical strength and magnet usage (Jahns et al., 1986; X. Liu et al., 2016). The most common configurations, shown in Fig. 6, form three groups: surface-mounted, inset and interior magnet rotors.

Fig. 6. Common PM rotor configurations. Top row: surface radial, inset and bread-loaf rotors; bottom row: V-shape interior, flat interior and spoke rotors. Orange and teal denote opposite magnet polarities.



Surface-mounted PM (SPM) rotors. The magnets are bonded to the surface of a cylindrical core. They may be arc-shaped and radially magnetized, or bread-loaf magnets with a flat base and a curved outer face, whose profile can be used to shape the air-gap flux density waveform. The relative recoil permeability of sintered NdFeB is close to unity, typically about 1.05, so the magnet layer

acts magnetically as an extension of the air gap that is equal along the d- and q-axes. Hence $L_d \approx L_q$, no reluctance torque is produced, and the low synchronous inductance limits flux weakening (Soong & Miller, 1994; Ustun et al., 2018). The magnets are directly exposed to stator field harmonics, which induce eddy-current losses in them, and they require a retaining sleeve at high speed. SPM rotors are simple and have minimal magnet leakage flux; they are common in BLDC motors and in low-speed outer-rotor in-wheel motors (Gong et al., 2022; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

Inset PM rotors. The magnets sit in shallow recesses in the rotor surface, with iron interpoles between adjacent magnets. The interpoles lie on the q-axis and give $L_q > L_d$, which adds a reluctance torque component and improves flux weakening compared with SPM rotors (Z. Q. Zhu & Howe, 2007). The magnets remain at the surface and still need mechanical retention at high speed.

Interior PM (IPM) rotors. The magnets are inserted into pockets inside the laminated core. Air-filled flux barriers at the magnet ends limit leakage flux, while thin iron bridges and centre posts hold the rotor together; bridge thickness is a compromise between mechanical strength at maximum speed and leakage flux (X. Liu et al., 2016). The main variants are as follows:

- **Flat (single-layer) magnets:** one rectangular magnet per pole, perpendicular to the d-axis; the simplest interior arrangement.
- **V-shape magnets:** two magnets per pole arranged in a V, which concentrates magnet flux and increases saliency. In a comparison of spoke, tangential, U-shape and V-shape rotors, the V-shape rotor gave the best overall performance (X. Liu et al., 2016); for a given amount of magnet material it also outperformed U-shape and conventional rotors (Zhang et al., 2016).

- **Multilayer magnets:** double-V, delta (a V combined with a flat magnet) and U-shape arrangements. Extra layers increase the reluctance torque and widen the flux-weakening range; under the WLTP cycle, a dual-layer rotor reduced the net energy demand by about 9% relative to a single-layer V rotor (Lupu & Tabacu, 2026).
- **Spoke magnets:** radially oriented, circumferentially magnetized magnets, two of which feed each rotor pole. This flux concentration can raise the air-gap flux density above the magnet remanence, so spoke rotors are attractive for low-remanence ferrite magnets (Cui et al., 2027).

For traction, IPM rotors have clear benefits. The rotor core protects the magnets mechanically and can permit high-speed operation without a sleeve, subject to rotor stress limits, and the rotor saliency adds reluctance torque, raising the torque per ampere and widening the constant-power speed range (Jahns et al., 1986). The magnets are also partly shielded from stator field harmonics, and simple rectangular magnets can be used. IPM rotors are accordingly the most common choice in PMSM traction motors (X. Liu et al., 2016; Stumpf & Tóth-Katona, 2023).

Fig. 7. 2010 Toyota Prius traction motor: (a) stator; (b) rotor; (c) rotor laminations (Burress et al., 2011).

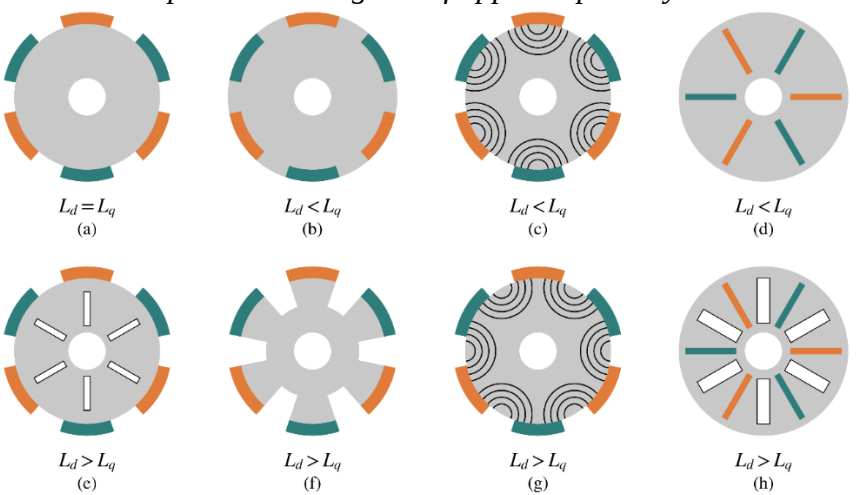


(a) (b) (c)

Well-documented production examples include the PM synchronous motor of the 2010 Toyota Prius hybrid, benchmarked in detail by Oak Ridge National Laboratory (Burress et al., 2011) (see Fig. 7).

Classification by saliency. PM rotors can also be classified by the relation between their d- and q-axis inductances (Fig. 8). Ideal SPM rotors have approximately $L_d = L_q$. Inset, conventional IPM and spoke rotors have $L_d < L_q$ and operate with a negative d-axis current. Rotors with $L_d > L_q$, termed inverse-saliency or flux-intensifying rotors, are obtained by placing interior or surface flux barriers in the q-axis flux path (Limsuwan et al., 2014; X. Zhu et al., 2018).

Fig. 8. Rotor configurations classified by saliency: (a) $L_d = L_q$; (b), (c), (d) $L_d < L_q$; (e), (f), (g), (h) $L_d > L_q$, obtained with flux barriers in the q-axis flux path. Orange and teal areas are permanent magnets of opposite polarity.



In a flux-intensifying machine the reluctance torque is positive for a positive d-axis current, so the machine runs with positive i_d at low speed. That current strengthens, rather than weakens, the magnet operating point, which lowers the risk of

irreversible demagnetization and supports a wide speed range (X. Zhu et al., 2018; X. Zhu et al., 2019). Flux-intensifying rotors are also used in variable-flux machines with low-coercivity magnets, whose magnetization level can be adjusted in operation (Limsuwan et al., 2014).

4.3.4 Operating regions: MTPA and flux weakening

The operating range of a PMSM drive is bounded by the inverter current and voltage limits. In steady state, with constant inductances and magnet flux linkage and neglecting the stator resistance,

$$i_d^2 + i_q^2 \le I_{max}^2 \quad , \quad (\psi_{PM} + L_d i_d)^2 + \left(L_q i_q\right)^2 \le \left(\frac{V_{max}}{\omega_e}\right)^2 \qquad (10)$$

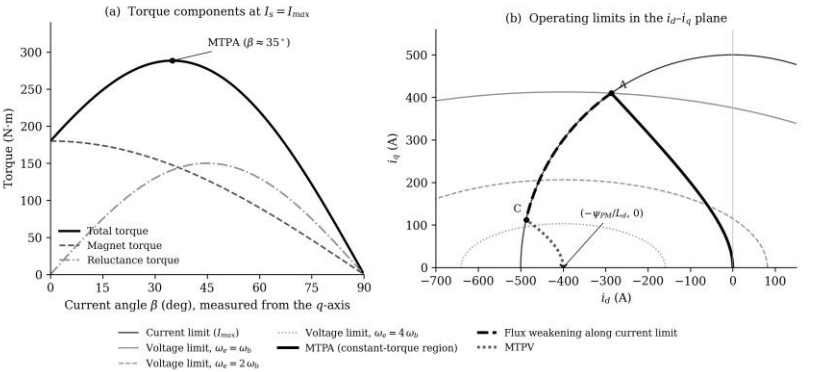
where $I_{\max}$ and $V_{\max}$ are the maximum phase current and voltage amplitudes; with space-vector modulation in the linear range, $V_{\max} \approx V_{dc}/\sqrt{3}$. In the i_d–i_q plane, the current limit is a circle centred at the origin, and the voltage limit is an ellipse centred at $(-\psi_{PM}/L_d, 0)$ that shrinks as speed rises (Fig. 9). The current angle β is measured from the positive q-axis toward the negative d-axis, so that $i_d = -I_s \sin\beta$ and $i_q = I_s \cos\beta$. Within these limits the current vector is chosen to give the best torque at each speed (Jahns, 1987; Morimoto et al., 1990):

1) **Constant-torque region (below base speed).** The current vector follows the maximum-torque-per-ampere (MTPA) trajectory. For an SPM motor this means $i_d = 0$. For an IPM motor with $L_q > L_d$ and constant inductances, the MTPA d-axis current for a current amplitude I_s is given by (11) below.

2) **Flux-weakening region (above base speed).** At base speed, the MTPA point at $I_{\max}$ reaches the voltage limit. At higher speeds the current vector moves along the current-limit circle toward negative i_d; the negative d-axis current opposes the magnet flux,

keeps the voltage within the limit and gives approximately constant power (Jahns, 1987).

Fig. 9. Operating characteristics of an illustrative IPM traction motor: (a) magnet, reluctance and total torque versus current angle β at I_{max}; (b) current-limit circle, voltage-limit ellipses at ω_b, $2\omega_b$ and $4\omega_b$, and the MTPA, flux-weakening and MTPV trajectories (A: base speed; C: onset of MTPV operation).



Computed using the linear dq model, the limits in (10), and the MTPA and MTPV conditions with p = 4, ψ_{PM} = 0.06 Wb, L_d = 0.15 mH, L_q = 0.35 mH, I_{max} = 500 A and V_{dc} = 400 V, giving a peak torque of about 288 N·m, a base speed of about 3,800 r/min and I_{ch} = 400 A < I_{max} (see Fig. 9).

3) **Maximum-torque-per-voltage (MTPV) region.** If the ellipse centre lies inside the current circle, the maximum torque at very high speed is obtained along the MTPV trajectory, and the lossless electrical model imposes no finite no-load speed limit. Actual speed is limited by losses, available power, thermal constraints and rotor mechanics.

$$i_d = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8\left(L_q - L_d\right)^2 I_s^2}}{4\left(L_q - L_d\right)} \tag{11}$$

Flux-weakening performance is thus governed by the characteristic current $I_{ch} = \psi_{PM}/L_d$. If $I_{ch} > I_{max}$, the limiting no-load electrical speed is finite and, neglecting resistance, equals

$$\omega_{e,max} = \frac{V_{max}}{\psi_{PM} - L_d I_{max}} \tag{12}$$

The optimal flux-weakening design, with a theoretically unbounded constant-power speed range in the ideal lossless model, is obtained when $I_{ch} = I_{max}$ (Soong & Miller, 1994). SPM motors have a small L_d, so their characteristic current is usually far above the available current limit, which explains their limited CPSR. IPM motors can be designed to approach the optimal condition, one of the main reasons for their wide use in traction (Morimoto et al., 1990; Soong & Miller, 1994; Z. Q. Zhu et al., 2000).

4.4 Synchronous reluctance and PM-assisted synchronous reluctance motors

Construction. The synchronous reluctance motor (SynRM) combines a conventional three-phase stator with a rotor of laminations containing several layers of air flux barriers and no windings or magnets. The iron segments between the barriers guide flux easily along one axis, while the barriers obstruct it along the perpendicular axis. In the SynRM literature the d-axis is normally taken along the low-reluctance direction, so that $L_d > L_q$ (Abdulsamad et al., 2026; Staton et al., 1993). This convention differs from that used for IPM machines in Section 4.3.

Operating principle. The rotor aligns with the stator field to minimize the magnetic reluctance, and the torque is purely reluctance torque:

$$T_e = \frac{3}{2} p \left(L_d - L_q\right) i_d i_q \tag{13}$$

The saliency ratio $\xi = L_d/L_q$ is the principal design parameter, since it determines the power factor, the torque per ampere and the constant-power speed range (Staton et al., 1993). Assuming constant inductances and neglecting stator resistance and iron losses, the steady-state phasor diagram gives the maximum attainable power factor as

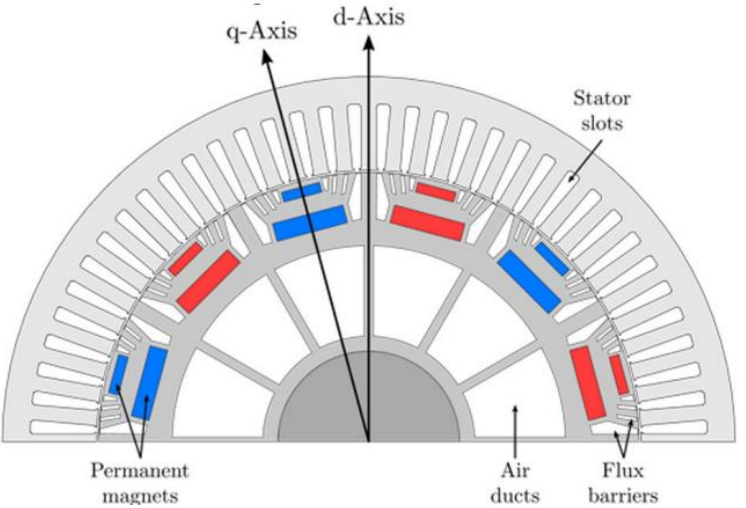
$$cos\,\varphi_{max} = \frac{\xi-1}{\xi+1} \quad , \quad \xi = \frac{L_d}{L_q} \tag{14}$$

so that a saliency ratio of 9, for instance, caps the power factor at 0.8. The SynRM is rare-earth-free, has no rotor excitation losses and a mechanically robust rotor. Its drawbacks are the lower power factor, which raises the inverter volt-ampere rating, relatively high torque ripple, and a conflict between thin iron bridges, needed for high saliency, and thick bridges, needed for mechanical strength at high speed (Abdulsamad et al., 2026; N. Guo et al., 2025).

PM-assisted SynRM (PMaSynRM). A moderate amount of magnet material, often ferrite, inserted into the flux barriers counteracts the flux along the high-reluctance axis. Power factor, torque and flux-weakening capability improve, while most of the torque is still reluctance torque (N. Guo et al., 2025; Wang et al., 2016). A PMaSynRM can thus be viewed as an IPM machine in which the reluctance torque dominates. Ferrite-assisted designs have been built and tested for heavy-duty traction (Al-Ani et al., 2023). In a finite-element study, an optimized ferrite-assisted SynRM reached a peak efficiency comparable with that of the 2010 Prius rare-earth IPM motor (Fig. 7) at about 28% lower material cost (N. Guo et al., 2025).

A production example is the traction motor of the BMW i3, which has been analysed in the literature as a PMaSynRM with a maximum speed of 11,400 r/min (Ozcelik et al., 2024; see Fig. 10).

Fig. 10. Cross-section of the BMW i3 traction motor, analysed as a PM-assisted synchronous reluctance machine (Reproduced from Ozcelik et al. (2024) under the CC BY 4.0 licence.)



4.5 Wound-field synchronous motors

Construction. The wound-field synchronous motor (WFSM), also called the electrically excited synchronous machine (EESM), has a conventional three-phase stator and a rotor carrying a DC field winding, either on salient poles or in a distributed, slotted rotor (Wibisono & Asama, 2023). The field current is supplied through slip rings and brushes, or contactlessly, for instance through a rotating transformer, which makes the machine brushless (Chen et al., 2025).

Operating principle. The rotor field is produced by the field current i_f, giving a d-axis flux linkage $\psi_f = M_{sf} i_f$, where M_{sf} is the stator–field mutual inductance. The torque has the same form as (9):

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[M_{sf} i_f i_q + \left(L_d - L_q \right) i_d i_q \right] \tag{15}$$

The field current is an additional control variable. Above base speed, the rotor field can be reduced directly instead of being opposed by a demagnetizing stator current, which cuts stator current and iron losses at high speed and permits operation close to unity power factor. The field can also be de-energized after a fault, avoiding the uncontrolled generated voltage of PM machines (Mirahki et al., 2023).

Advantages and limitations. The WFSM contains no rare-earth materials and is efficient at high speed and light load (Mirahki et al., 2023; Wibisono & Asama, 2023). Its drawbacks are the field copper losses, which are significant at low speed and high torque, the need to cool the rotor, and the cost and complexity of the excitation system. In an experimental comparison for heavy-duty vehicles, an IPMSM was more efficient at low speed, whereas a brushless EESM was considerably more efficient at high speed (Chen et al., 2025). An analytical system-level study indicates that an EESM co-optimized over the WLTP cycle can match or exceed a benchmark IPM motor in drive-cycle efficiency (Ran et al., 2024); comparisons with rare-earth-free PMaSynRMs for a C-segment vehicle are reported by Credo et al. (2025).

In series production, BMW introduced a current-excited synchronous motor without magnets, and hence without rare-earth materials, with its fifth-generation eDrive technology in the BMW iX3 (BMW Group, 2020; see Fig. 11).

Fig. 11. Current-excited (wound-field) synchronous motor of the BMW fifth-generation eDrive, introduced in the BMW iX3 (BMW Group, 2020).



4.6 Switched reluctance motors

Construction. The SRM has salient poles on both the stator and the rotor. The stator carries concentrated coils; the coils on symmetrically placed poles (diametrically opposite poles in the four-phase 8/6 machine) are connected in series to form a phase. The rotor is a stack of laminations without windings, magnets or cage. Widely used configurations include the three-phase 6/4 and 12/8 and the four-phase 8/6 (stator/rotor poles). An 18/12 SRM has been designed with the same outer dimensions as the PM motor of a hybrid vehicle and with competitive torque, output power and efficiency (Kawa et al., 2019).

Operating principle. An excited phase pulls the nearest rotor poles toward alignment with its stator poles, the position of minimum reluctance; continuous rotation results from exciting the phases in sequence according to rotor position. Neglecting magnetic saturation, the torque of one phase is

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \tag{16}$$

where $L(\theta)$ is the phase inductance as a function of mechanical rotor angle θ, measured in radians. The torque is independent of current direction, so unipolar currents suffice, and the SRM is usually fed from an asymmetric half-bridge converter (Ehsani et al., 2018). In practice the machine operates with substantial magnetic saturation, and its behaviour is strongly nonlinear (Fang et al., 2021).

Advantages and limitations. The SRM is simple, robust and inexpensive, tolerates high temperature and high speed, and its phases are largely independent electrically and magnetically, which supports fault-tolerant operation with suitable converter and control design (Bilgin et al., 2020; Fang et al., 2021). It contains no magnets, which removes any dependence on rare-earth supply (Bilgin et al., 2020). Torque ripple and acoustic noise are its main weaknesses; the noise originates mainly from the large radial forces that deform the stator yoke when a phase is excited (Gan et al., 2018). Machine design and control measures, such as current profiling and radial force shaping, are used to mitigate both problems (Callegaro et al., 2019; Kawa et al., 2019).

4.7 Comparison of motor types

Table 2 summarizes the qualitative characteristics of the motor types discussed above. The ratings are the authors' relative assessment, synthesized from the cited literature; actual performance depends strongly on the design, materials, cooling and drive of each machine.

Table 2. Qualitative comparison of electric traction motor types (synthesized from Abdulsamad et al., 2026; Al-Ani et al., 2023; Bilgin et al., 2020; Callegaro et al., 2019; Chen et al., 2025; Ehsani et al., 2018; El Hadraoui et al., 2022; Fang et al., 2021; Gan et al., 2018; Kawa et al., 2019; Mirahki et al., 2023; Ran et al., 2024; Staton et al., 1993; Wang et al., 2016; Wibisono & Asama, 2023; Z. Q. Zhu & Howe, 2007).

Motor type	Torque density	Efficiency	Flux-weakening capability	Cost	Rare-earth content	Robustness	Torque ripple and noise
Brushed DC	Low	Medium	Good (separately excited)	Medium	None (field) / PM-dependent	Low (commutator)	Medium
Induction	Medium	High (lower at light load)	Good (limited by breakdown torque)	Low	None	Very high	Low
SPM synchronous / BLDC	High	High	Limited	High	High (NdFeB)	Medium	Medium (BLDC: commutation ripple)
IPM synchronous	Very high	Very high	Very good	High	High (NdFeB)	Medium–high	Low–medium
Synchronous reluctance	Medium	High	Medium (low power factor)	Low	None	High	Medium–high
PM-assisted SynRM	Medium–high	High	Good	Low–medium	Low or none (ferrite)	High	Medium
Wound-field synchronous	Medium–high	High (best at high speed)	Very good (field control)	Medium	None	High	Low–medium
Switched reluctance	Medium–high	Medium–high	Good	Low	None	Very high	High

The table shows why the IPM synchronous motor has become the reference technology for passenger EVs: it combines torque density and efficiency at the top of the range with a wide constant-power speed range. Its weak points are the cost and supply risk of rare-earth magnets and the temperature sensitivity of those magnets. Induction, wound-field synchronous, synchronous reluctance and switched reluctance motors avoid rare-earth materials, each giving up some torque density, efficiency, power

factor or acoustic performance in exchange (Bilgin et al., 2020; Credo et al., 2025; El Hadraoui et al., 2022).

5. Conclusions and Future Research Directions

Road-load dynamics require a traction motor that delivers high torque at low speed, a wide constant-power speed range and high efficiency in the part of the torque–speed plane where driving cycles concentrate their energy. Of the commutatorless motors that replaced the brushed DC motor, the interior PM synchronous motor has become the reference technology for passenger EVs. Magnet and reluctance torque together give it a very high torque density and efficiency, and a suitable ratio of magnet flux linkage to d-axis inductance gives it a wide flux-weakening range.

Within the PMSM family, the rotor configuration largely decides the outcome. Surface-mounted rotors are simple and suit low-speed machines; interior rotors with V-shaped, multilayer or spoke magnets add reluctance torque, mechanical robustness at high speed and better flux weakening. Inner-rotor machines suit high-speed, centrally mounted drives with reduction gears, whereas outer-rotor machines give more torque for a given size and suit low-speed direct-drive in-wheel motors. Induction, wound-field synchronous, synchronous reluctance and switched reluctance motors avoid rare-earth magnets at some cost in torque density, efficiency, power factor or acoustic noise.

Further research should reduce reliance on rare-earth materials while maintaining competitive torque density, efficiency and acoustic performance (Bilgin et al., 2020; Credo et al., 2025). Higher-speed designs require closer integration of electromagnetic, thermal and mechanical analysis (Aiso & Akatsu, 2022), while higher DC-link voltages and fast-switching inverters increase the importance of winding-insulation design (Husain et al., 2021; Petri

et al., 2023). Motor, inverter and transmission design should be assessed together over representative driving cycles rather than at a single rated operating point (Ran et al., 2024). Axial-flux machines warrant further evaluation for in-wheel and other space-constrained traction applications (Credo et al., 2021; Jneid & Harth, 2026), as do emerging flux-switching, vernier and magnetically geared topologies (Chau et al., 2008; C. Liu et al., 2021).

No single motor type suits every vehicle. The choice depends on vehicle class, duty cycle, cost targets and material supply strategy, and this diversity is likely to grow as rare-earth-free technologies mature.

References

Abdulsamad, M., Dhulipati, H., & Chaoui, H. (2026). Advances in the analytical modelling and design of synchronous reluctance machines for electric vehicles. *Machines*, *14*(7), Article 796. https://doi.org/10.3390/machines14070796

Agamloh, E., von Jouanne, A., & Yokochi, A. (2020). An overview of electric machine trends in modern electric vehicles. *Machines*, *8*(2), Article 20. https://doi.org/10.3390/machines8020020

Aiso, K., & Akatsu, K. (2022). Performance comparison of high-speed motors for electric vehicle. *World Electric Vehicle Journal*, *13*(4), Article 57. https://doi.org/10.3390/wevj13040057

Al-Ani, M., Walker, A., Vakil, G., Gerada, D., Gerada, C., & Paciura, K. (2023). Modifications to PM-assisted synchronous reluctance machine to achieve rare-earth free heavy-duty traction. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 11(2), 2029-2038.

Audi AG. (2018, November 13). Asynchronous motor [Photograph, Image No. A1813676]. Audi Media Center. https://www.audi.com/en/photos/detail/asynchronous-motor-70267

Audi AG. (2020, February 28). *Dynamic, agile and electric - Audi presents new drive concept for e-tron S models*. Audi MediaCenter. https://press.audi.co.uk/releases/113

Audi AG. (2026). Audi A2 e-tron: Drive unit, permanent-magnet synchronous motor (PSM), APP350 [Illustration]. Audi Media Center. https://www.audi.com/en/photos/detail/audi-a2-e-tron-drive-unit-permanent-magnet-synchronous-motor-psm-app350-132949

Bilgin, B., Howey, B., Callegaro, A. D., Liang, J., Kordic, M., Taylor, J., & Emadi, A. (2020). Making the case for switched reluctance motors for propulsion applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, *69*(7), 7172–7186. https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2993725

Bilgin, B., Liang, J., Terzic, M. V., Dong, J., Rodriguez, R., Trickett, E., & Emadi, A. (2019). Modeling and analysis of electric motors: State-of-the-art review. *IEEE Transactions on Transportation Electrification, 5*(3), 602–617. https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2931123

BMW Group. (2020, July 14). *The first-ever BMW iX3* [Press release]. BMW Group PressClub. https://www.press.bmwgroup.com/united-kingdom/article/detail/T0311014EN_GB/the-first-ever-bmw-ix3

Burress, T. A., Campbell, S. L., Coomer, C. L., Ayers, C. W., Wereszczak, A. A., Cunningham, J. P., Marlino, L. D., Seiber, L. E., & Lin, H. T. (2011). *Evaluation of the 2010 Toyota Prius hybrid synergy drive system* (Report No. ORNL/TM-2010/253). Oak Ridge National Laboratory. https://doi.org/10.2172/1007833

Cai, S., Kirtley, J. L., & Lee, C. H. (2022). Critical review of direct-drive electrical machine systems for electric and hybrid electric vehicles. IEEE Transactions on Energy Conversion, 37(4), 2657-2668.

Callegaro, A. D., Bilgin, B., & Emadi, A. (2019). Radial force shaping for acoustic noise reduction in switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *34*(10), 9866–9878. https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2891050

Chau, K. T., Chan, C. C., & Liu, C. (2008). Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *55*(6), 2246–2257. https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918403

Chen, H., Tang, J., Liu, Y., Jiang, B., & Boscaglia, L. (2025). Electromagnetic performance investigation of a brushless electrically excited synchronous machine for long-distance heavy-duty electric vehicles. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 11(1), 225-235. https://doi.org/10.1109/TTE.2024.3388430

Choi, D. M., & Min, S. G. (2024). Comparative analysis of inner and outer rotor surface PM machines based on optimization dataset. *IEEE Access*, *12*, 81925–81937. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3412404

Credo, A., Tursini, M., Villani, M., Di Lodovico, C., Orlando, M., & Frattari, F. (2021). Axial flux PM in-wheel motor for electric vehicles: 3D multiphysics analysis. *Energies*, *14*(8), Article 2107. https://doi.org/10.3390/en14082107

Credo, A., Fabri, G., Centi, F., Collazzo, F. P., & Villani, M. (2025, April). Comparison of rare-earth free synchronous motors for traction applications. In 2025 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD) (pp. 1-6). IEEE.

Cui, D., Max, L., Boström, C., & Ekergård, B. (2027). A comprehensive review of ferrite-based electrical motors for electric vehicle applications. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 243, 117403. https://doi.org/10.1016/j.rser.2026.117403

Deng, W., & Zuo, S. (2019). Electromagnetic vibration and noise of the permanent-magnet synchronous motors for electric vehicles: An overview. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, *5*(1), 59–70.

Ehsani, M., Gao, Y., Longo, S., & Ebrahimi, K. M. (2018). *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles* (3rd ed.). CRC Press.

El Hadraoui, H., Zegrari, M., Chebak, A., Laayati, O., & Guennouni, N. (2022). A multi-criteria analysis and trends of electric motors for electric vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, *13*(4), Article 65. https://doi.org/10.3390/wevj13040065

Epskamp, T., Butz, B., & Doppelbauer, M. (2016). Design and analysis of a high-speed induction machine as electric vehicle traction drive. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Article 7695691. IEEE. https://doi.org/10.1109/EPE.2016.7695691

Fang, G., Scalcon, F. P., Xiao, D., Vieira, R. P., Gründling, H. A., & Emadi, A. (2021). Advanced control of switched reluctance motors (SRMs): A review on current regulation, torque control and vibration suppression. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, *2*, 280–301. https://doi.org/10.1109/OJIES.2021.3076807

Gan, C., Wu, J., Sun, Q., Kong, W., Li, H., & Hu, Y. (2018). A review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications. *IEEE Access*, *6*, 31430–31443. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2837111

Gobbi, M., Sattar, A., Palazzetti, R., & Mastinu, G. (2024). Traction motors for electric vehicles: Maximization of mechanical efficiency – A review. *Applied Energy*, *357*, Article 122496. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.122496

Gong, J., Zhao, B., Huang, Y., Semail, E., & Nguyen, N. K. (2022). Quantitative comparisons of outer-rotor permanent magnet machines of different structures/phases for in-wheel electrical vehicle application. *Energies*, *15*(18), Article 6688. https://doi.org/10.3390/en15186688

Guo, N., Cai, S., & Pei, X. (2025, September). High-Performance Rare-Earth Magnet-Free Synchronous Reluctance Machine for Electric Vehicle Propulsion Systems. In 2025 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe) (pp. 1-6). IEEE. https://doi.org/10.1109/ECCE-Europe62795.2025.11238444

Guo, X., He, W., Gu, J., Wang, J., Huang, W., & Hua, H. (2025, October). Comparative Investigation of High Torque Density Radial-flux and Axial-flux Permanent Magnet Machines for In-wheel Tractions. In 2025 8th International Conference on Power and Energy Applications (ICPEA) (pp. 107-112). IEEE.

Hsieh, M. J., Nordelöf, A., Grunditz, E., & Thiringer, T. (2026). Life cycle assessment of electric traction induction machines. The International Journal of Life Cycle Assessment, 31, Article 16. https://doi.org/10.1007/s11367-026-02610-7

Husain, I., Ozpineci, B., Islam, M. S., Gurpinar, E., Su, G.-J., Yu, W., Chowdhury, S., Xue, L., Rahman, D., & Sahu, R. (2021). Electric drive technology trends, challenges, and opportunities for future electric vehicles. *Proceedings of the IEEE*, *109*(6), 1039–1059. https://doi.org/10.1109/JPROC.2020.3046112

Jahns, T. M. (1987). Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *IA-23(4)*, 681–689.

Jahns, T. M., Kliman, G. B., & Neumann, T. W. (1986). Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *IA-22*(4), 738–747.

Jneid, M. S., & Harth, P. (2026). Axial Flux In-wheel-motors for Vehicle Electrification. Periodica Polytechnica Transportation Engineering, 54(3), 296-307.

Kawa, M., Kiyota, K., Furqani, J., & Chiba, A. (2019). Acoustic noise reduction of a high-efficiency switched reluctance motor for hybrid electric vehicles with novel current waveform. IEEE Transactions on Industry Applications, 55(3), 2519-2528.

Krings, A., & Monissen, C. (2020). Review and trends in electric traction motors for battery electric and hybrid vehicles. In *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (pp. 1807–1813). IEEE.

Limsuwan, N., Kato, T., Akatsu, K., & Lorenz, R. D. (2014). Design and evaluation of a variable-flux flux-intensifying interior permanent-magnet machine. IEEE Transactions on Industry Applications, 50(2), 1015-1024. https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2273482

Liu, C., Chau, K. T., Lee, C. H. T., & Song, Z. (2021). A critical review of advanced electric machines and control strategies for electric vehicles. *Proceedings of the IEEE*, *109*(6), 1004–1028. https://doi.org/10.1109/JPROC.2020.3041417

Liu, X., Chen, H., Zhao, J., & Belahcen, A. (2016). Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *63*(6), 3533–3545. https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2524415

Lupu, E.-D., & Tabacu, Ș. L. (2026). System-level comparative assessment of PMSM rotor topologies in battery electric vehicles under the WLTP driving cycle. *Vehicles*, *8*(3), Article 66. https://doi.org/10.3390/vehicles8030066

Mirahki, H., Atallah, K., Rodrigues, L., & Cawkwell, T. (2023, October). Concept design and optimization methodology of a wound field synchronous motor for commercial vehicle applications. In 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (pp. 4330-4337). IEEE.

Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasa, T., & Taniguchi, K. (1990). Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *26*(5), 866–871.

Ozcelik, N. G., Sen, I., & Ergene, L. T. (2024). A case study: An approach to decrease voltage distortion and enhance field weakening capability in BMW i3 traction motor. *IEEE Access*, *12*, 145881–145892. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3465381

Park, J.-Y., Kim, S. E., & You, Y. M. (2026). Drive-cycle-based system-level optimization of an IPMSM traction motor considering vibration-induced loss and fuel economy. IEEE Access, 14, 113982–113998. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2026.3716708

Petri, T., Keller, M., & Parspour, N. (2023, May). The influence of voltage form on the insulation resilience of inverter-fed low voltage traction machines with hairpin windings. In 2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) (pp. 1-6). IEEE.

Popescu, M., Goss, J., Staton, D. A., Hawkins, D., Chong, Y. C., & Boglietti, A. (2018). Electrical vehicles—Practical solutions for power traction motor systems. IEEE Transactions on Industry Applications, 54(3), 2751-2762.

Popescu, M., Di Leonardo, L., Fabri, G., Volpe, G., Rivière, N., & Villani, M. (2023). Design of induction motors with flat wires and copper rotor for E-vehicles traction system. IEEE Transactions on Industry Applications, 59(3), 3889-3900.

Quoc, V. D., & Huu, H. B. (2024). Modeling of surface-mounted permanent magnet synchronous motors with inner and outer rotor types. International Journal of Engineering, Transactions C: Aspects, 37(12), 2529–2537. https://doi.org/10.5829/ije.2024.37.12c.11

Ran, Z., Zhu, Z. Q., Chen, Z., Younkins, M., & Farah, P. (2024). Novel system-level driving-cycle-oriented design co-optimization of electrical machines for electrical vehicles. IEEE Access, 12, 131734-131749.

Rivière, N., Villani, M., & Popescu, M. (2019, October). Optimisation of a high speed copper rotor induction motor for a traction application. In IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Vol. 1, pp. 2720-2725). IEEE. https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927627

Soong, W. L., & Miller, T. J. E. (1994). Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 141(6), 331-340.

Staton, D. A., Miller, T. J. E., & Wood, S. E. (1993). Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor. IEE Proceedings B – Electric Power Applications, 140(4), 249–259.

Stumpf, P., & Tóth-Katona, T. (2023). Recent achievements in the control of interior permanent-magnet synchronous machine drives: A comprehensive overview of the state of the art. *Energies, 16*(13), Article 5103. https://doi.org/10.3390/en16135103

Ustun, O., Kivanc, O. C., Senol, S., & Fincan, B. (2018). On field weakening performance of a brushless direct current motor with higher winding inductance: why does design matter? Energies, 11(11), 3119.

Wang, Y., Ionel, D. M., Jiang, M., & Stretz, S. J. (2016). Establishing the relative merits of synchronous reluctance and PM-assisted technology through systematic design optimization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *52*(4), 2971–2978.

Wibisono, F. I., & Asama, J. (2023, October). Wound field synchronous motor using a non-salient pole rotor with distributed winding. In 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (pp. 4030-4033). IEEE.

Yang, Y. J., Kim, D. H., & You, Y. M. (2026). Demagnetization analysis of interior permanent magnet synchronous motors under realistic vehicle driving conditions. IEEE Access, 14, 6501-6513.

Zhang, Y., Cao, W., McLoone, S., & Morrow, J. (2016). Design and flux-weakening control of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, *26*(7). https://doi.org/10.1109/TASC.2016.2594863

Zhu, X., Wu, W., Yang, S., Xiang, Z., & Quan, L. (2018). Comparative design and analysis of new type of flux-intensifying interior permanent magnet motors with different q-axis rotor flux barriers. IEEE Transactions on Energy Conversion, 33(4), 2260-2269.

Zhu, X., Huang, J., Quan, L., Xiang, Z., & Shi, B. (2019). Comprehensive sensitivity analysis and multiobjective optimization research of permanent magnet flux-intensifying motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 66(4), 2613-2627.

Zhu, Z. Q., Chen, Y. S., & Howe, D. (2000). Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives. IEEE Transactions on Industry Applications, 36(6), 1661-1668.

Zhu, Z. Q., & Howe, D. (2007). Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE, 95*(4), 746–765.


BİDGE