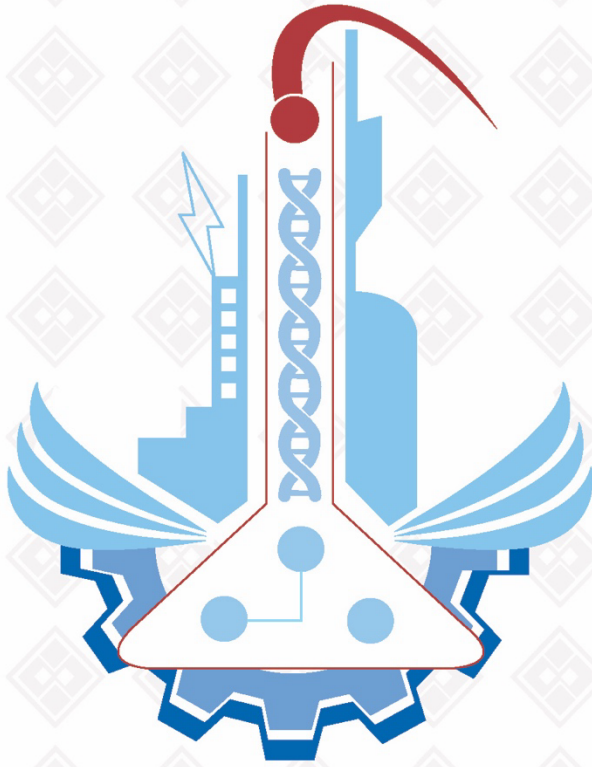


ISSN: 1308-9064

Cilt: 37 / Sayı: 2 / Yıl: 2025

FIRAT ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ DERGİSİ



Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Dergisi (FBD)
Cilt:37, Sayı:2, Yıl:2025
ISSN: 1308 - 9064

İletişim

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
23119, ELAZIĞ

Tel: 0 424 212 27 07
Faks: 0 424 236 99 55
e-posta: fenbilim@firat.edu.tr

Bu dergi yılda 2 kez ve hakemli olarak yayımlanır.

Derginin Eski Adı: Fırat Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi
Derginin Eski ISSN Numarası: 1300-2708

<http://dergipark.gov.tr/fufbd>

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Dergisi (FBD)

Sahibi

Prof. Dr. Fahrettin GÖKTAŞ
Fırat Üniversitesi Rektörü

Genel Yayın Yönetmeni

Prof. Dr. Burhan ERGEN
F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Baş Editörler

Prof. Dr. Emrah YILMAZ
F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Müdür Yrd.

Editör

Doç. Dr. Nida KATI
Fırat Ü. Teknoloji F. Öğretim Üyesi

Doç. Dr. Ferhat UÇAR
F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Müdür Yrd.

DANIŞMA KURULU

İsim	Kurum
Prof. Dr. Abdülkadir ŞENGÜR	Fırat Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ahmet Kadri CETİN	Fırat Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ali KARCI	İnönü Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ali YAZICI	Atılım Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Deniz UNER	Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ercan AKSOY	Fırat Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Erhan AKIN	Fırat Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ertan GÖKALP	Karadeniz Teknik Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Güneş S. KÜRKCÜOĞLU	Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Haluk KORALAY	Gazi Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR	Fırat Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Hikmet GEÇKİL	İnönü Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. İlhami KIZIROĞLU	OSTİM Teknik Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. İlker Bekir TOPÇU	Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. İzzet KARA	Pamukkale Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Mahmut ELP	Kastamonu Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ömer AKIN	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Resul DAŞ	Fırat Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Serdar SALMAN	Milli Savunma Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Serkan DAĞ	Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Seyfettin ÇAKMAK	Süleyman Demirel Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Ülkü YETİŞ	Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Türkiye
Prof. Dr. Zühtü Hakan AKPOLAT	Fatih Sultan Mehmet Vakıf Üniversitesi, Türkiye

İÇİNDEKİLER / CONTENTS

1. Organik Arayüzeyin Heteroeklem Aygıtın Mikro Elektronik Parametrelerine Etkisi <i>Effect of Organic Interface on Microelectronic Parameters of Heterojunction Device</i> Ali Uğur	45-53
2. Multiplikatif Jeodeziklerin Geometrisi <i>Geometry of Multiplicative Geodesics</i> Muhittin Evren Aydın, Esra Dilmen, Gülşah Yaman	55-63
3. Biometric Authentication with ECG Signals: A Secure Identification Model Based on Convolutional Autoencoders <i>EKG Sinyalleriyle Biyometrik Kimlik Doğrulama: Evrimsel Otokoderlere Dayalı Güvenli Bir Kimlik Doğrulama Modeli</i> Merve Akkuş, Murat Karabatak	65-78
4. Sıkıştırılabilir Algılama ile Verimli Dalga Taşması Ölçümleri için Hesaplamalı İstatistiksel Analizler <i>Computational Statistical Analyses for Efficient Wave Inundation Measurements with Compressive Sensing</i> Ali Rıza Alan, Cihan Bayındır	79-85
5. Günümüz Elektrikli Araçlar Üzerine Derleme: Teknoloji Türleri, Şarj Sistemleri, Batarya Teknolojileri, Şarj Topolojileri ve Şarj İstasyonlarının Mimarı Yapısı Hakkında Genel Ölçekte Analiz <i>Comprehensive Review on Modern Electric Vehicles: Analysis of Technology Types, Charging Systems, Battery Technologies, Charging Topologies, and Architectural Design of Charging Stations</i> Zehra Aygün	87-103

Organik Arayüzeyin Heteroeklem Aygıtın Mikro Elektronik Parametrelerine Etkisi

Ali UĞUR^{1*}

¹Fizik bölümü / Fen Bilimleri Enstitüsü, Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Van, Türkiye

*¹ugurali1976@gmail.com

(Geliş/Received: 29/01/2025;

Kabul/Accepted: 28/04/2025)

Öz: Bu çalışmada, Ag/n-Si referans diyot ve FK (Fenol Kırmızı) organik ara yüzey kullanılarak Ag/FK/n-Si hetero eklem aygıtı oluşturuldu. Akım-gerilim (I-V) ölçümleri yardımıyla referans ve heteroeklem aygıtların engel yüksekliği (Φ_b), idealite faktörü (n), seri direnç (R_s) ve doyma akım yoğunluğu (J_0) benzeri önemli mikroelettronik parametreleri termiyonik emisyon (TE) teorisi kullanılarak hesaplandı. Ayrıca üretilen aygıtların 500 kHz ile 1750 kHz arasındaki frekans değerleri düzenli olarak artırılarak farklı frekanslarda alınan C-V ölçümünden elde edilen mikroelettronik parametrelerden built-in potansiyeli (V_{bi}), engel yüksekliği (Φ_b), donör konsantrasyonu (N_d) hesaplandı. Yapılan çalışmalar sonrası elde edilen ölçümler, hesaplamalar ve kıyaslamalar sonucunda üretilmiş olan Ag/FK/n-Si hetero eklemimin mikroelettronik aygıt teknolojilerinde uygulanabilir olduğu rapor edildi.

Anahtar kelimeler: Fenol kırmızı, organik arayüzey, hetero eklem, mikroelettronik aygıt.

Effect of Organic Interface on Microelectronic Parameters of Heterojunction Device

Abstract: In this study, the Ag/FK/n-Si heterojunction device was created using the Ag/n-Si diode and FK (Phenol Red) organic interface. With the help of current-voltage (I-V) measurements, important microelectronic parameters of reference and the heterojunction devices such as barrier height (Φ_b), ideality factor (n), series resistance (R_s), and saturation current density (J_0) were calculated using thermionic emission (TE) theory. In addition, the frequency values of the produced devices between 500 kHz and 1750 kHz were regularly increased and the built-in potential (V_{bi}), barrier height (Φ_b), and donor concentration (N_d) were calculated from the microelectronic parameters obtained from the C-V measurement taken at different frequencies. As a result of the measurements, calculations, and comparisons obtained after the studies, it was reported that the Ag/FK/n-Si heterojunction produced was applicable in microelectronic device technologies.

Key words: Phenol red, organic interface, heterojunction, microelectronic device.

1. Giriş

Teknolojinin hızla ilerlemesine paralel olarak kullanılan yarıiletken aygıtların da çeşitliliği artmaktadır. Kullanılan bu aygıtlarda yüksek verim ve düşük maliyet büyük önem arz etmektedir. Bu nedenle geniş uygulama alanına sahip organik yarıiletkenler, geniş optik bant aralığı ve daha düşük maliyetlerle sentezlenebilecek inorganik yarıiletken muadillerinin bulunduğu alanda kendilerine rağbet edilebilecek bir uygulama alanı oluşturmuştur. [1-4,6], Tüm bunların yanı sıra inorganik yarıiletkenlerde olduğu gibi organik yarı iletkenlerinde özellikle düşük taşıyıcı mobilitesi ve düşük iletkenlik gibi bazı dezavantajları mevcuttur. Daha iyi mikroelettronik parametreler ve daha yüksek performans için hem inorganik hem de organik yapıların farklı kombinasyonlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Benzer çalışmalarda fotodiyot [7,8], güneş pili [9,10], ve ışık yayan diyot [11] gibi aygıtlarda her iki yarıiletken malzemenin de avantajlarından yararlanıldığı görülmüştür.

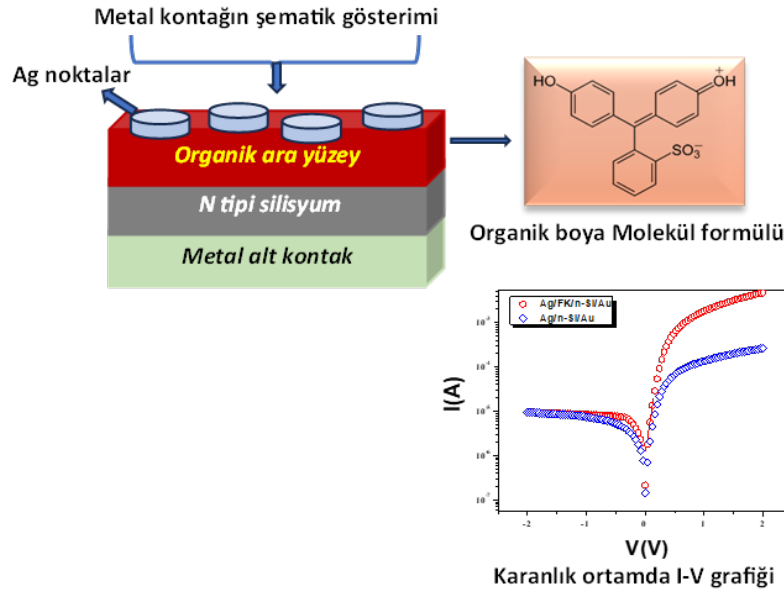
Yapılan bu çalışmadaki en önemli amaç organik arayüzey olarak uygulanan FK boyanın, üretilen hetero yapının mikroelettronik parametrelerinden idealite faktörü (n), engel yüksekliği (Φ_b), seri direnç (R_s), built-in potansiyeli (V_{bi}), donör konsantrasyonuna (N_d (cm^{-3})) olan etkisini incelemek ve referans numune ile benzer organik yarı iletkenlerin parametrelerini karşılaştırmaktır. Organik yarı iletken bir boya olan fenol kırmızısı, yoğun renkli, fonksiyonel yarıiletkenlerden olup üç sülfonik grup içermektedir. Bu nedenle fotokatalitik bozunma ve benzeri uygulamalarda kullanılmaktadır. Yapılan literatür araştırmalarında Salem ve ark. [12], CBB molekülünü arayüzey olarak kullandıkları Ag/CBB/p-Si hetero eklemine kararlı foto dedektör verilerini raporlaştırmışlardır. Ayrıca Sabiha ve ark. [13] arayüzeyi fenol-sülfonfalin (PSP) fonksiyonel organik boyayı, spin kaplama yöntemi ile arayüzey tabakası olarak kullanmış, farklı üst metal kontakları için Schottky idealite faktörü (n), bariyer yüksekliği (Φ_b) ve seri direncin (R_s) elektronik parametreler üzerindeki etkisi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, elektriksel parametrelerin ve cihaz performansının büyük ölçüde üst metalin fonksiyonuna ve PSP arayüz tabakasının varlığına bağlı olduğunu göstermiştir. Bu çalışmalar doğrultusunda fenol kırmızısını dipol oluşturma

* Sorumlu yazar: ugurali1976@gmail.com Yazarların ORCID Numarası : 10000-0002-8147-9169

beklentisiyle hem mikroelettronik parametrelerini hem de performansını iyileştirmesi amaçlanmaktadır. Oluşturulan Ag/FK/n-Si/Au hibrit yapının mikroelettronik parametrelerini hesaplamak için 500 kHz ile 1750 kHz arasındaki frekans değerleri C-V ölçümleri alındı. Ayrıca oda sıcaklığında ve karanlık ortamda I-V ölçümleri de alınarak parametreler belirlendi.

2. Materyal ve Yöntem

Ag/n-Si referans ve Ag/FK/n-Si hetero eklem cihazlarının hazırlanması için Sigma-Aldrich şirketinden satın alınan $(C_6H_4OH)_2C_7H_4SO_3$, molekül formülüne ve 358,38 g/mol molekül ağırlığına sahip) Fenol kırmızısı (FK) organik yarı iletken boya kullanıldı. Aygıt tasarımında kullanılan n tipi inorganik alt taş silisyum ((100) yönelime sahip ve 1-10 Ω -cm özdirençli) malzeme kullanıldı. Si alt taşı üzerindeki istenmeyen yabancı maddelerden kurtulmak için uluslararası temizleme prosedürü olan RCA1 ve RCA2 temizleme prosedürü uygulanarak temizlendi [14]. Ohmik kontağı oluşturmak için önceden hazırlanmış olan n-Si alt taşına Au metali vakum cihazında (10^{-6} Torr) basınç altında akım verilerek buharlaştırıldı. Ardından önceden temizlenmiş olan kuartz potanın içinde azot gazı ortamında 450 °C'de 3 dakika boyunca tavlandı ve böylece numunenin ohmik kontak kısmı hazırlanmış oldu. Toz halindeki FK organik boya metanol kullanılarak 0,02 molarlık çözelti hazırlandı. Hazırlanan çözelti dönel kaplama cihazı yardımıyla (2000 rpm, 30 sn) Si alttaş üzerine kaplandı. Kaplanmış olan organik yüzey üzerine 1 mm çapında maske yerleştirilerek n-Si ve FK/n-Si Ag metali buharlaştırıldı ve sırasıyla Ag/n-Si/Au referans ve Ag/FK/n-Si/Au hibrit aygıtın fabrikasyon kısmı tamamlandı. Üretilmiş olan referans ve ara yüzeyli aygıtların mikroelettronik parametrelerin değişimini gözlemlemek için karanlık bir ortamda ve oda sıcaklığında I-V ölçümleri -2 V ile +2 V aralığında Keithley 2400 voltaj kaynağı ile alındı. Elde edilen datalar kullanılarak termiyonik emisyon teorisi, Cheung fonksiyonları ve Norde metoduyla mikroelettronik parametreler belirlendi. C-V ölçümleri ise 500, 750, 1000,1250,1500,1750 kHz aralığında 250 kHz lik artışlarla osilasyon frekansları altında HP Agilent 4294A empedans analizörü ile yapıldı.



Şekil 1. Ag/FK/n-Si aygıtın şematik diyagramı, fenol kırmızısının moleküller yapısı ve karanlık ortamda I-V grafiği.

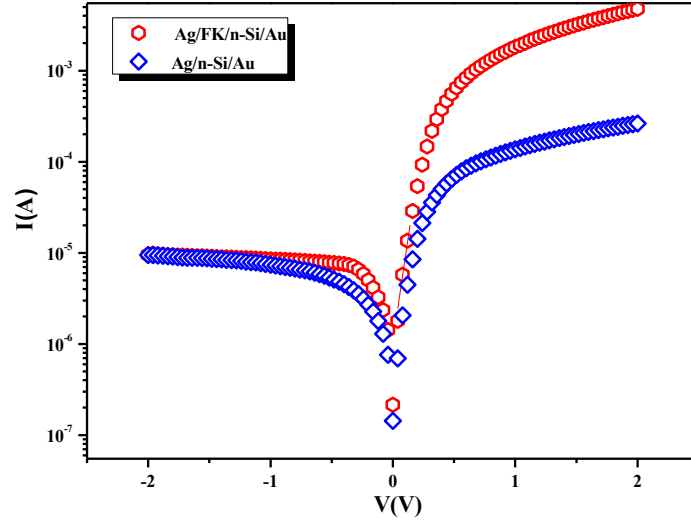
3. Bulgular ve Tartışma

Termiyonik emisyon sırasında, taşıyıcıların metal-yarıiletken Schottky diyotlarında sahip oldukları termal enerji sebebiyle potansiyel engelini aşması termiyonik emisyon olayı olarak bilinir. Bu sırada taşıyıcı, metalden yarı iletkene geçebildiği gibi yarı iletkenden de metale geçebilir. Akım Schottky diyotlarda, çoğunluk taşıyıcılara dayanması nedeni ile hız açısından büyük bir avantaj sunmaktadır. Bu durumda Schottky diyotların radyo frekans uygulamalarında ve farklı birçok güç elektroniği uygulamalarında kullanımı ön plana çıkarmaktadır. Schottky diyotlarda metal n-tipi yarıiletkenlerde akım iletimini elektronlar sağlarken, p-tipi yarıiletkenlerde ise holler

sağlamaktadır. Akım iletimi yarıiletkenenden metale doğru olup sadece engel yüksekliğine bağlıdır. J akım yoğunluğu Denklem 1’de doyma akım yoğunluğu ise Denklem 2’de standart-termiyonik emisyon denklemi ile verilmektedir [15].

$$J = J_0 \exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) \quad (1)$$

$$J_0 = A^*T^2 \exp\left(-\frac{q\Phi_b}{kT}\right) \quad (2)$$



Şekil 2. Ag/n-Si ve Ag/FK/n-Si aygıtının karanlıkta alınan I-V grafiği.

Hem arayüzeyli hem de arayüzeysiz numunede ters beslem bölgesinde akımın voltaja bağlılığının zayıf olduğu görülmektedir. Doğru beslem bölgesinde her iki numuneye uygulanan voltaja bağlı akımın üstel olarak arttığı gözlenmiştir. Doğru beslem bölgesinde arayüzeyli numunede akımın değişimi devredeki seri dirence ve kullanılan arayüzey varlığına atfedilebilir. Bu durumun literatürle de uyumlu olduğu görülmektedir [16].

Cheung fonksiyonları ile mikroelettronik parametrelerin belirlenmesi

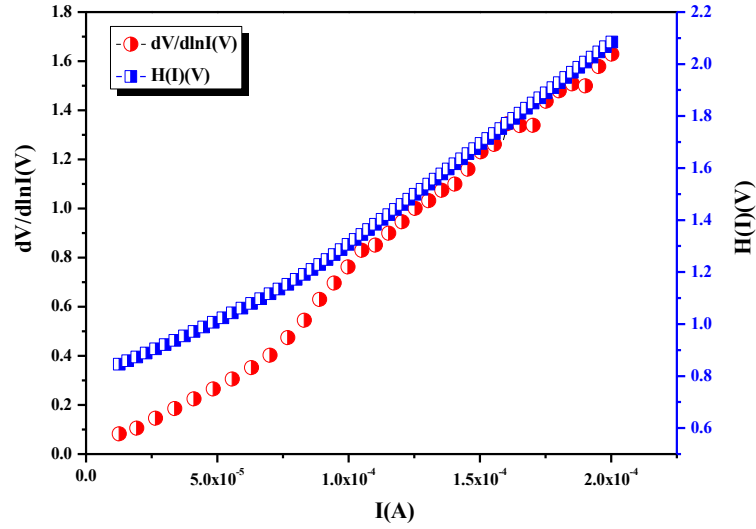
Cheung fonksiyonları diyot parametrelerinin incelenmesinde kullanılan yaygın yöntemlerden biridir. Akım-voltaj grafiğinde uygulanan yüksek voltaj bölgesinde lineerlikten sapma gözlenir. Gözlenen bu sapma seri dirençten kaynaklanmaktadır. Cheung fonksiyonu bu yüksek gerilim bölgesindeki seri direnç etkisini anlamak için Denklem 3, Denklem 4 ve Denklem 5’te verilen denklemlerin kullanılması ile elde edilir [17].

$$\frac{dV}{d\ln(I)} = IR_s + n\left(\frac{kT}{q}\right) \quad (3)$$

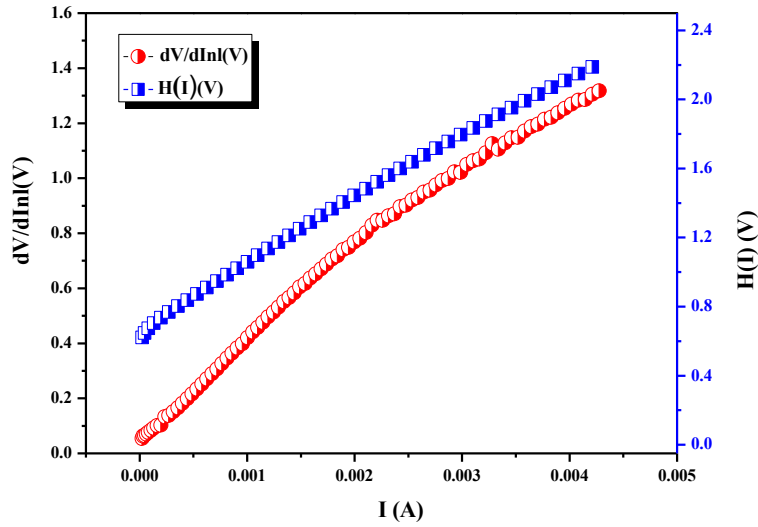
$$H(I) = V - \left(\frac{nKT}{q}\right) \ln\left(\frac{I}{AA^*T^2}\right) \quad (4)$$

$$H(I) = IR_s + n\Phi_b \quad (5)$$

$dV/d\ln(I)$ ve $H(I)$ grafiği, verilen denklemlerden akımın bir fonksiyonu olarak elde edilmiş olup yüksek voltaj bölgesindeki değişimin lineer olduğunu göstermektedir. Kullanılan FK organik arayüzeyle üretilen hetero eklemlerin Şekil 2 ile Şekil 3’te verilen $dV/d\ln(I)$ -I ile $H(I)$ -I grafiklerin eğiminden seri direnç (R_s), grafiklerin kesim noktasından ise idealite faktörü (n) ve engel yüksekliği (Φ_b) değerleri hesaplandı. Cheung yöntemiyle elde edilen mikroelettronik parametreler Tablo 1’de verilmiştir.



Şekil 3. Ag/n-Si aygıtının $dV/d\ln I(V)$ -I ve $H(I)$ -I grafiği.



Şekil 4. Ag/FK/n-Si aygıtının $dV/d\ln I(V)$ -I ve $H(I)$ -I grafiği

Arayüzey kullanılan numunede Cheung fonksiyonlarına göre engel yüksekliğinin arttığı görülmektedir. Bu artış TE teorisinde elde edilen sonuçlarla ve literatürle uyumludur. Ayrıca arayüzey kullanılan numunede seri direncin düştüğü görülmektedir. Arayüzey kullanılmayan numunede Cheung-1 fonksiyonu ile hesaplanan seri direnç değerinin Cheung-2 ile hesaplanan seri direnç değerleri literatür ile uyum sağlamaktadır [18].

Norde fonksiyonu ile mikroelettronik parametrelerin belirlenmesi

Alternatif bir yöntem olarak, mikroelettronik parametrelerin (Φ_b ve R_s) hesaplanmasında Denklem 6'da verilen modifiye Norde fonksiyonu kullanılabilir [19].

$$F(V) = \frac{V}{\gamma} - \frac{kT}{q} \left(\frac{I(V)}{AA^*T^2} \right) \quad (6)$$

Burada γ bir tamsayıdır. Bu değeri idealite faktörü sınırlar. Bu çalışmada tasarlanan arayüzeyli ve ara yüzeyli hetero eklemler için sırasıyla γ değeri 3 ve 2 alındı. Φ_b değeri aşağıda verilen eşitlikle hesaplanır [20].

$$\Phi_b = F(V)_{min} + \frac{V_{min}}{\gamma} - \frac{kT}{q} \quad (7)$$

Bu eşitlikte Denklem 7’de verilen Norde fonksiyonun ekstremum noktası yardımıyla $F(V)_{min}$ ve V_{min} değerleri belirlenir. Şekil 5 organik arayüzeylere sahip heteroeklemlerin $F(V)$ - V grafiklerini göstermektedir. Bir aygıt için I-V verilerinden minimum gerilime (V_{min}) karşılık gelen akım değeri bulunduğundan sonra, Norde fonksiyonu ile R_s metodunda Denklem 8’de verilen seri direnç değerleri [21],

$$R_s = \frac{kT(\gamma-n)}{qI} \quad (8)$$

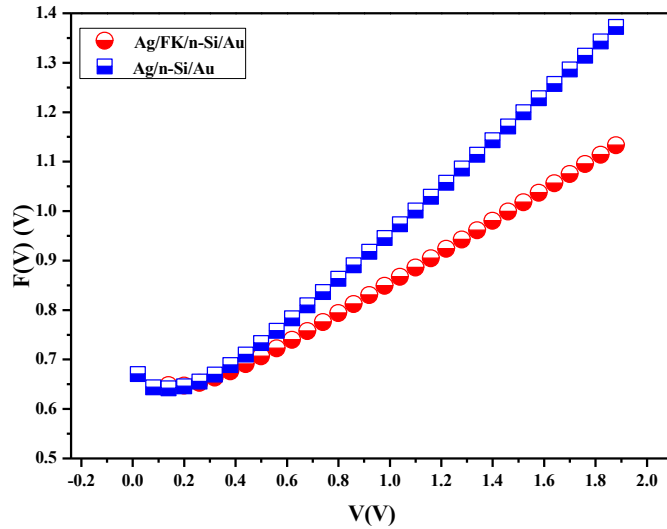
eşitliği ile hesaplanır.

Tablo 1’de üretilen organik arayüzey katmanlı heteroeklemlerin $F(V)$ yardımıyla belirlenen mikroelettronik parametreleri göstermektedir. Tablo 1’de arayüzeyin etkisiyle mikroelettronik parametrelerin değişiminin mümkün olduğu görülmektedir. Seri direnç (R_s) değerlerindeki farklılık ise kullanılan hesaplama yöntemlerine atfedilebilir bir durum olmakla birlikte literatür ile uyumludur [6,14,16,18]. Gencer Imer ve ark. yaptığı çalışmada, Sn/MY/p-Si numunesi için $\ln(I)$ - V grafiğinden idealite faktörünü (n) 1,33 ve bariyer yüksekliğini ise (Φ_b) 0,81 eV olarak hesaplamıştır. Ayrıca Cheung fonksiyonunu kullanarak idealite faktörü 2,1 ve bariyer yüksekliği 0,77 eV olarak hesaplamıştır. Yine Cheung fonksiyonu kullanılarak R_s değerini 208 Ω ve Norde metodu ile bariyer yüksekliği 0,86 eV, R_s değerini 1189 Ω bulunmuştur. Buradaki değerlerin farklı bulunmasının nedeni ise uygulanan yöntemlerin doğasındaki farklılıklardan kaynaklandığına atfedilmektedir [22-25].

Tablo 1. Üretilen aygıtların ve literatürde raporlanan bazı çalışmaların mikroelettronik parametreleri.

Numune ismi	$\ln I - V$		$F(V)(V) - V$		$d(V)/d\ln I$		$H(I)$		Referans
	n	Φ_b (eV)	Φ_b (eV)	R_s (Ω)	n	R_s (Ω)	Φ_b (eV)	R_s (Ω)	
Ag/n-Si	2,810	2,810	0,674	568,7	1,124	6069,85	0,676	5121,79	*
Ag/FK/n-Si	1,622	0,655	0,676	720,5	1,170	372,15	0,712	371,80	*
Sn/MY/p-Si	1,33	0,81	0,86	1189	2,1	208	0,77	210	[2]
Al/C nanofiber/p-Si	2,49	0,70	0,77	2425	3,48	1046	0,56	9600	[6]
Au/compound 1/n-Si	1,56	0,77	0,74	0,77	3,75	6,87	0,76	6,89	[14]
Au/TiO ₂ (rutile)/n-Si	1,90	0,82	0,85	70,35	----	58,92	0,91	55,61	[16]

*: Bu çalışma



Şekil 5. Ag/FK/n-Si ve Ag/n-Si aygıtlarının F-V grafiği.

Kapasitans-gerilim ölçümü ile mikroelettronik parametrelerin belirlenmesi

Ag/n-Si ve Ag/FK/n-Si aygıtlarının kapasitans-gerilim (C-V) ölçümleri 250 kHz artışlı frekans ile $\pm 2V$ aralığındaki gerilimde yapılmaktadır. Şekil 6. ve Şekil 7. sırasıyla oda sıcaklığında Ag/n-Si Schottky ve Ag/FK/n-

Si heteroeklem aygıtların C-V eğrileri çizildi. Kapasitans, birikim rejiminde her iki cihaz için gerilimle artarken, kapasitansın uygulanan gerilime bağımlılığı ters beslem bölgesinde daha zayıf kaldığı gözlenmektedir. Arayüzey yüklerinin alternatif sinyali takip edememesinden kaynaklı her iki numunenin frekansa bağlı kapasitans davranışı da açıktır [26]. C-V ölçümlerinin daha ileri analizleri için, belirlenen cihazların tükenme katmanının kapasitansı aşağıda verilen Denklem 9'daki Schottky-Mott teorisi ile belirlenir [27].

$$\frac{1}{C^2} = \frac{2(V_{bi}+V)}{q\epsilon_s\epsilon_0 A^2 N_D} \quad (9)$$

ϵ_0 burada boşluğun dielektrik sabiti ($\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ F/m) ve ϵ_s ise ($\epsilon_s=11,9$) yarı iletkenin dielektrik katsayısını göstermektedir. V_{bi} sıfır gerilim altında difüzyon potansiyeli sembolize eder. Ters beslemde 250 kHz frekans altında Ag/n-Si Schottky ve Ag/FK/n-Si aygıtların C⁻²-V eğrilerini göstermektedir. Şekil 8 ve Şekil 9'da eğrilerin düz kısmının eğimi ve gerilim eksenine ekstrapolasyonu sırasıyla N_d ve V_{bi} 'yi verir.

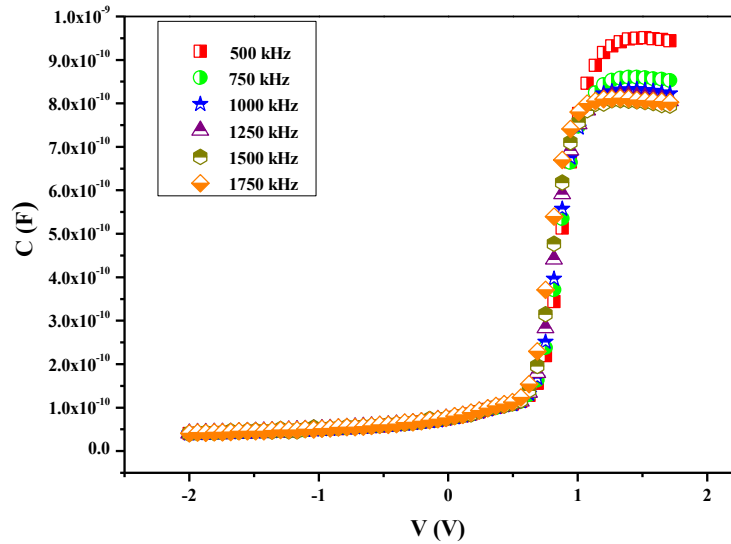
C⁻²-V eğrilerinin uygun parametrelerinden, belirlenen aygıtlar için Φ_b değerleri Denklem 10'daki gibi kullanılarak hesaplanabilir [28].

$$\Phi_b = V_{bi} + \frac{kT}{q} + V_n \quad (10)$$

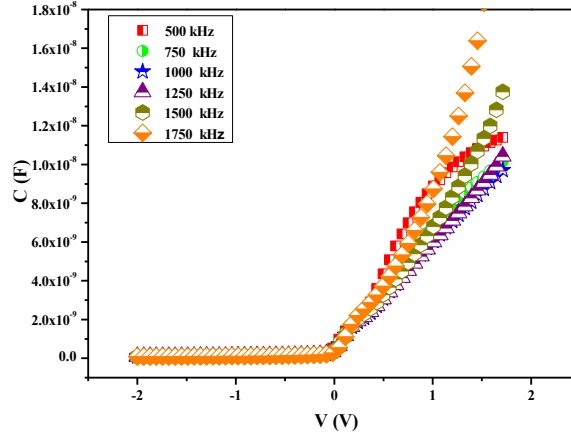
burada V_n , n-Si için etkin Fermi seviyesidir ve V_n aşağıdaki gibi Denklem 11 kullanılarak hesaplama yapılır.

$$V_n = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_c}{N_d}\right) \quad (11)$$

Burada N_d , n-Si'nin donör konsantrasyon yoğunluğunu göstermektedir. Cihazların elektronik parametreleri frekans-kapasitans verilerinden hesaplanmış ve Tablo 2'de gösterilmiştir. Hazırlanan Ag/FK/n-Si ve Ag/n-Si cihazlarının Φ_b değeri farklı frekans aralıklarında sırasıyla 0,978, 0,986, 1,002, 1,037, 1,004, 1,029 eV ve 0,452, 0,452, 0,486, 0,481, 0,484, 0,487 eV olarak elde edilmiştir. Tablo 2'de gösterildiği gibi frekans arttıkça Φ_b değerinin hem referans numunede hem de ara yüzeyli hetero eklem aygıtta arttığı gözlenmektedir. Bunun nedeni ise engelin homojen bir yapıda olmayışı, ölçüm sistemlerinin farklılığı, yarıiletken ile metal arasında oluşan tabaka ve safsızlık durumlarına atfedilebilir [28].

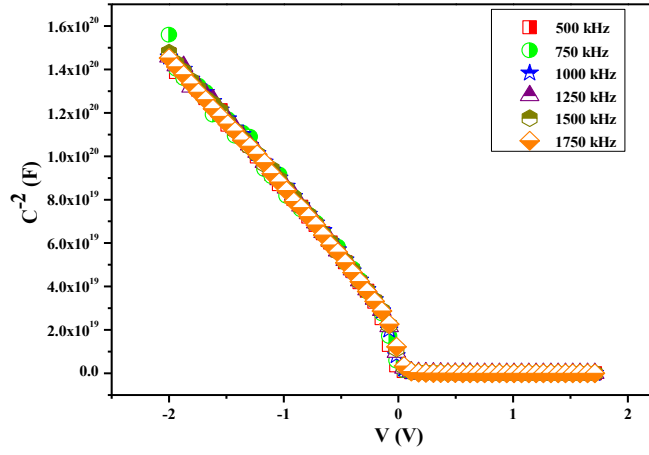
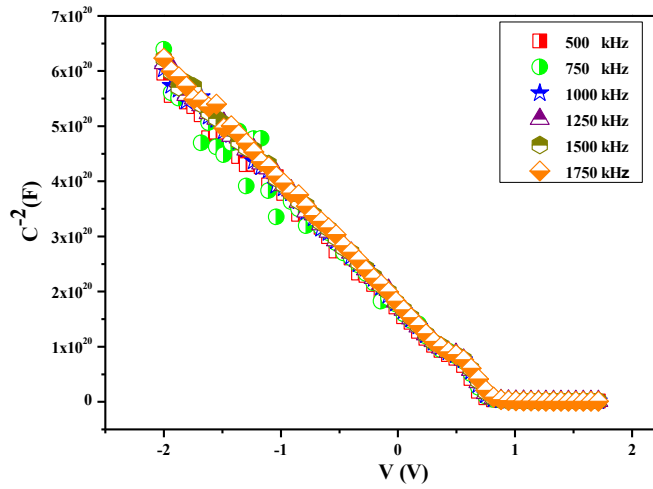


Şekil 6. Ag/n-Si aygıtının C-V grafiği.



Şekil 7. Ag/FK/n-Si aygıtının C-V grafiği.

Gerek Ag/n-Si ve gerekse Ag/FK/n-Si numunelerin düz beslem bölgesinde kapasitans değerinin uygulanan voltaj ve osilasyon frekansına bağımlılığı Şekil 6 ve Şekil 7'den anlaşılmaktadır. Kapasite değerinin yüksek frekans değerinde azalması AC sinyallerini takip edemediğini göstermektedir. Bu sonuçların literatür ile de uyumlu olduğu görülmektedir [29,30].

Şekil 8. Ag/n-Si aygıtının C^{-2} -V grafiği.Şekil 9. Ag/FK/n-Si aygıtının C^{-2} -V grafiği

Tablo 2. Üretilen aygıtların farklı frekanslarda C-V ölçümünden elde edilen mikroelettronik parametreleri.

Numune ismi	V_{bi} (V)	E_f (eV)	Φ_b (eV)	N_d (cm ⁻³)	F (kHz)
Ag/FK/n-Si	0,734	0,244	0,978	8,511 x10 ¹⁴	500
	0,742	0,244	0,986	8,443 x10 ¹⁴	750
	0,758	0,244	1,002	8,443 x10 ¹⁴	1000
	0,794	0,243	1,037	8,576 x10 ¹⁴	1250
	0,759	0,244	1,004	8,207 x10 ¹⁴	1500
	0,785	0,244	1,029	8,444x10 ¹⁴	1750
Ag/n-Si	0,237	0,215	0,452	2,602x10 ¹⁵	500
	0,237	0,215	0,452	2,556 x10 ¹⁵	750
	0,273	0,213	0,486	2,716x10 ¹⁵	1000
	0,268	0,214	0,481	2,704x10 ¹⁵	1250
	0,271	0,213	0,484	2,740x10 ¹⁵	1500
	0,274	0,213	0,487	2,785x10 ¹⁵	1750

4. Sonuçlar ve Öneriler

Yapılan bu çalışmada n-Si yüzeyi dönel kaplama cihazı ile organik fenol kırmızısı boya ile kaplandı. Elde edilen Ag/n-Si ve Ag/FK/n-Si hetero eklem aygıtların mikroelettronik parametreleri Termiyonik emisyon teorisi, Cheung fonksiyonu ve modifiye Norde fonksiyonları yardımıyla hesaplandı. Düzenli olarak arttırılan, frekans altındaki mikroelettronik parametrelerin değişimi hesaplandı ve bunların literatür ile uyumlu olduğu belirtildi. Uygulanan organik ara yüzey ile seri direncin azaldığı (R_s), Fermi enerji düzeyinin arttığı görüldü. Beklenen bu durumun yapılan çalışmalarla da uyumlu olduğu görüldü. Ayrıca engel yüksekliğinin de (Φ_b) hem seri direnç hem de ara yüzey durum yoğunluğu kaynaklı olarak arttığı görüldü. Yüksek frekanslarda kapasite değerinin azaldığı bunun nedeni ise yüksek frekanslarda taşıyıcıların AC sinyallerini takip edemediği dolayısıyla kapasiteye katkısının olmadığı belirtildi. Ayrıca C-V ölçümlerinde hem arayüzeyli hem de arayüzeyli hetero eklemlerinde frekansın artması ile built-in potansiyeli (V_{bi}) ve engel yüksekliği (Φ_b) nin arttığı, Fermi enerji seviyesinin ise azaldığı görüldü. Sonuç olarak bu çalışma arayüzey depozisyonu sayesinde mikroelettronik parametrelerin modifikasyonun ve aygıt performansının iyileşmesinin mümkün olduğunu göstermektedir.

Kaynaklar

- [1] Dayan O, Gencer Imer A, Tercan M, Dere A, Al-Sehemi AG, Al-Ghamdi AA, Yakuphanoglu F. Dye sensitized solar cell-based optoelectronic device using novel [Ru(L1)(L2)(NCS)₂] complex. J Mol Struct. 2021; 1238: 130464-73.
- [2] Gencer Imer A, Korkut A, Farooq WA, Dere A, Atif M, Hanif A, Karabulut A. Interface controlling study of silicon based Schottky diode by organic layer. J Mater Sci Mater Electron. 2019; 30: 19239–46.
- [3] Karabulut A, Dere A, Dayan O, Al-Sehemi AG, Serbetci Z, Al-Ghamdi AA, Yakuphanoglu F. Silicon based photodetector with Ru(II) complexes organic interlayer. Mater Sci Semicond Process. 2019; 91: 422–30.
- [4] Gencer Imer A, Dere A, Kaya E, Al-Sehemi AG, Dayan O, Al-Ghamdi AA, Yakuphanoglu F. The photodetection properties of a ruthenium electro-optic device for organic material-based device industry. Opt Mater (Amst). 2023; 142: 114085-94.
- [5] Altındal Ş, Özdemir AF, Aydoğan Ş, Türüt A. Discrepancies in barrier heights obtained from current–voltage (IV) and capacitance–voltage (CV) of Au/PNoMPhPPy/n-GaAs structures in wide range of temperature. J Mater Sci Mater Electron. 2022; 33:12210–23.
- [6] Sevgili Ö, Yıldırım M, Azizian-Kalanderagh Y, Altındal Ş. A comparison study regarding Al/p-Si and Al/(carbon nanofiber–PVP)/p-Si diodes: current/impedance–voltage (I/Z–V) characteristics. Appl Phys A Mater Sci Process. 2020; 126: 3817-24.
- [7] Güllü Ö, Türüt A. Electrical analysis of organic dye-based MIS Schottky contacts. Microelectron Eng. 2010; 87: 2482–7.
- [8] Ben Ahmed A, Benhaliliba M, Ocak YS, Ayeshamariam A, Benouis CE. Photovoltaic parameters and computational spectroscopic investigation of third order nonlinear optical of CuPc/Si organic diode. Opt Mater (Amst). 2022; 126: 112071-80.
- [9] Benhaliliba M, Ben Ahmed A, Kaleli M, Meftah SE. Structural, optical, nonlinear optical, HUMO-LUMO properties and electrical characterization of Poly(3-hexylthiophene) (P3HT). Opt Mater (Amst). 2022; 132: 112782-91.

- [10] Orak İ, Türit A, Toprak M. The comparison of electrical characterizations and photovoltaic performance of Al/p-Si and Al/Azure C/p-Si junctions devices. *Synth Met.* 2015; 200: 66–73.
- [11] Abdel-Khalek H, Shalaan E, Abd-El Salam M, El-Mahalawy AM. Effect of illumination intensity on the characteristics of Cu(acac)₂/n-Si photodiode. *Synth Met.* 2018; 245: 223–36.
- [12] Salem MS, Wassel AR, Fedawy M, Shaker A, Al-Bagawia AH, Aleid GM, El-Mahalawy AM. Integration of biocompatible Coomassie Brilliant Blue dye on silicon in organic/inorganic heterojunction for photodetection applications. *J Phys Chem Solids.* 2022; 169: 110890-904.
- [13] Omarbli SA, Gencer Imer A. Modification in the electronic parameters of M/p-Si hybrid device by PSP functional dye interface with different contact metals (M:Ag, Cu, Pd, Sn). *Synth Met.* 2023; 297: 117396-405.
- [14] Tombak A, Imer AG, Syan RHB, Gülcan M, Gümüş S, Ocak YS. Synthesis, characterization, DFT studies, and photodiode application of azo-azomethine-based ligand and its transition-metal complexes. *J Electron Mater.* 2018; 47: 7240–50.
- [15] Smith BL, Rhoderick EH. Schottky barriers on p-type silicon. *Solid State Electron.* 1971; 14: 71–5.
- [16] Knac B, Şebnem Çetin S, Bengi A, Özçelik S. The temperature dependent analysis of Au/TiO₂ (rutile)/n-Si MIS SBDs using current-voltage-temperature (I-V-T) characteristics. *Mater Sci Semicond Process.* 2012; 15: 531–45.
- [17] İkrām O, Türit A, Toprak M. The comparison of electrical characterizations and photovoltaic performance of Al/p-Si and Al/Azure C/p-Si junctions devices. *Synth Met.* 2015; 200: 66–73.
- [18] Dulkadir S, Tecimer HU, Parlaktürk F, Altındal Ş, Karal. The effect of radiation on the forward and reverse bias current-voltage (I-V) characteristics of Au/(Bi₄Ti₃O₁₂/SiO₂)/n-Si (MFIS) structures. *J Mater Sci Mater Electron.* 2020; 31: 12514–21.
- [19] Dayan O, Gencer Imer A, Al-Sehemi AG, Özdemir N, Dere A, Şerbetçi Z, Al-Ghamdi AA, Yakuphanoglu F. Photoresponsivity and photodetectivity properties of copper complex-based photodiode. *J Mol Struct.* 2020; 1200: 127062-71.
- [20] Abdel-Khalek H, Shalaan E, Abd-El Salam M, El-Mahalawy AM. Effect of illumination intensity on the characteristics of Cu(acac)₂/n-Si photodiode. *Synth Met.* 2018; 245: 223–36.
- [21] Benhaliliba M. A growth of A-Z phthalocyanine layers onto Si by thermal evaporation process to achieve organic heterojunction diodes. *Optik (Stuttg).* 2020; 217: 164832-39.
- [22] Tombak A, Ocak YS, Asubay S, Kilicoglu T, Ozkahraman F. Fabrication and electrical properties of an organic-inorganic device based on Coumarin 30 dye. *Mater Sci Semicond Process.* 2014; 24: 187–92.
- [23] Gencer Imer A, Tombak A, Korkut A. Electrical and photoelectrical characteristic investigation of a new generation photodiode based on bromothymol blue dye. *J Phys Conf Ser.* 2016; 707-17.
- [24] Gencer Imer A, Syan RHB, Gülcan M, Ocak YS, Tombak A. The novel pyridine based symmetrical Schiff base ligand and its transition metal complexes: synthesis, spectral definitions and application in dye sensitized solar cells (DSSCs). *J Mater Sci Mater Electron.* 2018; 29: 898–905.
- [25] Gencer Imer A, Karaduman O, Yakuphanoglu F. Controlling of the photosensing properties of Al/DMY/p-Si heterojunctions by the interface layer thickness. *Synth Met.* 2016; 221: 114–9.
- [26] Altındal Ş, Barkhordari A, Pirgholi-Givi G, Ulusoy M, Mashayekhi H, Özçelik S, Azizian-Kalandaragh Y. Comparison of the electrical and impedance properties of Au/(ZnOMn: PVP)/n-Si (MPS) type Schottky-diodes (SDs) before and after gamma-irradiation. *Phys Scr.* 2021; 96(12): 125881-93.
- [27] Imer AG, Gülcan M, Çelebi M, Tombak A, Ocak YS. Effects of the r-GO doping on the structural, optical and electrical properties of CdO nanostructured films by ultrasonic spray pyrolysis. *J Mater Sci Mater Electron.* 2020; 31: 2111–21.
- [28] Sönmezoğlu S, Akın S. Kapasitans-Voltaj (C-V) yöntemiyle Sb katkılı TiO₂/n-Si MIS yapının seri direnç parametresinin hesaplanması. *Afyon Kocatepe Univ Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi.* 2011; 11(1): 1–8.
- [29] Özdemir MC, Sevgili Ö, Orak İ, Türit A. Arayüzey doğal oksit tabakalı Al/p-Si/Al yapıların dielektrik karakteristiklerine ölçüm frekansının etkileri. *Iğdır Univ Fen Bil Enst Derg.* 2020; 10: 91–100.
- [30] Orak İ, Kocyigit A, Karataş Ş. The analysis of the electrical and photovoltaic properties of Cr/p-Si structures using current-voltage measurements. *Silicon.* 2018; 10: 2109–16.

Multiplikatif Jeodeziklerin Geometrisi

Muhittin Evren AYDIN^{1*}, Esra DİLMEN², Gülşah YAMAN³

¹ Matematik Bölümü, Fen Fakültesi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye

^{2,3} Matematik Anabilim Dalı, Fen Bilimleri Enstitüsü, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye

^{*1} meaydin@firat.edu.tr, ² esradlm23@gmail.com, ³ gulsahyaman23@icloud.com

(Geliş/Received: 01/03/2025;

Kabul/Accepted: 09/08/2025)

Öz: Bu makalede $\mathbb{R}_*^n$ multiplikatif Öklid uzayın ve bu uzayda bulunan bazı multiplikatif yüzeylerin jeodezikleri araştırıldı. İlk olarak $\mathbb{R}_*^n$ uzayının jeodezikleri elde edildi. $\mathbb{R}_*^n$ uzayında multiplikatif silindirler ve multiplikatif koniler üzerindeki multiplikatif jeodezikler sınıflandırıldı. Son olarak multiplikatif helis yüzeyleri tanımlanıp multiplikatif jeodezikleri karakterize edildi.

Anahtar kelimeler: Multiplikatif Öklid uzayı, multiplikatif silindir, multiplikatif koni, multiplikatif helis yüzeyi.

Geometry of Multiplicative Geodesics

Abstract: In this paper, the geodesics of the multiplicative Euclidean space $\mathbb{R}_*^n$ and some multiplicative surfaces in this space are investigated. First, the geodesics of the space $\mathbb{R}_*^n$ are obtained. The multiplicative geodesics on multiplicative cylinders and multiplicative cones in $\mathbb{R}_*^n$ are classified. Finally, multiplicative helix surfaces are defined, and their multiplicative geodesics are characterized.

Key words: Multiplicative Euclidean space, multiplicative cylinder, multiplicative cone, multiplicative helix surface.

1. Giriş

Standart kalkülüste türev ve integral, sırasıyla çıkarma ve toplama işlemlerinin sonsuz küçük değişimler cinsinden genelleştirilmiş halleri olarak düşünülebilir. Bu bağlamda şu soru akla gelmektedir: Bu aritmetik işlemler yerine farklı işlemler kullanıldığında, kalkülüsün temel bileşenleri olan türev ve integral nasıl değişir?

Bu soruya verilen ilk kapsamlı yanıt, Grossman ve Katz'ın 1972 yılında yayımladığı Non-Newtonian Calculus adlı kitapta bulunabilir [1]. Bu kitapta sekiz farklı kalkülüs tanımlanmıştır. Ancak, [2] referanslı çalışma haricinde, bu alana 2000'li yıllara kadar bilim insanları tarafından pek ilgi gösterilmemiştir. Buna karşın, son 20 yılı aşkın bir sürede, multiplikatif kalkülüsün teori ve uygulamalarına yönelik ilginin giderek arttığı görülmektedir.

Multiplikatif kalkülüse yönelen bu ilgiden diferansiyel geometri de payını almaktadır. 2022 yılında Georgiev tarafından yazılan kitapta, multiplikatif diferansiyel geometrinin temelleri atılmıştır [3]. Bazı temel geometrik kavramlar, multiplikatif aritmetik işlemler ve kalkülüs bağlamında [4] referanslı çalışmada incelenmiştir. Eğriler teorisinde önemli bir yer tutan rektifiye eğriler ve küresel eğriler, [5] referanslı çalışmada ele alınmıştır. Ayrıca, yüksek boyutlu geometrik nesneler olan manifoldlar, multiplikatif diferansiyel geometri bağlamında Aydın vd. tarafından incelenmiştir [6].

Diferansiyel geometrinin yanı sıra, multiplikatif kalkülüsün dinamik sistemlerde [7, 8], ekonomide [9, 10] ve görüntü analizinde [11, 12] uygulamaları bulunmaktadır. Ayrıca, multiplikatif kalkülüse yönelik matematiksel çalışmalar, karmaşık analiz [13–15], diferansiyel denklemler [16–18], nümerik analiz [19–21], cebir [22, 23] ve spektral ile Dirac sistem teorileri [25–27] gibi alanlarda da kendi başına ilgi çekici bir konu olarak değerlendirilmektedir.

Jeodezikler, yalnızca geometrik açıdan taşıdıkları önemle değil, aynı zamanda uzayda ya da düzlemde iki nokta arasındaki en kısa mesafeyi sağlayan eğriler olmalarıyla da dikkat çeker. Bu nedenle de jeodeziklerin varyasyon analiziyle yakından ilişkili olduğu vurgulanmalıdır. Bu nedenle bir integral fonksiyoneli ve Euler-Lagrange denkleminin multiplikatif argümanlar cinsinden karşılıkları [24] numaralı kaynakta mevcuttur.

Bu makalede üç temel problem ele alınmıştır. İlk problemde, $\mathbb{R}_*^n$ ile gösterilen multiplikatif Öklid uzayında multiplikatif jeodeziklerin denklemi elde edilmiş ve bu uzaydaki multiplikatif jeodezikler sınıflandırılmıştır. İkinci

* Sorumlu yazar: meaydin@firat.edu.tr. Yazarların ORCID Numarası: ¹ 0000-0001-9337-8165, ² 0000-0001-6750-9475, ³ 0009-0006-7737-1768

problemde, $\mathbb{R}_*^n$ uzayında multiplikatif silindir ve multiplikatif koni yüzeyleri üzerindeki multiplikatif jeodezikler belirlenmiştir. Son problemde ise multiplikatif helis yüzeyleri üzerindeki multiplikatif jeodezikler incelenmiştir.

2. Temel Kavramlar

$\mathbb{R}_* = \{x \in \mathbb{R}: x > 0\}$ olsun. $x, y \in \mathbb{R}_*$ için

1. *multiplikatif toplama*: $x +_* y = e^{(\log x + \log y)} = xy$,
2. *multiplikatif fark*: $x -_* y = e^{(\log x - \log y)} = x/y$,
3. *multiplikatif çarpma*: $x \cdot_* y = e^{(\log x \log y)} = x^{\log y}$,
4. *multiplikatif bölme*: $x /_* y = e^{(\log x / \log y)} = x^{(\log y)^{-1}}$, $y \neq 1$,
5. *multiplikatif mutlak değer*:
 $|x|_* = \begin{cases} x, & x > 1 \\ 1/x, & x < 1 \end{cases}$

şeklinde tanımlanır. Ayrıca $(\mathbb{R}_*, |\cdot|_*)$ bir metrik uzayıdır.

Bir $x \mapsto f(x) \in \mathbb{R}_*$, $x \in I \subseteq \mathbb{R}_*$, fonksiyonu için *multiplikatif türev*

$$f^*(x) = d_* f(x) /_* d_* x = \lim_{h \rightarrow 0} \left(\frac{f((1+h)x)}{f(x)} \right)^{\frac{1}{h}}$$

şeklinde tanımlanır. Eğer bir $x \in I$ için yukarıdaki limit mevcutsa f fonksiyonuna $x \in I$ noktasında *multiplikatif diferansiyellenebilirdir* denir.

Uyarı 1. Bazı özellikler aşağıdaki gibidir [28]:

1. L' Hospital kuralından kolayca

$$f^*(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \left(1 + \frac{f((1+h)x) - f(x)}{f(x)} \right)^{\frac{1}{h}} = e^{\lim_{h \rightarrow 0} \frac{f((1+h)x) - f(x)}{hf(x)}} = e^{\frac{xf'(x)}{f(x)}} = e^{x(\log f(x))'}$$

olduğu görülür, burada $f'(x)$ ile f nin standart türevi gösterilmiştir. Benzer düşünce ile multiplikatif kısmi türev de tanımlanabilir. Eğer $f(x_1, \dots, x_n)$ n -değişkenli bir fonksiyon ise o zaman $i = 1, \dots, n$ için x_i değişkenine göre *multiplikatif kısmi türev*

$$f_{x_i}^*(x_1, \dots, x_n) = \partial_* f(x) /_* \partial_* x = e^{x_i (\log f(x_1, \dots, x_n))_{x_i}}$$

ile tanımlanır.

2. Multiplikatif türev standart aritmetik işlemlere göre lineer bir operatör değildir. Ayrıca Leibniz kuralı ve zincir kuralı da sağlanmamaktadır.
3. Bir c sabiti için $c^* = 1$ ve $(f(x)g(x))^* = f^*(x)g^*(x)$, $(f(x)/g(x))^* = f^*(x)/g^*(x)$, $g(x)g^*(x) \neq 0$.
4. Multiplikatif türev $+$ ve $\cdot$ işlemlerine göre lineerdir. Ayrıca $+$ ve $\cdot$ işlemlerine göre Leibniz kuralı ve zincir kuralı bu türev türü için gerçekleşir.

$[a, b] \subset \mathbb{R}_*$ üzerinde pozitif bir $f(x)$ fonksiyonunun *multiplikatif belirli integrali*

$$\int_{*a}^b f(x) \cdot_* d_* x = F(b)/F(a)$$

ile tanımlanır, burada $[a, b]$ üzerinde $F(x) = f^*(x)$ dir. Ayrıca

$$\int_{*a}^b f(x) \cdot_* d_* x = e^{\int_a^b \frac{1}{x} \log f(x) dx}$$

dir.

$\mathbb{R}_*^n = \{(x_1, \dots, x_n): x_1, \dots, x_n \in \mathbb{R}_*\}$ kümesi üzerinde *multiplikatif vektör toplamı* ve *multiplikatif skaler ile çarpım*

$$(x_1, \dots, x_n) +_* (y_1, \dots, y_n) = (x_1 +_* y_1, \dots, x_n +_* y_n) = (x_1 y_1, \dots, x_n y_n)$$

ve

$$e^c \cdot_* (x_1, \dots, x_n) = (e^c \cdot_* x_1, \dots, e^c \cdot_* x_n) = (x_1^c, \dots, x_n^c)$$

($c \in \mathbb{R}$) şeklinde tanımlanırsa $(\mathbb{R}_*^n, +_*, \cdot_*)$ üçlüsü $(\mathbb{R}_*, +_*, \cdot_*)$ cismi üzerinde bir vektör uzayı olur [29].

$\mathbb{R}_*^n$ üzerinde $\langle \cdot, \cdot \rangle_*: \mathbb{R}_*^n \times \mathbb{R}_*^n \rightarrow \mathbb{R}_*$ fonksiyonu $X = (x_1, \dots, x_n)$ ve $Y = (y_1, \dots, y_n)$ için

$$\langle X, Y \rangle_* = e^{\log x_1 \log y_1 + \dots + \log x_n \log y_n}$$

şeklinde tanımlansın. $\langle \cdot, \cdot \rangle_*$ fonksiyonu $+$ ve $\cdot$ işlemlerine göre pozitif tanımlı, simetrik ve bilineerdir. Dolayısıyla $\langle \cdot, \cdot \rangle_*$ fonksiyonuna *multiplikatif Öklid iç çarpımı* ve $(\mathbb{R}_*^n, +_*, \cdot_*, \langle \cdot, \cdot \rangle_*)$ dördlüsüne *multiplikatif Öklid uzayı* adı verilir. Ayrıca $X \in \mathbb{R}_*^n$ vektörü için $\mathbb{R}_*^n$ üzerinde *multiplikatif norm*

$$\|\cdot\|_*: \mathbb{R}_*^n \rightarrow \mathbb{R}_*, \quad \|X\|_* = \langle X, X \rangle_*^{\frac{1}{2}} = e^{\sqrt{\log \langle X, X \rangle_*}}$$

şeklinde tanımlanır. $\|\cdot\|_*$ fonksiyonu $\mathbb{R}_*^n$ üzerinde norm aksiyomlarını sağlar.

$\mathbb{R}_*^n$ uzayında $\{v_1, \dots, v_n\}$ vektörleri için eğer

$$c_1 \cdot v_1 + \dots + c_n \cdot v_n = 1$$

eşitliğinin sağlanması için tek ihtimal $c_1 = \dots = c_n = 1$ ise o zaman $\{v_1, \dots, v_n\}$ *multiplikatif lineer bağımsız*, aksi durumda *multiplikatif lineer bağımlıdır*.

$v \in \mathbb{R}_*^n$ bir sabit vektör ve $f: \mathbb{R}_*^n \rightarrow \mathbb{R}$ multiplikatif diferansiyellenebilir bir fonksiyon olsun. $p \in \mathbb{R}_*^n$ için $F(t) = f(p + t \cdot v)$ tanımlansın. Buna göre

$$(d_* F / d_* t)(1)$$

değerine f fonksiyonunun v yönündeki *multiplikatif yöne göre türevinin* p noktasındaki değeri denir ve $(\partial_* f / \partial_* v)(p)$ ile gösterilir.

$p = (p_1, p_2, p_3) \in \mathbb{R}_*^3$, $v = (v_1, v_2, v_3) \in \mathbb{R}_*^3$ verilsin. Buna göre $t \in \mathbb{R}_*$ için $(p_1 v_1^{\log t}, p_2 v_2^{\log t}, p_3 v_3^{\log t})$ şeklindeki noktalar kümesine bir *multiplikatif doğru* denir. Bu doğru p noktasından geçer ve multiplikatif doğrultmanı v dir. $\mathbb{R}_*^3$ uzayında (x, y, z) ile Kartezyen koordinat sistemi gösterilsin. Buna göre $a, b, c, d \in \mathbb{R}$ için koordinatları $x^a y^b z^c = e^d$ denklemini sağlayan (x, y, z) noktalar kümesine *multiplikatif düzlem* adı verilir. Bu düzlemin *multiplikatif normali* (e^a, e^b, e^c) dir. $\mathbb{R}_*^3$ uzayında $C = (x_0, y_0, z_0)$ merkezli ve $r > 1$ yarıçaplı *multiplikatif küre*, koordinatları aşağıdaki denklemi sağlayan noktalar kümesidir:

$$e^{\sqrt{(\log x - \log x_0)^2 + (\log y - \log y_0)^2 + (\log z - \log z_0)^2}} = r.$$

$M \neq \emptyset$ bir küme ve M nin altkümelerinin bir $\{U_j\}_{j \in I}$ ailesi verilsin. Eğer aşağıdaki şartlar sağlanırsa M kümesine *n-boyutlu multiplikatif diferansiyellenebilir manifold* adı verilir:

1. $M \subseteq \bigcup_{j \in I} U_j$,
2. Her $j \in I$ için bir birebir $\phi_j: U_j \rightarrow \mathbb{R}_*^n$ dönüşümü vardır öyle ki $\phi_j(U_j)$ kümesi $\mathbb{R}_*^n$ uzayında multiplikatif açıktır,
3. $U_j \cap U_l \neq \emptyset$ kümesi için $\phi_j(U_j \cap U_l)$ kümesi $\mathbb{R}_*^n$ uzayında multiplikatif açıktır ve her $j, l \in I$ $\phi_l \circ \phi_j^{-1}: \phi_j(U_j \cap U_l) \rightarrow \phi_l(U_j \cap U_l)$ multiplikatif diferansiyellenebilirdir. Burada ϕ_j dönüşümüne *multiplikatif harita* ve $\{(U_j, \phi_j)\}_{j \in I}$ ailesine ise *multiplikatif atlas* denir.

M bir multiplikatif diferansiyellenebilir manifold ve $p \in M$ noktasında multiplikatif tanjant uzay $T_{*p}M$ ile gösterilsin. M üzerinde

$$p \mapsto \langle \cdot, \cdot \rangle_*(p) = \langle \cdot, \cdot \rangle_{*p}: T_{*p}M \times T_{*p}M \rightarrow \mathbb{R}_*$$

dönüşümü simetrik, multiplikatif pozitif tanımlı ve multiplikatif bilinear ise o zaman $(M, \langle \cdot, \cdot \rangle_*)$ ikilisine bir *multiplikatif Riemann manifoldu* denir.

M bir multiplikatif diferansiyellenebilir manifold, $I \subseteq \mathbb{R}_*$ ile bir multiplikatif açık aralık ve $\gamma: I \rightarrow M$ ile her ϕ_j için $\phi_j \circ \gamma$ multiplikatif diferansiyellenebilir ise γ bir *multiplikatif eğri* adını alır.

$(M, \langle \cdot, \cdot \rangle_*)$ n -boyutlu multiplikatif Riemann manifoldu üzerinde $(x_1, \dots, x_n)$ bir koordinat sistemi olsun. Ayrıca $\partial_{*i} = \partial_* / \partial_* x_i$ ($i = 1, \dots, n$) ile multiplikatif koordinat vektörler ve ∇_* ile de multiplikatif Riemann konneksiyon gösterilsin. Buna göre

$$\nabla_{*\partial_{*i}} \partial_{*j} = \sum_{*ij} \Gamma_{ij}^k \cdot \partial_{*k}$$

ile tanımlı Γ_{ij}^k fonksiyonlarına *multiplikatif Christoffel sembolleri* adı verilir. Ayrıca $\gamma \subset M$ ile bir multiplikatif eğri ve γ^* ile γ eğrisinin M üzerindeki multiplikatif teğet vektör alanı gösterilsin. Eğer $\nabla_{*\gamma^*} \gamma^*$ multiplikatif sıfır vektörüne eşitse γ eğrisine M üzerinde *multiplikatif jeodeziktir* denir.

3. Sonuçlar

Elde edilen sonuçlar üç alt bölümde ele alınacaktır.

3. 1. Multiplikatif Öklid Uzayın Jeodezikleri

$(\mathbb{R}_*^n, \langle \cdot, \cdot \rangle_*)$ ikilisi ile multiplikatif Öklid uzayı, $\{\partial_{*1}, \dots, \partial_{*n}\}$ ile multiplikatif koordinat vektörleri, ∇_* ile de multiplikatif Riemann konneksiyon gösterilsin. Burada

$$\begin{aligned}\partial_{*1} &= (e, 1, \dots, 1) \\ &\vdots \\ \partial_{*n} &= (1, 1, \dots, e)\end{aligned}$$

dir, yani ∂_{*i} vektörlerinin bileşenleri sabitlerdir ve dolayısıyla bunların multiplikatif türevleri 1 dir. Bu anlamda, $1 \leq i \leq n$ için, multiplikatif Riemann konneksiyon tanımından

$$\nabla_{*\partial_{*i}} \partial_{*1} = (\partial_* e / \partial_* x_i) \cdot \partial_{*1} + \dots + (\partial_* 1 / \partial_* x_i) \cdot \partial_{*n} = 1$$

olur. Diğer yandan

$$\nabla_{*\partial_{*i}} \partial_{*1} = \Gamma_{i1}^1 \cdot \partial_{*1} + \dots + \Gamma_{i1}^n \cdot \partial_{*n}$$

olduğundan bu iki eşitlik karşılaştırıldığında ve multiplikatif lineer bağımsızlık kullanıldığında

$$\Gamma_{i1}^k = 1, \quad 1 \leq i, k \leq n,$$

elde edilir. Benzer şekilde tüm Christoffel sembollerinin 1 e eşit olduğu kanıtlanabilir.

Bu bölümün ana sonucu aşağıdaki gibidir:

Teorem 1. $(\mathbb{R}_*^n, \langle, \rangle_*)$ uzayının multiplikatif jeodezikleri multiplikatif doğrulardır.

İspat: $I \subseteq \mathbb{R}_*$ ile bir multiplikatif açık aralık ve $\gamma: I \rightarrow \mathbb{R}_*^n$ ile bir multiplikatif eğri gösterilsin. $\gamma = (\gamma_1, \dots, \gamma_n)$ ve $\gamma^* = (\gamma_1^*, \dots, \gamma_n^*)$ için

$$\gamma^* = \gamma_1^* \cdot \partial_{*1} + \dots + \gamma_n^* \cdot \partial_{*n}$$

dir. Diğer taraftan

$$\nabla_{*\gamma^*} \gamma^* = (\partial_* \gamma_1^* / \partial_* \gamma^*) \cdot \partial_{*1} + \dots + (\partial_* \gamma_n^* / \partial_* \gamma^*) \cdot \partial_{*n}$$

dir. Burada zincir kuralı ve multiplikatif yöne göre türev kullanıldığında

$$\partial_* \gamma_i^* / \partial_* \gamma^* = \gamma_i^{**}, \quad 1 \leq i \leq n,$$

olduğu görülür. Şimdi

$$\nabla_{*\gamma^*} \gamma^* = 1$$

kabul edelim. Buna göre multiplikatif lineer bağımsızlıktan

$$\gamma_i^{**} = 1, \quad 1 \leq i \leq n,$$

bulunur. t bir parametre olmak üzere iki kez multiplikatif integral alınırsa

$$\gamma_i(t) = t \cdot_* v_i +_* p_i, \quad v_i, p_i \in \mathbb{R}_*, \quad 1 \leq i \leq n,$$

ya da

$$\gamma(t) = t \cdot_* v +_* p$$

olur, burada $v = (v_1, \dots, v_n)$ ve $p = (p_1, \dots, p_n)$ denirse $\gamma(t)$ aslında p noktasından geçen ve multiplikatif doğrultmanı v olan bir multiplikatif doğru olur.

Örnek 1. $(\mathbb{R}_*^2, \langle, \rangle_*)$ uzayında $p = (1, 1)$ ve $v = (e, e^m)$, $1 \neq m \in \mathbb{R}_*$ seçilsin. Buna göre

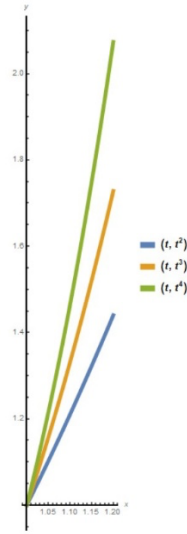
$$\gamma(t) = t \cdot_* (e, e^m) +_* (1, 1)$$

ya da

$$\gamma(t) = (t, t^m)$$

olur. Şekil 1'de m nin farklı değerleri için $\mathbb{R}_*^2$ uzayının multiplikatif jeodezikleri resmedilmiştir.

Uyarı 2. Standart Öklid uzayının jeodezikleri doğrular iken multiplikatif Öklid uzayın jeodezikleri Şekil 1'de görüldüğü gibi; doğrular, paraboller, kübik eğriler vb. olabilmektedir.



Şekil 1. $(\mathbb{R}_*^2, \langle, \rangle_*)$ uzayının $\gamma(t) = (t, t^m)$ parametrik denklemlerle multiplikatif jeodeziği.

3. 2. Multiplikatif Silindir ve Multiplikatif Koninin Jeodezikleri

$(\mathbb{R}_*^3, \langle, \rangle_*)$ uzayında multiplikatif orijin merkezli ve multiplikatif birim yarı çaplı küreyi yeniden ele alalım:
 $\mathbb{S}_*^2 = \{(x, y, z) \in \mathbb{R}_*^3 : x^2_* + y^2_* + z^2_* = e\}$.

Şimdi multiplikatif trigonometrik fonksiyonları ele alalım:

$$\sin_* x = e^{\sin \log x},$$

$$\cos_* x = e^{\cos \log x},$$

$$\tan_* x = e^{\tan \log x},$$

$$\cot_* x = e^{\cot \log x}.$$

Buna göre $\mathbb{S}_*^2$ multiplikatif küresi parametrik olarak

$$\gamma(\theta, \phi) = (\cos_* \phi \cdot \sin_* \theta, \sin_* \phi \cdot \sin_* \theta, \cos_* \theta), \quad \theta, \phi \in (1, e^{2\pi}),$$

şeklinde ifade edilir.

[3] numaralı çalışmada multiplikatif kürenin jeodezikleri elde edilmiştir. Oradaki metot ve formüller kullanılarak multiplikatif silindir ve multiplikatif koni yüzeyleri üzerindeki multiplikatif jeodezikler elde edilecektir.

$I \subseteq \mathbb{R}_*$ ile bir multiplikatif açık aralık ve $\gamma: I \rightarrow \mathbb{R}_*^3$ ile doğal parametrelendirilmiş bir multiplikatif eğri gösterilsin. Bir genel silindir için

$$X(\theta, s) = \gamma(\theta) +_* s \cdot_* v, \quad v \in \mathbb{R}_*^3, \|v\|_* = e$$

alınabilir. Burada $\gamma(s)$ eğrisinin v vektörüne multiplikatif dik olan bir multiplikatif düzlemde olduğu kabul edilebilir.

Önerme 1. Multiplikatif silindirin multiplikatif jeodezikleri

$$X(t) = (\theta(t), s(t)) = \gamma(a \cdot_* t +_* b) +_* (c \cdot_* t +_* d) \cdot_* v$$

şeklindedir, burada $a, b, c, d \in \mathbb{R}_*$ dir.

İspat: $(\theta, s) = (t_1, t_2)$ ve $\partial_* X / \partial_* t_i = X_{t_i}^*$, $1 \leq i \leq 2$ gösterilsin. Buna göre X dönüşümü için multiplikatif metrik tensör

$$g_{ij} = X_{t_i}^* \cdot_* X_{t_j}^*, \quad 1 \leq i, j \leq 2,$$

ya da matris formunda

$$(g_{ij}) = \begin{pmatrix} e & 1 \\ 1 & e \end{pmatrix}$$

olur. Bu matrisin multiplikatif matris çarpma işlemine göre tersi

$$(g^{ij}) = \begin{pmatrix} e & 1 \\ 1 & e \end{pmatrix}$$

dir. Tüm Christoffel sembollerinin değeri 1 dir. $(\theta, s) = (\theta(t), s(t))$ denirse

$$d_*^2 \theta / d_* t^2 = 1$$

$$d_*^2 s / d_* t^2 = 1$$

bulunur. İki kez multiplikatif integral alınarak ispat tamamlanır.

Örnek 2. $X(\theta, s)$ multiplikatif silindirin; $\gamma(\theta)$ üreteç eğrisini merkezi multiplikatif orijin, yarı çapı e olan bir multiplikatif çember ve eksenini z -ekseni olarak alalım. Buna göre

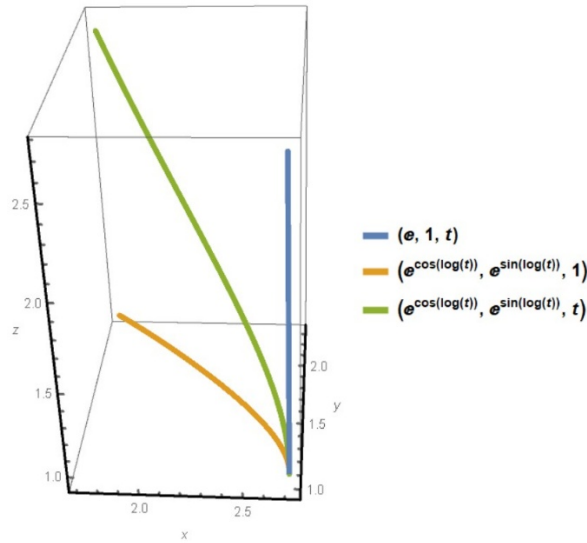
$$X(\theta, s) = (\cos_* \theta, \sin_* \theta, s)$$

dir ve bu multiplikatif silindirin jeodezikleri Önerme 3.1 gereğince

$$(\theta(t), s(t)) = (\cos_*(a \cdot_* t +_* b), \sin_*(a \cdot_* t +_* b), c \cdot_* t +_* d), \quad a, b, c, d \in \mathbb{R}_*$$

olur. a, b, c ve d sayılarının durumlarında göre bu multiplikatif jeodezikler Şekil 2' de resmedilmiştir:

- $a = 1$ ve $c \neq 1$ durumu. Genelliği bozmadan $b = d = 1$ ve $c = e$ seçilirse multiplikatif jeodezik $(\theta(t), s(t)) = (\cos_* 1, \sin_* 1, e^2 \cdot_* t) = (e, 1, t)$ şeklinde ifade edilir ve Şekil 2' deki gibi resmedilebilir.
- $a \neq 1$ ve $c = 1$ durumu. Genelliği bozmadan $a = e$ ve $b = d = 1$ seçilirse multiplikatif jeodezik $(\theta(t), s(t)) = (\cos_*(e \cdot_* t), \sin_*(e \cdot_* t), 1) = (e^{\cos \log t}, e^{\sin \log t}, 1)$ şeklinde ifade edilir ve Şekil 2' deki gibi resmedilebilir.
- $a \neq 1$ ve $c \neq 1$ durumu. Genelliği bozmadan $b = d = 1$ seçilirse multiplikatif jeodezik $(\theta(t), s(t)) = (\cos_*(e \cdot_* t), \sin_*(e \cdot_* t), e \cdot_* t) = (e^{\cos \log t}, e^{\sin \log t}, t)$ şeklinde ifade edilir ve Şekil 2' deki gibi resmedilebilir.



Şekil 2. $X(\theta, s) = (\cos_* \theta, \sin_* \theta, s)$ multiplikatif silindirin multiplikatif jeodezikleri.

Uyarı 3. Standart Öklid uzayında dairesel silindirlerin jeodezikleri doğrular, çemberler ve helis eğrileri iken multiplikatif Öklid uzayında bu durum Şekil 2' de görüldüğü gibi oldukça değişmektedir.

Şimdi $(\mathbb{R}_*, \langle, \rangle_*)$ uzayında köşe noktası multiplikatif orijin olan bir multiplikatif koniyi ele alalım. Bunun için $I \subseteq \mathbb{R}_*$ ile bir multiplikatif açık aralık ve $\gamma: I \rightarrow \mathbb{S}_*^2$, $\gamma = \gamma(s)$, doğal parametrelendirilmiş multiplikatif küresel eğri verilsin. Böylece multiplikatif koni

$$X(s, t) = t \cdot_* \gamma(s), \quad s \in I, t \in (1, \infty),$$

şeklinde parametrize edilir. Burada $X(s_0, t)$, $t \in (1, \infty)$, eğrisine *multiplikatif doğrultman* adı verilir.

Teorem 2. *Köşe noktası multiplikatif orijin olan bir multiplikatif koninin jeodezikleri ya multiplikatif doğrultmanları ya da multiplikatif rektifiye eğrileridir.*

İspat: Multiplikatif koni üzerinde bir eğri α ile gösterilsin. İspatı 2 ayrı durumda inceleyeceğiz:

- α eğrisi multiplikatif doğrultmanları gösterebilir. Böylece
 $\alpha(t) = X(s_0, t) = t \cdot_* \gamma(s_0), \quad t \in (1, \infty),$
 olur. Buna göre
 $\alpha^*(t) = d_*\alpha/d_*t = \gamma(s_0)$
 ve
 $\alpha^{**}(t) = d_*^2\alpha/d_*^2t = 1$
 olur ki bu $\alpha(t)$ nin multiplikatif jeodezik eğriliğinin 1 olması anlamına gelir, yani multiplikatif doğrultmanlar aynı zamanda multiplikatif jeodezik olur.
- α eğrisi multiplikatif doğrultmanları göstermesin. α eğrisi multiplikatif koni üzerinde olduğundan
 $\alpha(s) = X(s, t(u)) = t(s) \cdot_* \gamma(s)$
 ya da kısaca
 $\alpha(s) = t(s) \cdot_* \gamma(s)$
 kabul edilebilir. Multiplikatif türev alınırsa
 $\alpha^*(s) = t^*(s) \cdot_* \gamma(s) +_* t(s) \cdot_* \gamma^*(s)$
 ve s parametresi kullanmadan
 $\|\alpha^*\|_*^2 = (t^*)^2 \cdot_* \langle \gamma, \gamma \rangle_* +_* e^2 \cdot_* \langle \gamma, \gamma^* \rangle_* +_* t^{2*} \cdot_* \langle \gamma^*, \gamma^* \rangle_*$
 elde edilir. $\gamma \subset \mathbb{S}_*^2$ olduğundan $\langle \gamma, \gamma \rangle_* = e$ dir. Multiplikatif türev alınırsa $\langle \gamma, \gamma^* \rangle_* = 1$ olduğu görülür. Ayrıca γ doğal parametrelendirildiğinden $\langle \gamma^*, \gamma^* \rangle_* = e$ dir. Böylece aşağıdaki ifade elde edilir:
 $\|\alpha^*\|_*^2 = (t^*)^{2*} +_* t^{2*}.$
 Şimdi $s_0, s_1 \in I$ için enerji fonksiyonu
 $F(s, t, t^*) = ((t^*)^{2*} +_* t^{2*})^{\frac{1}{2*}}$
 olan
 $L(s, t, t^*) = \int_{s_0}^{s_1} ((t^*)^{2*} +_* t^{2*})^{\frac{1}{2*}} \cdot_* d_*s$
 multiplikatif integral fonksiyoneli ele alalım. Bu fonksiyonelin multiplikatif Euler-Lagrange denklemi (bakınız [24])
 $\partial_* F / \partial_* t - \partial_* F / \partial_* t^* = 1$
 ve böylece
 $t \cdot_* t^{**} -_* e^2 \cdot_* (t^*)^{2*} -_* t^{2*} = 1$
 olur. Bu multiplikatif diferansiyel denklem çözülürse
 $t(s) = a \cdot_* (e / \cos_*(s +_* b)), \quad a, b \in \mathbb{R}_*, a \neq 1,$
 elde edilir. İspat (Aydın vd., 2024) referanslı çalışmadaki Teorem 4.5 göz önünde bulundurulduğunda ispat tamamlanır.

Multiplikatif rektifiye eğri örnekleri ve detaylı bilgiler [5] referanslı çalışmada bulunabilir.

3. 3. Multiplikatif Helis Yüzeyinin Jeodezikleri

Bu bölümde ilk olarak multiplikatif helis yüzeyi tanımı verilecek ve sonrasında jeodezikleri elde edilecektir.

Tanım 1. $(\mathbb{R}_*^3, \langle, \rangle_*)$ uzayında sabit $v \in \mathbb{R}_*^3, \|v\|_* = e$, vektörü verilsin ve bir multiplikatif yüzey ele alınsın. Bu yüzeyin multiplikatif birim normali N olmak üzere eğer $\langle N, v \rangle_*$ fonksiyonu sabit ise verilen yüzeye eksen v olan *multiplikatif helis yüzeyi* adı verilir.

Örnek 3. $X(s, \theta) = e^{\frac{1}{\sqrt{2}}} \cdot_* ((e +_* s) \cdot_* \cos_* \theta -_* e, (e +_* s) \cdot_* \sin_* \theta, s)$ parametrik ifadesi ile verilen multiplikatif yüzey ele alınsın. Bu yüzeyin multiplikatif normali aşağıdakiler yardımıyla hesaplanacaktır:

$$X_s^*(s, \theta) = e^{\frac{1}{\sqrt{2}}} \cdot (\cos_* \theta, \sin_* \theta, e),$$

$$X_\theta^*(s, \theta) = e^{\frac{1}{\sqrt{2}}} \cdot (-(e+_*s) \cdot \sin_* \theta, (e+_*s) \cdot \cos_* \theta, 1).$$

Bu iki multiplikatif teğet vektör alanına multiplikatif ortogonal olan multiplikatif birim vektör alanı

$$N(s, \theta) = e^{\frac{1}{\sqrt{2}}} \cdot (-_* \cos_* \theta, -_* \sin_* \theta, e)$$

şeklinde dir. Eğer eksen $v = (1, 1, e)$ olarak seçilirse $\langle N, v \rangle_* = e^{\frac{1}{\sqrt{2}}}$ elde edilir ki bu da $X(s, \theta)$ fonksiyonunun bir helis yüzeyi tanımladığı anlamına gelir.

M ile bir multiplikatif helis yüzeyi ve $\mathcal{T}$ ile bu yüzeye multiplikatif birim teğet vektör alanı gösterilsin. Böylece

$$v = \sin_* \theta \cdot \mathcal{T} +_* \cos_* \theta \cdot N, \quad \theta \in [1, e^{2\pi}]$$

şeklinde multiplikatif ortogonal ayrımı mevcuttur. $(\mathbb{R}_*^3, \langle \cdot, \cdot \rangle_*)$ multiplikatif Riemann konneksiyonu ∇_* ve M üzerine indirgenen konneksiyon D_* ile gösterilsin. Multiplikatif Gauss ve Weingarten formülleri ve özellikleri [6] da bulunabilir:

Teorem 3. $M \subset \mathbb{R}_*^3$ multiplikatif helis yüzeyinin jeodezikleri $\mathcal{T}$ vektör alanının multiplikatif integral eğrileridir.

İspat: v vektör alanının keyfi bir X multiplikatif teğet vektör alanına göre multiplikatif türevi alınırsa

$$1 = \nabla_{*X} v = \nabla_{*X} (\sin_* \theta \cdot \mathcal{T} +_* \cos_* \theta \cdot N)$$

ya da

$$1 = \sin_* \theta \cdot \nabla_{*X} \mathcal{T} +_* \cos_* \theta \cdot \nabla_{*X} N$$

bulunur. Multiplikatif Gauss ve Weingarten formülleri kullanılırsa

$$1 = \sin_* \theta \cdot D_{*X} \mathcal{T} +_* \langle A(\mathcal{T}), X \rangle_* \cdot N -_* \cos_* \theta \cdot A(X)$$

olur, burada A ile multiplikatif şekil operatörü gösterilmektedir. $D_{*X} \mathcal{T}$ ve $A(X)$ vektör alanları M yüzeyine multiplikatif teğet iken N ise multiplikatif normaldir. Yani $\langle A(\mathcal{T}), X \rangle_*$ fonksiyonunun değeri 1 dir. Bu ifade her X multiplikatif teğet vektör alanı için geçerli olduğundan $A(\mathcal{T})$ için de geçerlidir, yani $\langle A(\mathcal{T}), A(\mathcal{T}) \rangle_* = 1$ dir. Bir başka deyişle $A(\mathcal{T}) = 1$ dir. Böylece

$$1 = \sin_* \theta \cdot D_{*X} \mathcal{T} -_* \cos_* \theta \cdot A(X)$$

ifadesinde $X = \mathcal{T}$ yazılırsa

$$1 = \sin_* \theta \cdot D_{*\mathcal{T}} \mathcal{T}$$

elde edilir. Eğer $\theta = 1$ ise o zaman yüzey bir multiplikatif düzlem olur. Aksi durumda $D_{*\mathcal{T}} \mathcal{T} = 1$ dir, ki bu ise $\mathcal{T}$ vektör alanının multiplikatif integral eğrilerinin M yüzeyinin multiplikatif jeodezikleri olması anlamına gelir.

Teşekkür

Bu çalışmanın gelişimine değerli katkılarda bulunan isimlere hakemlere yapıcı yorum ve önerileri için içtenlikle teşekkür ederiz. Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 2209-A - Üniversite Öğrencileri Araştırma Projeleri Destekleme Programı tarafından desteklenmiştir. Yazarlar desteği için TÜBİTAK' a teşekkürleri sunmaktadırlar. Tüm yazarlar eşit oranda katkı sağlamışlardır. M.E.A, fikir sahibi, M.E.A, E.D. ve G.Y. sonuçlar elde etti, E.D. ve G.Y. şekilleri çizdi, M.E.A, E.D. ve G.Y. makaleyi yazdı.

Kaynaklar

- [1] Grossman M, Katz R. Non-Newtonian Calculus. Lee Press, Massachusetts, USA, 1972.
- [2] Stanley D. A multiplicative calculus. Primus IX 1999; 4: 310–326.
- [3] Georgiev SG. Multiplicative Differential Geometry. Chapman and Hall/CRC. New York, USA, 2022.
- [4] Nurkan SK, Gurgil I, Karacan MK. Vector properties of geometric calculus. Math Meth Appl Sci 2023; 46: 17672–17691.
- [5] Aydın ME, Has A, Yılmaz B. A non-Newtonian approach in differential geometry of curves: multiplicative rectifying curves. Bull Korean Math Soc 2024; 61(3): 849–866.
- [6] Aydın ME, Has A, Yılmaz B. Multiplicative rectifying submanifolds of multiplicative Euclidean space. Math Meth Appl Sci 2025; 48: 329–339.
- [7] Aniszewska D, Rybaczuk M. Analysis of the multiplicative Lorenz system. Chaos Solitons Fract 2005; 25(1): 79–90.
- [8] Aniszewska D, Rybaczuk M. Lyapunov type stability and Lyapunov exponent for exemplary multiplicative dynamical systems. Nonlinear Dyn 2008; 54: 345–354.

- [9] Cordova-Lepe F. The multiplicative derivative as a measure of elasticity in economics. *TEMAT-Theateto Atheniensi Math* 2006; 2(3): 7 sayfa.
- [10] Filip DA, Piatecki C. A non-newtonian examination of the theory of exogenous economic growth. *Math Aeterna* 2014; 4: 101–117.
- [11] Florack L, van Assen H. Multiplicative calculus in biomedical image analysis. *J. Math Imaging Vis* 2012; 42: 64–75.
- [12] Mora M, Cordova-Lepe F, Del-Valle R. A non-Newtonian gradient for contour detection in images with multiplicative noise. *Pattern Recogn Lett* (2012); 33(10): 1245–1256.
- [13] Bashirov AE, Kurpinar EM, Özyapıcı A. Multiplicative calculus and its applications. *J Math Anal Appl* 2008; 337: 36–48.
- [14] Bashirov AE, Norozpour S. On an alternative view to complex calculus. *Math Meth Appl Sci* 2018; 41: 7313–7324.
- [15] Uzer A. Multiplicative type complex calculus as an alternative to the classical calculus. *Comp Math Appl* 2010; 60(10): 2725–2737.
- [16] Bashirov AE, Mısırlı E, Tandoğdu Y, Özyapıcı A. On modeling with multiplicative differential equations. *Appl Math J Chinese Univ* 2011; 26(4): 425–438.
- [17] Waseem M, Noor MA, Shah FA, Noor KI. An efficient technique to solve nonlinear equations using multiplicative calculus. *Turk J Math* 2018; 42(2): 679–691.
- [18] Yalçın N. The solutions of multiplicative Hermite differential equation and multiplicative Hermite polynomials. *Rend Circ Mat Palermo II. Ser* 2021; 70: 9–21.
- [19] Mısırlı E, Güreffe Y. Multiplicative Adams Bashforth-Noulton methods. *Numer Algor* 2011; 57: 425–439.
- [20] Özyapıcı A, Rıza M, Bilgehan B, Bashirov AE. On multiplicative and Volterra minimization methods. *Numer Algor* 2014; 67: 623–636.
- [21] Yazıcı M, Selvitop H. Numerical methods for the multiplicative partial differential equations. *Open Math* 2017; 15: 1344–1350.
- [22] Çakmak AF, Basar F. Some new results on sequence spaces with respect to non-Newtonian calculus. *J Ineq Appl* 2012; 228: 17 pages.
- [23] Cordova-Lepe F, Del Valle R, Vilches K. A new approach to the concept of linearity. Some elements for a multiplicative linear algebra. *Int J Comp Math* 2020; 97(1-2): 109-119.
- [24] Torres DFM. On a Non-Newtonian Calculus of Variations. *Axioms* 2020; 10: 171. <https://doi.org/10.3390/axioms10030171>
- [25] Göktaş S, Kemaloğlu H, Yılmaz E. Multiplicative conformable fractional Dirac system. *Turk J Math* 2022; 46(3): 973–990.
- [26] Gülşen T, Yılmaz E, Göktaş S. Multiplicative Dirac system. *Kuwait J Sci* 2022; 49(3): 1–11.
- [27] Yılmaz E. Multiplicative Bessel equation and its spectral properties. *Ricerche mat* 2024; 73: 1289–1305.
- [28] Georgiev SG, Zennir K. *Multiplicative Differential Calculus*. Chapman and Hall/CRC. New York, USA, 2022.
- [29] Georgiev SG, Zennir K, Boukarou A. *Multiplicative Analytic Geometry*. Chapman and Hall/CRC. New York, USA, 2022.

Biometric Authentication with ECG Signals: A Secure Identification Model Based on Convolutional Autoencoders

Merve AKKUŞ^{1*}, Murat KARABATAK²

¹ Department of Computer Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, Batman University, Batman, Türkiye

² Department of Software Engineering, Faculty of Technology, Fırat University, Elazığ, Türkiye

*¹merve.gtmez@gmail.com, ²mkarabatak@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 18/12/2024;

Kabul/Accepted: 28/04/2025)

Abstract: Electrocardiography (ECG) signals provide a unique opportunity for biometric identification by capturing individual electrical properties of the heart. This study explores ECG-based identity recognition using convolutional autoencoders (CAE). The proposed method efficiently extracts features from ECG signals, constructing a compact and meaningful representation for identification. Unlike traditional methods, CAE separates intervals with feature expansion and landmark detection, addressing limitations in existing literature. The study employs the MIT-BIH Arrhythmia ECG dataset, ensuring diverse and representative training data. By learning key features and reducing dimensionality, the model compresses and reconstructs input data for precise classification. Recognizing the sensitivity of personal medical data, robust data protection strategies, including encryption and compression, are implemented. Experimental results show a high accuracy of 98.46% in ECG-based identification, validating the approach as an effective biometric authentication method. The findings highlight the potential of cardiac electrical activity as a distinctive biometric identifier. The proposed model contributes to biometric recognition by integrating machine learning techniques and stringent security measures, offering a balanced approach between technological advancement and data privacy. This research paves the way for secure and reliable personal identification using ECG signals.

Key words: Biometric authentication, convolutional autoencoders (CAE), feature extraction, data dimensionality reduction, privacy and data security, identification accuracy.

EKG Sinyalleriyle Biyometrik Kimlik Doğrulama: Evrişimsel Otokoderlere Dayalı Güvenli Bir Kimlik Doğrulama Modeli

Öz: Elektrokardiyografi (EKG) sinyalleri, kalbin bireysel elektriksel özelliklerini yakalayarak biyometrik tanımlama için benzersiz bir fırsat sağlar. Bu çalışma, konvolüsyonel oto kodlayıcılar (CAE) kullanarak EKG tabanlı kimlik tanımayı araştırmaktadır. Önerilen yöntem, EKG sinyallerinden özellikleri verimli bir şekilde çıkararak kimlik tespiti için kompakt ve anlamlı bir temsil oluşturmaktadır. Geleneksel yöntemlerin aksine CAE, özellik genişletme ve dönüm noktası tespiti ile aralıkları ayırarak mevcut literatürdeki sınırlamaları ele alır. Çalışmada, çeşitli ve temsili eğitim verileri sağlayan MIT-BIH Aritmi EKG veri seti kullanılmıştır. Temel özellikleri öğrenerek ve boyutluluğu azaltarak model, hassas sınıflandırma için girdi verilerini sıkıştırır ve yeniden yapılandırır. Kişisel tıbbi verilerin hassasiyeti göz önünde bulundurularak, şifreleme ve sıkıştırma dahil olmak üzere sağlam veri koruma stratejileri uygulanmaktadır. Deneysel sonuçlar EKG tabanlı tanımlamada 98.46% gibi yüksek bir doğruluk oranı göstererek yaklaşımın etkili bir biyometrik kimlik doğrulama yöntemi olduğunu doğrulamaktadır. Bulgular, ayırt edici bir biyometrik tanımlayıcı olarak kardiyak elektriksel aktivitenin potansiyelini vurgulamaktadır. Önerilen model, teknolojik ilerleme ve veri gizliliği arasında dengeli bir yaklaşım sunarak makine öğrenimi tekniklerini ve sıkı güvenlik önlemlerini entegre ederek biyometrik tanımlama katkıda bulunmaktadır. Bu araştırma, EKG sinyallerini kullanarak güvenli ve güvenilir kişisel tanımlamanın yolunu açmaktadır.

Anahtar kelimeler: Biyometrik kimlik doğrulama, Evrişimsel otokodlayıcılar (CAE), özellik çıkarma, sinyal sıkıştırma, gizlilik ve veri güvenliği.

1. Introduction

An electrocardiogram (ECG) is a method of recording the electrical activity of the heart. Electrical impulses are generated with each heartbeat, which are recorded by an ECG device [1]. ECG provides important information about the structural and functional status of the heart. Due to its inherent uniqueness, ECG has the potential to serve as a highly secure biometric identifier, offering advantages over traditional methods such as fingerprint or facial recognition, which can be susceptible to forgery. Physiological differences between people, such as the shape, size and location of the heart, make ECG signals unique to the individual. These characteristics suggest that

* Sorumlu yazar: merve.gtmez@gmail.com. Yazarların ORCID Numarası: ¹ 0000-0002-6648-0946, ² 0000-0002-6719-7421

ECG signals can be used for biometric identification [2]. Therefore, ECG signals have been successfully used in many biometric recognition applications where security is a priority. However, the biggest challenges in the existing literature are the noise components in the signals, the inability to automatically extract the feature set and the performance of the system.

The first studies using ECG as a biometric method were conducted by Linda Beal, Olov Pettersson, Lars Philipson and Peter White in 2001. This study shows that ECG signals can be used as a potential tool for personal authentication. Their research reveals that ECG signals are individual and that these features can be used to create a secure biometric authentication system [3]. Beal and colleagues' work pioneers' applications in ECG-based biometrics. Their initial research shows that ECG signals are continuous, reproducible and have unique properties, making them suitable for biometric identification and verification purposes. There is a large body of research in the literature on ECG-based biometrics detection. Studies in this area are generally divided into two main categories: reference point-based methods and non-reference point-based methods [4], [5], [6].

Methods in both categories exploit the specificity of ECG signals but emphasize functions and methods of analysis. The reference point-based approach uses well-known and reproducible features such as peak and phase changes in the ECG, particularly the R peak. The R peak represents the point of maximum amplitude in the ECG cycle and refers to the contraction (contraction) of the heart ventricles. The advantage of these methods is that they rely on detecting specific points and analyzing important parts of the signal. However, they have disadvantages such as sensitivity to noise, reduced model performance if the R-peak is incorrectly detected, variability in different data sets and reduced accuracy in arrhythmic individuals.[7]. Non-reference-based methods provide a detailed description of the overall structure and complexity of the signal. These methods perform biometric authentication by processing the entire signal with time-frequency transformations and deep learning-based feature extraction techniques. This diversity allows for more flexible incorporation of inter-individual variability into the model, while avoiding reference point identification errors. However, these approaches can be computationally expensive and require more data to train [8].

There are several ECG-related studies in the literature that explore the potential of reference point-based methods in biometric identification and verification processes.

Bassiouni et al. propose intelligent hybrid methods for the identification of human ECG signals. These methods combine a range of artificial intelligence and machine learning techniques for feature extraction and classification from ECG signals. The study aims to improve the accuracy of signal analysis with the integration of learning algorithms and hybrid approaches in addition to traditional methods. Artificial neural networks (ANNs), support vector machines (SVMs) and other machine learning techniques have been used to effectively identify ECG signals. These hybrid approaches provide practical benefits in healthcare applications by improving the reliability and efficiency of ECG biometric recognition systems [9].

Zhang et al. propose HeartID, a multiresolution convolutional neural network (CNN) based approach. This method improves the human identification process in smart health applications by using ECG data for biometric authentication. The Multiresolution CNN model extracts feature of ECG signals at different resolutions, capturing fine details in the signal and thus improving accuracy. The model identifies individuals more reliably and quickly by using deep learning techniques to analyze signal patterns. The study highlights the potential of this new method for health monitoring systems and biometric applications, both simplifying and improving the recognition process [10].

Prakash et al. considered a deep learning-based approach for ECG signals and developed a biometric authentication system by processing ECG data using beat-based template matching. After preprocessing steps such as noise removal, R-peak detection and segmentation, the ECG signals are converted into grayscale images and imported into a deep learning model. This model is capable of automatically extracting features from the data and outperformed other existing techniques with an accuracy of 99.85%. These results demonstrate how effective deep learning techniques can be in ECG-based biometric authentication [11].

Patro et al. presented two different optimization methods to create more efficient datasets for ECG-based biometric authentication. In the first method, wrapping-based feature selection is performed with genetic algorithm (GA) and particle swarm optimization (PSO) techniques, while in the second method, LASSO and elastic net (EN) techniques are used as an embedded approach. Experimental analysis revealed that GA and EN methods performed successfully with the RF classifier with 95.30% and 94.90% accuracy rates, respectively. These methods significantly improved the feature extraction processes used for biometric authentication [12].

At the same time, the ECG-related research in the literature shows that non-reference point-based methods cover an important area in biometric identification.

Hejazi et al. use a single-class Support Vector Machine (SVM) algorithm to identify individuals using ECG signals. This method identifies individuals by extracting features from the entire ECG signal. An important

advantage is that it does not need to detect a specific peak or wave, which makes it robust even under noisy signals or different recording conditions [13].

Li et al. combines wavelet transform (WT), extended Kalman filter (UKF), and improved particle swarm optimization (IPSO)-assisted support vector machines (SVM) for the identification of ECG signals. This study aims to improve signal processing using these methods to achieve high accuracy and reliability in the classification of ECG signals. The Wavelet transform is used to reveal important features of ECG signals, while optimization of SVM parameters with the IPSO algorithm improves classification performance. This method is proposed as an important step to improve the effectiveness of ECG-based biometric systems [14].

In another study, Li et al. combined wavelet transform (WT) and probabilistic neural network (PNN) methods supported by whale optimization algorithm (WOA) to identify ECG signals. In this method, the wavelet transform is used to decompose the frequency components of ECG signals, while the WOA algorithm is applied to optimize the parameters of the PNN model. The wavelet transform enables the extraction of important features from the signal, while the combination of WOA-PNN is used to improve the classification accuracy and make the system more robust. This approach is proposed as an important method to improve the efficiency of ECG biometric recognition applications and health monitoring systems [15].

Fatimah et al. propose a new biometric identification system using electrocardiogram (ECG) signals. This system uses Fourier decomposition for feature extraction and machine learning techniques for classification. Since ECG signals are unique to everyone, Fourier decomposition is used to decompose these signals into their intrinsic modes. The features extracted from these modes are fed into machine learning algorithms to accurately identify individuals. The authors emphasize that this method is more robust than traditional methods by exploiting time and frequency domain properties. The system is tested on multiple datasets, demonstrating its potential for secure and accurate biometric identification applications [16].

In their study, Chu et al. propose a new method to improve the ECG verification process using a parallel multiscale dimensional incremental network (1D residual network). This method includes a deep learning approach supported by center and margin loss functions. The 1D residual network structure enables wider feature extraction by processing features of ECG signals at different scales in parallel. This improves the accuracy and generalization ability of the model, while the loss of center and loss of margin functions make accurate classification and individual identification more reliable. The proposed method provides high accuracy and robustness in ECG biometric authentication systems, making it an important advancement for smart health systems and personal security applications [17].

Al-Jibreen et al. investigated the effect of arrhythmic conditions in ECG-based biometric authentication. A deep convolutional neural network (CNN) based model is developed to investigate the impact of arrhythmic ECG signals on authentication. In tests on the MIT-BIH dataset, 99.28% accuracy was achieved with nine different arrhythmia types. This study demonstrated how arrhythmic ECG signals can be effectively processed in biometric authentication systems and examined in detail the impact of this on the accuracy of the systems [18].

Maleki Lonbar et al. developed a high temporal/frequency resolution transform-based approach for ECG-based biometric authentication systems. This system aims to transform ECG signals into the frequency domain using noise removal and Wigner-Ville distribution. In tests with GoogleNet architecture, 99.3% and 99.00% accuracy rates were achieved on NSRDB and MITDB datasets, respectively. This study shows that the accuracy increases by combining frequency conversion techniques and deep learning model [19].

Wang et al. developed an ECG biometric authentication system for IoT edge sensors with self-supervised learning techniques. With self-supervised learning, the model increased its generalizability by using large unlabeled datasets. In the evaluation on the PTB ECG database, an accuracy rate of 99.15% was achieved. To test the generalizability of the model, tests were performed on the MIT-BIH Arrhythmia Database and the ECG-ID Database and an accuracy of over 98.5% was achieved [20].

Belo et al. propose two architectures to improve performance in authentication and identification using electrocardiogram (ECG): Time Convolution Neural Network (TCNN) and Recurrent Neural Network (RNN). Both architectures use the same classifier, the Relative Score Threshold Classifier (RSTC), to generate similarity scores. These methods were tested on Fantasia, MIT-BIH and CYBHi databases. The results show that TCNN outperforms RNN with almost 100%, 96% and 90% accuracy in identification and 0%, 0.1% and 2.2% equal error rate (EER) in authentication, respectively. These approaches have surpassed the methods in the existing literature, and more powerful systems can be achieved with techniques such as training with more diverse data and transfer learning [21].

These studies have made significant contributions to the development and application of non-reference point-based methods in ECG-based biometric recognition systems. These methods not only increase the potential for personal identification using the general properties of ECG signals, but also aim to improve the flexibility and usability of the systems.

This study is motivated by the need for a more robust ECG-based biometric authentication system that reduces dependency on specific waveform landmarks while maintaining high accuracy. It highlights the shortcomings of reference-based techniques and demonstrates how convolutional autoencoders (CAE) can address these challenges by learning distinctive patterns from the entire signal. Unlike traditional methods that rely on explicit peak detection, CAE extracts deep, meaningful representations of ECG signals, enhancing both classification accuracy and system robustness. The study utilizes the MIT-BIH Arrhythmia ECG dataset, which provides diverse and representative training data. Through unsupervised learning, the model efficiently compresses and reconstructs ECG signals, capturing essential features while reducing dimensionality. Recognizing the sensitivity of personal medical data, this approach also incorporates robust data protection strategies, including encryption and compression. Experimental results validate the model as an effective biometric authentication method, achieving a high classification accuracy of 98.46% in ECG-based identification. These findings further confirm that cardiac electrical activity is a reliable and distinctive biometric marker. The proposed model contributes to biometric recognition by integrating machine learning techniques with stringent security measures, offering a practical and privacy-conscious solution for personal identification. Ultimately, this research advances ECG-based biometrics, paving the way for secure and reliable authentication systems.

2. Preliminary Studies

Electrocardiography (ECG) is a method of evaluating the electrical activity of the heart by examining myocardial electrical transmissions from the heart in wave form. The ECG detects the electrical signals produced by each beat of the heart through electrodes implanted in the body and graphically presents the changing voltage values of these signals over time. This graph reflects the electrical activity of the heart, which can vary from individual to individual, making the ECG signal a unique identifier [22]. The general shape of the ECG signal shows the propagation of the heart's electrical activity. The shape of this signal can differ between individuals, and this feature increases the potential to use the ECG as a unique identifier [23]. Therefore, it is aimed to verify or recognize individuals using ECG signals. The credentials identified in this process are of great importance in terms of both security and protection of personal health data.

In recent years, significant progress has been made in the use of ECG signals in biometric identification systems. In particular, deep learning methods and convolutional neural networks (CNN) have contributed to successful results in this field. These advances increase the effectiveness of ECG-based biometric identification systems and provide more reliable and user-friendly solutions [24].

As emphasized in our study, biometric authentication systems developed using electrocardiogram (ECG) signals become highly effective thanks to the individual characteristics of the signals. The ability of deep learning-based methods to successfully model the complex structure of ECG signals increases the accuracy of these systems and opens new opportunities in biometric identification processes.

Unsupervised learning approaches such as Autoencoder have been effectively used for data compression and dimension reduction by learning the hidden features of ECG signals. These methods play an important role in reducing noise by extracting key features of the signal. Their advantages in feature extraction and classification processes in biometric systems increase the accuracy and efficiency of the systems by reducing the data size.

As a result, Autoencoders offer high-performance solutions by enabling the effective use of ECG signals in biometric identification. This is an important contribution that increases the reliability and ease of use of ECG-based biometric systems.

2.1 1D-CNN architecture

1D-CNN architecture emerges as an effective method for processing time series data and especially biomedical signals, for example ECG signals [25]. Convolutional Neural Networks (CNN) is a powerful deep learning algorithm widely used to analyze image and time series data [26]. When working with continuous data streams such as ECGs, 1D-CNN, a customized version of CNN, captures local patterns of signals and analyzes these patterns in a global context. This feature makes it possible to model the temporal structure of biomedical signals and efficiently extract individual features of signals [27].

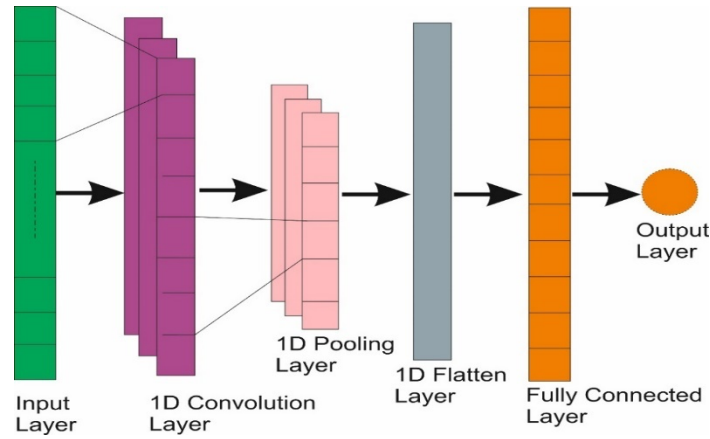


Figure 1. Typical architecture of 1D Convolutional Neural Networks (1D-CNN).

Figure 1 represents the structure of a one-dimensional convolutional neural network (1D CNN). The input layer receives the data and then the 1D convolution layer performs feature extraction by applying filters. The 1D pooling layer summarizes these features and reduces their size. The smoothing layer prepares the data for the fully connected layer. The fully connected layer processes the data to the result, while the output layer presents the result [28]. This structure offers the advantage of effectively modeling the temporal patterns of the signal when working with continuous data streams such as ECG signals. Especially in critical healthcare applications such as arrhythmia classification, a good understanding of the local and global structure of signals is of great importance [29].

There are many design parameters that affect the performance of 1D-CNN architectures. Proper optimization of these parameters ensures a proper balance between classification accuracy and computational cost. While increasing the number of convolution layers increases the capacity of the model to learn more and more complex features, this can also increase the computational cost [30]. Increasing the number of convolution layers, especially on low-power hardware, can increase the training time of the model and strain data processing capacity [31]. Fully connected layers play a critical role in making sense of the features used in the final stages of the classification process. However, increasing the number of layers may unnecessarily increase the complexity of the model [32]. The number of filters and core sizes play a critical role in the performance of the model [33]. Filters act as kernels that identify important patterns in the data, and the number and size of these kernels determine the level of detail that the model can capture. Larger filters can detect larger patterns, but this also increases the computational cost [34]. Similarly, activation functions can also affect the capacity of the model to learn nonlinear relationships. For example, while activation functions such as ReLU usually provide fast training processes, in some applications it may be more advantageous to use different activation functions [35].

Especially in critical healthcare applications such as arrhythmia classification, these parameters need to be carefully optimized. Real-time classification, high accuracy and fast response time are vital in such applications. Therefore, it becomes a critical requirement to minimize computational costs while maximizing classification accuracy. The adaptation of 1D-CNN architecture to areas such as healthcare applications can be optimized through parametric analysis. The performance of different configurations can be evaluated to determine the most appropriate architecture. Furthermore, techniques such as cross-validation can be used to test the generalizability of the model and assess its applicability to other data sets [27].

In conclusion, the 1D-CNN architecture can be used as an effective tool in biometric verification systems and in the detection of health problems such as arrhythmia, thanks to its advantages for working with health data. When properly optimized, this architecture has the potential to provide reliable and fast solutions by improving classification accuracy.

2.2 ECG data set

The MIT-BIH Arrhythmia Database used in this study contains two-channel electrocardiogram (ECG) recordings of 48 patients collected between 1975 and 1979. The data set includes data from 25 male patients aged 32-89 years and 23 female patients aged 23-89 years. The recordings were performed with a sampling frequency of 360 Hz and 11-bit resolution.

The dataset classifies heart beats into five main classes (N, S, V, F, Q). The N class (Normal beat) includes normal sinus rhythm and regular heartbeats. Class S (Supraventricular beat) includes beats of supraventricular origin, such as atrial premature beats (APB). Class V (Ventricular beat) represents arrhythmias of ventricular origin, such as ventricular premature contractions (PVCs). Class F (Fusion beat) includes mixed beats, which are a combination of normal and ventricular impulses. Finally, the Q class (Unknown beat) represents unidentified or ambiguous waveforms. This classification provides a detailed analysis of different cardiac arrhythmias based on ECG signals [36]. Each record in the dataset is stored in three file formats: .dat files contain raw ECG data, .atr files provide expert classifications and timestamps. .hea files contain general registry information and clinical details. The MIT-BIH Arrhythmia Database is widely used in areas such as ECG signal processing, arrhythmia detection and classification [37].

The dataset contains a total of 105,026 heartbeat samples, divided into 85% training and 15% testing. The dataset contains 90,075 normal (N) and 14,951 abnormal (V, Q, S, F) beats. The ECG signals consist of P, Q, R, S and T points indicating the electrical activity of the heart. The R peak represents ventricular depolarization and provides important information about the heart rhythm.

2.3 Preprocessing

ECG data can often contain noise; therefore, it needs to undergo appropriate preprocessing before classification or recognition can begin. Preprocessing steps include filtering (noise reduction) and normalization (scaling of the data). Filtering is used to remove noise from sources such as muscle activity, environmental interference and electrode placement. These noises can adversely affect the accuracy of the signal. Low-pass or band-pass filters are used to remove unwanted frequencies and preserve the essential characteristics of the signal [38].

The selection of filters, specifically bandpass and low-pass filtering, was informed by key challenges in ECG signal processing. Bandpass filtering was employed to mitigate baseline wander and suppress high-frequency noise while preserving the essential frequency components of ECG signals (0.5–50 Hz). This approach ensures that critical biometric information is retained while eliminating extraneous artifacts that may compromise model performance. The choice of these filtering parameters was grounded in established principles from the literature on ECG analysis and further validated through empirical assessments, demonstrating their efficacy in enhancing signal quality for robust biometric authentication.

Normalization involves scaling ECG data to a common interval, which helps to perform consistent analysis across different datasets or individuals [39]. One of the most widely used normalization methods is Z-score and the other is MinMax normalization. In this study, Z-Score normalization was applied to the data. Z-score normalization standardizes the data by subtracting the mean and dividing by the standard deviation, making it robust against outliers. In contrast, Min-Max normalization scales the data to a fixed range, typically [0,1], which can be sensitive to extreme values. In this study, Z-score normalization was chosen due to its ability to preserve the statistical properties of ECG signals while reducing the impact of outliers. This ensures that the model learns meaningful features without being skewed by variations in amplitude across individuals.

2.4 Methodology

This study aims at the process of identity recognition using electrocardiogram (ECG) data of individuals. In the first phase of the study, ECG signals representing the heartbeats of individuals are segmented into specific segments. Then, meaningful features are extracted from these signals using a convolutional autoencoder (CAE) architecture. The encoder stage reduces the signals into a low-dimensional representation, while the latent space stores the distinctive features of the individuals. The decoder stage tests the accuracy of the model by reconstructing the original signal from this representation. The compressed representations are passed to a classifier to recognize the individuals, and each individual is recognized based on its distinctive features. The success of the model is evaluated with metrics such as accuracy, precision and sensitivity, and the recognition performance of individuals is analyzed. This method demonstrates that a reliable identification process can be realized using everyone's unique heartbeat pattern.

Table 1. Details of the layers and parameters used for the CAE ECG compression model.

No	Layer Name	Input Size	Activation Relu	No of Trainable Param.	Output Size
Encoder					
1	Conv 1D	360x1	Relu	256	360x64
2	Batch Norm.	360x64	Relu	256	360x64
3	MaxPool 1D	360x64	Relu	0	180x64
4	Conv 1D	180x64	Relu	12352	180x64
5	Batch Norm.	180x64	Relu	256	180x64
6	MaxPool 1D	180x64	Relu	0	90x64
7	Conv 1D	90x64	Relu	6176	90x32
8	Batch Norm.	90x32	Relu	128	90x32
9	MaxPool 1D	90x32	Relu	0	45x32
10	Conv 1D	45x32	Relu	4112	45x16
11	Batch Norm.	45x16	Relu	64	45x16
12	MaxPool 1D	45x16	Relu	0	23x16
13	Conv 1D	23x16	Relu	2052	23x4
14	Batch Norm.	23x4	Relu	16	23x4
15	Conv 1D	23x4	Relu	5	23x1
CNN-FC					
16	Conv 1D	23x1	Relu	128	23x32
17	Flatten	23x32	Relu	0	Nonex736
18	Dense	Nonex736	Relu	368768	Nonex128
19	Dropout	Nonex128	Relu	0	Nonex128
20	Dense	Nonex128	Softmax	645	Nonex5

Table 1 details the architecture of the Convolutional Autoencoder (CAE) model used in this study. In the encoder part, there are 1D convolution (Conv 1D), batch normalization, and max pooling layers applied sequentially. The first convolution layer extracts key features from the signals by expanding the input size of the model from 360x1 to 360x64. In subsequent layers, the number of feature maps extracted increases while the input size is reduced. This layer structure allows the model to learn complex and distinctive features in the signals.

MaxPooling layers enable the model to run faster and more efficiently by reducing the data size at each step. Batch normalization layers are used to help the model learn in a more stable way, while avoiding overfitting. Throughout the encoder part, Conv 1D layers extract important features from the data using various kernel sizes, while the data size gets smaller and smaller with each step. At the end of the encoder part of the model, the data size was reduced to 23x1. This process is very important for compressing data and increasing its representativeness. The selection of the latent space dimension (23x1) was based on empirical experimentation and literature review. Different latent space sizes (e.g., 32x1, 16x1) were tested to evaluate their effects on model performance. A larger latent space (e.g., 32x1) led to overfitting, reducing generalizability, while a smaller space (e.g., 16x1) resulted in significant information loss, leading to underfitting. The 23x1 dimension provided the optimal balance between feature retention and dimensionality reduction, ensuring high classification accuracy (98.46%) while mitigating overfitting. This choice aligns with existing research in ECG-based biometric identification, where an optimal latent space is crucial for maintaining both feature discriminability and model efficiency.

After the encoder, the CNN-FC section is activated, and the signal compression and feature extraction process continue. In this section, the extracted features are flattened with a flatten layer and transferred to fully connected (dense) layers. Dense layers play an important role in classifying and making sense of the signal. Dropout layers are added to prevent the model from overfitting. In the first dense layer, the ReLU (Rectified Linear Unit) activation function, which is effective in modeling the non-linear relationships of the signals, is used, and in the last dense layer, the Softmax activation function is preferred to complete the classification process.

This structure, which consists of 20 layers in total, performs signal processing and classification simultaneously. Each layer enables the model to extract the most meaningful features from the signal, while the total number of parameters is carefully tuned to optimize the overall performance of the model. This architecture offers high efficiency both in signal compression and in the extraction and classification of distinctive features of individuals.

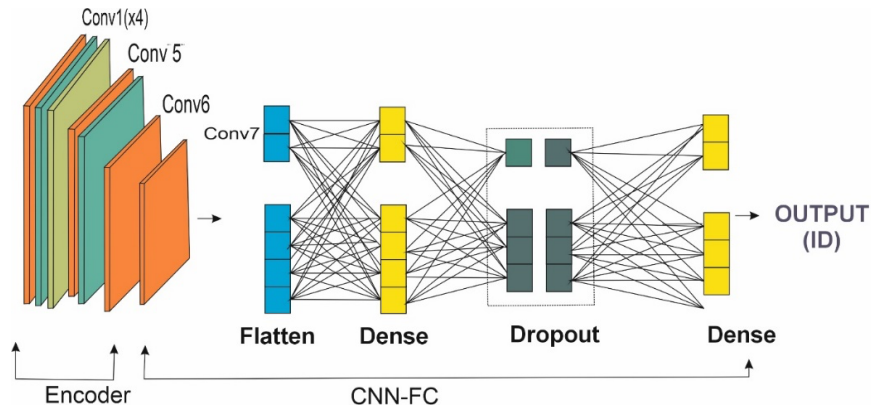


Figure 2. Structure of the model used.

In Figure 2, the 1D-CNN passes the ECG data through various convolutions and pooling layers while extracting features from it. This process reduces the size of the data while preserving important information. While convolutional layers capture local features of the data, pooling layers carry these features to a broader context.

The features obtained after feature extraction are used to identify differences between individuals. At this stage, fully connected layers and the output layer come into play to classify a person's identity. The output layer produces a probability distribution for each class, usually with a softmax activation function. Model training was conducted using a comprehensive ECG dataset. The model performance was quantitatively evaluated by testing it on an independent validation dataset. In addition, the generalization capability of the model is analyzed with results obtained from previously unseen datasets. These processes play a critical role in the development of ECG-based biometric identification systems and increase their applicability in areas such as security, patient monitoring and authentication. The development of such systems requires careful attention, especially regarding data privacy and ethical use, as biometric data is highly sensitive information.

3. Results

This paper presents an effective method for convolutional autoencoders to identify individuals from ECG data. The model was able to learn the unique heartbeat patterns of everyone by extracting meaningful features from ECG signals. In the training and testing phases, the accuracy of the model was found to be high, and the classification success was evaluated with various accuracy, precision and sensitivity metrics. It was observed that the model was highly successful in discriminating between different individuals and gave consistent results on various test sets. The results show that ECG data can be used for biometric identification and convolutional autoencoders are suitable for such applications.

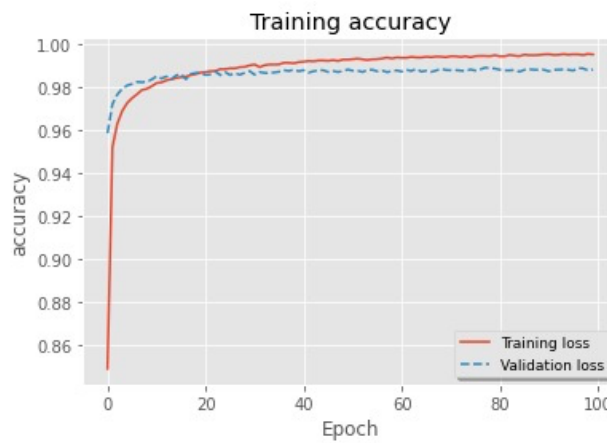


Figure 3. Training and validation of accuracy values during model training.

In the first epoch in Figure 3, both the training and validation accuracy of the model show a rapid increase, indicating that the model is learning quickly. After about epoch 10, both accuracies reach 98% and then remain stable. The training accuracy approached 100%, while the validation accuracy remained at around 98%, indicating that overfitting was minimal. In conclusion, the model shows high accuracy on both training and validation data and the learning process was successfully completed.

Table 2 below shows the compression performance metrics. Table 3 shows the classification performance metrics. The main metrics that evaluate the classification performance are accuracy, precision, sensitivity, specificity and F1 score. Accuracy indicates the proportion of instances that the model correctly classifies, while precision indicates how many of the positive classifications are correct. Sensitivity indicates how many true positives are correctly classified and specificity indicates how many negatives are correctly identified. The F1 score is a balanced measure of precision and sensitivity and is used to assess performance on imbalanced data sets. These metrics examine the accuracy and errors of the model in multiple ways [40].

The metrics that evaluate compression performance are MAE, PRD, SNR and QS. MAE (Mean Absolute Error) measures the accuracy of the predictions, showing how much the predicted values deviate from the actual values on average. PRD (Prediction Residual Distribution) evaluates the distribution of the errors of the predictions and is used for structural analysis of the model's errors. SNR (Signal-to-Noise Ratio) measures how dominant the signal is compared to noise and gives the ratio of signal strength to noise. QS (Quality Score) evaluates the overall quality of the prediction or model, providing an overall quality metric about the model's accuracy, errors and reliability [41].

Table 2. Compression ratio depends on performance metrics.

Train					Test			
CR	MAE	PRD	SNR	QS	MAE	PRD	SNR	QS
8.00	0.053	0.073	55.044	1.096	0.053	0.072	55.146	1.105
15.65	0.066	0.093	50.388	1.682	0.066	0.092	50.485	1.694
24.00	0.103	0.152	40.237	1.579	0.102	0.150	40.380	1.596
30.00	0.101	0.147	41.593	2.034	0.101	0.146	41.697	2.049
40.00	0.136	0.205	34.568	1.953	0.135	0.203	34.732	1.975
45.00	0.130	0.193	35.999	2.335	0.130	0.191	36.109	2.352
51.43	0.156	0.241	31.401	2.131	0.154	0.238	31.605	2.159
60.00	0.177	0.265	29.161	2.264	0.175	0.261	29.371	2.296
72.00	0.164	0.241	31.707	2.985	0.163	0.239	31.848	3.011

The results presented in Table 2 provide a detailed evaluation of the model's performance across various compression ratios (CR) using multiple metrics. At CR 8.00, the model demonstrates minimal error rates and high signal quality. Specifically, the mean absolute error (MAE) is 0.053, and the percentage root mean square difference (PRD) is 0.073, both indicating low distortion. Additionally, the signal-to-noise ratio (SNR) is 55.044, highlighting the model's ability to preserve signal integrity. The quality score (QS) at this stage is 1.096, showing satisfactory performance. As the compression ratio increases, a decline in model performance is observed. For instance, at CR 30.00, the MAE rises to 0.101, and the PRD increases to 0.147, while the SNR declines to 41.593. Despite this, the QS improves to 2.034, suggesting a trade-off between error metrics and quality evaluation. At the highest compression ratio of CR 72.00, the performance degradation is more pronounced. The MAE reaches 0.164, PRD increases to 0.241, and SNR drops to 31.707. However, the QS reaches 2.985, indicating that even with increased errors, the overall quality assessment remains relatively high.

In conclusion, the model exhibits strong performance at lower compression ratios with high signal fidelity. However, as compression increases, the trade-off between error rates and quality assessment becomes evident, necessitating a careful balance between compression efficiency and signal preservation. These results show that

as the compression ratio increases, the capacity of the model to reconstruct the signal similar to the original decreases and the error rates increase accordingly. Especially in data security and biometric systems, high error rates and poor signal quality can negatively affect the reliability and accuracy of the system. This is critical for accurate processing and recognition of biometric data.

The features learned by the model are critical for identifying individuals' heartbeat patterns. These features represent the unique heartbeats of each individual and therefore ensure high accuracy in biometric recognition processes. High quality features provide a more accurate and reliable recognition process, which increases the reliability of biometric systems. Thus, why the learned features of the model are so important for biometric recognition contributes to a better understanding of the findings of this study. These results show that as the compression ratio increases, the model's capacity to reconstruct the signal like the original decreases and the error rates increase accordingly. The closeness between the training and test results indicates that the generalization ability of the model is strong and performs consistently on different datasets. In general, it can be concluded that low compression ratios optimize the performance of the model, while high compression ratios negatively affect the signal quality and accuracy.

In this context, for data security and the effectiveness of biometric systems, compression ratios need to be carefully chosen.

Table 3. Classification performance values of the model.

Train					Test			
CR	Acc. (%)	Prec.(%)	Rec.(%)	f1-sc.(%)	Acc.(%)	Prec.(%)	Rec.(%)	f1-sc.(%)
8.00	99.11	99.13	99.11	99.11	98.58	98.62	98.58	98.59
15.65	99.27	99.28	99.27	99.27	98.60	98.61	98.60	98.60
24.00	98.56	98.57	98.56	98.56	97.76	97.78	97.76	97.76
30.00	98.06	98.07	98.06	98.06	97.33	97.36	97.33	97.33
40.00	96.54	96.58	96.54	96.54	96.15	96.21	96.15	96.16
45.00	96.43	96.48	96.43	96.43	95.86	95.90	95.86	95.85
51.43	93.67	93.73	93.67	93.65	93.56	93.66	93.56	93.56
60.00	92.52	92.62	92.52	92.51	91.93	92.04	91.93	91.92
72.00	91.79	91.92	91.79	91.79	91.45	91.63	91.45	91.48

The results presented in Table 3 evaluate the classification performance of the model under different compression ratios (CR). The performance of the model is analyzed according to Accuracy, Precision, Recall and F1-score. At CR 8.00, the model shows high performance in both training and testing phases. High values such as training accuracy 99.11% and test accuracy 98.58% indicate that the model works well with uncompressed or low compression data. Similarly, the precision, sensitivity and F1-score are also quite high at this level. As the compression ratio increases, there is a gradual decline in the model's performance. At CR 30.00, the training accuracy drops to 98.06% and the test accuracy to 97.3%. However, even at this level, the model performs acceptably. At higher compression ratios, the degradation becomes more pronounced. At CR 72.00, training accuracy drops to 91.79% and test accuracy to 91.45%. Similarly, the other metrics also decrease. These results show that as the compression ratio increases, information is lost and the classification performance of the model is affected. In general, at low compression ratios, the performance of the model is quite high and error rates are low. However, at CR 40.00 and above, there is a more pronounced drop in accuracy and other metrics. This suggests that after a certain point, compression reduces the learning capacity and generalization ability of the model.

There may be several reasons for this performance degradation. First, as the compression ratio increases, the learning capacity of the model decreases, leading to the loss of important features. Also, higher compression ratios

can lead to the data containing more noise, which can negatively affect the overall performance of the model. Finally, the complexity of the model and the number of parameters decrease inversely with the compression ratio, which weakens the generalization ability of the model.

In general, at low compression ratios, the model shows very high classification performance, but as the compression ratio increases, there is a significant decrease in accuracy, precision, sensitivity and f1-score values. These findings show that data security and ensuring high accuracy rates in biometric systems is critical. High error rates can threaten the reliability for accurate processing and recognition of biometric data. Therefore, careful selection of compression ratios is of paramount importance for the reliability and accuracy of the system. These findings suggest that the model performs optimally at lower compression ratios.

In this context, for data security and the effectiveness of biometric systems, compression ratios need to be carefully chosen. The findings of this study contribute to the literature by demonstrating the potential of convolutional autoencoders in ECG biometric recognition, which can be applied in various practical scenarios. For instance, this method can be utilized in hospital systems for patient identification, ensuring secure access to medical records, or in online authentication applications, enhancing security measures for user logins. By integrating such advanced techniques, the reliability and accuracy of biometric systems can be significantly improved, paving the way for broader adoption in critical applications.

4. Discussion

The results in the table clearly demonstrate the effectiveness of various methods and approaches for ECG biometric recognition. The fact that the proposed work performs similarly or better compared to other high performing methods in the existing literature demonstrates the potential of CAE in ECG recognition. However, the effectiveness of these methods can be further strengthened by testing on more datasets and different scenarios.

Table 4. Comparison table.

Study	Database	Method	Performance (Accuracy-%)
Jyotishi et al. [42]	PTB	LSTM	97.3
	MIT-BIH Arrhythmia		96.81
	ECG-ID		93.11
	CYBHi		79.37
Li et al.[15]	MIT-BIH Arrhythmia	PNN/ WOA-PNN	98.08- 98.54
Abdeldayem et al. [43]	PTB	2D-CNN	94.9
Fatimah et. Al. [16]	MIT-BIH Arrhythmia	Random Forest	97.92
	CYBHi		99.45
	ECG-ID		98.45
Zhang et al.[10]	MIT-BIH Arrhythmia	1D-CNN	93.5
Chu et al. [17]	MIT-BIH Arrhythmia	CNN	95.99
Singh et al. [44]	MIT-BIH Arrhythmia	Using Eigenbeat Features	91.42
Bassiouni et al. [9]	PTB	SVM/KNN/ANN	99- 98.1-95.3
Li et al.[14]	MIT-BIH Arrhythmia	WT-UKF and IPSO-SVM	98.44
Önerilen Çalışma	MIT-BIH Arrhythmia	CAE	98.46
Prakash ve ark. [11]	ECGID	Beat Template Matching	99.85
Wang et al. [20]	PTB, MIT-BIH, ECG-ID	CNN	99.15, 98.5, 98.5
Maleki Lonbar et al. [19]	NSRDB, MITDB	GoogLeNet	99.3, 99.00
Al-Jibreen et al. [18]	MIT-BIH Arrhythmia	CNN	93.81
Patro et al. [12]	ECGID	GA, EN	95.30, 94.90
Belo et al. [21]	Fantasia, MIT-BIH, CYBHi	TCNN	100, 96, 90

Table 4 provides important insights on arrhythmia classification and ECG biometric recognition by comparing the performance of different machine learning methods on ECG databases. The results of the proposed model demonstrate the effectiveness of the deep learning based Convolutional Autoencoder (CAE) architecture when compared to other works in the literature.

The proposed work achieved 98.46% accuracy with CAE on the MIT-BIH Arrhythmia database. CAE provides advantages in data compression and extraction of important features and is an effective method to reduce noise and complex waveforms in the signal. Thanks to the deep learning architecture, the learning capacity of the model increases and gains the ability to learn more complex relationships. This improves the overall performance of the model, allowing it to achieve high accuracy rates in arrhythmia classification.

The analysis of other studies reveals the strengths and limitations of different methods. For example, the LSTM model proposed by Jyotishi et al. [42] achieved accuracy rates of 97.3% and 96.81% on the PTB and MIT-BIH Arrhythmia databases, respectively. However, its low performance of 79.37% on the CYBHi database indicates that while LSTM may perform better on certain datasets, it may fall short on others. The PNN and WOA-PNN methods proposed by Li et al. [15] stand out with 98.08% and 98.54% accuracy rates, respectively. The potential of these methods to achieve high accuracy rates with fewer parameters and the ability to prevent overlearning are very close to the performance of the proposed model.

The Random Forest method used by Fatimah et al. [16] achieved 97.92% and 99.45% accuracy on the MIT-BIH Arrhythmia and CYBHi databases, respectively. This finding shows that traditional machine learning methods can be as effective as deep learning methods under certain conditions. However, CAE's deep learning architecture offers an advantage in that it has the capacity to learn more complex relationships and generalize better.

The 1D-CNN and CNN models developed by Zhang et al. [10] and Chu et al. [17] achieved accuracy rates of 93.5% and 95.99% respectively, on the MIT-BIH Arrhythmia database. These accuracy rates are below the performance of the proposed model. Although CNN-based approaches can provide successful results thanks to their deep learning architecture, the advantages of feature extraction and data compression offered by CAE increase the overall performance of the model. SVM, KNN and ANN methods proposed by Bassiouni et al. [9] are remarkable with accuracy rates of 99%, 98.1% and 95.3% respectively. Traditional methods can provide high accuracy rates for certain types of data. However, CAE's deep learning architecture offers the capacity to deal with more complex data more effectively, which gives it an advantage over traditional methods.

Prakash ve ark. [11] proposed the Beat Template Matching method, which has a very high accuracy rate of 99.85%. However, it should be noted that this method may be optimized for a specific application and thus may lack the flexibility offered by CAE as a general model. Similarly, the CNN model developed by Wang et al. [20] achieved accuracy rates of 99.15%, 98.5% and 98.5% on PTB, MIT-BIH and ECG-ID databases, respectively. Although these results are quite high, the advantages of the proposed CAE model stand out when looking at the balance of the model's performance on different databases.

In conclusion, the proposed CAE model proves to be an effective method for ECG analysis and arrhythmia classification, offering high accuracy rates compared to existing methods in the literature. Thanks to its deep learning-based architecture, the model is capable of learning more complex relationships and generalizes better. The analysis of other works in the literature reveals the advantages and limitations of different methods, contributing to the identification of the most suitable approaches for the analysis of ECG data. In this context, the proposed model stands out as a powerful alternative for arrhythmia classification with its high accuracy and advanced feature extraction capabilities.

For future studies, the use of larger and more diverse datasets in the field of ECG analysis and arrhythmia classification is recommended. Datasets representing different patient groups and various clinical conditions can contribute to more robust and reliable results by increasing the generalization ability of the model. Moreover, more complex deep learning architectures, e.g. hybrid models or structures incorporating attention mechanisms, have the potential to further improve the performance of the model. Such innovative approaches may increase the capacity to learn more complex relationships of the signal, allowing for higher accuracy rates in arrhythmia classification. Finally, optimization and acceleration of the model for real-time applications could enable it to be used more effectively in clinical settings. These proposals are considered as important steps to support progress in the field of ECG biometric recognition and arrhythmia classification.

References

- [1] Martis RJ, Acharya UR, Adeli H. Current methods in electrocardiogram characterization. *Comput Biol Med* 2014; 54: 95-109.
- [2] Ince T, Kiranyaz S, Gabbouj M. A generic and robust system for automated patient-specific classification of ECG signals. *IEEE Trans Biomed Eng* 2009; 56(5): 1415-1426.
- [3] Biel L, Pettersson O, Philipson L, Wide P. ECG analysis: A new approach in human identification. *IEEE Trans Instrum Meas* 2001; 50(3): 808-812.
- [4] Jyotishi D, Dandapat S. An LSTM-based model for person identification using ECG signal. *IEEE Sens Lett* 2020; 4(8): 1-4.
- [5] Sancho J, Alesanco Á, García J. Biometric authentication using the PPG: A long-term feasibility study. *Sensors* 2018; 18(5): 1525.
- [6] Khushk KP, Iqbal AA. An overview of leading biometrics technologies used for human identity. *Proc Student Conf Eng Sci Technol (SCONEST)*, Karachi, Pakistan, 2005; 1-4.
- [7] Ribeiro Pinto J, Cardoso JS, Lourenco A. Evolution, current challenges, and future possibilities in ECG biometrics. *IEEE Access* 2018; 6: 34746-34776.
- [8] Sadhukhan D, Mitra M. R-peak detection algorithm for ECG using double difference and RR interval processing. *Procedia Technol* 2012; 4: 873-877.
- [9] Bassiouni MM, El-Dahshan ESA, Khalefa W, Salem AM. Intelligent hybrid approaches for human ECG signals identification. *Signal Image Video Process* 2018; 12(5): 941-949.
- [10] Zhang Q, Zhou D, Zeng X. HeartID: A multiresolution convolutional neural network for ECG-based biometric human identification in smart health applications. *IEEE Access* 2017; 5: 11805-11816.
- [11] Prakash AJ, Patro KK, Samantray S, Pławiak P, Hammad M. A deep learning technique for biometric authentication using ECG beat template matching. *Information* 2023; 14(2): 65.
- [12] Patro KK, Prakash AJ, Rao MJ, Kumar PR. An efficient optimized feature selection with machine learning approach for ECG biometric recognition. *IETE J Res* 2022; 68(4): 2743-2754.
- [13] Hejazi M, Al-Haddad SAR, Hashim SJ, Aziz AFA, Singh YP. Non-fiducial based ECG biometric authentication using one-class support vector machine. *Proc Int Conf Signal Process Algorithms Archit Arrang Appl (SPA)*, Poznan, Poland, 2017; 190-194.
- [14] Li N, He F, Ma W, Wang R, Jiang L, Zhang X. The identification of ECG signals using WT-UKF and IPSO-SVM. *Sensors* 2022; 22(5): 1962.
- [15] Li N, He F, Ma W, Wang R, Jiang L, Zhang X. The identification of ECG signals using wavelet transform and WOA-PNN. *Sensors* 2022; 22(12): 4343.
- [16] Fatimah B, Singh P, Singhal A, Pachori RB. Biometric identification from ECG signals using Fourier decomposition and machine learning. *IEEE Trans Instrum Meas* 2022; 71: 1-10.
- [17] Chu Y, Shen H, Huang K. ECG authentication method based on parallel multi-scale one-dimensional residual network with center and margin loss. *IEEE Access* 2019; 7: 51598-51607.
- [18] Al-Jibreen A, Al-Ahmadi S, Islam S, Artoli AM. Person identification with arrhythmic ECG signals using deep convolution neural network. *Sci Rep* 2024; 14: 55066.
- [19] Maleki Lonbar S, Beigi A, Bagheri N, Peris-Lopez P, Camara C. Deep learning-based biometric authentication system using a high temporal/frequency resolution transform. *Front Digit Health* 2024; 6: 1463713.
- [20] Wang G, Shanker S, Nag A, Lian Y, John D. ECG biometric authentication using self-supervised learning for IoT edge sensors. *IEEE J Biomed Health Inform* 2024; 28(1): 1-10.
- [21] Belo D, Bento N, Silva H, Fred A, Gamboa H. ECG biometrics using deep learning and relative score threshold classification. *Sensors* 2020; 20(15): 4078.
- [22] Israel SA, Irvine JM, Cheng A, Wiederhold MD, Wiederhold BK. ECG to identify individuals. *Pattern Recognit* 2005; 38(1): 133-142.
- [23] Mostefai L, Mohamed B, Merzoug B, Lotfi M, Mouloud D. Enhanced local patterns using deep learning techniques for ECG-based identity recognition system. Preprint, 2021.
- [24] Donida Labati R, Muñoz E, Piuri V, Sassi R, Scotti F. Deep-ECG: Convolutional neural networks for ECG biometric recognition. *Pattern Recognit Lett* 2019; 126: 78-85.
- [25] Hua X, Han J, Zhao C, et al. A novel method for ECG signal classification via one-dimensional convolutional neural network. *Multimed Syst* 2022; 28: 1387-1399.
- [26] Liu CL, Hsiao WH, Tu YC. Time series classification with multivariate convolutional neural network. *IEEE Trans Ind Electron* 2019; 66(6): 4788-4797.
- [27] Kiranyaz S, Avci O, Abdeljaber O, Ince T, Gabbouj M, Inman DJ. 1D convolutional neural networks and applications: A survey. *Mech Syst Signal Process* 2021; 151: 107398.

- [28] Saleem MA, Senan N, Wahid F, Aamir M, Samad A, Khan M. Comparative analysis of recent architecture of convolutional neural network. *Math Probl Eng* 2022; 2022: 7313612.
- [29] Yıldırım Ö, Plawiak P, Tan RS, Acharya UR. Arrhythmia detection using deep convolutional neural network with long duration ECG signals. *Comput Biol Med* 2018; 102: 411-420.
- [30] Eigen D, Rolfe J, Fergus R, LeCun Y. Understanding deep architectures using a recursive convolutional network. *arXiv preprint*, 2013. Available: <http://arxiv.org/abs/1312.1847>.
- [31] Abdi M, Nahavandi S. Multi-residual networks: Improving the speed and accuracy of residual networks. *arXiv preprint*, 2016. Available: <http://arxiv.org/abs/1609.05672>.
- [32] Huang G, Liu Z, Pleiss G, Van Der Maaten L, Weinberger KQ. Convolutional networks with dense connectivity. *IEEE Trans Pattern Anal Mach Intell* 2022; 44(12): 8704-8716.
- [33] Chen J, He T, Zhuo W, Ma L, Ha S, Chan SHG. TVConv: Efficient translation variant convolution for layout-aware visual processing. *arXiv preprint*, 2022. Available: <http://arxiv.org/abs/2203.10489>.
- [34] Molchanov P, Tyree S, Karras T, Aila T, Kautz J. Pruning convolutional neural networks for resource efficient inference. *arXiv preprint*, 2016. Available: <http://arxiv.org/abs/1611.06440>.
- [35] Howard AG, Zhu M, Chen B, et al. MobileNets: Efficient convolutional neural networks for mobile vision applications. *arXiv preprint*, 2017. Available: <http://arxiv.org/abs/1704.04861>.
- [36] Murat F, Yildirim O, Talo M, Baloglu UB, Demir Y, Acharya UR. Application of deep learning techniques for heartbeats detection using ECG signals—analysis and review. *Comput Biol Med* 2020; 120: 103726.
- [37] Ortigosa N, Giménez VM. Raw data extraction from electrocardiograms with portable document format. *Comput Methods Programs Biomed* 2014; 113(1): 284-289.
- [38] Almalchy MT, Ciobanu V, Popescu N. Noise removal from ECG signal based on filtering techniques. *Proc Int Conf Control Syst Comput Sci (CSCS)*, Bucharest, Romania, 2019; 176-181.
- [39] Cao M, Zhao T, Li Y. ECG heartbeat classification using deep transfer learning with convolutional neural network and STFT technique. *J Phys Conf Ser* 2023; 2547(1): 012031.
- [40] Dalianis H. Evaluation metrics and evaluation. In: *Clinical Text Mining*. Springer Int Publ, 2018; 45-53.
- [41] Wang F, et al. A novel ECG signal compression method using spindle convolutional auto-encoder. *Comput Methods Programs Biomed* 2019; 175: 139-150.
- [42] Jyotishi D, Dandapat S. An LSTM-based model for person identification using ECG signal. *IEEE Sens Lett* 2020; 4(8): 1-4.
- [43] Abdeldayem SS, Bourlai T. A novel approach for ECG-based human identification using spectral correlation and deep learning. *IEEE Trans Biom Behav Identity Sci* 2020; 2(1): 1-14.
- [44] Singh YN, Singh SK. Identifying individuals using eigenbeat features of electrocardiogram. *J Eng* 2013; 2013: 539284.

Sıkıştırılabilir Algılama ile Verimli Dalga Taşması Ölçümleri için Hesaplamalı İstatistiksel Analizler

Ali Rıza ALAN^{1*}, Cihan BAYINDIR²

¹ İnşaat Mühendisliği Bölümü, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Bahçeşehir Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

² İnşaat Mühendisliği Bölümü, İnşaat Fakültesi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

*¹ aliriza.alan@bau.edu.tr, ² cbayindir@itu.edu.tr

(Geliş/Received: 06/04/2025;

Kabul/Accepted: 17/09/2025)

Öz: Dalga taşması (wave overtopping) ve yıkamasının (overwash) analizi, kıyı yapıları ve bölgelerine gelebilecek zararı önlemek için esastır. Bu konu hakkında literatürde günümüz araştırmalarına ışık tutan birçok çalışma bulunmaktadır. Dalga taşması ve yıkaması modelleme yöntemleri, esas olarak taşma parametrelerinin temel girdiler olarak tahmin edilmesine ve üretilmesine dayanmaktadır. Kullanılan mevcut yöntemler büyük alan verilerinin değerlendirilmesi için yetersiz ve verimsizdir. Bu verilerin etkili algılama teknikleriyle kaydedilmesi ve analiz edilmesi, kıyı afetlerinin felaket sonuçlarının gözlenmesi, değerlendirilmesi ve önlenmesi için esas teşkil etmektedir. Bu amaçla, yeni algoritmalar geliştirilmeli, uygulanmalı ve test edilmelidir. Sıkıştırılabilir algılama (SA) (Compressive sensing (CS)) tekniği, kesin bir geri çatma gerçekleştirirken çok daha az ölçüm kullandığından klasik algılama yaklaşımlarından çok daha verimlidir. Bu makalede, kıyı alanları için dalga tırmanması (wave runup), taşması ve yıkamasının tahmini ve analizi için SA'nın olası kullanımı araştırılmıştır. Hesaplamalı ve kuramsal tekniklerle oluşturulan dalga taşması ve yıkaması zaman serisi veri kümelerini kullanarak, SA'nın kıyı alanlarında dalga taşması ve yıkamasının ölçülmesi, tahmini ve analizi için güçlü bir araç olarak kullanılabileceği ve kıyı yapılarının sağlığının izlenmesinde kritik bir araç olabileceği gösterilmiştir. Sonuçlarımız tartışılmış ve bunların önemi ile olası kullanım alanları hakkında yorumlar yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Dalga tırmanması, dalga taşması, dalga yıkaması, sıkıştırılabilir algılama.

Computational Statistical Analyses for Efficient Wave Inundation Measurements with Compressive Sensing

Abstract: It is crucial to analyze wave overtopping and overwash in order to protect coastal areas and infrastructure. The literature has a large number of studies that provide insight into the state of this field's study. The estimation and generation of overtopping parameters as fundamental inputs form the basis of wave overtopping and overwash modeling techniques. The current methods used are inadequate and inefficient for the evaluation of large-area data. Effective sensing techniques must be used to record and analyze these data in order to observe, assess, and avert the devastating effects of coastal disasters. New algorithms should be created, performed, and tested for this reason. Compressive sensing (CS) technique is much more efficient than classical sensing approaches since it uses much fewer measurements while performing a precise reconstruction. This work examines the potential application of the CS for the practical prediction and evaluation of wave runup, overtopping, and overwash in coastal locations. Utilizing wave overtopping and overwash time series datasets generated with computational and theoretical techniques, it is demonstrated that how CS may be applied as a potent tool for structural health monitoring and forecasting, examination, and assessment of wave overtopping and overwash in coastal regions. Our results are discussed and comments on their significance and possible applications are made.

Key words: Wave runup, wave overtopping, wave overwash, compressive sensing.

1. Giriş

Günümüzde insan nüfusunun büyük çoğunluğu ekonomik ve insani nedenlerle kıyı alanlarında yaşamaktadır. Bu bağlamda kıyı alanlarının yönetimi, düzenlenmesi ve korunması insanların ideal bir şekilde hayatlarını sürdürebilmeleri için son derece gereklidir. Kıyı alanlarını koruyan yapıların işlevlerini yerine getiremediği bazı durumlarda hem kıyı alanları hem de orada yaşayan insanlar için olumsuz durumlar ortaya çıkmaktadır. Dalga taşması ve dalga yıkaması bu durumların en önemlilerindendir. Dalga tırmanması nedeniyle bir kıyı duvarı, set, dalgakıran vb. kıyı yapılarının tepesi üzerinden suyun akması olayına dalga taşması [1-12], akan suyun bir kumsalın tepesi üzerinden su ve tortu taşması ise dalga yıkaması olarak tanımlanmaktadır [1-12]. Dalga taşması sadece küçük binaların çökmesi ve insanların sel sularında boğulması gibi felaket sonuçlara yol açmakla kalmaz,

* Sorumlu yazar: aliriza.alan@bau.edu.tr. Yazarların ORCID Numarası: ¹ 0000-0002-0243-9493, ² 0000-0002-3654-0469

aynı zamanda civardaki karayolu ve hatta demir yolu için de ciddi tehlikeler yaratabilir [1-12]. Dalga yıkaması ekonomik yönden gelişmiş bölgelerde tehlikelidir, çünkü kumsal yüzünün aşınması fırtınadan sonra bu bölgeleri savunmasız bırakacak ve bu bölgelerdeki altyapı ve üstyapı zarar görecektir [1-12]. Önemleri nedeniyle, bu konular hakkında bugüne kadar birçok çalışma yürütülmüştür [1-12]. [2, 9]'da farklı kumul geometrileri için kumul profili oluşumu ve yıkama taşınım oranları ölçülmüştür. [3]'te kavramsal tasarım formüllerine odaklanılarak eğimli tahkimat duvarı ve deniz duvarı gibi setler ve benzeri yapılar üzerinde dalga tırmanması ve dalga taşmasına ilişkin döneminin yeni elde edilen sonuçları özetlenmektedir. [4]'te dalga ortalama taşıma süresi, göreceli toplam taşıma süresi, taşıma asimetrisi, ortalama maksimum debi ve ortalama anlık debi gibi çeşitli yeni parametreler tanımlanıp formüle edilmiş ve taşıma debisinin parametrelendirilmesinde, dalga periyodunun etkilerini de hesaba katan bir eşdeğer eğim tanımlamak için yeni bir yaklaşım önerilmiştir. [5]'te XBeach ve IH2VOF numerik modelleri ile Mase formülleri birleştirilerek bir deniz duvarında dalga taşması ele alınmıştır. [6]'da dalga taşması ve kıyı yapılarının tepe seviyesi tasarımıyla ilgili sorunlar açıklanmış ve genel bir tahmin yöntemi geliştirilmiştir. [7]'de farklı dalga yıkaması morfolojilerindeki yıkama süreçlerinin tortul dinamiklerini açıklayan ve fırtına dışı dalga yıkaması oluşumuna yol açan faktörleri belirleyen saha verileri sunulmuştur. [8]'de kıyılarındaki dalga yıkaması için bilgi durumu ve hesaplama yeteneği hakkında eleştirel bir inceleme sunulmuştur. [10]'da Delta dalga kanalında gerçekleştirilen geniş ölçekli BARDEX deneylerinden elde edilen sonuçlar kullanılarak, dalga yıkaması koşullarında dalga ve gelgit zorlamalarına karşı prototip bir çakıl bariyerinin morfolojik tepkisi araştırılmıştır. Farklı eğimlere sahip laboratuvar modelleri oluşturularak taşan dalgaların anlık deşarj zaman serileri [11]'de analiz edilmiştir. [12]'de ekstrem dalgaların taşan hacminin aşılma olasılığını tanımlayan bir istatistiksel model oluşturulmuştur. Bu kısa liste ve içindeki referanslar okuyucuya konunun enginliği hakkında bir fikir verebilir.

Tüm bu çalışmalardan anlaşılacağı üzere dalga tırmanması, taşması ve yıkamasının analizi bilimsel literatür için şarttır. Bu analizlerin etkin ve hızlı bir şekilde yapılması çalışmaların sonuçlarında verimlilik açısından son derece önemlidir. Bu amaçla kullanılabilecek oldukça kullanışlı algoritmalarından biri de sıkıştırılabilir algılama (SA) algoritmasıdır [13, 14]. Daha az veriyle aynı sonuca ulaşarak zamandan ve depolama alanından tasarruf sağlama gibi temel avantajı olan SA algoritmasının bazı kıyı mühendisliği problemlerinde uygulanmış örnekleri literatürde mevcuttur [15-23]. [15]'te serbest yüzey yer değiştirme verilerinin ekstrapolasyonu için SA tabanlı bir teknik geliştirilmiştir. [16]'da dev dalgaların erken tespiti için SA'nın olası kullanımı tartışılmıştır. [17]'de von Kármán girdaplarının etkili ölçümü ve analizi için SA'nın kullanımı ve uygulaması tartışılmıştır. [18]'de tam doğrusal olmayan okyanus dalgalarının spektral simülasyonları için gereken hesaplama yükünü SA kullanarak azaltmaya yönelik bir yaklaşım sunulmuştur. [19]'daki konferans bildirisinde zaman serisi veri kümeleri kullanılarak, SA'nın kıyı bölgelerinde dalga taşması ve yıkamasının tahmini, araştırılması ve analizi ile yapısal sağlık izleme için güçlü bir araç olarak kullanılabileceği gösterilmiştir. [20]'de okyanus dalga enerjisinin ve genel olarak okyanus enerjisi dönüşümünün etkin bir şekilde analiz edilmesi ve değerlendirilmesi için SA'nın kullanımı incelenmiştir. [21]'de 30 Ekim 2020 İzmir-Samos Tsunamisi hidrodinamik zaman serilerinin SA kullanılarak verimli ölçümlerle geri çatılması incelenmiştir. [22]'de taşkın izleme için öne çıkan çözümlerden biri olarak kabul edilen kablosuz sensör ağlarındaki teknik sorunlardan biri olan sensörlerin enerji kısıtlamasına SA ile enerji açısından verimli yeni bir uzaktan taşkın izleme sistemi önerilerek çözüm aranmıştır. [23]'te SA kullanılarak belirli bir noktadaki serbest yüzey yer değiştirmesinin zaman geçmişini dalga basıncı yük kayıtlarından ekstrapole etme problemi ele alınmıştır. Ancak literatürde SA'nın kullanıldığı ve bu makalenin de konusu olan dalga tırmanması, taşması ve yıkaması alanıyla ilgili şu anda bir makale örneği bulunmamaktadır. Bu makalenin amacı bu bağlamda öncü bir çalışma ortaya koymaktır. Bu makalenin gelecek kısmında istatistiksel hesaplamalı bir teknikle taşıma zaman serisi elde edilmiş ve SA ile bu zaman serisinin mevcut klasik yöntemlere görece çok daha verimli bir şekilde ölçülebileceği gösterilmiştir.

2. Metodoloji

2.1. Dalga taşmasının olasılıksal zaman serisi analizi için metodoloji

Dalga yüksekliği ve periyot dağılımlarının birleşik istatistiklerini analiz etmek için literatürde çok sayıda teknik ve formül bulunmaktadır. Bu formüllerden biri Denklem 1'de verilmiştir [1]:

$$P(\tau|x) = \frac{P(x|\tau)}{P(x)} = \frac{ax}{\sqrt{\pi v}} \exp \left[-\frac{a^2 x^2}{v^2} (\tau - 1)^2 \right]. \quad (1)$$

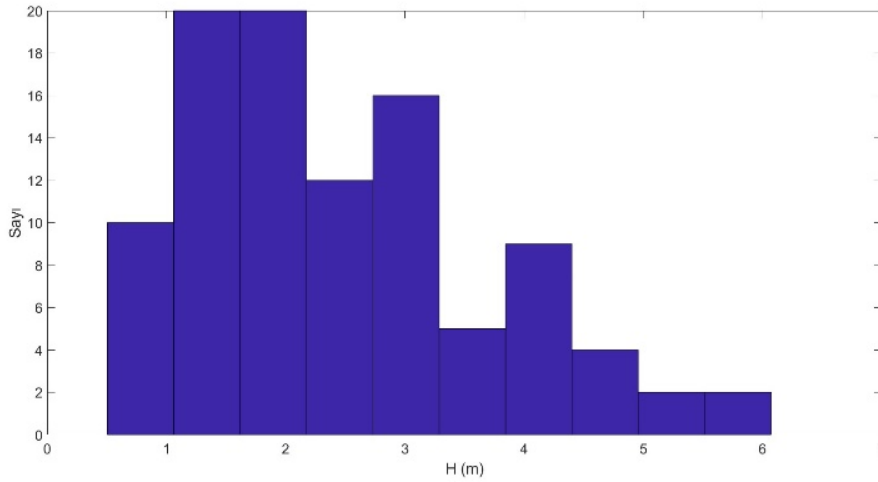
Burada $P(x)$, boyutsuz dalga yüksekliği parametresi $x = H/H'$ 'nin olasılık dağılımını gösterir. Burada H' , referans bir dalga yüksekliğidir ve a parametresi aşağıda Denklem 2'de verilmiştir [1]:

$$a = \frac{H'}{(8m_0)^{1/2}} = \begin{cases} 1/2\sqrt{2}, & \text{eğer } H' = m_0^{1/2} = \eta_{rms} \\ \sqrt{\pi}/2, & \text{eğer } H' = \bar{H} \\ 1, & \text{eğer } H' = H_{rms} \end{cases} \quad (2)$$

Denklem 2'de η_{rms} dalga profilinin kare ortalamalarının kökü, $\bar{H}$ ortalama dalga yüksekliği ve H_{rms} dalga yüksekliğinin kare ortalamalarının köküdür [1]. Doğrusal, dar bantlı bir deniz durumu için $P(x)$ 'in Rayleigh dağılımı biçiminde olduğu iyi bilinmektedir [1]. Denklem 1'de, $P(\tau|x)$, verilen bir $P(x)$ için boyutsuz periyot parametresi $\tau = T/\bar{T}$ 'nin koşullu olasılığıdır [1]. $\bar{T}$ ortalama dalga periyodunu gösterir ve ν parametresi, spektral bant genişliğinin darlığını gösterir. Bu parametre Denklem 3'te verildiği gibidir [1]:

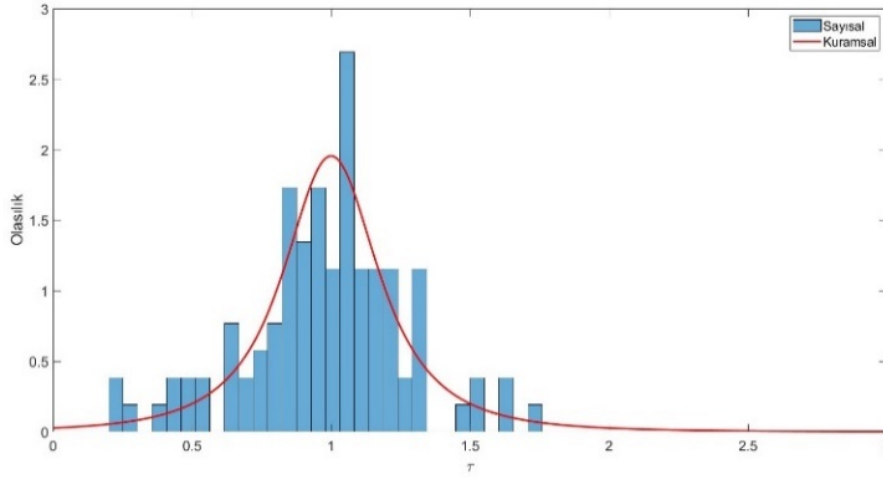
$$\nu = \left[\frac{m_0 m_2}{m_1^2} - 1 \right]^2 \quad (3)$$

Burada m_0, m_1, m_2 spektrumun sıfıncı, birinci ve ikinci momentleridir. [1]'i takiben, bu çalışma boyunca $\nu = 0,26$ değeri kullanılmıştır. Rastgele dalga yüksekliği ve dalga periyodu serileri üretmek için aşağıda özetlenen yaklaşım izlenmiştir. $H' = H_{rms} = 3m$ değeri kullanılmıştır. Böylece, a parametresi $a = 1$ olur. Dalga yüksekliklerinin istatistiksel dağılımlarını temsil etmek için MATLAB rastgele sayı üreticini kullanarak Rayleigh dağıtılmış rastgele sayı üretimi yapılmıştır. Bu şekilde üretilen $H_{rms} = 3m$ 'lik 100 dalgayı içeren bir histogram Şekil 1'de gösterilmektedir.



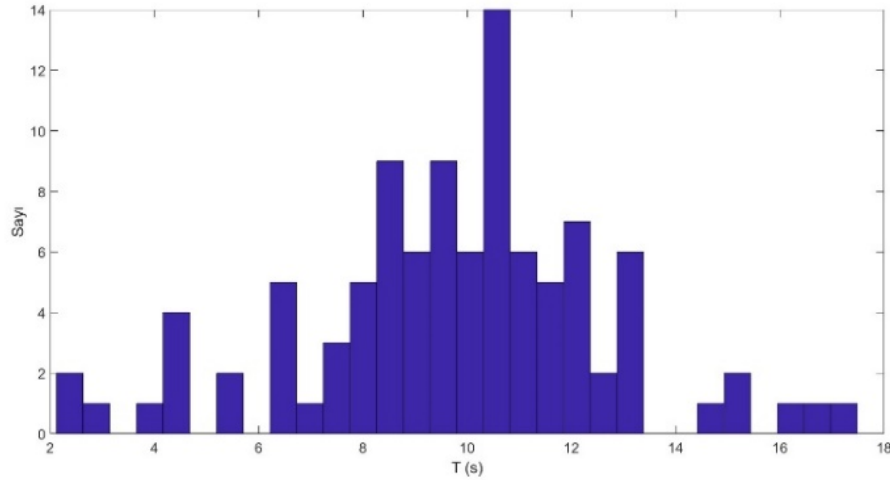
Şekil 1. $H_{rms} = 3m$ olan 100 dalganın dalga yüksekliklerinin histogramı.

Daha sonra boyutsuz dalga yüksekliği parametresi x ve Denklem 1 tarafından verilen koşullu olasılık dağılımı $0 \leq \tau \leq 3$ tipik aralığı için hesaplanmıştır. Olasılık dağılımının hesaplanmasından sonra, basit toplama formülleri ile kümülatif olasılık dağılımı oluşturulmuştur. Daha sonra bu kümülatif dağılım rastgele ters çevirme tekniği vasıtasıyla ters çevrilerek rastgele x değerlerine karşılık gelen rastgele τ değerleri elde edilmiştir. Bu şekilde sayısal olarak hesaplanan τ 'nun sayısal olasılık dağılımı ve Denklem 1'deki x parametresi üzerinde analitik olarak tümlemlenerek hesaplanan teorik dağılımı Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Boyutsuz zaman parametresi $\tau = T/\bar{T}$ için olasılık dağılım fonksiyonu, rastgele ters çevirme tekniği ile sayısal olarak elde edilene karşı, Denklem 1'in x üzerinde tümlevlenmesi ile kuramsal olarak elde edilen.

Rastgele τ değerleri elde edildikten sonra, rastgele dalga periyotları $T = \tau \bar{T}$ formülü ile hesaplanmıştır. Bu hesaplama için $\bar{T} = 10s$ olan bir dalga sahası dikkate alınmış ve ortaya çıkan dalga periyodu histogramı Şekil 3'te gösterilmiştir.



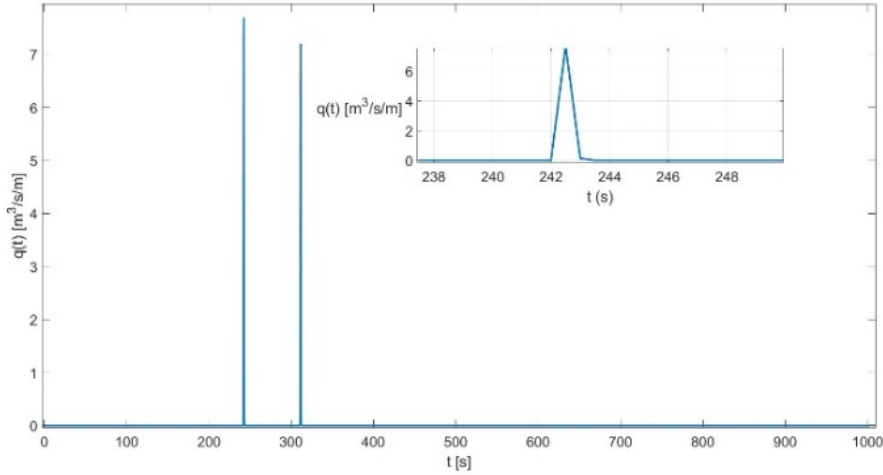
Şekil 3. $\bar{T} = 10s$ olan 100 dalganın dalga periyodunun histogramı.

Rastgele dalga yüksekliği ve buna karşılık gelen rastgele dalga periyodu dağılımları yukarıda özetlenen yaklaşım kullanılarak elde edilmiştir. Dünyanın birçok yerinde olduğu gibi Avrupa'da da bazı kıyı koruma yapıları %2 taşıma kriterine göre tasarlanır, yani tasarım fırtınası boyunca sadece en yüksek %2'lik dalga tırmanmasının yapıyı aşarak dalga taşmasına neden olmasına tolerans sağlayacak şekilde ekonomik tasarım yoluna gidilir. Bu nedenle, bu olasılıksal eşik kriteri rastgele dalga taşmasının zaman serisini sayısal olarak modellemek için kullanılmıştır. T 'nin bireysel dalga periyodunu gösterdiği $0 \leq t \leq T$ taşıma periyodu sırasında, taşıma hacmi zaman serisi Weibull formülü Denklem 4'te verilmektedir [11].

$$q(t) = \frac{V_T b}{\hat{a}} \left(\frac{t}{\hat{a}} \right)^{(b-1)} \exp \left[- \left(\frac{t}{\hat{a}} \right)^b \right] \quad (4)$$

Burada $\hat{a}$ ölçek faktörünü, b şekil faktörünü ve V_T taşmanın hacmini göstermektedir. Bu çalışmada [11]'e göre tipik olarak $\hat{a} = 0,4$ ve $b = 2$ değerleri kullanılmıştır. Taşmaya neden olan en küçük dalga için taşıma hacmi,

aynı zamanda Hollanda taşma simülatörü için en büyük hacim olan $V_T = 5,5 \text{ m}^3/\text{m}$ olarak seçilmiştir. Taşma hacminin dalga yüksekliğiyle doğrusal olmayan bir şekilde ilişkili olduğu bilinmektedir [12], ancak yapı kotu-dalga genliği oranının küçük değerleri için doğrusallaştırılabilir [12]. Dolayısıyla, taşmaya neden olan en küçük dalgadan daha yüksek dalgalar için taşma hacmi doğrusal olarak ölçeklenir. Bu metodolojiyle elde edilen taşma zaman serilerinden biri Şekil 4'te gösterilmektedir.



Şekil 4. %2 taşma olasılığına sahip rastgele dalganın taşma hacmi zaman serisi.

Şekil 4'te sunulan %2 taşma olasılığına sahip rastgele dalganın taşma hacmi zaman serisinin sağ üst köşesinde verilen ek şeklin içerisinde, taşmaya neden olan en küçük dalgadan daha yüksek dalganın olduğu bölge olan 243. saniyeye yakınlaştırma yapılarak taşma hacminin doğrusal olarak ölçeklendiği net bir şekilde gösterilmiştir.

2.2. Sıkıştırılabilir algılama yöntemi

Sinyal işleme alanında çok önemli bir yenilik olan Sıkıştırılabilir Algılama (SA), mühendislikten tıba kadar pek çok bilim dalından araştırmacının dikkatini çekmiş ve bu araştırmacıların çalışmalarında kullanılmıştır. SA, N elemanından sadece K tanesi sıfırdan farklı olan K -seyrek bir q sinyalinin Ψ matrisi (ortogonal dönüşüm matrisi) ile ortogonal bir alana (yani Fourier'e) dönüştürülebileceğini göstermiştir. Bu şekilde sinyal $q = \Psi\hat{q}$ şeklinde gösterilir. Bu formüldeki $\hat{q}$, dönüşümün katsayı vektörünü temsil etmektedir. Girişlerdeki sıfırlar elendikten sonra $q_s = \Psi\hat{q}_s$ elde edilebilir. Burada q_s , sıfırdan farklı bileşene sahip sinyali tanımlar. N elemanlı bir K -seyrek q sinyali, SA algoritması kullanılarak $M \geq C\mu^2(\Phi, \Psi)K\log(N)$ ölçümleriyle tam olarak geriçatılabilir. Bu formülde C pozitif bir sabiti, Φ algılama bazını ve $\mu^2(\Phi, \Psi)$ ise algılama ve dönüşüm bazının karşılıklı tutarlılığını simgeler [13, 14]. M rastgele örneklem kullanılarak yapılan rastgele örneklemeden sonra $g = \Phi\Psi\hat{q}$ elde edilir. Böylece SA problemleri şu hale gelir:

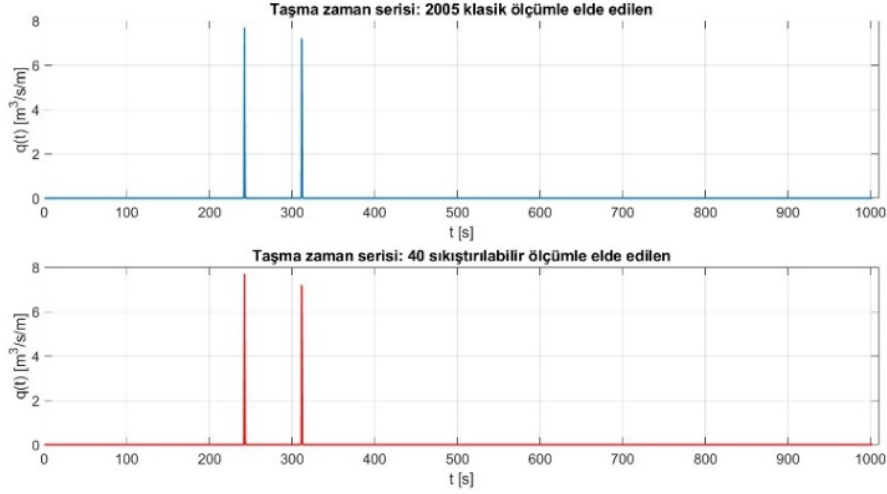
$$g = \Phi\Psi\hat{q} \text{ şartı altında } \min\|\hat{q}\|_{l_1} \quad (5)$$

Burada $\|\hat{q}\|_{l_1} = \sum_i |\hat{q}_i|$ 'dir. l_1 çözümü bu optimizasyon probleminin tüm olası çözümleri arasında $q_{cs} = \Psi\hat{q}$ olmaktadır. Okuyucu SA ile ilgili daha kapsamlı bir tartışma için [13, 14]'e ve kıyı hidrodinamiğindeki diğer uygulamalar için [15-23]'e yönlendirilmektedir.

3. Sonuçlar ve Tartışma

Bu makalenin amacı, dalga taşması zaman serisinin etkili bir şekilde algılanması için SA'nın uygulanabilirliğini önermek ve incelemektir. Tipik taşma hacmi zaman serisi, Şekil 4'te gösterildiği gibi zaman düzleminde seyrek bir davranışa sahiptir. Bu nedenle, Fourier düzleminde rastgele sıkıştırılabilir algılama

gerçekleştirilmiş ve l_1 minimizasyon problemi zaman düzleminde çözülmüştür. Şekil 5'te, Şekil 4'te de gösterilen rastgele dalga taşması zaman serisi ve onun SA ile geriçatılması gösterilmiştir.



Şekil 5. %2 taşma olasılığı olan rastgele dalga taşma hacminin zaman serisi.

Şekil 5'te, rastgele dalga taşması zaman serisinin geriçatımının SA tarafından kesin olarak yapıldığı görülebilir. SA tabanlı yaklaşımın temel avantajı, klasik gözlem sisteminin $N=2005$ klasik örnek kullanmasına rağmen, SA tabanlı gözlem sisteminin yalnızca $K=40$ rastgele örnek kullanmasıdır. Bu önemli farktaki alt örnekleme oranı, kıyı ölçümü ve gözlem sistemleri için bellek, maliyet ve ölçüm süresi açısından büyük bir avantaj sağlamaktadır. Ek olarak, SA tabanlı yaklaşım eksik verilerin enterpolasyonu ve ekstrapolasyonu için de faydalıdır. Bu sonuç dalga taşması ve yıkaması için gösterilmiş olsa da bulgularımızı rastgele dalga tırmanmasına kolayca genişletmek de mümkündür. Tırmanma, kıyı yapısının üst kotundan taşsa da taşmasa da zaman düzleminde rastgele çok frekanslı bir davranışa sahiptir ve spektral düzlemde seyrek bir temsile sahiptir. Böylece, zaman düzleminde rastgele örnekleme yapılabilir veya tipik rastgele tırmanma zaman serilerinin verimli analizi için zaman düzlemi ile Fourier düzleminde ölçüm ve l_1 minimizasyon yapmak için hibrit bir yaklaşım izlenebilir.

4. Çıkarımlar

Bu çalışmada, sıkıştırılabilir algılama ile dalga taşması, yıkaması ve tırmanması parametrelerinin etkili ölçümü araştırılmıştır. Dalga yükseklikleri ve dalga periyotlarının ortak olasılık dağılımı ve bunların rastgele ters çevrilmesi yapılmıştır. Sonrasında yapı üst kotundan taşma olasılığı %2 olan bir dalga taşması zaman serisi bunlar kullanılarak oluşturulmuştur. Elde edilen seri, zaman düzleminde seyrek bir sinyal olarak ele alınabilir. Bu tür seyrek verilerin, Shannon'ın klasik örnekleme teorisinin belirttiğinden çok daha az sayıda örnek kullanılarak sıkıştırılabilir algılama ile etkili bir şekilde geriçatılabileceği gösterilmiştir. Bulgularımız, kıyı ve okyanus mühendisliğinde daha düşük maliyet ve veri depolama gereksinimleri ile daha ucuz ve daha hızlı dalga taşması, yıkaması ve tırmanması ölçüm sistemleri geliştirmelerine yardımcı olacaktır. Ek olarak, bulgularımız eksik verileri aradeğerleme veya dışdeğerleme için de kullanılabilir.

Teşekkür

Bu makale "Alan AR, Bayındır C. Analysis of wave runup, overtopping and overwash parameters via compressive sensing. no. 10. 2nd International Conference on Applied Mathematics in Engineering (ICAME 2021); 01-03 September 2021; Balıkesir, Turkey." isimli konferans bildirisine dayanılarak yazılmıştır. C.B., fikir sahibi, A.R.A. ve C.B. konsepti oluşturdu, A.R.A. orijinal taslağı hazırladı, C.B. kodları yazdı, C.B. makaleyi denetleyip sonuçlandırdı.

Kaynaklar

- [1] Goda Y. Random Seas and Design of Maritime Structures. World Scientific Publishing Company, 2010.
- [2] Kobayashi N, Tega Y, Hancock MW. Wave reflection and overwash of dunes. J Waterw Port Coastal Ocean Eng, 1996; 122(3); 150-153.
- [3] van der Meer JW. Wave run-up and wave overtopping at dikes. Wave forces on inclined and vertical structures, ASCE 1995.
- [4] Tuan TQ, Verhagen HJ, Visser P, Stive MJ. Wave overwash at low-crested beach barriers. Coastal Eng J, 2006; 48(4): 371-393.
- [5] Oliveira JNC, Oliveira FS, Neves MG, Clavero M, Trigo-Teixeira AA. Modeling wave overtopping on a seawall with XBeach, IH2VOF, and mase formulas. Water 2020; 12(9): 2526.
- [6] Geeraerts J, Troch P, De Rouck J, Verhaeghe H, Bouma JJ. Wave overtopping at coastal structures: prediction tools and related hazard analysis. J Cleaner Prod. 2007; 15(16): 1514-1521.
- [7] Matias A, Ferreira Ó, Vila-Concejo A, Morris B, Dias JA. Short-term morphodynamics of non-storm overwash. Mar Geol 2010; 274(1-4): 69-84.
- [8] Donnelly C, Kraus N, Larson M. State of knowledge on measurement and modeling of coastal overwash. J Coastal Res 2006; 22(4): 965-991.
- [9] Hancock MW, Kobayashi N. Wave overtopping and sediment transport over dunes. Coastal Eng. 1995; 2028-2042.
- [10] Matias A, Williams JJ, Masselink G, Ferreira Ó. Overwash threshold for gravel barriers. Coastal Eng. 2012; 63: 48-61.
- [11] Hughes SA, Thornton CI. Estimation of time-varying discharge and cumulative volume in individual overtopping waves. Coastal Eng. 2016; 117: 191-204.
- [12] Mori N, Cox DT. Statistical modeling of overtopping for extreme waves on fixed deck. J Waterw Port Coastal Ocean Eng, 2003; 129(4): 165-173.
- [13] Candès EJ, Romberg J, Tao T. Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information. IEEE Trans Inf Theory 2006; 52(2): 489-509.
- [14] Candès EJ. Compressive sampling. Proceedings of the International Congress of Mathematicians 2006; 3: 1433-1452.
- [15] Malara G, Kougioumtzoglou IA, Arena F. Extrapolation of random wave field data via compressive sampling. Ocean Eng. 2018; 157: 87-95.
- [16] Bayındır C. Early detection of rogue waves using compressive sampling. TWMS J App Eng Math, 2019; 9(2): 198-205.
- [17] Bayındır C, Namlı B. Efficient sensing of the von Karman vortices using compressive sensing. Comput Fluids 2021; 104975.
- [18] Bayındır C. Compressive spectral method for the simulation of nonlinear gravity waves. Sci Rep 2016; 22100.
- [19] Alan AR, Bayındır C. Analysis of wave runup, overtopping and overwash parameters via compressive sensing. no. 10. 2nd International Conference on Applied Mathematics in Engineering (ICAME 2021); 01-03 September 2021; Balıkesir, Turkey.
- [20] Alan AR, Bayındır C. Ocean energy conversion analysis by compressive sensing. no. 24. 2nd International Conference on Applied Mathematics in Engineering (ICAME 2021); 01-03 September 2021; Balıkesir, Turkey.
- [21] Alan AR, Bayındır C. 30 Ekim 2020 İzmir-Samos Tsunamisi ölçümlerinin sıkıştırılabilir algılama yöntemiyle analizi. Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi 2024; 36(2): 837-845.
- [22] Abolghasemi V, Anisi MH. Compressive sensing for remote flood monitoring. IEEE Sens Lett 2021; 5(4): 1-4.
- [23] Malara G. Compressive sampling - based extrapolation of free surface displacement data from pressure measurements. Ocean Eng. 2022; 266: 113044.

Günümüz Elektrikli Araçlar Üzerine Derleme: Teknoloji Türleri, Şarj Sistemleri, Batarya Teknolojileri, Şarj Topolojileri ve Şarj İstasyonlarının Mimari Yapısı Hakkında Genel Ölçekte Analiz

Zehra AYGÜN^{1*}

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş, Türkiye

*¹ zeh.aygun@gmail.com

(Geliş/Received: 21/07/2025;

Kabul/Accepted: 24/09/2025)

Öz: Fosil kaynaklı yakıtların en yoğun kullanım alanlarından biri ulaşım sektörüdür. Her ne kadar ulaşım sektöründe fosil kaynaklı yakıtların kullanımı vazgeçilmez addedilse de fosil kaynaklarının sınırlı sayıda rezervinin bulunması, çevreye zarar vermesi, fazla maliyet oluşturmaya gibi başlıca gerekçeleri barındırması hasebiyle fosil yakıt kaynaklı araçlar alternatif enerji kaynaklarına yönelimi zorunlu kılmıştır. Bu kapsamda, günümüz teknolojisi petrol kaynaklı tüketimi en aza indirmek için elektrik enerjisiyle ve maksimum verimlilikle çalışan araçların üretimine eğilim hız kazanmaktadır. Bu makale çalışması, yedi bölümden oluşmaktadır. Çalışma günümüzde önemi giderek artan elektrikli araçlara bütüncül bir perspektifle ele alınmayı amaçlamaktadır. Çalışma kapsamında, elektrikli araçların tarihsel gelişim süreci, yapısal özellikleri, farklı teknoloji türleri, batarya teknolojileri, şarj sistemleri ve şarj standartları ayrıntılı biçimde incelenmiştir. Ayrıca, mimari şarj istasyonlarının AA/DA doğrultucu aşamalarında kullanılan güç elektroniği dönüştürücü topolojileri üzerine gerçekleştirilen literatür taraması, kapsamlı ve sistematik bir şekilde sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Elektrikli araçlar, şarj tipleri, AA/DA dönüştürücü, batarya teknolojisi.

Comprehensive Review on Modern Electric Vehicles: Analysis of Technology Types, Charging Systems, Battery Technologies, Charging Topologies, and Architectural Design of Charging Stations

Abstract: The transportation sector constitutes one of the most intensive domains of fossil fuel consumption. While the utilization of fossil-based fuels within this sector has long been regarded as indispensable, the finiteness of reserves, their detrimental environmental consequences, and the substantial economic burden they impose have rendered a transition toward alternative energy paradigms unavoidable. Against this backdrop, contemporary technological trajectories increasingly emphasize the development and deployment of electrically powered vehicles designed to maximize energy efficiency, thereby mitigating dependence on petroleum-based resources. This study is organized into seven sections and aspires to examine the phenomenon of electric vehicles whose strategic significance has been steadily rising in recent years from a comprehensive and integrative perspective. Within this framework, the research provides a systematic analysis of the historical evolution of electric vehicles, their structural and functional characteristics, diverse technological configurations, battery innovations, charging infrastructures, and standardization processes. Moreover, a thorough and methodologically rigorous literature synthesis is presented on power electronics converter topologies employed in the AC/DC rectification stages of architectural charging stations.

Key words: Electric vehicles, charging types, AC/DC converter, battery technology.

1. Giriş

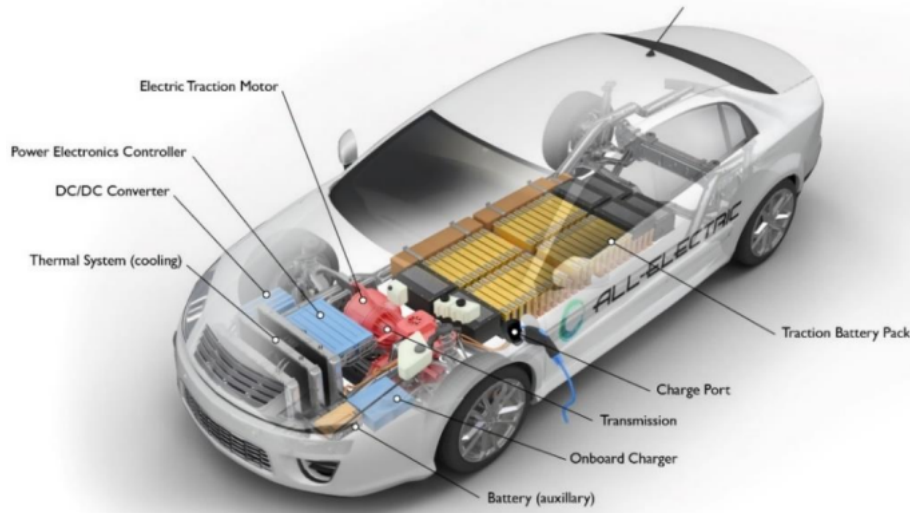
Günümüzde insan nüfusunun artması ve teknolojinin gelişmesiyle taşıtlara talep her geçen gün artmaktadır. Dünya üzerindeki araçların %90'ından fazlası petrol türevli yakıtlarla çalışmaktadır. Benzinli araçları çalıştırmak için kullanılan fosil kaynaklı yakıtlar ise günden güne tükenmektedir. İçten yanmalı motorlar (İYM) çevre kirliliğine ve küresel ısınmaya yol açmaktadır. Elektrikli araçlar (EA) ise, düşük ve orta gelirli ülkeler bakımından daha temiz bir enerji olanağı sunmaktadır ve enerji bakımından verimli ulaşım teknolojilerine geçiş için önemli bir olanak sunmaktadır [1]. Bu minvalde petrol türevli yakıtların çevreye verdiği tahribattan dolayı alternatif enerji kaynaklarına geçiş hız kazanmıştır. Elektrikli araçlar çalıştığı durumda çevreye CO₂ emisyonu yaymadığı ve sürdürülebilir çevrede tahribata sebep olmadığı için popülerlik kazanmıştır [2-3]. Elektrikli motorlar, Michael Faradayın 1821 tarihinde yapmış olduğu çalışmalar sonrasında geliştirilmiştir. 1837 yılında kimyager Robert Davidson tarafından tasarlanan ve şarj edilebilir özelliği olmayan ilk bilinen elektrikli lokomotif yapılmıştır. 19.yy sonuna doğru şarj edilebilir pil sistemlerinin seri üretimiyle elektrikli araçların kullanımı yaygınlaşmaya

* Sorumlu yazar: zeh.aygun@gmail.com. Yazarların ORCID Numarası: ¹0000-0002-5421-4093

başlamıştır bu nedenle nadirde olsa kişisel araçların elektrikli olması muhtemel olmuştur [4]. Elektrikli araçların benimsenmesi, düşük ve orta gelirli ülkeler için daha temiz ve daha enerji verimli araç teknolojilerine geçiş açısından umut verici bir fırsat sunmaktadır. 1908 tarihinde Henry Ford, Texas'tan sağlanan ham petrolün ucuz olmasından ve benzinli taşıtlardaki ilerlemelerden ötürü benzinli aracı Model T'yi seri üretime sundu ve elektrikli araçların sektörünü tamamen değiştirdi. Elektrikli araçlar, altın çağ dönemini 1900-1912 tarihleri arasına yaşamış olmasına rağmen 1912 yılında Amerika trafiğinde içten yanmalı motorlu taşıt sayısı elektrikli taşıt sayısının takriben üç katı olmuştur [5-6].

1920 tarihinden 1935 tarihine kadarki dönemde elektrikli araca yakıt beslemesinin hızlı yapılamaması, elektrikli aracın maliyetinin benzinli araca göre daha pahalı olması ve elektrikli araçların benzinli araçlara kıyasla büyük hızlara varamaması elektrikli araçların 1935'ten sonraki sürecinde karayolları trafiğinde ortadan kaybolmasına sebep olmuştur. 1970 tarihine kadar benzinli araç dışında herhangi bir taşıta gereksinim duyulmamıştır ve talep olmamıştır fakat 1970 tarihinde yaşanan petrol krizi sebebiyle çoğu ülke araçlar için alternatif yakıt gereksinim kaçınılmaz olmuştur.

1975 tarihinde 2000 tane Sebring-Vanguard tarafından üretilen "CitiCar" adı verilen ve takriben 50-60 mil hızına ulaşabilen elektrikli araç kesintisiz şarj edilme ve aracın düşük hız yapmasından ötürü kısa zamanda gelişimini kaybetmiştir. Yakın tarihli elektrikli araç gelişimine bakılırsa, elektrikli araç piyasasının büyük öncü şirketi olan Tesla Motors şirketi tarafından 200 milden yüksek hız yapılabilen ilk elektrikli lüks spor araç Tesla Roadster 2008 yılında trafiklere çıkmıştır ve satış başarısına ulaşmıştır. 2010 tarihinde Nissan LEAF tamamen elektrikli olarak üretilmiştir yine aynı tarihte General Motors plug-in hibrit aracı Chevy Voltu piyasaya çıkartmıştır. Elektrikli araçlar hayatımızın hemen hemen her döneminde var olmuştur ve enerjiye olan talep arttıkça var olmaya devam edecektir [5-6] Şekil 1'de Elektrikli araçların genel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1. Elektrikli araçların genel yapısı [5].

- Yardımcı Batarya(Battery auxiliary) : Elektrikli araçların elektrik enerjisini sağlayan bölümüdür.
- Şarj Portu(Charge port): Şarj portu,batarya paketlerini şarj etmek için araçla güç kaynağı arasında bağlantı sağlamaktadır.
- DC / DC Dönüştürücü(DC/DC converter): DC/DC Dönüştürücü, batarya paketindeki yüksek voltajlı DC gücü araçtaki ekipmanları çalıştırmak ve bataryayı tekrar şarj edebilmek için düşük voltajlı DC güce çevirme işlemini yapmaktadır.
- Elektrik Motoru(Electric traction motor):Batarya paketinden gelen elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek aracın çalışmasını sağlamaktadır.
- Araç içi şarj cihazı (Onboard charger): Araç içi şarj cihazı,araç AC (hızlı şarj) tipte şarj oluyorsa şarj portundan alternatif akımı alır ve aracın bataryasını şarj etmek için DC güce dönüştürür.Şarj ederken bataryanın akım,voltaj,sıcaklık ve şarj durumu parametrelerininide gözlemler.
- Güç Elektronik Denetleyicisi(Power electronics controller):Elektrik motorunun hızını,ürettiği torku bataryaların ise elektrik enerjisinin akışını kontrol etmektedir.

- Termal Soğutma Sistemi (Thermal system (cooling)): Termal soğutma sistemi güç elektroniğinin, motorun, elektrik motorunun ve diğer araçtaki diğer elemanların uygun bir çalışma sıcaklığı aralığını korumaktadır.
- Batarya (Traction battery pack): Batarya paketleri, elektrik motoru tarafından alınan elektrik enerjisini sağlamaktadır.
- Şanzıman (Transmission (electric)): Şanzıman, aracın hareketini sağlayan tekerleğin dönmesi için elektrik motorundan mekanik gücü aktarır.

Elektrikli araç piyasasındaki ilerlemeler doğrultusunda, önümüzdeki dönemlerde elektrikli araç sayısının artış göstermesi ve bu alandaki gelişim sürecinin devam etmesi öngörülmektedir. Elektrikli araçların, bataryaları şarj edilirken ise enerji kaynağı olarak fosil kaynaklı (kömür, doğalgaz ve petrol gibi) güç kaynaklarından yada yenilenebilir enerji kaynaklarından (güneş, rüzgar ve hidrojen gibi) faydalanılmaktadır. Bu araçların faydalarından bahsedilirse çevreye tahribat vermemesi, sera gazı yaymaması, yakıtların ucuz olması ve yakıt kaynağı rezervi tükenme noktasına gelen petrol türevli doğalgaz, LPG gibi yakıt kullanılmaması sayılabilirken dünyada elektrikli araçların sayısı içten yanmalı motorlu araç sayısının %0,1'inden daha azdır. Araç piyasa sektörü için elektrikli araçlar lüks görülmektedir. Dolayısıyla elektrikli araçların birçok avantajlarının yanında dezavantajları da mevcuttur [7-8]. Elektrikli araçlar, fosil yakıtla çalışan araçlara kıyasla sera gazı emisyonlarını önemli ölçüde azaltarak çevresel sürdürülebilirlik hedeflerine ulaşmada kritik bir rol oynamaktadır.

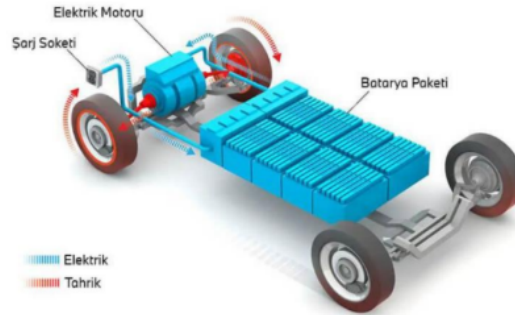
Bu çalışma, elektrikli araçların temel çalışma prensipleri ve sınıflandırmalarını kapsamlı bir şekilde incelemektedir. Çalışma yedi bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünde EA kısa tarihçesinden bahsedilirken, ikinci bölümde bataryalı elektrikli araçlar, hibrit araçlar (seri hibrit ve paralel hibrit yapılar), plug-in hibrit elektrikli araçlar ve yakıt hücresi elektrikli araçlar olmak üzere farklı elektrikli araç teknolojileri kapsamlı biçimde ele alınmıştır. Üçüncü bölümde, elektrikli araçlarda kullanılan batarya teknolojileri hakkında genel bilgi sunulmuştur. Dördüncü bölümde, elektrikli araçlarda kullanılan kablolu şarj (dahili ve harici şarj sistemleri), kablosuz şarj ve batarya değiştirme yöntemlerine dayalı şarj topolojileri analiz edilmiştir. Beşinci bölümde, ulusal ve uluslararası düzeyde kabul gören elektrikli araç şarj standartları karşılaştırmalı analizi gerçekleştirilmiş; altıncı bölümde, alternatif akım/doğru akım (AA/DA) dönüştürücü topolojilerinin araç mimarilerindeki katkıları literatür çerçevesinde ayrıntılı olarak analiz edilmiştir. İncelenen literatür taramalarında, Chen ve ark., yüksek güç yoğunluğuna sahip üç fazlı buck doğrultucularda giriş akım kalitesini artırmayı amaçlayan yapısal olarak geliştirilmiş bir üç fazlı buck doğrultucu topolojisini incelemişlerdir [9]. Greul ve ark., şebeke nötr noktası bağlantısı bulunmayan ve yıldız bağlantısı ile birbirine bağlanmış üç adet tek fazlı boost doğrultucu modülünden oluşan üç fazlı bir darbe genişlik modülasyonu (PWM) doğrultucu sisteminin analizi ve çalışma prensibini araştırmışlardır [10]. Friedli ve ark., Çalışmalarında, aktif altı anahtarlı boost tipi PFC doğrultucu, Vienna doğrultucu, aktif altı anahtarlı buck tipi PFC doğrultucu ve SWISS doğrultucu karşılaştırmalı olarak incelemiş ve analiz sonuçları, boost tipi PFC doğrultucu sistemlerin çoğunlukla daha küçük yarıiletken alanı gerektirdiğini, ancak pasif bileşenler için daha büyük bir hacim ihtiyacı doğurduğunu ve daha yüksek elektromanyetik gürültü seviyeleri ürettiğini ortaya koymaktadır [11]. Mallik ve ark., yaptıkları çalışmalarında üç fazlı aktif boost doğrultucular için giriş gerilimi sensörü kullanmayan bir kontrol algoritması önermişlerdir. Bu yaklaşım, dönüştürücünün dinamiklerinden elde edilen önceki anahtarlama durumu bilgileri ve diğer ölçülen durum değişkenlerindeki değişimlerden yararlanarak, giriş alternatif akım (AA) faz gerilimlerini yüksek doğrulukla tahmin edebilmektedir [12]. Wang ve ark., 3 kW gücünde üç fazlı ve iki kanallı iç içe geçmiş Vienna tipi doğrultucunun tasarımı ve simülasyonunu gerçekleştirmişlerdir. Deneysel prototip üzerinde yapılan testler, doğrultucunun nominal yük altında %99,28 verimlilik elde ettiğini göstermiştir [13]. Zhang ve ark., Yüksek güç yoğunluğu gerektiren uygulamalara uygun, tek kademeli, izoleli ve sıfır gerilimle anahtarlama (ZVS) üç fazlı yeni bir Swiss tipi doğrultucunun tasarımı ve analizini gerçekleştirmektedir. Ayrıca önerilen SR topolojisinde, faz kaydırmalı tam köprü devresi ile ilişkili iki temel sorun tanımlanmış ve bu sorunlara yönelik çözümler geliştirilmiştir [14]. Schrittwieser ve ark., 400 Vrms hatlar arası AA giriş gerilimi ve 400 V DA çıkış gerilimi ile çalışan birim güç faktörlü üç fazlı azaltıcı tip Swiss doğrultucu analizini yapmıştır. Deneysel ve simülasyon sonuçları, 8 kW DA çıkış gücünde nominal çalışmada %99,16 verimlilik ve %99,26 tepe verimlilik elde edildiğini göstermiştir [15]. Çalışma bahsedildiği üzere yedi bölümden oluşmaktadır. Bu kapsamda amaç, elektrikli araç teknolojilerini, EA şarj standartlarını, şarj seviyelerini (seviye 1, seviye 2, seviye 3), enerji depolama sistemleri alanlarında batarya teknolojilerini, AA-DA dönüştürücü topolojilerinin literatür taramalarını detaylı ölçekte incelemek ve analizini gerçekleştirmektir.

2. Elektrikli Araç Teknoloji Türleri

Elektrikli araçlar bataryasında depoladıkları enerjiyi kullanarak aracın çalışma prensibini yerine getirmektedir. İçten yanmalı motorlu (İYM) araçlara kıyasla çevre kirliliği oluşturmamaktadır, verimi yüksektir, daha fazla enerji tasarrufu sağlamaktadır. Bu sebeplerden ötürü araç sektöründe daha fazla ön plana çıkmaktadır[16]. Elektrikli araçlar (EA) üç farklı topolojide incelenebilir. Bu topolojiler, bataryalı elektrikli araçlar ya da diğer bir ismiyle tamamen elektrikli araçlar, hibrit elektrikli araçlar ve yakıt hücresel elektrikli araçlar olarak sınıflandırılır. Bu araç tipleri hava kirliliği, küresel ısınma ve dünyada tükenmekte olan petrol türevli kaynakların sorununu giderdiği için gelecek yüzyılda geleneksel araçların yerini alacaktır [9].

2.1. Bataryalı Elektrikli Araçlar

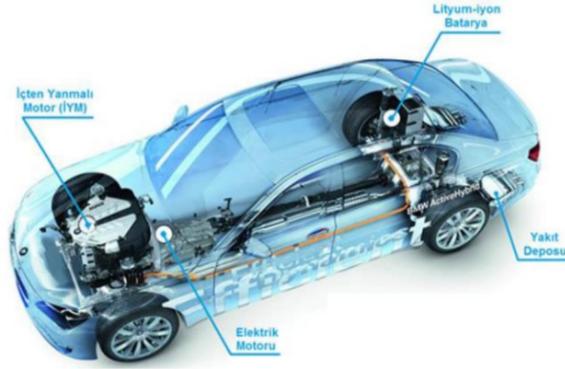
Bataryalı elektrikli araçlar benzin, dizel ve LPG yakıtların kullanılmadığı tasarım topolojisinde batarya paketi ve elektrikli motor barındıran araç türüdür. Bataryalı elektrikli araçlarda araç, bataryasının şarj ihtiyacını kömür, petrol ve doğalgaz gibi yüksek oranda karbon içeren fosil yakıtlardan sağlayabilmektedir. Ayrıca şarj işlemi şebekeden ve yenilenebilir enerji kaynaklarından (rüzgâr, güneş, jeotermal enerji) yapılabilir. Bataryalı elektrikli taşıtlarda sadece batarya şarj edildiği için aracın şarj talebinde otoparklar ve kamu şarj istasyonları kullanılabilir. Ayrıca rejeneratif frenleme sistemiyle batarya tekrar şarj olabilmektedir. Bunun yanında ikinci bir batarya veya süperkapasitör ana bataryaya ilave yardımcı güç kaynağı olarak kullanılabilir. Bataryalı elektrikli araçlarda bünyesinde var olan elektrikli motor ise bataryadan almış olduğu elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek elektrikli aracın çalışma prensibini sağlamaktadır. Bataryalı elektrikli araçların dezavantajına bakılırsa, içten yanmalı motorlu (İYM) taşıtlarla karşılaştırıldığında tam şarj süreleri daha fazla zaman almaktadır, şarj istasyonları yeteri kadar yaygın değildir ve menzilleri sınırlıdır [18-20]. Bataryalı elektrikli araçların yapısı Şekil 2’de verilmiştir.



Şekil 2. Bataryalı elektrikli araçların yapısı [21].

2.2 Hibrit Araçlar

Hibrit elektrikli araçlar sistem tasarımında hem elektrik motoru hem de içten yanmalı motor aracı birlikte hareket ettirmektedir. Bu araçların çok büyük batarya kapasiteleri yoktur [19]. Hibrit elektrikli araçların yapısında içten yanmalı motor olmasından ötürü petrol türevli dizel, LPG ve benzin yakıtlarından faydalanmaktadır [22]. Rejeneratif frenleme sırasında ve araç seyir esnasındayken içten yanmalı motorun fazla enerjisinden batarya doldurulabilmektedir. Çalışma prensibi olarak rejeneratif frenleme esnasında elektrik motoru şebekeye bağlantı sağlamadan, elektrik motorunu jeneratör gibi çalıştırmaktadır. Bu kapsamda jeneratör gibi çalışma sağlayan motor elektrik enerjisiyle hibrit elektrikli aracın bataryasının kendini şarj etme imkanı sunmaktadır. Hibrit elektrikli araçlar paralel hibrit ve seri hibrit olmak üzere iki temel kategoriye ayrılmaktadır [23-24]. Şekil 3’te Hibrit elektrikli araçların temel iç yapısı verilmiştir.



Şekil 3. Hibrit elektrikli araçların temel iç yapısı [23].

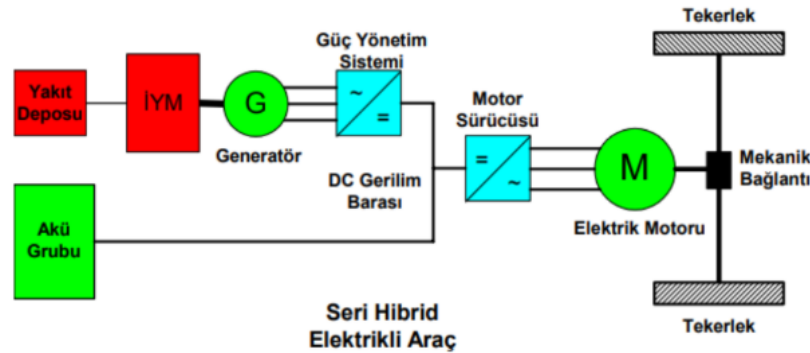
2.2.1. Seri Hibrit Elektrikli Araçlar

Seri hibrit araç topolojisinde elektrikli motor ve içten yanmalı motor bulunmaktadır. Rejeneratif frenleme sistemi sayesinde frenleme anında açığa çıkan enerji elektrik motoru vasıtasıyla aküleri doldurabilmektedir. Jeneratör ve elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren içten yanmalı motor sistemine hibrit güç ünitesi denilmektedir. Jeneratörden elde edilen elektrik enerjisinin verimli kullanılabilmesi için motor kontrol ünitesi devreye girmektedir. Motor kontrol ünitesi, hibrit güç ünitesi (içten yanmalı motor ve jeneratör) elemanlarıyla bataryaların şarj oranını takriben %50-%80 tutmaktadır. Eğer aracın bataryasının şarj oranı %50-%80 oranların üzerine çıkarsa içten yanmalı motor çalışmak için devreye girmemektedir fakat bataryanın şarj oranı %50-%80 oranlarının aşağısına inerse içten yanmalı motor devreye girerek aracın bataryasını belli seviyede tutmaktadır. Aracın çalışma prensibine bakılırsa jeneratör vasıtasıyla içten yanmalı motordan alınan mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirmektedir daha sonra jeneratör tarafından elde edilen elektrik enerjisi kullanılmak üzere elektrik motoruna veya araç bataryasına verilmektedir. Elektrik motoru ise hibrit güç sisteminden veya bataryalardan aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek aracın çalışmasını sağlamaktadır.

Seri hibrit araçların dezavantajları:

- Ağırlık ve Maliyet: Elektrik üretimi yapmak için tasarlanan jeneratör hem maliyete hem de ağırlığa sebep olmaktadır.
- Sistemin verimi: jeneratör tasarımı yüksek oranda verimli olmasına rağmen enerji dönüşümü nedeniyle düşmektedir [17].

Seri hibrit elektrikli araçların yapısı Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. Seri hibrit elektrikli araçların yapısı [18].

Seri hibrit araçların çalışma prensipleri Tablo 1’de sunulmuştur [25].

Tablo 1. Seri hibrit araçların çalışma seçenekleri.

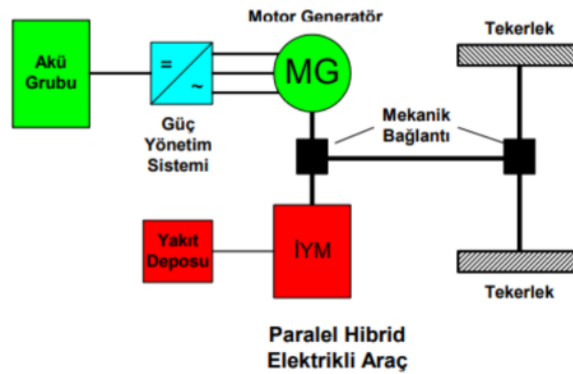
Seçenek	Açıklama
İçten yanmalı motor seçeneği	İçten yanmalı motorun sağlamış olduğu enerjiden faydalanılmaktadır.
Elektrik seçeneği	Bataryanın sağlamış olduğu enerjiden yararlanılan sistemde, içten yanmalı motor yer almamaktadır.
Hibrit seçeneği	Hem bataryaların hem de içten yanmalı motorun aracı çalıştırmak için beraber bulunduğu durumdur.
Batarya dolum	Bataryayı doldurmak, aracı şarj etmek için içten yanmalı motorun çalıştığı sistemdir.
Hibrit batarya doldurma	Elektrikli motor ve içten yanmalı motorun beraber jeneratör görevi görüp, bataryaları şarj etme durumudur.
Frenleme	Araç seyir halindeyken yavaşlaması sırasında jeneratör görevinde olan elektrik motoru bataryayı doldurma görevini görmektedir

2.2.2. Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar

Paralel hibrit araç sisteminde, içten yanmalı motor (İYM) ile elektrik motoru koordineli bir şekilde çalışarak aracın tekerleklerini birlikte tahrik eder. En yaygın kullanılan hibrit türüdür [23-26]. Honda Insight ve Honda Civic paralel hibrit araçlara örnek olarak gösterilmektedir. Bataryalarda depo edilen elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren elektrik motoru ile içten yanmalı motorlar mekanik bağlantı sistemiyle tekerleğin dönmesi için beraber çalışmaktadır. Sistemde hem içten yanmalı motor hem de elektrik motoru var olduğundan dolayı taşıtın gücü seri hibritli araçlara göre daha fazladır. Paralel hibrit sisteminde bataryalar daha küçük kapasiteli olduğundan dolayı şarj genellikle rejeneratif frenleme sırasında yapılır ek olarak elektrik motoru jeneratör gibi davranarak araçta var olan bataryayı şarj edebilmektedir. Paralel hibrit elektrikli araçların yapısı Şekil 5’te verilmiştir.

Paralel hibrit araçların dezavantajları:

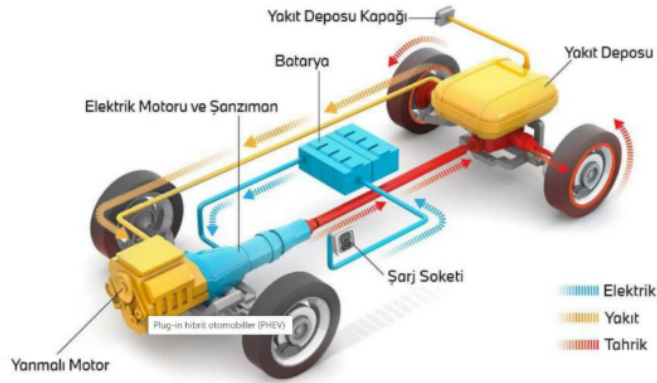
- Enerji yönetimi: Aracın hareket edebilmesi için gerekli olan güç hem elektrikli motordan hem de içten yanmalı motordan sağlandığı için enerji yönetimi yapılmalıdır.
- Gürültü: Paralel hibrit araçlarda sessiz çalışma bölümü bulunmamaktadır.
-



Şekil 5. Paralel hibrit elektrikli araçların yapısı [18].

2.3. Plug-in Hibrit Elektrikli Araçlar

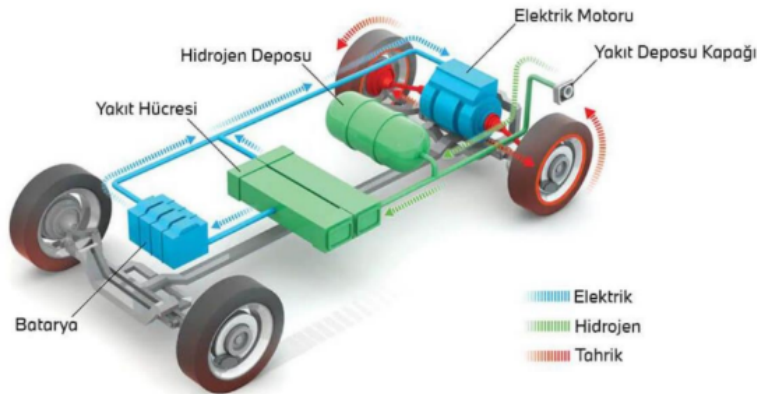
Plug-in hibritli araçların sera gazı emisyonlarını azaltması ve LPG, doğalgaz, benzin ve dizel türevli yakıtların artan fiyatına karşı azalım göstermesi yakın zamanda popülerite kazanmasına sebep olmuştur. Plug-in hibritli araçların batarya kapasitesi 2 kW ve 17kW arasında değişiklik gösterebilmektedir. Batarya kapasitesi şarj zamanı için gerekli olan süreyi belirlemektedir. 120 V alternatif akım (AA) şarj istasyonlarında, batarya paketinin kapasitesine bağlı olarak araç bataryasının tam şarj süresi 3 ila 8 saat arasında değişebilmektedir. Ancak batarya paketleri büyütülürse ya da menzil artırılsa şarj süresini azaltmak için gerilim ya da akım değeri artırılmalıdır [27]. Plug-in hibritli elektrikli araçlar hibritli elektrikli araçlardan değişik olarak şebekeden batarya şarj edilebilmektedir [28]. Şekil 6'da Plug-in hibrit elektrikli aracın yapısı verilmiştir.



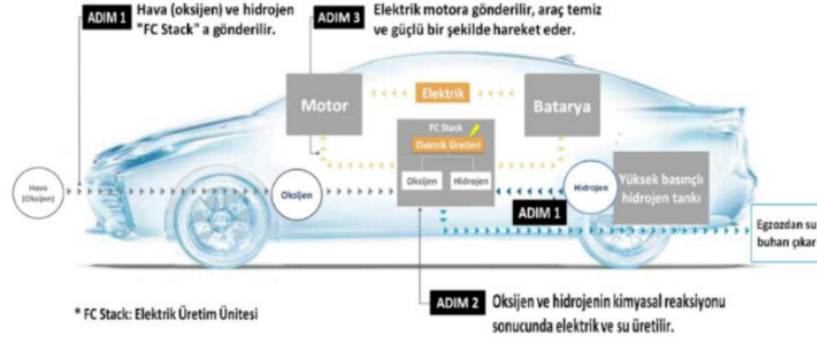
Şekil 6. Plug-in hibrit elektrikli araçların yapısı [29].

2.4. Yakıt Hücreli Elektrik Araçlar

Yakıt hücreli elektrikli araçlarda yakıtın ana kaynağı hidrojenidir [3]. Yakıt hücreli elektrikli araçlar hidrojenin kimyasal enerjisini elektrik enerjisine dönüştürmektedir [30]. Yakıt hücreli elektrikli araçların çalışma yapısı hibrit elektrikli aracın kategorisi olan seri hibrit elektrikli araca benzemektedir. Seri hibrit elektrikli araçlardan farklı olarak temel yapısında benzin, dizel, LPG ve doğalgaz kaynaklı yakıt deposu yerine hidrojen tankı, içten yanmalı motor (İYM) ve jeneratör yerinde yakıt pilleri bulunmaktadır [31]. Şekil 7'de yakıt hücreli elektrikli araçların yapısı verilmiştir [21]. Şekil 8'de yakıt hücreli araçların çalışma prensibi gösterilmiştir [29].



Şekil 7. Yakıt hücreli elektrikli araçların yapısı [29].



Şekil 8. Yakıt hücreli araçların çalışma prensibi [29].

3. Elektrikli Araçlarda Batarya Teknolojisi

Çin, Birleşik krallık, Avrupa ve Amerika gibi gelişmiş ülkelerde çevresel problemlerden, fosil kaynaklı yakıtların azalmasından ve petrol türevli yakıtların maliyetlerinin artmasından ötürü elektrikli araçlara geçiş hız kazanmıştır [32]. Elektrikli araçların şarj imkanında önemli bölüm olan bataryalar elektrik enerjisini kimyasal enerji olarak depo edilmesine olanak sağlayan elemandır. Bataryalardan ağırlığının az olması, enerji verimliliğinin yüksek olması, taşıtları hızlı şarj edebilmesi, yüksek güç yoğunluğuna, uygun maliyete ve uzun çevrim ömrüne sahip olması istenmektedir [22-33]. Batarya hücrelerinden yüksek enerji kapasitesi elde edebilmek için hücreler paralel ya da seri bağlanılabilir. Bu bağlam sonucunda istenilen kapasitede gerilim değeri elde edilebilmektedir [34]. Ancak elektrikli araçların batarya sisteminin performansını etkileyen çevrim ömrünün az olması içten yanmalı motorlu araçlara göre bir dezavantaj oluşturmaktadır. Ayrıca güç ve kapasite kaybına neden olmaktadır. Bu kayıplar ise sıcaklığı, deşarj oranını, şarj oranını etkilemektedir [32]. Elektrikli araçlarda kullanılan bataryaların taşıdıkları enerjinin miktarıyla bağlantılı olarak boyutu ve maliyeti her elektrikli araca sahip olan bireylerin bataryasının şarjı için yeterli büyüklüğe ve kapasitesine sahip değildir. Buna ek olarak gece saatlerinde bataryalar yavaş şarj olmaktadır. Elektrikli arabalar birkaç yıl sonra daha ulaşılabilir olabileceği düşünülmektedir. Fakat uzun menzilli seyahatler için batarya kapasitesinin yetersiz olması ve yüksek şarj sürelerinden ötürü elektrikli araca sahip olmak isteyen alıcılar arasında yeterli ilgiyi görmeyecektir. Batarya teknolojisinin geliştirilebilecek büyük bir atılımla ve hızlı şarj istasyonlarının geliştirilmesiyle elektrikli araçları alacak büyük müşteri segmentleri arasında daha fazla ön planda tutulacağı ve tercih edileceği öngörülmektedir [34-35]. EA bataryalarının hizmet ömrü çoğunlukla 8–12 yıl aralığında sınırlanmaktadır. Enerji depolama kapasitelerinin yaklaşık %80–85 düzeyine gerilemesiyle birlikte taşıt uygulamaları için yeterli performansı sağlayamayan bu bataryalar, geri dönüşüm süreçlerine yönlendirilmek yerine yeniden üretim ve ikinci ömür uygulamaları aracılığıyla değerlendirilebilmekte ve böylece ekonomik döngüye yeniden kazandırılabilir [36].

En yaygın batarya türü yaklaşık 30kWh kapasiteye sahip Nikel kadmiyum ve Kurşun asit bataryalardır. Lityum-iyon batarya türlerinin yeni çeşitlerinin gelecek beş yıl içinde sürüş menzilleri 300 mile kadar çıkacağı tahmin edilmektedir [37]. Ayrıca lityum-iyon batarya türleri, kendi kendilerini deşarj edebilme oranının çok düşük seviyede olması, hafıza etkisinin olmaması ve çevrim ömrünün yüksek olması sebeplerinden ötürü diğer batarya çeşitlerinden üstün özellikte olmaktadır [38].

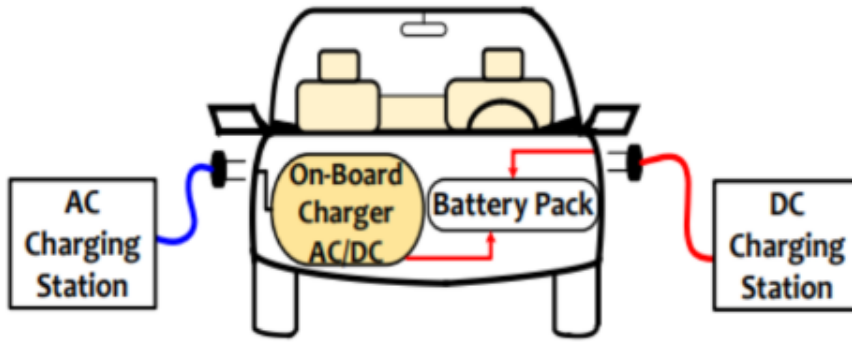
4. Elektrikli Araç Topolojilerinin Şarj Sistemleri

Günümüzde elektrikli araçların ortalama menzil kapasitesi 300–400 km aralığında sınırlanmakla birlikte, üst segment modellerde bu değer 600 km'nin üzerine çıkabilmektedir. Şehir içi kullanım koşullarında düşük hızlar, frenleme enerjisi geri kazanım sistemlerinin etkin kullanımı ve iklimlendirme gibi yardımcı sistemlerin daha az enerji tüketimi sebebinden ötürü araçların menzil performansı daha yüksek olmaktadır [39-40]. Bir bölgeye şarj istasyonları kurulmak isteniyorsa bataryayı şarj etme süresine, maliyete, kurulacak bölgenin güç ihtiyacına ve konumuna bakılarak karar verilmektedir. Elektrikli araçların şarj noktasındaki güç seviyeleri ise hem maksimum

çekebileceği akıma hem de gerilime bağlıdır. 3,3 kW'tan 120 kW'a kadar aracın şarj moduna göre değişiklik gösteren güç seviyeleri bataryanın şarj süresinde etkilemektedir. Güç seviyeleri araca göre çeşitlilik göstererek doğru akımı (DA) ya da alternatif akımı (AA) kullanabilir. Elektrikli araçların bataryaları kablolu şarj, batarya değiştirmeli ve kablosuz şarj yöntemleriyle şarj edilebilmektedir. Plug-in hibrit' en yaygın kullanılan şarj yöntemidir. "Plug-in hibrit" şarj edilmek istenildiğinde seviye1, seviye2 ve seviye3 modunda üç farklı şarj seviyesi mevcuttur [41].

4.1. Kablolu şarj

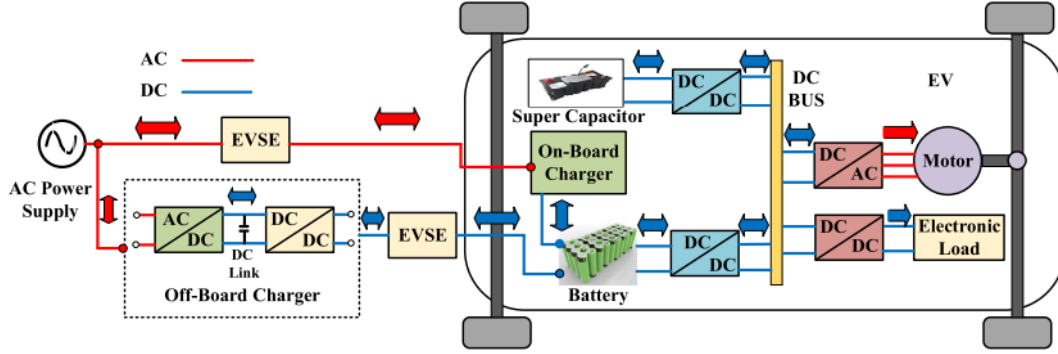
Kablolu şarj tasarımında aracın bataryası ve şarj istasyonları arasında fiziksel temas kurularak güç kaynağından bataryaya enerji transferi gerçekleşmektedir. Şarj sistemi, güç elektroniği dönüştürücüleri aracılığıyla iki aşamalı yapıdan oluşmakta olup; AA-DA dönüştüren doğrultucu topolojisinden DA/DA konvertör ve güç faktörü düzelticisinden meydana gelmektedir. Kablolu şarj dahili (on-board) şarj ya da harici (off-board) şarj olarak sınıflandırılmaktadır. Araç şarj edilirken elektrik şebekesinden araç bataryasına enerji aktarılmaktadır [42]. Şekil 9'da dahili ve harici şarj sistemi gösterilmektedir [43].



Şekil 9. Dahili ve harici şarj sistemi [43].

4.1.1. Dahili ve harici şarj sistemi

AA/DA güç elektroniği topolojisi aracın içerisinde bulunuyorsa 'on-board charging' sistemidir. Çalışma prensibine bakılırsa ilk olarak aracı şarj etmek için şebekeden AA gelmektedir. Daha sonra araç bataryası doğru akımla şarj edilebileceği için şebekeden alınan AA bir doğrultucu vasıtasıyla DA çevrilmektedir. AA/DA dönüştürme işlemi aracın kendi içerisinde bulunan AA/DA doğrultucu ile yapılmaktadır. Son olarak doğrultulan devre bataryayı şarj edebilmektedir [41]. Aracın batarya şarj süresi 8 saatten daha uzun sürdüğünden ötürü uzun yolculuklarda tercih edilmemektedir. Dahili şarj sisteminde araç bataryasını hızlı şarj edebilmek için güç kapasitesinin artırılması gerekmektedir. Ancak dahili şarj sisteminin maliyetinden, boyutundan ve güvenliğinden ötürü kapasiteyi artırmak zor olmaktadır [44]. Şarj noktasına entegre olmuş bir AA/DA çevirici ile yapılmaktadır. Eğer elektrikli aracın doğru akımla (DA) şarj edilmesi isteniyorsa araç hızlı şarj olmaktadır. AA/DA doğrultucu ise araç için tasarlanmış şarj noktasıyla entegre olmuştur batarya için gerekli olan doğru akım direkt şarj noktasında çevrilerek bataryayı şarj etmektedir[41]. 50 kW hızlı şarj cihazı tarafından batarya dolumu yapılırsa, araç 1 saate 200km fazla yol alabilmektedir [44]. Dahili ve harici şarj sistemi Şekil 10'da sunulmuştur.



Şekil 10. Elektrikli araçlardaki dahili ve harici şarj topolojisi [45].

Seviye 1 şarj modunda yavaş şarj sistemi denilmektedir ve şarj edilen araçlar evlerde ya da iş yerlerinde şarj olabilmektedir. Elektrikli araçları şarj etmek için tek fazlı (mono faz) enerji sistemi kullanılmaktadır. On-board (araç içerisinde bulunan çevirici) şarj edilen sistemde ya 120V AA gerilim, tek fazlı 12A ile 15A değişen akım seviyesi ya da 120V AA gerilim ile 16-20A arasında değişen akım seviyesi şebekeden kullanılarak yaklaşık 5-12 saate şarj edilebilmektedir. Seviye 1, şarj istasyonlarında batarya için gerekli olan doğru akımı (DA)dönüştürecek AA/DA çevirici bulunmamaktadır. Şarj istasyonları sadece araç ve şebeke arasında iletişim kurma olayını üstlenmektedir. AA/DA doğrultucu yapısı aracın içerisinde yer almaktadır [46-47]. Ayrıca batarya paketleri küçük boyutadır ve araçların şarj süreleri batarya kapasitine bağlı olarak değişmektedir [48].

Seviye 2 şarj seviyesinde yavaş şarj sistemine göre daha kısa, hızlı şarj sistemine göre daha az maliyetli olmaktadır. Bu şarj seviyesinin istasyonları evlere, benzin istasyonlarına, kamu alanlarına (havaalanı, oteller, marketler), dinlenme tesislerine kurulabilmektedir. On-board şarj edilen sistemde 208-240V AA gerilim, tek fazlı 80A kadar çıkabilen akım seviyesi ve 3.8 ile 15 kW arası dalgalanan güç değeri ile araç takriben 1-4 saatlik zaman diliminde şarj olabilmektedir. Bu şarj seviyesinde batarya 1 saatlik bir zaman diliminde şarj edilirse 25-40 km yol alabilmektedir. Şebekeden alınan 220V gerilim ile aracın bataryası şarj olabilmektedir. Batarya için gerekli olan DA değeri aracın kendi içerisinde bulunan AA/DA doğrultucu ile yapılabilmektedir. Bataryanın şarj olması süresince güç dönüştürücü elemanına ihtiyaç duyulmamaktadır [46-49].

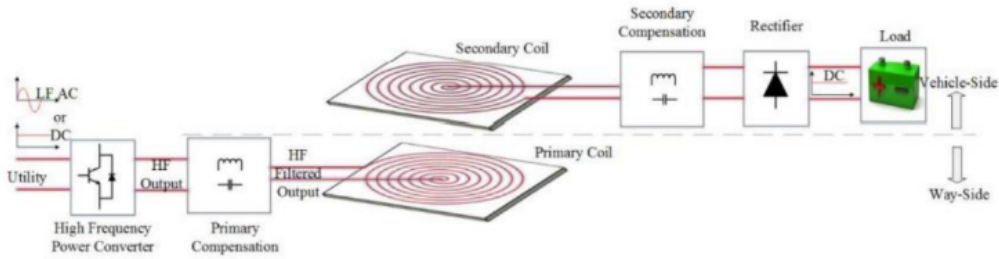
Seviye 3 şarj seviyesi kamusal ya da halka açık (park alanları, cadde, şehirler arası otoban) tesislerde kurulabilen şarj seviyesi türüdür. Bu şarj seviyesi hızlı şarj diye adlandırılıp sadece 20 dakika sürede bataryanın şarj seviyesini %0'dan %80'e kadar getirebilmektedir. Bu şarj istasyonlarının maliyetinin \$30 000 ve \$160 000 arasında olduğu rapor edilmiştir [50-51]. Seviye 3 yüksek güçlü şarj için üç faz sistemi kullanılır. Şarj modu hem AA hem de DA olarak bulunmaktadır. DA moda araç şarj edilmek istenirse şebekeden gelen AA enerji doğrultularak yapılmaktadır. Doğrultma işlemi için gerekli olan güç dönüştürücüsü araca bütünlüşmüş halde bulunmaz. Hızlı şarj seviyesinde ücretlendirme ve haberleşme olaylarının yanı sıra bataryayı şarj edebilmek için gerekli güç elektroniği dönüştürücüsü şarj istasyonlarında bulunabilmektedir. AA modunda ise AA/DA doğrultucu güç elektroniği elemanı aracın içerisinde yer almaktadır. DA şarj etme ile aracın ortalama 70 km yol alabilmesi için 10 dakika yeterli olabilmektedir[39-49]. Tablo 2'de Seviye 1, Seviye 2 ve Seviye 3 şarj yöntemlerine ait gerilim, güç, akım ve şarj süreleri karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır.

Tablo 2. Şarj seviyeleri ve özellikleri.

Parametre	Seviye 1	Seviye 2	Seviye 3	Seviye 3(DA)
Gerilim (V)	120-220 VAA	208-240 VAA	208-240 VAA	600 VDA
Güç (P)	1.2- 3.8 kW	3.8- 15 kW	>15- 96 kW	> 15-240 kW
Akım (A)	15-20 A	20-80 A	>85 A	
Şarj Zamanı	5-12 saat	1-4 saat	15- 30 dk	

4.2. Kablosuz Şarj

Elektrikli taşıtların şarj teknolojisinin geliştirilmesi ve araştırılması önemli bir konu olmaktadır. Son zamanlardaki araştırmalar ise elektrikli araçların şarj seçeneği için alternatif olan kablosuz şarj sisteminin bataryayı tekrar şarj edebilmek için güvenli ve uygun olduğunu göstermektedir [52-53]. İlk olarak yüzyıllar önce Nikola Tesla tarafından deneyleri yapılan kablosuz güç aktarımı elektrikli cihazların hayatımıza girmesi ile son zamanlarda da gelişmeye devam etmektedir [54]. Geleneksel kablolu şarj metoduna göre kablosuz şarj sistemi kıyaslanıldığında bazı avantajlar ortaya çıkmaktadır. Bu avantajlar kablosuz şarj sisteminin kolay kullanılması, şarj sisteminin yere monteli olduğu için yer tasarrufu sağlaması, kullanıcı deneyiminin iyi olması ve kötü hava koşullarından etkilenmemesi olarak söylenilebilir. Bu kapsamda elektrikli araçların şarj sistemi için kablosuz şarj sisteminin kullanılması da teşvik edilmektedir [53]. Sistem ilk olarak şebekeden almış olduğu gerilimi doğrultmaktadır. Daha sonra istenen değerde rezonans frekansı elde edebilmek için doğrultulan şebeke gerilimi evirici yardımıyla evrilme işlemine girmektedir. Sistemde bir adet transformatör mevcuttur. Transformatörün verici kısmı olan primer bölümündeki bobinden alıcı kısmındaki sekonder bobinine kablosuz güç transferi olmaktadır. Trafonun sekonder bölümüne aktarılan güç gerilimi tekrar kompanze edilip doğrultularak aracın bataryası şarj edilebilmektedir [55]. Kablosuz şarj istasyonunun çalışma temel prensibi Şekil 11’de görülmektedir.



Şekil 11. Kablosuz şarj istasyonlarının çalışma temel prensibi [56].

4.3. Batarya Değiştirme

Elektrikli araçların bataryaların doluluk oranlarıyla yol alabileceği menzil doğrudan ilişkilidir. Bu araçlar bataryalarından ötürü benzinli ve dizel araçlara göre daha az yol almaktadır. Yol alabileceği mesafeyi artırmak için batarya değiştirme metodu kullanılmaktadır. Batarya değiştirme yöntemi zaman tasarrufu sağlayarak 1,5 dakikalık zaman diliminde şarjı bitmiş olan bataryanın yerine dolu bir batarya koymaktadır. Bu metot elektrikli araçların bataryasını şarj etmek için çeşitli yenilenebilir enerji kaynaklardan ve şebeke elektriginden faydalanabilmektedir [42-49]. Batarya değişim istasyonlarını mevcut olan benzin istasyonlarına üyelik yapılmaktadır ve günün belli aylarında üyelik için sabit bir gelir ödenmektedir. Sistem çalışma prensibine bakılırsa ilk olarak üyelik bilgileri kontrol edilir daha sonra bataryası şarj edilmek istenen aracın alt bölümü kurulanır ve temizlenir. Bu aşamada hidrolik sistem şarjı bitmiş olan bataryayı almaktadır ve yerine tam şarj olmuş bataryayı aracın alt bölümüne konumlandırmaktadır. Sistem tarafından alınan bitmiş batarya ilk aşamada test aşamasına tabi tutulmaktadır. Test aşamasını geçtikten sonra şebekeden beslenen 50kW’lık şarj istasyonu ile yarım saatlik zaman diliminde batarya şarj edilmektedir [39]. Batarya değiştirme metodunun avantaj ve dezavantajları aşağıda maddeler halinde belirtilmiştir.

Batarya Değiştirme Metodunun avantajları:

- Bataryanın şarj doluluğu 1 dakika gibi kısa bir zaman diliminde %100 ulaşmaktadır.
- Sürücülerin şarj işleminde araçtan inmesine gerek duyulmamaktadır.
- İstasyon ağı yeterliyse sürüş aralığı sınırsız kapasitedir.
- V2G teknolojisiyle bataryada depo edilen enerji istasyonlarda bekleyebilmektedir.

Batarya Değiştirme Metodunun dezavantajları:

- Batarya değiştirme metodunun kullanılması için özel şarj istasyon gereklidir. Fakat kullanılması gereken özel istasyonlar yüksek maliyetlidir.

- İçten yanmalı motorlarda kullanılan yakıtların maliyeti batarya değiştirme metoduna göre daha az maliyetlidir.
- Elektrikli taşıtlardaki batarya modeli ile alakalı şarj standartı mevcut değildir. Bu yöntemde batarya şarjı için özel istasyonlar tasarlanmalıdır [57].

5. Elektrikli Araçlarda Şarj Standartları

Elektrikli araçların şarj istasyonlarında kullanılan soketlerde çeşitlilik göstermektedir. Bu farklılık belirli standartlarla belirlenmiştir. Elektrikli araçların şarj standart yöntemleriyle alakalı iki standart yöntemi ön plana çıkmaktadır. Bu standartlar AA ve DA standartları olarak verilmiştir. İlk şarj standardı, Otomotiv Mühendisleri Derneği (SAE) tarafından geliştirilmiş olup, SAE J1772 standardı kapsamında hem AA hem de DA seviyelerini kapsamaktadır. İkinci standart ise IEC tarafından geliştirilmiş olup, IEC 62196-1 kapsamında mod durumuna göre sınıflandırılmakta; 1 faz ve 3 faz AA gerilim, akım ve güç değerlerine göre farklılık göstermektedir. Ayrıca mod 4 ile doğru akım (DA) şarjına da değinilmiştir. İkinci standart IEC kuruluşu, IEC 62196-1 kapsayarak SAE J1772 şarj standartını içermektedir. SAEJ1772 standartlarında akım, gerilim ve güç değerleri Tablo 3'te sunulmuştur.

Tablo 3. SAEJ1772 standartlarında akım, gerilim ve güç değerleri.

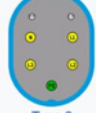
AA/DA Seviye	Maksimum Değeri		
	Gerilim(V)	Akım(A)	Güç(kW)
AA Seviye 1	120 V	12A	1,44 kW
	120 V	16A	1,92 kW
AA Seviye 2	208-240 V	80A	19,2 kW
DA Seviye 1	50-1000 V	80A	80 kW
DA Seviye 2	50-1000 V	400A	400 kW

IEC 61851-1 standardı kapsamında mod1, mod2, mod3 ve mod4 akım güç ve gerilim seviyesi Tablo 4'te verilmiştir.

Tablo 4. IEC 61851-1 standardı kapsamında mod1, mod2, mod3 ve mod4 akım güç ve gerilim seviyesi.

Mod	Faz	Maksimum Değeri		
		Gerilim(V)	Akım(A)	Güç(kW)
Mod 1	1 Faz AA	250 V	16 A	4 kW
	3 Faz AA	480 V	16 A	11 kW
Mod 2	1 Faz AA	250 V	32 A	7,4 kW
	3 Faz AA	480 V	32 A	22 kW
Mod 3	1 Faz AA	250 V	63 A	14,5 kW
	3 Faz AA	480 V	63 A	43,5 kW
Mod 4	DA	400 V	200 A	80 kW

Standart IEC 62196-2 ve 3 kapsayarak ülke bazlı ve güç kaynaklı tanımlanan şarj soketleri Şekil 12'de sunulmuştur.

Güç Kaynağı	Amerika Birleşik Devletleri	Avrupa Birliği	Japonya	Çin
1 Faz AC (IEC 621196-2)	 Type 1 (SAE J1772)	 Type 2 ^{[a][b]} (DE, UK)	 Type 1 (SAE J1772)	 Type 2 (GB/T 20234.2) ^[c]
3 Faz AC (IEC 621196-2)	 Type 2 (SAE J3068)	 Type 3 (IT, FR, now deprecated)	-	-
DC (IEC 621196-3)	 EE (CCS Combo 1)	 FF (CCS Combo 2) ^[b]	 AA (CHAdeMO) ^[d]	 BB (GB/T 20234.3) ^[e]
			 ChaoJi (planned)	

Şekil 12. Standart IEC 62196-2 ve 3 kapsayarak ülke bazlı ve güç kaynaklı tanımlanan şarj soketleri [58].

6. Elektrikli Şarj İstasyonunun Mimari Topolojisi

Elektrikli araç şarj istasyonları AA/DA doğrultucudan ve DA/DA dönüştürücülerinden meydana gelmektedir. AA-DA doğrultucular, elektrikli araç (EV) şarj istasyonlarında ilk güç dönüştürme aşamasını oluşturmaktadır ve şebekeden alınan 250-480V aralığındaki sinüzoidal AA gerilimi, yaklaşık 800V seviyesinde sabit bir DA bağlantı gerilimine dönüştürmektedir.

Doğrultucular, elektrik şebekelerine bağlı olmalarından dolayı şebekede harmonik akımlar oluşmakta harmonik akımlar ise güç kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir. Bu harmonik sorununu gidermek amacıyla güç faktörü düzeltme (PFC) teknikleri tasarlanmaktadır. PFC stratejilerinin uygulanması sayesinde AA giriş tarafındaki akımlar sinüzoidal dalga forma sahiptir ve giriş gerilimleriyle faz uyumu sağlanmaktadır. Sonuç olarak AA-DA doğrultucunun sahip olması beklenen temel özellikler arasında şu özellikler bulunmaktadır: Düşük toplam harmonik bozulma değeri %5'in altında (THD < %5), sinüzoidal dalga AA giriş akımı, yüksek güç faktörü, çift yönlü güç akışı, yüksek verimlilik ve güç yoğunluğu, basit modülasyon ve kontrol yapıları, reaktif güç kompanzasyonu ve kararlı çıkış DA gerilimi amaçlanmaktadır. İkinci aşama DA-DA dönüştürücüler, harici (off-board) bir şarj cihazının ikinci güç dönüştürme aşamasını oluşturmaktadır. Bu dönüştürücü DA-DA topoloji yapısında, birinci güç aşaması AA-DA doğrultucuda elde edilen doğrultulmuş giriş gerilimini alarak, elektrikli araç bataryasının şarj olabileceği gerilim seviyesine getirmektedir. DA-DA aşamasının giriş gerilimi DA-bağlantı (DA link) gerilimi olup; çıkış gerilimi 100V ile 1000V arasında değişkenlik gösterebilmektedir. Bataryanın sabit akım (CC) ve sabit gerilim (CV) ile şarj edilmesi işlemi bu DA-DA dönüştürücü aracılığıyla gerçekleştirilmektedir.

Yüksek verimlilik, yüksek anahtarlama frekansı, yüksek güç yoğunluğu, çift yönlü güç akışı, düşük çıkış gerilim dalgalanması, yumuşak anahtarlama (soft switching) özellikleri, kararlı gerilim regülasyonu ve geniş çıkış gerilimi aralığı DA-DA dönüştürücüsünün temel teknik özelliklerini meydana getirmektedir[45]. Bu çalışmada elektrikli araçlarda kullanılan AA-DA güç elektroniği doğrultucuların literatür taramaları incelenmiş ve detaylı çalışmaları gözlemlenmiştir. Elektrikli araçlarda kullanılan AA-DA şarj topolojileri, üç fazlı buck (azaltıcı) tip doğrultucu, Swiss doğrultucu, Üç fazlı vienna doğrultucu, üç fazlı çift akış yönlü vienna doğrultucu, üç fazlı altı anahtarlı boost (artırıcı) tip doğrultucu ve ZVS etkin üç fazlı yükseltici doğrultucudur. Doğrultucu tipleri ve yapılan çalışmalarda literatürler incelenirse;

Yüksek yoğunluklu üç fazlı buck doğrultucular, doğru akım ara katman çıkışı ile sistem toprağı arasında dağılım gösteren belirgin parazitik kapasitanslar içermektedir. Bu parazitik kapasitanslar, giriş akımlarında düşük frekanslı bozulmalara neden olarak toplam harmonik bozulma (THD) değerinin ciddi şekilde artmasına yol

açmaktadır. Bu kapsamda dağıtılmış parazitik kapasitansların etkisi, özellikle sistemin hafif yük altında çalıştığı durumlarda daha belirgin hâle gelmektedir [9]. Bu çalışmada, yüksek yoğunluklu üç fazlı buck doğrultucuların giriş akım kalitesini iyileştirme hedefiyle yapısal olarak iyileştirilmiş bir üç fazlı buck doğrultucu topolojisi önerilmektedir. Önerilen yapı, alternatif akım (AA) girişinden doğru akım (DA) çıkışına güç aktarımını sağlayan bir adet düşük frekanslı akım yoluna ve parazitik etkiler nedeniyle oluşan yüksek frekanslı akımlar için düşük empedanslı geçiş sağlayan iki adet yüksek frekanslı akım yoluna sahiptir. Söz konusu analiz sonuçlarını doğrulamak amacıyla, 200 kHz anahtarlama frekansında çalışan, 1 kW gücünde ve standart tam köprü boyutlarında fiziksel bir deneysel prototip geliştirilmiş ve önerilen yapının performansı deneysel olarak ortaya konulmuştur.

Üç adet tek fazlı boost doğrultucu modülünün yıldız bağlantısıyla oluşturulan ve şebeke nötr noktası bağlantısı bulunmayan üç fazlı bir darbe genişlik modülasyonu (PWM) doğrultucu sisteminin analizinin sunulduğu [10] çalışmasında; doğrultucu, üç adet tek fazlı birim güç faktörlü doğrultucu modülünü, yalıtılmış doğru akım–doğru akım (DA–DA) dönüştürücü çıkış kademeleri ile birlikte, yıldız bağlantılı üç fazlı bir yapıda yıldız noktası ile birleştirilmektedir. Doğrultucunun akım dalga şekli analiz edilmekte ve faz akımının, Vienna Doğrultucu ile aynı yüksek kaliteye ve düşük dalgalanmaya sahip olduğu gösterilmektedir. Doğrultucu faz modüllerinin bağlaşım katsayıları için analitik bir ifade türetilmiştir. Bu ifadeye dayanarak, hesaplama yükünü azaltan bir kontrol konsepti tasarlanmıştır. Bu kontrol yöntemi, faz modüllerinin simetrik yüklenmesini sağlamakta ve DC ara katman gerilimlerinin dengeleme sorununu çözmektedir. Analiz aynı zamanda, şebekede bir faz arızası gibi iki fazlı çalışma durumları için de bir kontrol yaklaşımının türetilmesini mümkün kılan bir içgörü sağlamaktadır. Simülasyon sonuçları, tamamen dijital kontrollü 5.4 kW'lık bir prototip üzerinde yapılan deneysel analizle doğrulanmıştır.

Literatürde verilen bir diğer çalışmada yazarlar tarafından, aktif altı anahtarlı boost tip PFC doğrultucunun, Vienna doğrultucunun, aktif altı anahtarlı buck tip PFC doğrultucu ve SWISS doğrultucunun karşılaştırılması yapılmış, literatüre katkıları detaylı olarak incelenmiştir. Ele alınan dört topolojinin tipik dinamik geri besleme kontrol yapıları sunulmakta ve güç yarı iletkenlerinin akım gerilimlerinin hesaplanmasına yönelik analitik denklemler verilmektedir [11]. Yapılan çalışmada, ayrıca EMI filtreleme hakkında makalelerinde bilgiler sunulmuştur. Boost tipi sistemlere ilişkin karşılaştırma sonuçları, altı anahtarlı boost tipi PFC doğrultucu ile Vienna doğrultucuya benzer genel performans sergilediğini ortaya koymaktadır. Buck tipi sistemlerin karşılaştırma sonuçları ise, boost tipi sistemlerde olduğu gibi, altı anahtarlı buck tipi PFC doğrultucu ile SWISS doğrultucu arasında benzer genel performans göstermektedir. Çalışmada, boost ve buck tipi PFC doğrultucu topolojileri değerlendirilmiş; verimlilik (η) ve güç yoğunluğu (p) arasındaki sınırlar η - p -Pareto ön cephesi yaklaşımı ile araştırılmıştır. Ayrıca, farklı yarıiletken teknolojileri (Si IGBT, MOSFET, SiC Schottky diyotlar ve SiC güç transistörleri) dikkate alınarak anahtarlama frekanslarının verimlilik ve güç yoğunluğu üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, boost tipi PFC doğrultucu sistemlerin genellikle daha düşük yarıiletken alanına ihtiyaç duyduğunu, ancak pasif bileşenler açısından daha büyük hacim gerektirdiğini ve daha yüksek elektromanyetik gürültü ürettiğini göstermektedir. Bununla birlikte, bu sistemler buck tipi doğrultuculara kıyasla daha yüksek verimlilik sağlamaktadır.

Üç fazlı aktif boost doğrultucular için giriş gerilimi sensörü kullanmayan bir kontrol algoritması önerilen [12] çalışmasında; artırıcı tip dönüştürücü dinamiklerinden elde edilen önceki anahtarlama durumu bilgileri ve diğer ölçülen durum değişkenlerindeki dalgalanmalardan yola çıkarak giriş AA faz gerilimleri hassas bir şekilde tahmin edilebilmektedir. Ayrıca, önerilen kontrol stratejisi, AA-DA üç fazlı boost güç faktörü düzeltme (PFC) dönüştürücüsünde geri besleme denetleyici çıkışlarına eklenen ortak mod görev oranı bileşeni sayesinde giriş akım harmonikleri azaltmaktadır. Önerilen kontrol algoritmasının doğrulanması amacıyla, SiC tabanlı yarı iletken anahtarlama elemanları kullanılarak 6 kW (sürekli güç) / 10 kW (tepe güç) kapasiteli üç fazlı bir boost PFC prototipi tasarlanmış ve geliştirilmiştir. Deney sonuçları, %98,3 dönüşüm verimliliği, %4'e kadar düşük toplam harmonik bozulma (THD), %1 dalgalanma ile regüle edilmiş DA bara gerilimi ve 0,999 giriş güç faktörü elde edilebildiğini göstermektedir.

Yapılan diğer bir araştırma makalesinde, %99'un üzerinde verimlilik sağlayabilen, 3 kW gücünde, üç fazlı ve iki kanallı iç içe geçmiş Vienna tipi bir doğrultucunun tasarım ve simülasyonu sunulmaktadır [13]. Çalışma kapsamında vienna doğrultucunun çalışma prensibi detaylı olarak açıklanmış; özellikle yapının karakteristik anahtarlama frekanslı dolaşım akımı ve bu akımın azaltılmasına yönelik yöntemler ele alınmıştır. Ardından, doğrultucunun maksimum verimlilikle çalışmasını sağlamak amacıyla optimize edilmiş bir tasarım prosedürü geliştirilmiş; bu kapsamda ayrıntılı kayıp hesaplama modelleri ve donanım tasarımına ilişkin temel ilkeler sunulmuştur. Önerilen teorik analiz ve tasarım prosedürleri doğrultusunda gerçekleştirilen deneysel çalışmalar sonucunda, 3 kW'lık prototip doğrultucunun nominal yük altında %99,28 verimlilik sağladığı görülmüştür. Bu değer, tasarım aşamasında öngörülen %99,32 verimlilik ile yüksek oranda uyum göstermekte olup, geliştirilen yöntemin etkinliğini ve doğruluğunu doğrulamaktadır.

Literatürde rapor edilen başka bir çalışmada, yüksek güç yoğunluğu gerektiren uygulamalara uygun, tek kademeli, izoleli ve sıfır gerilimle anahtarlamalı (ZVS) üç fazlı yeni bir Swiss tipi doğrultucunun gerçekleştirilmesi analiz edilmektedir [14]. Çalışmada, sunulan SR topolojisinde yer alan faz kaydırmalı tam köprü devresine ilişkin iki temel sorun tanımlanmış ve çözülmüştür. Birinci sorun, geleneksel modülasyon yöntemi nedeniyle iki tam köprü seti arasında meydana gelen güç etkileşiminin, geri bacakların ZVS koşullarını olumsuz etkilemesidir. İkinci sorun ise, transformatörün sızdırma endüktansı nedeniyle ortaya çıkan görev çevrimi (duty cycle) kaybının giriş akımı bozulmalarına neden olmasıdır. Önerilen modülasyon yöntemi ve kontrol stratejisi deneysel olarak başarıyla doğrulanmıştır. 10 kW gücünde, 380 V AA giriş / 400 V DA çıkış değerlerine sahip, 90 kHz anahtarlama frekansı ile çalışan prototip üzerinden yapılan testler, yarı yük durumunda %95 verimlilik ve tam yükte giriş akımı toplam harmonik bozulmasında (THD) %3 değerine ulaşıldığını göstermektedir.

Analiz edilen son çalışmada ise, 400 Vrms hatlar arası AA giriş gerilime sahip ve 400 V DA çıkış gerilim ile çalışan birim güç faktörlü üç fazlı azaltıcı tip Swiss tipi doğrultucu topolojisi çalışılmıştır [15]. Söz konusu doğrultucu topolojisi, ultra yüksek verimli bir PFC aşamasının gerçekleştirilmesi amacıyla incelenmiştir. İki adet dönüştürücü çıkış kademesinin iç içe geçmiş biçimde çalıştırılmasıyla, 8 kW DA çıkış gücünde nominal çalışmada %99,16 verimlilik ve %99,26 tepe verimlilik elde edilmiştir. Ayrıca, doğrultucunun şebeke akımı toplam harmonik bozulmasının (THD) önemli ölçüde iyileştirilebildiği ve %5'in altında tutulabildiği DA çıkış akımı dalgalanmasının ise düşürülebildiği tespit edilmiştir.

7. Sonuçlar ve Tartışmalar

Günümüz araçlarının yakıt ihtiyacı için gerekli enerji, fosil kaynaklı olan içte yanmalı sistemlerle sağlanmaktadır. Nüfus artışı ve insanların alım gücünün artmasına bağlı olarak araç sayılarında talebe bağlı olarak ciddi artış yaşanmaktadır. Fosil kaynaklı yakıtların atmosfere karbondioksit salınımı yapma mecburiyeti, ekolojik dengeyi bozarak canlıların sağlığını tehdit eder düzeye getirmektedir. İşbu sebeple araçların elektrik enerjisiyle hareketinin sağlanması amaçlanmaktadır. Bu derleme çalışması, günümüzde önemi giderek artan elektrikli araçları detaylı biçimde incelemeyi hedeflemektedir. Makale yedi bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünde, elektrikli araçların sunduğu başlıca avantajlar üzerinde durulmuştur. Fosil yakıt kullanımını azaltmaları, çevresel sürdürülebilirliğe katkı sağlamaları, düşük işletme maliyetleri ve yüksek enerji verimlilikleri sayesinde elektrikli araçlar, bireysel ve toplu taşımada tercih edilen alternatifler haline gelmiştir. İkinci bölümde, elektrikli araç türleri sınıflandırılarak tanıtılmıştır. Bu minvalde bataryalı elektrikli araçlar (BEV), hibrit elektrikli araçlar, şarj edilebilir hibrit elektrikli araçlar (Plug-in hibrit) ve yakıt hücresi araç türlerinin yapısı ve işlevsel özellikleri incelenmiştir. Üçüncü bölümde, elektrikli araçların temel bileşenlerinden biri olan batarya teknolojilerine odaklanılmıştır. Lityum-iyon, kurşun asit ve nikel kadmiyum bataryalar başta olmak üzere çeşitli batarya türleri hakkında genel bilgiler sunulmuştur. Dördüncü ve beşinci bölümlerde sırası ile, şarj sistemleri ve bu sistemlerle ilişkili standartlar ele alınmıştır. Alternatif akım (AA) ve doğru akım (DA) şarj yöntemleri, şarj altyapıları, gerilim ve akım değerleri, uluslararası şarj protokolleri gibi konular kapsamlı biçimde analiz edilmiştir. Altıncı bölümde, elektrikli araçların mimari topolojilerine yer verilmiş AA/DA doğrultucularından ve DA/DA dönüştürücülerinden bahsedilip araçlarda kullanılan AA/DA doğrultucuları hakkında kapsamlı literatür çalışması gerçekleştirilmiştir. Son olarak makalede sonuç bölümü verilerek farklı türleriyle çeşitli kullanıcı ihtiyaçlarına yanıt veren elektrikli araçların, teknolojilerindeki gelişmeler sayesinde her geçen gün daha yüksek performans ve menzil sunduğu, gelecek dönemde yaygınlaşacağı vurgulanmaktadır. Bu kapsamda çalışma, elektrikli araç teknolojisinin tüm temel bileşenlerini sistematik ve teknik bir yaklaşımla ortaya koyarak, bu alandaki mühendislik uygulamalarına ve teknolojik gelişmelere bütüncül bir bakış sunmaktadır.

Kaynaklar

- [1] Malima GC. Adoption of electric cars in sub-Saharan Africa: Understanding consumers' choice behaviour in urban Tanzania. *Research in Transportation Business & Management* 2025; 62: 101437.
- [2] Kubiczek J, Hadasik B. Segmentation of passenger electric cars market in Poland. *World Electric Vehicle Journal* 2021; 12(1): 23.
- [3] Gupta S, Perveen R. Fuel cell in electric vehicle *Material Today Progress* 2023; 79(2): 434-437
- [4] Larminie J, Lowry, J. *Electric vehicle technology explained*. Second edition: John Wiley & Sons, 2012.
- [5] Mumcu İ, Elektrikli araçlar için güneş enerjisi ile çalışan şarj istasyon ağı kurma. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, 2019.
- [6] Kocabey S. Elektrikli otomobillerin dün, bugün ve geleceği. *Ak Ulaşım Sistem ve Uygulama Dergisi* 2018; 1(1): 16-23.
- [7] Guirong Z, Henghai Z, Houyu L. The driving control of pure electric vehicle. *Pro Environmental Science* 2011;10: 433-438.
- [8] Gelmanova ZS, Zhabalova GG, Siviyakova GA, Lelikova ON, Onishchenko ON, Smailova AA, Kamarova SN. Electric cars. Advantages and disadvantages. In *Journal of Physics: Conference Series*; May 2018.

- [9] Chen Q, Xu J, Wang L, Huang R, Ma H. Analysis and improvement of the effect of distributed parasitic capacitance on high-frequency high-density three-phase buck rectifier. *IEEE Trans on Pow Elec* 2021; 36(6): 6415-6428.
- [10] Greul R, Round SD, Kolar JW. Analysis and control of a three-phase, unity power factor Y-rectifier. *IEEE Trans on Power Ele* 2007; 22(5): 1900-1911.
- [11] Friedli T, Hartmann M, Kolar JW. The essence of three-phase PFC rectifier systems-Part II. *IEEE Trans on Power ele* 2013; 29(2): 543-560.
- [12] Mallik A, Ding W, Shi C, Khaligh A. Input voltage sensorless duty compensation control for a three-phase boost PFC converter. *IEEE Trans on Ind Ap* 2017; 53(2): 1527-1537.
- [13] Wang Q, Zhang X, Burgos R, Boroyevich D, White AM, Kheraluwala M. Design and implementation of a two-channel interleaved Vienna-type rectifier with > 99% efficiency. *IEEE Trans on Pow Elec* 2018; 33(1): 226-239
- [14] Zhang B, Xie S, Wang X, Xu J. Modulation method and control strategy for full-bridge-based swiss rectifier to achieve ZVS operation and suppress low-order harmonics of injected current. *IEEE Trans on Pow Elec* 2020; 35(6): 6512-6522.
- [15] Schrittwieser L, Leibl M, Haider M, Thöny F, Kolar JW, Soeiro TB. 99.3% efficient three-phase buck-type all-SiC SWISS rectifier for DC distribution systems. *IEEE Trans on Pow Elec* 2018; 34(1): 126-140.
- [16] Özbacı Ü, Kılıç E. Elektrikli Bir Aracın Batarya Sisteminin Modellenmesi. *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üni Müh Bil Dergisi* 2019; 22: 64-69.
- [17] Wilberforce T, El-Hassan Z, Khatib FN, Al Makky A, Baroutaji A, Carton JG, Olabi AG. Developments of electric cars and fuel cell hydrogen electric cars. *Intern J of Hydrogen Energy* 2017; 42(40): 25695-25734.
- [18] Ünlü N, Karahan Ş, Tür O, Uçarol H, Özsu E, Yazar A, Turhan L, Akgün F ve diğerleri. *Elektrikli Araçlar, TÜBİTAK – Mar Araş Mer: En Sis ve Çev Araş Ens*, 2003
- [19] Sadeghian O, Oshnoei A, Mohammadi-Ivatloo B, Vahidinasab V, Anvari-Moghaddam A. A comprehensive review on electric vehicles smart charging: Solutions, strategies, technologies, and challenges. *J of Energy Storage* 2022; 54: 105241.
- [20] Kaba MY, Kalkan O, Celen A. Elektrikli Araçlarda Kullanılan Bataryalar ve Termal Yönetim Sistemlerinin İncelenmesi. *Konya J of Eng Sci* 2021; 9(4): 1119-1136.
- [21] Elektrikli Otomobil Türleri Nelerdir? | BMW Türkiye [Internet] 2025. [cited 2025 April 5]. Available from: <https://www.bmw.com.tr/tr/bmw-i-ve-e-mobilite/elektrikli-otomobil-turleri.html>.
- [22] Özcan ÖF, Karadağ T, Altuğ M, Özgüven Ö. Elektrikli araçlarda kullanılan pil kimyasallarının özellikleri ve üstün yönlerinin kıyaslanması üzerine bir derleme çalışması. *Gazi University J of Sci Part A: Eng and In* 2021; 8(2): 276-298.
- [23] Özbay H, Közkurt C, Dalcı A, Tektaş M. Geleceğin ulaşım tercihi: Elektrikli araçlar. *Akıllı Ul Sis ve Uygulamaları Dergisi* 2020; 3(1): 34-50.
- [24] Chan CC. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Pro of the IEEE* 2007; 95(4): 704-718.
- [25] Durmuş FS, Kaymaz H. Elektrikli araç şarj yöntemleri. *Akıllı Ul Sis ve Uygulamaları Dergisi* 2020; 3(2): 123-139.
- [26] Chan CC. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Pro of the IEEE* 2002; 90(2): 247-275.
- [27] Liu R, Dow L, Liu E. A survey of PEV impacts on electric utilities. *IEEE PES In Smart Grid Tec Con; In ISGT 2011; Europe; IEEE*. pp. 1-8.
- [28] Martinez CM, Hu X, Cao D, Velenis E, Gao B, Wellers M. Energy management in plug-in hybrid electric vehicles: Recent progress and a connected vehicles perspective. *IEEE Trans on Veh Technology* 2017; 66(6): 4534-4549.
- [29] Nas M, Cihangir S. Dünya’da ve Türkiye’de Elektrikli Araçlar ve Şarj İstasyonları Üzerine Son Gelişmeler. *Lisans Tezi, Gümüşhane Üniversitesi, Gümüşhane*, 2019.
- [30] Alavi F, Lee EP, Van de Wouw, N, De Schutter B, Lukszo Z. Fuel cell cars in a microgrid for synergies between hydrogen and electricity networks. *Ap Energy* 2017; 192: 296-304.
- [31] Muratoğlu Y, Alkaya A. Elektrikli Araç Teknolojisi ve Pil Yönetim Sistemi-İnceleme. *Elektrik Mühendisliği* 2016; 458: 10-14.
- [32] Mutarraf MU, Guan Y, Xu L, Su CL, Vasquez JC, Guerrero JM. Electric cars, ships, and their charging infrastructure—A comprehensive review. *Sus Energy Tec and As* 2022; 52: 102177.
- [33] Tinç NS, Aksoy İ, Şahin Y. Elektrikli Araçların Batarya Şarjında Kullanılan Güç Faktörü Düzeltmeli Klasik ve Interleaved Yükseltici Türü Dönüştürücülerin Karşılaştırılması. *Emo Bil Dergi* 2015. pp. 1–6.
- [34] Kılıç E. DA-DA yükselten dönüştürücü ile elektrikli araç batarya şarj cihazı tasarımı. *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üni Müh Bil Dergisi* 2019; 22(4): 281-287.
- [35] Höyer KG. The history of alternative fuels in transportation: The case of electric and hybrid cars. *Ut policy* 2008; 16(2): 63-71.
- [36] Özdemir E, Kayak H. Elektrikli Araç Bataryalarının Sürdürülebilir Yeniden Üretimi ve İkinci Ömür Kullanım Uygulamalarının İncelenmesi. *Yekarum* 2023; 10(1): 1-30.
- [37] Gómez JC, Morcos MM. Impact of EV battery chargers on the power quality of distribution systems. *IEEE trans on power deli* 2003; 18(3): 975-981.
- [38] Çetin MS, Karakaya B, Gençoğlu M. Elektrikli araçlar için lityum iyon bataryaların modellenmesi. *Fırat Üni Müh Bil Dergisi* 2021; 33(2): 755-763.
- [39] Yazıcı V, Özdemir E. Elektrikli Araç Şarj Yöntemleri. 5. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu; 23-24 Mayıs 2013; Kocaeli. 288-292.

- [40] Elektrikli Araç Kaç KM Gider? [Volkswagen [Internet]. 2025[cited 2025 July 25]. Available from: <https://binekarac.vw.com.tr/tr/volkswagen-dunyasi-teknolojisi/volkswagen-surus-rehberi/Bilgilendirme/elektrikli-araba-menzili.html>.
- [41] Electric vehicles in Europe,” How are electric vehicles charged? [Internet]. 2016 [cited 2025 July 27]. Available from: <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/publications/electric-vehicles-in-europe>.
- [42] Sun X, Li Z, Wang X, Li C. Technology development of electric vehicles: A review. *Energies* 2019; 13(1): 90.
- [43] Eltoumi F. Charging station for electric vehicle using hybrid sources. Doktora Tezi, Université Bourgogne, Fransa, 2020.
- [44] Ronanki D, Kelkar A, Williamson SS. Extreme fast charging technology-Prospects to enhance sustainable electric transportation. *Energies* 2019; 12(19): 3721.
- [45] Safayatullah M, Elrais MT, Ghosh S, Rezaii R, Batarseh I. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. *IEEE Access* 2022; 10: 40753-40793.
- [46] Boulanger AG, Chu AC, Maxx S, Waltz DL. Vehicle electrification: Status and issues. *Proc of the IEEE* 2011; 99(6): 1116-1138.
- [47] Sen G, Boynuegri AR, Uzunoglu M. Elektrikli Araçların Şarj Yöntemleri ve Araçların Şebekeyle Bağlantısında Karşılaşılan Problemlere Yönelik Çözüm Önerileri. *Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu; FEEB* 5-7 Ekim 2011; Elazığ. 357-362.
- [48] Angelov G, Andreev M, Hinov N. Modelling of electric vehicle charging station for DC fast charging. In 2018 41st Interl Spr Seminar on Elect Technology (ISSE); 2018; Zlatibor; Sırbistan. pp. 1-5.
- [49] Karapınar F, Daldaban F. Elektrikli araçların şarj yöntemleri ve şarj istasyon tipleri. *Erciyes Üni Fen Bil Enstitüsü Fen Bil Dergisi* 2022; 38(3): 549-556.
- [50] Ekici YE, Dikmen İC, Nurmhammed M, Karadağ T. A review on electric vehicle charging systems and current status in Turkey. *Inter J of Automotive Sci And Tecn* 2021; 5(4): 316-330.
- [51] Yilmaz M, Krein PT. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE trans on Power Electronics* 2013; 28(5): 2151-2169.
- [52] Mastoi MS, Zhuang S, Munir HM, Haris M, Hassan M, Usman M, Bukhari SSH, Ro JS. An in-depth analysis of electric vehicle charging station infrastructure, policy implications, and future trends. *Energy Rep* 2022; 8: 11504-11529.
- [53] Shuguang L, Zhenxing Y, Wenbin L. Design and simulation of coupling coil for ev’s wireless charging system. In 2018 IEEE International Conference on Electronics and Com Eng (ICECE); 10-12 December 2018; IEEE. pp. 115-119.
- [54] Bi Z, Kan T, Mi CC, Zhang Y, Zhao Z, Keoleian GA. A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility. *Applied energy* 2016; 179: 413-425.
- [55] Çelik M, Abut N. Elektrikli Araçlar İçin Kablosuz Şarj Sistemi Simülasyonu. *Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı*; 24-26 Kasım 2022; Bursa. pp. 53.
- [56] Aditya K. Design and implementation of an inductive power transfer system for wireless charging of future electric transportation. Doktora Tezi, University of Ontario Institute of Technology Oshawa, Ontario, Kanada, 2016.
- [57] Martínez-Lao J, Montoya FG, Montoya MG, Manzano-Agugliaro F. Electric vehicles in Spain: An overview of charging systems. *Ren and Sus Energy Reviews* 2017; 77: 970-983.
- [58] Elektrikli Araçlarda Şarj Sistemleri [Internet] 2024. Available from: https://www.emo.org.tr/ekler/2deb9a79f84b59b_ek.pdf?tipi=2&turu=X&sube=13.



Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi

Telif Hakkı Devir Formu / Copyright Form

Biz aşağıda gerekli bilgileri bulunan,

[Yazarların Adı / Author names]

.....tarafımızdan yazılmış,

[Makale Adı / Article title]

.....

başlıklı makale içeriği, sunduğu sonuç, bilgi, bulgu ve yorumları konusunda, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü'nün hiç bir sorumluluk taşımadığını kabul ederiz.

Sunduğumuz makalenin orijinal olduğunu; herhangi bir başka dergiye yayınlanmak üzere gönderilmediğini; daha önce yayınlanmadığını; tümüyle yada bir bölümü herhangi bir kongre/sempozyum da sunulup fakat tam metin olarak basılmadığını ve orijinal telif hakkı devri formu ile birlikte Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü'ne gönderildiğini garanti ederiz.

Makalenin telif hakkından feragat etmeyi kabul ederek sorumluluğu üstlenir ve imza ederiz. Bu vesileyle makalenin telif hakkı Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü' ne devredilmiştir. Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü makalenin yayınlanabilmesi konusunda yetkili kılınmıştır. Bununla birlikte yazarların aşağıdaki hakları saklıdır:

Aşağıdaki ve diğer bütün durumlarda makalenin Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi tarafından yayınlandığına dair referans verilmelidir.

1. Telif Hakkı dışında kalan patent v.b. bütün tescil edilmiş haklar.
2. Makaleyi satmamak koşulu ile kendi amaçları için çoğaltma hakkı.
3. Yazarın gelecekteki kitaplar ve dersler gibi çalışmalarında; makalenin tümü ya da bir bölümünü ücret ödemeksizin kullanma hakkı.

Bütün yazarlar tarafından imzalanması gerekiyor: (Sorumlu yazar/Corresponding author*)

Yazarın Adı ve Soyadı / Author Names

İmzası / Signature

Tarih / Date

1

2

3

4

5

NOT: Eksik imza durumunda sorumluluk imzalayan yazarlara aittir. Lütfen formu doldurunuz, imzalayınız ve aşağıdaki adrese metinle birlikte gönderiniz.

Adres: Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, 23119-Elazığ.