

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE
METASEZGİSEL ALGORİTMALARLA OPTİMİZASYON TABANLI
DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Emirhan YETER

TEMMUZ 2025
TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE
METASEZGİSEL ALGORİTMALARLA OPTİMİZASYON TABANLI
DENETİMİ**

Emirhan YETER

ORCID :

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"ELEKTRİK YÜKSEK MÜHENDİSİ"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25 / 06 / 2025

Tezin Savunma Tarihi : 23 / 07 / 2025

Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN
ORCID

Trabzon 2025

ÖNSÖZ

“Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Metasezgisel Algoritmalarla Optimizasyon Tabanlı Denetimi” isimli bu tez Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Yüksek Lisans Programı’nda hazırlanmıştır.

Tez çalışmam boyunca hiçbir desteğini esirgemeyen ve bilim insanı olma yolundaki ilk adımlarımı atarken kıymetli bilgileriyle ve tecrübesiyle yolumu aydınlatan danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN’e teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca tez çalışmam süresince yanımda olan, değerli zamanlarını benimle paylaşan ve verdikleri destek ile motivasyonumu artıran başta Arş. Gör. Ali Kıvanç ŞAHİN, Arş. Gör. Furkan Muhammed KIRIKCI, Arş. Gör. Gökçe Sena HOCAOĞLU, Arş. Gör. Samet DİNÇER ve Arş. Gör. Esra KOCAMANOĞLU olmak üzere tüm arkadaşlarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans eğitimim boyunca verdikleri destekten dolayı bölümümdeki tüm kıymetli hocalarıma ve araştırma görevlisi arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Son olarak, hayatımın her anında yanımda olan; bilgi ve tecrübeleriyle aldığım tüm kararlarda bana rehberlik eden, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ve bugünlere gelmemde en büyük paya sahip olan kıymetli aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Bu tez çalışmasının literatüre ve gelecekte yapılacak çalışmalara katkı sağlamasını temenni ederim.

Emirhan YETER
Trabzon 2025

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Metasezgisel Algoritmalarla Optimizasyon Tabanlı Denetimi” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN’in sorumluluğunda tamamladığımı, verileri ve örnekleri kendim topladığımı, deneyleri ve analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 23/07/2025

Emirhan YETER

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	X
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Literatür Araştırması	2
1.3. Elektrikli Araçlar (EA).....	8
1.4. EA Bataryası.....	11
1.5. Şarj Seviyeleri ve Standartlar	16
1.5.1. SAE Standartları	17
1.5.2. IEC Standartları.....	20
1.5.3. CHAdEMO Standardı.....	22
1.5.4. CCS Standardı.....	24
1.6. Şarj Stratejileri	26
1.6.1. Sabit Akımla Şarj	26
1.6.2. Sabit Gerilimle Şarj.....	27
1.6.3. Sabit Güçle Şarj	27
1.7. V2X Teknolojisi	28
1.7.1. Araçtan Şebekeye Enerji Aktarımı (V2G, Vehicle to Grid)	28
1.7.2. Araçtan Eve Enerji Aktarımı (V2H, Vehicle to Home).....	29
1.7.3. Araçtan Binaya Enerji Aktarımı (V2B, Vehicle to Building).....	30
1.7.4. Araçtan Yüke Enerji Aktarımı (V2L, Vehicle to Load)	31
1.7.5. Araçtan Araca Enerji Aktarımı (V2V, Vehicle to Vehicle).....	32
1.8. Çift Aktif Köprü (DAB) Dönüştürücü	33
1.9. DAB Dönüştürücü Türleri.....	36

1.9.1. LC Rezonanslı DAB Dönüştürücü.....	36
1.9.2. LLC Rezonanslı DAB Dönüştürücü	37
1.9.3. CLLC Rezonanslı DAB Dönüştürücü.....	38
1.10. DAB Dönüştürücüde Güç Akışı.....	39
1.11. Tek Fazlı DAB Dönüştürücünün Analizi.....	42
1.11.1. Çalışma Aralıkları	44
1.11.2. Devre Parametrelerinin Belirlenmesi.....	47
1.11.3. DAB Dönüştürücü Anahtar Arızası Analizi	56
1.12. DAB Dönüştürücü Modelleme Yöntemleri	59
1.12.1. Genelleştirilmiş Ortalama Model.....	59
1.12.2. Küçük Sinyal Modeli	69
1.13. DAB Dönüştürücünün Kontrolü	74
1.13.1. PI Denetleyici.....	74
1.13.2. FOPI Denetleyici.....	75
1.14. Metasezgisel Algoritmalar	76
1.14.1. Diferansiyel Evrim (DE).....	78
1.14.2. Su Aygırı Optimizasyonu Algoritması (HO).....	80
1.14.3. Karahindiba Optimizasyonu (DO).....	85
1.14.4. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO).....	87
1.14.5. Gri Kurt Optimizasyon Algoritması (GWO)	88
1.14.6. Yapay Tavşan Optimizasyonu Algoritması (ARO).....	90
1.14.7. Fındıkkıran Optimizasyon Algoritması (NOA)	91
1.14.8. Beyaz Köpekbalığı Optimizasyon Algoritması (WSO).....	92
1.14.9. Zebra Optimizasyon Algoritması (ZOA).....	96
1.14.10. Balçık Küfü Algoritması (SMA).....	97
1.15. Amaç Fonksiyonu.....	100
1.16. İstatistiksel Analiz Parametreleri.....	102
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	104
2.1. DAB Dönüştürücünün Tasarımı ve Devre Elemanlarının Analizi.....	104
2.1.1. Endüktans Parametresi.....	107
2.1.2. Çıkış Kondansatörü Parametresi.....	109
2.1.3. Anahtarlama Frekansı Parametresi	110
2.2. PI Denetleyici İçin Algoritmaların Performansı	112
2.2.1. PI-ITAE Performans Analizi	113

2.2.2.	PI-ZLG Performans Analizi.....	115
2.2.3.	PI-ITAE ve PI-ZLG İçin İstatiksel Analiz.....	118
2.3.	FOPI Denetleyici İçin Algoritmaların Performansı	119
2.3.1.	FOPI-ITAE Performans Analizi	119
2.3.2.	FOPI-ZLG Performans Analizi.....	122
2.3.3.	FOPI-ITAE ve FOPI-ZLG İçin İstatiksel Analiz.....	124
2.4.	En İyi Analiz Değerlerine Göre Senaryolar	125
2.4.1.	Giriş Gerilimi Değişimi	126
2.4.2.	Yük Değişim Analizi	127
2.4.3.	Referans Akım Değişimi Analizi	128
3.	SONUÇLAR.....	129
4.	ÖNERİLER.....	135
5.	KAYNAKLAR	136
6.	EKLER.....	147
ÖZGEÇMİŞ		

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE METASEZGİSEL ALGORİTMALARLA OPTİMİZASYON TABANLI DENETİMİ

Emirhan YETER

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN
2025, 174 Sayfa

Bu tez çalışmasında, çift yönlü çift aktif köprülü (DAB) DA-DA dönüştürücünün kontrol performansını artırmaya yönelik kapsamlı bir modelleme, analiz ve optimizasyon süreci gerçekleştirilmiştir. Günümüzde, elektrikli araçların (EA) hızlı şarj altyapısında DAB dönüştürücüler, çift yönlü enerji aktarımı ve izolasyon gibi avantajlarıyla önemli rol oynamaktadır. Bu bağlamda, DAB kontrol performansının artırılması, EA sistemlerini daha güvenilir ve verimli kılmaktadır. Çalışmada kapsamında, DAB dönüştürücünün kontrolü için oransal-integral (PI) ve kesir dereceli oransal-integral (FOPI) denetleyiciler kullanılmış, bu denetleyicilerin parametreleri on farklı metasezgisel algoritma ile optimize edilmiştir. Optimizasyon sürecinde performans kriteri olarak Entegre Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata (ITAE) ve Zwe-Lee Gaing (ZLG) amaç fonksiyonları tercih edilmiştir. Sonuçlar, algoritmaların DAB dönüştürücünün kontrol performansı üzerindeki etkilerini ortaya koymak amacıyla karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Bu tez, DAB dönüştürücünün kontrolünde PI ve FOPI denetleyicilere ait kontrol parametrelerinin belirlenmesinde farklı metasezgisel algoritmaların kullanıldığı kapsamlı bir yaklaşım sunmakta olup, bu yönüyle literatüre önemli katkılar sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Çift yönlü çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü, PI denetleyici, FOPI denetleyici, Metasezgisel algoritma, ITAE, ZLG

Master Thesis

SUMMARY

DUAL ACTIVE BRIDGE DC-DC CONVERTER DESIGN AND OPTIMIZATION- BASED CONTROL USING METAHEURISTIC ALGORITHMS

Emirhan YETER

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Asst. Prof. Yahya DANAYİYEN
2025, 174 Pages

In this thesis study, a comprehensive modeling, analysis, and optimization process was carried out to improve the control performance of a double-active bridge (DAB) DC-DC converter. Today, DAB converters play an important role in the fast-charging infrastructure of electric vehicles (EVs) due to their advantages such as bidirectional energy transfer and isolation. In this context, improving the control performance of DAB converters makes EV systems more reliable and efficient. Within the scope of the study, proportional-integral (PI) and fractional-order proportional-integral (FOPI) controllers were used to control the DAB converter, and the parameters of these controllers were optimized using ten different metaheuristic algorithms. During the optimization process, the Integrated Time-Weighted Absolute Error (ITAE) and Zwe-Lee Gaing (ZLG) objective functions were chosen as performance criteria. The results were evaluated comparatively to reveal the effects of the algorithms on the control performance of the DAB converter. This thesis presents a comprehensive approach to determining the control parameters of PI and FOPI controllers in the control of DAB converters using different metaheuristic algorithms, thereby making significant contributions to the literature.

Key Words: Bidirectional dual active bridge DC-DC converter, PI controller, FOPI controller, Metaheuristic algorithm, ITAE, ZLG

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. Tam elektrikli araç yapısı	9
Şekil 2. Hibrit elektrikli araç yapısı.....	10
Şekil 3. Şarj edilebilir hibrit elektrikli araç yapısı.....	10
Şekil 4. Yakıt hücreli elektrikli araç yapısı	10
Şekil 5. Küresel Elektrikli Araç Şarj İstasyonu Sayıları	16
Şekil 6. SAE standardı şarj soketleri: (a) AA SAE J1772 Tip 1, (b) AA/DA SAE J1772	18
Şekil 7. IEC standardı şarj soketleri: (a) AA Tip 1, (b) AA Tip 2	22
Şekil 8. CHAdeMO standardı şarj soketi	24
Şekil 9. CCS standardı şarj soketleri: (a) AA/DA CCS 1, (b) AA/DA CCS 2	26
Şekil 10. V2G ile elektrikli araç ve şebeke arasında enerji akışı	29
Şekil 11. V2H ile elektrikli araç ve ev arasında enerji akışı.....	30
Şekil 12. V2B ile elektrikli araç ve binalar arasında enerji akışı	31
Şekil 13. V2L ile elektrikli araç ve yük arasında enerji akışı.....	32
Şekil 14. V2V ile iki elektrikli araç arasında enerji akışı.....	32
Şekil 15. Elektrikli araç şarj istasyonlarında çift yönlü güç akışı	34
Şekil 16. LC rezonanslı DAB dönüştürücü	37
Şekil 17. LLC rezonanslı DAB dönüştürücü.....	38
Şekil 18. CLLC rezonanslı DAB dönüştürücü	39
Şekil 19. İki kaynak arasındaki güç akışı gösterimi	40
Şekil 20. DAB dönüştürücü iki yönlü güç transferi	42
Şekil 21. Tek fazlı DAB dönüştürücü devresi.....	43
Şekil 22. DAB dönüştürücü devresi anahtarlama işaretleri ve akım-gerilim dalga şekilleri.....	45
Şekil 23. DAB dönüştürücü çıkış akım grafiği	48
Şekil 24. L ve f_s 'nin i_L üzerindeki etkisi: (a) i_L , etkin, (b) i_L , tepe kontur grafiği	51
Şekil 25. L parametresinin V_1 ve D 'ye bağlı değişimi.....	53
Şekil 26. Doğrultulmuş $i_L(t)$ grafiği	54
Şekil 27. C_2 parametresinin V_1 ve ΔV_2 'ye göre değişimi	55
Şekil 28. Farklı L değerleri için C_2 davranışı.....	56
Şekil 29. Yarıiletken arızası durumunda çıkış akımı tepkisi	57

Şekil 30. Anahtar arızası toleransı sağlamak için kullanılan DAB devresi.....	58
Şekil 31. Ortalama model analizi için kullanılan devre şeması.....	60
Şekil 32. PI denetleyici blok diyagramı	74
Şekil 33. FOPI denetleyici blok diyagramı	75
Şekil 34. Metasezgisel algoritma destekli PI/FOPI denetleyici ile kapalı çevrimli DAB DA-DA dönüştürücü kontrol yapısı	77
Şekil 35. DAB dönüştürücüde transformatör vp ve vs gerilimleri.....	107
Şekil 36. Farklı L değerlerine göre P2 grafikleri.....	108
Şekil 37. D ile L parametreleri arasındaki ilişki	108
Şekil 38. Farklı $C2$ değerlerine göre $\Delta V2$ grafiği	110
Şekil 39. Farklı f_s değerlerine göre P2 grafikleri.....	111
Şekil 40. f_s , L ve D parametreleri arasındaki ilişki	112
Şekil 41. DE algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	114
Şekil 42. PSO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	115
Şekil 43. WSO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü.....	115
Şekil 44. ARO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	117
Şekil 45. DO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	117
Şekil 46. NOA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	117
Şekil 47. HO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	121
Şekil 48. SMA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	121
Şekil 49. ZOA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü.....	121
Şekil 50. DO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	123
Şekil 51. PSO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	123
Şekil 52. SMA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü	124
Şekil 53. Yük değişimi karşısında çıkış akım tepkisi.....	127
Şekil 54. Referans akım değişim tepkisi	128

TABLÖLAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. EV Batarya Türlerinin Karşılaştırmalı Özellikleri (2024)	14
Tablo 2. SAE J1772 standardına ait elektriksel değerler.....	19
Tablo 3. IEC 61851 standardına ait elektriksel değerler	21
Tablo 4. CHAdeMO standardına ait elektriksel değerler	23
Tablo 5. DAB dönüştürücü benzetim modeli parametreleri.....	106
Tablo 6. Farklı C2 değerlerine göre ΔV_2 değişimi	109
Tablo 7. PI-ITAE için zaman bölge analizi	114
Tablo 8. PI-ZLG için zaman bölge analizi	116
Tablo 9. PI-ITAE ve PI-ZLG için istatistiksel analiz.....	119
Tablo 10. FOPI-ITAE için zaman bölge analizi.....	120
Tablo 11. FOPI-ZLG için zaman bölge analizi	122
Tablo 12. FOPI-ITAE ve FOPI-ZLG için istatistiksel analiz	125
Tablo 13. Farklı V1 değerleri karşısında ΔV_2 değişimi	126

SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ

DA	: Doğru akım
DAB	: Çift aktif köprü (Dual active bridge)
AA	: Alternatif akım
TEA	: Tam elektrikli araç
BEV	: Bataryalı (tam) elektrikli araç (Battery electric vehicle)
HEV	: Hibrit elektrikli araç (Hybrid electric vehicle)
PHEV	: Şarj edilebilir hibrit elektrikli araç (Plug-in hybrid electric vehicle)
FCEV	: Yakıt hücresi elektrikli araç (Fuel cell electric vehicle)
PCU	: Güç kontrol ünitesi (Power control unit)
PI	: Oransal-integral (Proportional-integral)
FOPI	: Kesir dereceli oransal-integral (Fractional-order proportional-integral)
kW	: Kilowatt
PSM	: Faz Kaydırma Modülasyonu (Phase Shift Modulation)
SPS	: Tek Faz Kaydırma (Single Phase Shift)
DPS	: Çift Faz Kaydırma (Double Phase Shift)
TPS	: Üç Faz Kaydırma (Three Phase Shift)
EMI	: Elektromanyetik girişim (Electromagnetic interference)
V	: Volt
A	: Amper
MRC	: Model Referans Kontrol (Model Reference Control)
LMI	: Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (Linear Matrix Inequalities)
DMC	: Dinamik Matris Kontrol (Dynamic Matrix Control)
φ	: Faz kaydırma açısı
DE	: Diferansiyel Evrim (Differential Evolution)
HO	: Su Aygırı Optimizasyonu (Hippopotamus Optimization)
DO	: Karahindiba Optimizasyonu (Dandelion Optimization)
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
GWO	: Gri Kurt Optimizasyonu (Grey Wolf Optimization)
ARO	: Yapay Tavşan Optimizasyonu (Artificial Rabbit Optimization)
NOA	: Fındıkkıran Optimizasyonu (Nutmacker Optimization)

WSO	: Beyaz Köpekbalığı Optimizasyonu (White Shark Optimization)
ZOA	: Zebra Optimizasyonu Algoritması (Zebra Optimization Algorithm)
SMA	: Balçık Küfü Algoritması (Slime Mould Algorithm)
ITAE	: Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata İntegrali (Integral Time Weighted Absolute Error)
ZLG	: Zwe-Lee Gaing
UPS	: Kesintisiz güç kaynağı (Uninterruptible power supply)
Ah	: Amper-saat
kWh	: kilowatt-saat
LIB	: Lityum-iyon bataryalar (Lithium-ion batteries)
Li-NMC	: Lityum Nikel Manganez Kobalt Oksit (Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide)
LFP	: Lityum Demir Fosfat (Lithium Iron Phosphate)
Li-NCA	: Lityum Nikel Kobalt Alüminyum (Lithium Nickel Cobalt Aluminium)
SAE	: Society of Automotive Engineers
IEC	: International Electrotechnical Commission
CHAdemo	: Charge de Move
CCS	: Combined Charging System
V2X	: Araçtan her şeye enerji aktarımı (Vehicle-to-everything)
V2G	: Araçtan şebekeye enerji aktarımı (Vehicle-to-grid)
V2H	: Araçtan eve enerji aktarımı (Vehicle-to-home)
V2B	: Araçtan binaya enerji aktarımı (Vehicle-to- building)
V2L	: Araçtan yüke enerji aktarımı (Vehicle-to-load)
V2V	: Araçtan araca enerji aktarımı (Vehicle-to- vehicle)
ZVS	: Sıfır Voltaj Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZCS	: Sıfır Akım Anahtarlama (Zero Current Switching)
ω	: Açısal frekans
KGY	: Kirchhoff'un Gerilim Yasası
KAY	: Kirchhoff'un Akım Yasası
t_r	: Yükselme süresi
t_s	: Yerleşme süresi
$\%M_p$	: Yüzde aşım

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüz endüstriyel uygulamalarında iki yönlü çift aktif köprülü (Dual Active Bridge - DAB) DA-DA (doğru akım - doğru akım) dönüştürücüler yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. DAB dönüştürücüleri diğer DA-DA dönüştürücülerden ayıran başlıca özellikler, çeşitli uygulama alanlarında yüksek verimlilik, esneklik ve çift yönlü olarak kontrollü enerji transferi sağlamasıdır. Ayrıca bu sistemler yüksek güç yoğunluğu altında çalışabilmekte, sıfır gerilim ve akımda anahtarlama yapabilmekte ve kendi içinde bir izolasyona sahip olabilmektedir. DAB dönüştürücülerde verimliliğin artırılması, anahtarlama kayıplarının azaltılması ve dinamik performansın iyileştirilmesi son yıllarda güç elektroniği araştırmalarının temel odak noktalarından biri olmuştur. Özellikle batarya şarj sistemleri, elektrikli araç (EA) altyapıları, yenilenebilir enerji sistemleri ve enerji depolama çözümleri gibi uygulamalarda DAB dönüştürücüler kritik rol oynamaktadır. Bu bağlamda, DAB sistemlerinin kontrol yöntemlerinin iyileştirilmesi hem sistem güvenilirliğinin artırılması hem de enerji verimliliğinin maksimize edilmesi açısından büyük önem taşımaktadır.

Bu tez kapsamında, DAB dönüştürücünün çalışma prensibi, yapısal analizi, tasarımı ve kontrol şemaları ayrıntılı olarak incelenmiştir. Çalışmanın temel amacı, DAB dönüştürücünün kontrol performansını iyileştirmek için PI ve FOPI denetleyiciye ait kontrol parametrelerinin farklı metasezgisel algoritmalarla optimize edilmesidir. Bu doğrultuda, öncelikle DAB dönüştürücüye ait anahtarlama modeli kullanılarak sistemin dinamik davranışı ayrıntılı şekilde analiz edilmiştir. Ardından, klasik oransal-integral (PI) ve kesirli dereceli oransal-integral (FOPI) denetleyiciler kullanılarak DAB dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolü gerçekleştirilmiştir. Her iki denetleyici için kontrol parametreleri, farklı özelliklere sahip on adet metasezgisel optimizasyon algoritması kullanılarak belirlenmiştir. Optimizasyon sürecinde amaç fonksiyonu olarak Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata İntegrali (ITAE) ve Zwe-Lee Gaing (ZLG) kriterleri tercih edilmiş ve elde edilen performans sonuçları ise kapsamlı bir şekilde karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

1.2. Literatür Araştırması

İki yönlü çift aktif köprülü (Dual Active Bridge - DAB) dönüştürücü üzerine yapılan ilk modelleme çalışmaları 1990 yılından sonra yapılmıştır (De Doncker vd., 1991; Kheraluwala vd., 1992). Bu çalışmalar, DAB dönüştürücülerde yüksek güç seviyelerinde performansın incelenmesi ve çift yönlü güç akışının doğrulanması açısından önemli bir referans niteliği taşımaktadır. DAB dönüştürücüler, bugüne kadar elektrikli araçlar (EA), enerji depolama sistemleri ve enerji dönüşüm sistemleri gibi birçok alanda yaygın olarak kullanılmıştır. Özellikle elektrikli araç batarya sistemlerinde kullanılan DAB topolojilerinin, izoleli ve izolesiz yapıda olmasına bağlı olarak; güç akışı, verimlilik, anahtarlama kayıpları, boyut optimizasyonu ve batarya akım-gerilim dalgalanmaları açısından farklı sonuçlar verdiği yapılan çalışmalarla ortaya konmuştur (P. He ve Khaligh, 2017; Zgheib ve Al-Haddad, 2017). Öte yandan, elektrikli araçlara entegre araç içi (on-board) şarj sistemlerinde yer alan DA bağlantı kapasitörünün boyutlandırılması hem sistem dinamiklerini hem de hacim/verimlilik dengesini doğrudan etkileyen kritik bir tasarım parametresidir. Bu kapsamda DA bağlantı kapasitörünün hacmini azaltmak amacıyla düşük frekanslı şarj akımı stratejisi önerilmiş ve bu yöntemle kapasitör boyutunun %84 oranında küçültülebildiği deneysel olarak doğrulanmıştır (Xue vd., 2015). Benzer şekilde, Krismer ve Kolar (2010) tarafından yapılan bir çalışmada, elektrikli araç uygulamaları için özgün bir güç kaybı modeli geliştirilmiş ve sıfır gerilimle anahtarlamanın (Zero Voltage Switching - ZVS), anahtarlama kayıplarının azaltılmasında belirleyici bir rol oynadığı ortaya konmuştur. DAB dönüştürücüler, yalnızca kara taşıtlarıyla sınırlı kalmayıp, hava aracı uygulamalarında da yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bu kapsamda, Metin girmek için buraya tıklayın veya dokununuz. C. Jiang ve Liu (2021) tarafından hava araçları için yüksek verimlilik sağlayan aralıklı paralel yapıda çift yönlü bir DAB dönüştürücü önerilmiştir. Geliştirilen topoloji, transformatör giriş gerilimini artırarak geleneksel DAB yapılarına kıyasla iki kat daha fazla güç transfer etmektedir.

DAB topolojilerinin sıklıkla kullanıldığı bir başka alan ise enerjinin depolandığı uygulamalardır. Elektrikli araç batarya sistemlerinde enerji depolama işlemi için kullanılan iki yönlü DA-DA dönüştürücünün verimliliği, Wang ve arkadaşları (2016) tarafından yapılan çalışmada analiz edilmiştir. Deneysel olarak 1kW değerindeki bir prototip üzerinde yapılan bir başka çalışmada, enerji depolama sistemleri için otomatik mod geçişine sahip çift yönlü LLC rezonanslı dönüştürücünün geleneksel DAB dönüştürücüye kıyasla daha

yüksek verimlilik sağladığı gözlemlenmiştir (T. Jiang vd., 2015). Nalamati ve arkadaşları (2021) tarafından önerilen çoklu batarya paketleri için üç portlu izoleli çift yönlü DA-DA dönüştürücünün, geleneksel DAB ile deneysel olarak kıyaslaması yapılmış ve önerilen sistemin daha fazla bataryayı desteklediği, güç akış yönetimini optimize ettiği ve kapalı çevrim kontrol algoritması ile verimli çalıştığı belirtilmiştir.

Enerji depolama gibi yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, dönüştürücünün yalnızca donanımsal yapısı değil, aynı zamanda kontrol stratejisi ve modülasyon tekniği de sistemin genel verimliliğini ve kararlılığını doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle, DAB dönüştürücülerin ilgili sistemlerde yüksek verimlilikle çalışabilmesi için uygun şekilde tasarlanması ve etkin bir denetleyici mekanizmasıyla kontrol edilmesi gerekir. Bu doğrultuda, Faz Kaydırma Modülasyon (Phase Shifted Modulation, PSM) teknikleri (SPS, DPS, TPS, GPS, QPS) ve çeşitli kontrol yöntemleri (PID, MPC, Fuzzy, SMC, ML) kullanılarak dönüştürücü kontrolü gerçekleştirilmektedir. PSM teknikleri arasında en yaygın kullanılanlar SPS, DPS ve TPS olup, bu yöntemler güç akışını optimize ederek sistem performansını artırmaktadır.

PSM teknikleri, DAB dönüştürücünün birincil ve ikincil H-köprüleri arasındaki faz farkını ayarlayarak enerji akışını düzenler (Shao vd., 2022). Literatürde Tek Faz Kaydırma (Single Phase Shift - SPS), Çift Faz Kaydırma (Dual Phase Shift - DPS) ve Üç Faz Kaydırma (Triple Phase Shift - TPS) olmak üzere üç temel faz kaydırma tekniği vardır. Bu yöntemler, anahtarlama kayıplarını minimize etmek, aktarılan gücü kontrol etmek ve dönüştürücü verimliliğini artırmak amacıyla zaman içinde geliştirilmiştir. İki köprü arasında oluşan faz farkının kontrol edilmesi prensibine dayanan SPS modülasyon tekniği, literatürde kullanılan ilk yöntemlerden biridir ve genel olarak iyi bir performansa sahiptir. Fakat belli durumlarda yumuşak anahtarlama bölgesinde daralma meydana gelebilmektedir (Hou ve Li, 2020). Bu durum dönüştürücü verimliliğinde azalmaya neden olduğundan son yıllarda DPS modülasyon tekniğinin kullanımı yoğunlaşmıştır. DPS modülasyonu kontrol tekniğinin, SPS'ye kıyasla daha yüksek verimlilik sağladığı ve akım stresi ile geri akış gücünü azaltarak enerji verimliliğini artırdığı gözlemlenmiştir (Kayaalp vd., 2016). Bu yöntemde dönüştürücünün hem primer hem de sekonder köprülerinin faz kaydırma açıları bağımsız olarak kontrol edilir (Bai ve Mi, 2008). Böylece yumuşak anahtarlama bölgesinde SPS'ye göre bir genişleme gözlemlenmektedir (Yan vd., 2020). DPS'nin gelişiminin ardından TPS tekniği geliştirilmiştir (Bohara vd., 2022). TPS modülasyonunda, DAB dönüştürücülerde bulunan her iki köprüdeki faz kaydırmalarının yanı sıra, her bir köprü içerisindeki iki yarım

köprünün de faz kaydırmaları bağımsız olarak kontrol edilmektedir (Tong vd., 2018). Faz kaydırma yöntemleri arasındaki en yüksek esnekliği ve verimliliği sağlayan bu yöntem, dönüştürücüde yük olmadığında dahi kullanılabilmekte ve en geniş yumuşak anahtarlama bölgesini oluşturmaktadır (Calderon vd., 2017). Modülasyon tekniklerinin kapsamlı bir şekilde karşılaştırılmaları (B. Zhao vd., 2014) tarafından yapılan çalışmada verilmiştir.

DAB dönüştürücülerin verimliliğini artırmada yumuşak anahtarlama, dikkate alınması gereken bir diğer önemli parametredir. Özellikle yüksek güç ve yüksek frekanslı uygulamalarda, yumuşak anahtarlamanın etkin bir şekilde sağlanması dönüştürücü performansını belirgin ölçüde iyileştirir. Yumuşak anahtarlama ile DAB dönüştürücülerde bulunan yarı iletken anahtarlama elemanları üzerindeki gerilimin veya içinden geçen akımın sıfır veya sıfıra yakın olduğu koşullarda açılıp kapanması sağlanır. Bu şekilde anahtarlama kayıplarının ve yüksek di/dt (akım değişim hızı) ve dv/dt (gerilim değişim hızı) nedeniyle oluşan elektromanyetik girişimin (EMI) azaltılması amaçlanır (Y. Zhang vd., 2020). Yumuşak anahtarlamanın detaylı bir incelenmesi Shao ve arkadaşları (2020) tarafından yapılmıştır. Yumuşak anahtarlamanın sağlanması, dönüştürücünün kontrol stratejileri üzerinde doğrudan etkiye sahiptir. Bu nedenle, DAB dönüştürücülerinin verimli ve kararlı çalışmasını sağlamak amacıyla geliştirilen kontrol yaklaşımları, literatürde temel bir araştırma alanı haline gelmiştir.

Yumuşak anahtarlamanın sağlanması, yalnızca donanımsal değil aynı zamanda kontrol düzeyinde de uygun yöntemlerin uygulanmasını gerektirmektedir. Bu kapsamda, DAB dönüştürücünün kontrolü için genel olarak tek çevrimli akım ya da gerilim geribeslemeli kontrol yöntemleri tercih edilmektedir. Akım beslemeli kontrol, DAB dönüştürücü giriş ve çıkışındaki iki kaynak arasındaki çift yönlü güç transferini düzenlemektedir. Gerilim beslemeli kontrolde ise çıkışta pasif bir direnç yükü varken tek yönlü güç akışı durumunda çıkış geriliminin düzenlenmesi yapılmaktadır. Bu iki kontrol yöntemi için, model öngörülü kontrol (MÖK) (Danayiyen vd., 2019), bulanık mantık (Fuzzy Logic) (Lee, 1990) ve makine öğrenmesi (Machine Learning, ML) (Lecun vd., 1998) gibi ileri düzey algoritmaların yanı sıra, PI (Oransal-İntegral), PID (Oransal-İntegral-Türev) ve kesir dereceli PID (FO-PID) denetleyiciler gibi PID tabanlı kontrol yöntemleri kullanılarak dönüştürücüler kontrol edilmektedir (Chen vd., 2023; Ebad ve Song, 2012; Muthukumar vd., 2024). Bindi ve arkadaşları (2021) tarafından yapılan çalışmada, DAB dönüştürücü için PI denetleyici ile Model Referans Kontrol (Model Reference Control, MRC) yönteminin karşılaştırılması yapılmıştır. Bu kapsamda, PI denetleyicinin kontrol parametreleri (K_p ve

K_i) deneme-yanılma yöntemiyle belirlenmiştir. Benzetim çalışması 270 V – 370 V çıkış gerilim aralığında, 10 A çıkış akımı ve 3.2 kW çıkış gücü için gerçekleştirilmiştir. Çalışma kapsamında, 1. milisaniyede çıkış akımı referans değeri 4 A'den 9 A seviyesine yükseltildiğinde, MRC denetleyicisi için yükselme süresi 1,5704 μ s olarak belirlenmiştir. Aynı koşullar altında, PI denetleyicisi için ise yükselme süresi 17,188 μ s olarak ölçülmüştür. Sonuçlar, aşım yüzdesi açısından analiz edildiğinde ise, MRC kontrolör %1.3376 aşım yüzdesine sahipken PI denetleyici %0.1714 aşım yüzdesine sahiptir. PI denetleyici daha kararlı bir yanıt sağlarken, MRC kontrolör daha hızlı dinamik performans göstermiştir. Koch ve arkadaşları (2016) DAB dönüştürücü için faz kaymasına bağlı sistemin küçük sinyal modeli kapsamında, transfer fonksiyonundaki katsayı parametrelerinin belirsizliğini dikkate alan bir PI denetleyici tasarlamıştır. Geleneksel PI denetleyici ile karşılaştırmalı olarak, Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (Linear Matrix Inequalities, LMI) yöntemi kullanılarak kontrol parametreleri belirlenmiştir. Geleneksel PI denetleyici ile karşılaştırıldığında, LMI tabanlı PI denetleyici, aşım miktarını %15'ten %5'e düşürmüş ve oturma süresini 40 ms'den 20 ms'ye indirilerek yaklaşık %50 daha hızlı bir geçici durum cevabı elde etmiştir. Yapılan bir başka çalışmada, DAB dönüştürücülerin dinamik performansını iyileştirmek amacıyla, Eberle ve arkadaşları (2023) tarafından PI ve PID denetleyicilerin kaskad yapıda birlikte kullanıldığı bir kontrol yaklaşımı geliştirilmiştir. Denetleyici parametreleri ise genetik algoritma ile belirlenmiştir.

Diğer bir denetleyici türü olan FOPID kontrolör, sistemde integral ve türev işlemlerinin kesirli dereceleriyle çalışarak daha esnek ve hassas bir kontrol süreci gerçekleştirir (Dong vd., 2024). Kesirli dereceler, denetleyicinin ayarlarını daha esnek hale getirerek sistemin geçici durum performansını artırır ve aşırı salınımları azaltır. Yapılan çalışmada izole edilmiş çift yönlü DA-DA dönüştürücüler için FOPID denetleyicinin tasarımı ve analizi gerçekleştirilmiştir (Ramya vd., 2018).

DAB dönüştürücülerin performansı, yalnızca kontrol yönteminin türüne değil, aynı zamanda bu yöntemin parametrelerinin ne derece doğru ayarlandığına da bağlıdır. Bu doğrultuda, sistem kararlılığını sağlamak ve performansı en üst düzeye çıkarmak amacıyla geleneksel yöntemlerin yanı sıra metasezgisel algoritmalar da çözüm aracı olarak son yıllarda öne çıkmaktadır. Metasezgisel algoritmalar, karmaşık ve geniş arama uzaylarında optimum veya yaklaşık optimum çözümler bulmak için kullanılan gelişmiş arama ve optimizasyon teknikleridir (Aksoy vd., 2024; Kirikci vd., 2024). Bu algoritmalar, doğal ve fiziksel süreçlerden esinlenerek çözüm üretiminde yüksek esneklik ve uyarlanabilirlik

sağlayarak, farklı problem türlerine etkin şekilde uygulanabilmektedir (Ornek vd., 2023). Literatürde, DAB dönüştürücünün kontrol parametrelerinin metasezgisel algoritmalar ile belirlenmesi konusunda birçok çalışma mevcuttur. (Jia ve Wang, 2024) DAB dönüştürücünün akım stresini minimize etmek için Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) tabanlı bir kontrol yöntemi önermiştir. Çalışmada önerilen Dinamik Matris Kontrol (Dynamic Matrix Control, DMC) modeli, geleneksel SPS-PI ve DPS-PI yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, SPS-PI kontrolünde akım stresi 8.56 A, DPS-PI kontrolünde 5.95 A olarak belirlenirken, önerilen DMC yöntemi ile bu değer 5.05 A seviyesine düşürülmüştür. Ayrıca, geleneksel PI kontrolü altında çıkış akımının yükselme süresi 103 ms olarak elde edilirken, önerilen DMC kontrolü altında bu değer 19ms'ye kadar azaltılmıştır. Diğer bir çalışmada DAB dönüştürücünün dinamik performansını iyileştirmek için PSO tabanlı doğrudan ve dolaylı çevrimiçi ayarlama yöntemlerinin karşılaştırılması Ab-Ghani ve arkadaşları (2022) tarafından önerilmiştir. Doğrudan yöntem, faz kaydırma açısını (ϕ) doğrudan optimize ederken, dolaylı yöntem, PI denetleyicinin parametrelerini optimize ederek faz kaydırma açısını (ϕ) dolaylı olarak ayarlamaktadır. Yapılan çalışmada, 150 kW - 70 kW yük değişimi sırasında doğrudan yöntem 136 ms oturma süresine ve %180 aşım değerine sahipken, dolaylı yöntemde oturma süresi 9.9 ms'ye ve aşım değeri %79'a düşürülmüştür. Yapılan bir diğer çalışmada ise elektrikli araçlar için geliştirilen DAB dönüştürücü devresinde modülasyon optimizasyonu yapmak için Çok Amaçlı Genetik Algoritma (NSGA-II) tabanlı bir yöntem önerilmektedir (Alzuguren vd., 2022). Elde edilen sonuçlara göre, 400V çıkış geriliminde, optimize edilmiş modülasyon ile iletim kayıpları %64, anahtarlama kayıpları %57 ve toplam yarı iletken kayıpları %63 oranında azalmış, bu da sistem verimliliğinde %3,3'lük bir artış sağlamıştır. Ab-Ghani ve arkadaşları (2020) tarafından yapılan çalışmada, DAB dönüştürücünün verimliliğini artırmak amacıyla PSO tabanlı bir faz kaydırma açısı optimizasyon yöntemi önerilmiştir. Çalışmada, PI denetleyicinin parametreleri PSO algoritması kullanılarak belirlenmiş ve algoritmanın eklenmediği durum ile karşılaştırmalı bir analiz gerçekleştirilmiştir. Gerilim kontrolünün yapıldığı sistemde en iyi sonuçlar, çıkış gücünün 100 kW ve referans geriliminin 250 V olduğu durumda elde edilmiştir. Burada, çıkış geriliminin kararlı hale geçme süresi, algoritma kullanılmadığı durumda 150 ms olarak belirlenirken, PSO algoritması uygulandığında bu süre 100 ms'ye düşürülmüştür.

Günümüzde EA kullanımının yaygınlaşmasıyla birlikte, bu sistemlerin ihtiyaç duyduğu yüksek verimli, hızlı ve çift yönlü enerji dönüşümünü sağlayabilecek güç

elektroniği çözümleri önem kazanmaktadır. Bu bağlamda, DAB dönüştürücüler, özellikle batarya şarj/deşarj işlemlerinin verimli bir şekilde gerçekleştirilmesi ve farklı gerilim seviyeleri arasında galvanik izolasyonun sağlanması gibi avantajları nedeniyle, elektrikli araçlarda kullanılan yardımcı güç birimleri ve batarya yönetim sistemleri için kritik öneme sahiptir. Bu tez kapsamında, DAB dönüştürücünün elektrikli araç uygulamaları çerçevesinde kontrol edilebilirliğini ve dinamik performansını iyileştirmek amacıyla PI ve FOPI denetleyicilerinin parametreleri, toplamda on farklı metasezgisel algoritma kullanılarak optimize edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan algoritmalar arasında; Diferansiyel Evrim (DE), Su Aygırı Optimizasyonu (HO), Karahindiba Optimizasyonu (DO), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Gri Kurt Optimizasyonu (GWO), Yapay Tavşan Optimizasyonu (ARO), Fındıkkıran Optimizasyonu (NOA), Beyaz Köpekbalığı Optimizasyonu (WSO), Zebra Optimizasyonu (ZOA) ve Balık Küfü Algoritması (SMA) yer almaktadır. Her bir algoritma hem ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error) hem de Zwe-Lee Gaing (ZLG) amaç fonksiyonlarına göre çalıştırılmış, böylece farklı hata ölçütlerinin sistem performansına olan etkileri kapsamlı biçimde analiz edilmiştir.

Gerçekleştirilen bu çalışma, elektrikli araçlarda kullanılan güç dönüştürücülerin daha verimli çalışması ve batarya sistemlerinin daha hassas bir şekilde kontrol edilebilmesi açısından literatüre önemli katkılar sağlamaktadır. Optimizasyon sürecinde tüm algoritmalar eşit koşullarda değerlendirilmiş ve elde edilen sonuçlar, DAB dönüştürücünün PI ve FOPI denetleyiciye sahip yapılarında hangi algoritmaların daha kararlı, hızlı ve düşük aşım değerleri sağladığını açıkça ortaya koymuştur. Ayrıca çalışmada yalnızca algoritmaların karşılaştırılmasıyla yetinilmemiş, kullanılan amaç fonksiyonlarının kontrol başarımı üzerindeki etkileri de analiz edilerek çok boyutlu bir değerlendirme yapılmıştır. Bunlara ek olarak, DAB dönüştürücü yapısı teorik olarak detaylı biçimde incelenmiş ve gerçekleştirilen üç boyutlu analizlerle dönüştürücü tasarımına ilişkin önemli değerlendirmelere yer verilmiştir. Elde edilen bulgular, hem akademik çalışmalar hem de elektrikli araç teknolojilerine yönelik uygulamalar açısından değerli bir referans niteliği taşımaktadır.

Bu doğrultuda tezin yapısı şu şekildedir: 1. Bölümde, elektrikli araç teknolojilerinin gelişimi, güç elektroniği ihtiyaçları ve DAB dönüştürücünün yapısı ayrıntılı olarak incelenmiştir. 2. Bölümde, yapılan çalışmalar sunulmuştur. 3. Bölümde, elde edilen bulgular detaylı biçimde analiz edilerek karşılaştırmalı sonuçlar tartışılmıştır. 4. ve son bölümde ise genel değerlendirme yapılmış, sonuçlar özetlenmiş ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

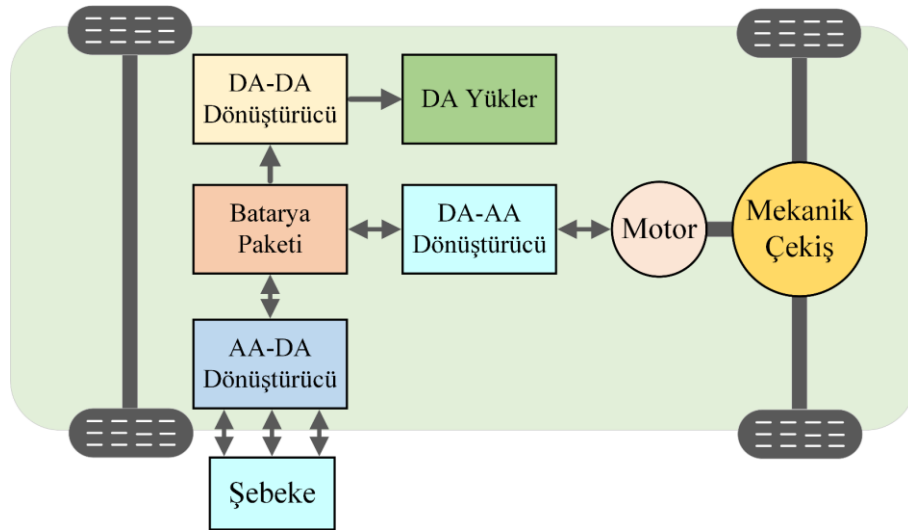
1.3. Elektrikli Araçlar (EA)

Fosil yakıtlar, ulaşım, ısınma ve elektrik üretimi gibi çeşitli sektörlerde temel enerji kaynağı olarak kullanılmakta ve enerji arzında baskın bir rol oynamaktadır (Our World in Data, 2023). Fakat bu kaynakların kullanımıyla ortaya çıkan egzoz emisyonları, atmosferde sera gazı birikimine neden olarak küresel ısınmayı tetiklemekte, hava kalitesini düşürmekte ve insan sağlığı ile ekosistem üzerinde ciddi olumsuz etkiler yaratmaktadır (Erdoğan, 2020; Khalid vd., 2021). Özellikle ulaşım sektörü, fosil yakıt kullanımına bağlı olarak oluşan toplam CO₂ emisyonlarının yaklaşık %24'ünü oluşturarak çevresel sorunların başlıca kaynaklarından biri haline gelmiştir (Khalid vd., 2021). Fosil yakıtların kullanımı sadece hava kirliliğine yol açmakla kalmayıp aynı zamanda küresel çapta iklim değişikliğinin hızlanmasına, deniz seviyelerinin yükselmesine ve sıra dışı hava olaylarının artmasına neden olmaktadır. Verilenlere ek olarak, bu enerji kaynaklarının tükenebilir olması ve dünya genelinde eşit şekilde dağılmaması sonucunda alternatif ve yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelim zorunlu hale gelmiştir (Erdoğan, 2020).

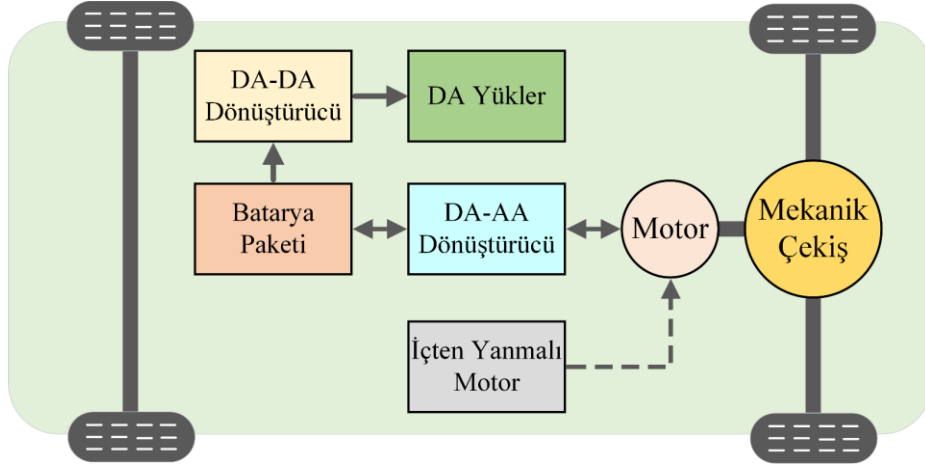
Günümüzde enerji güvenliğini sağlamak ve çevresel sürdürülebilirliği desteklemek amacıyla, fosil yakıt tüketimini azaltmaya yönelik çeşitli politikalar (Birleşmiş Milletler, 2016) ve teknolojik dönüşümler üzerinde durulmaktadır. Burada en dikkat çeken gelişmelerden biri de EA'ların yaygınlaşmasıdır. EA'lar, fosil yakıtlı içten yanmalı motorlara alternatif olarak geliştirilen ve enerji gereksinimlerini elektrik depolama sistemlerinden karşılayan taşıtlardır. 20. yüzyılın sonlarında ortaya çıkan enerji krizi ve küresel ısınma farkındalığı, içten yanmalı motorlara olan ilgiyi azaltmış ve elektrikli araçları çevre dostu bir alternatif olarak ön plana çıkarmıştır (Hamurcu vd., 2021). EA teknolojisinin yaygınlaşması, ulaşım sektöründe oluşan karbon emisyonlarının azaltılmasını sağlayarak, fosil yakıtlara olan bağımlılığı azaltmakta ve küresel enerji dönüşümüne katkıda bulunmaktadır. Elektrikli araç teknolojisinin yaygınlaşmasıyla birlikte, bu araçların farklı enerji kaynaklarına ve sürüş teknolojilerine göre sınıflandırılması da önem kazanmıştır.

Günümüzde farklı enerji kaynakları ve sürüş teknolojilerine dayalı çeşitli elektrikli araç türleri mevcuttur. Bu çeşitlilik, kullanıcı ihtiyaçlarına ve kullanım senaryolarına bağlı olarak değişmektedir. En yaygın elektrikli araç türleri arasında Tam Elektrikli Araçlar (Battery Electric Vehicles, BEV), Hibrit Elektrikli Araçlar (Hybrid Electric Vehicles, HEV), Şarj Edilebilir Hibrit Elektrikli Araçlar (Plug-in Hybrid Electric Vehicles, PHEV) ve Yakıt Hücreli Elektrikli Araçlar (Fuel Cell Electric Vehicles, FCEV) bulunmaktadır. Tam

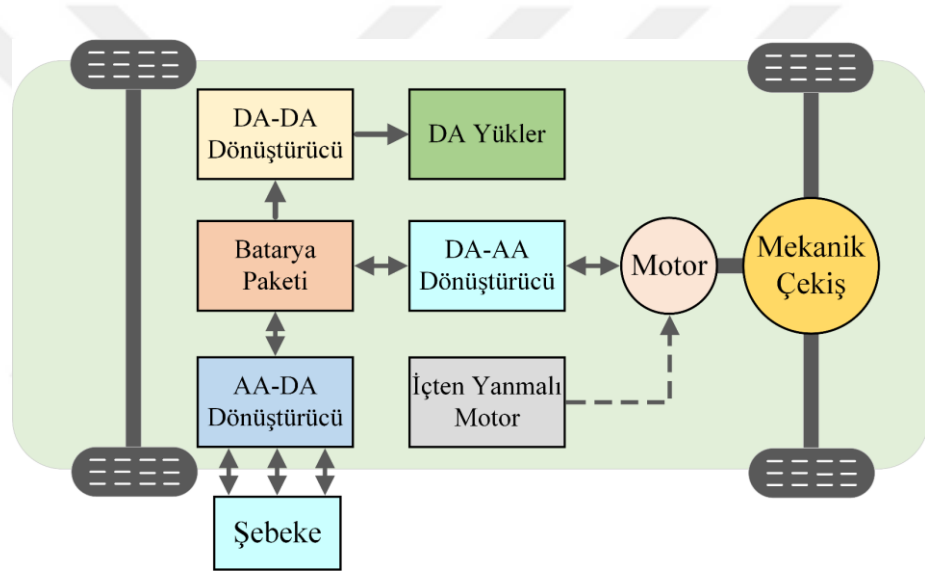
elektrikli araçlar (TEA), yalnızca batarya ile çalışan bir elektrikli tahrik sistemine sahip olan EA türüdür. Bu araçlarda ihtiyaç duyulan enerji, dış elektrik şebekesine bağlanarak şarj edilebilen yüksek kapasiteli bir batarya paketi içerisinde depolanmaktadır. Böylece, elektrik motoru beslenerek gerekli torku üretir ve aracın hareketi gerçekleştirilir. Hibrit elektrikli araçlar (HEV) hem içten yanmalı motor hem de elektrik motoru ile entegre edilmiş bir tahrik sistemine sahiptir. Bu yapı, enerjinin hem fosil yakıtlardan hem de bataryada depolanan elektrikten sağlanmasına olanak tanıyarak aracın hareketini mümkün kılar. İçten yanmalı motor, enerjisini yakıttan sağlarken; elektrik motoru, akülerde depolanan elektrik enerjisiyle beslenmektedir. Burada batarya, elektrik enerjisi, rejeneratif frenleme ve motor tarafından sağlanan enerjiyle şarj edilmektedir. Şarj edilebilir hibrit elektrikli araçlar, geleneksel hibrit sistemlerle benzer şekilde hem içten yanmalı motor hem de elektrik motoru içeren çift tahrikli bir yapıya sahiptir. Ancak bu araçların en belirgin farkı, harici bir güç kaynağından şarj edilebilen batarya sistemine sahip olmalarıdır. Bu sayede, belirli bir sürüş menziline kadar yalnızca elektrik enerjisiyle çalışabilirler. Batarya kapasitesinin tükenmesi durumunda ise içten yanmalı motor devreye girerek aracın menzili uzatılabilir. Yakıt hücresi elektrikli araçlar, sıfır emisyonlu araçlar sınıfında yer almakta olup, elektrik enerjisini doğrudan yakıt hücresi teknolojisi aracılığıyla üretmektedir. Bu araçlarda, hidrojen yakıtının kimyasal enerjisi, yakıt hücresi içerisinde gerçekleşen elektrokimyasal reaksiyonlar yoluyla elektrik enerjisine dönüştürülür. Böylece araç, herhangi bir içten yanmalı motor kullanmadan, yalnızca elektrik motoruyla tahrik edilmektedir. İlgili EA türlerine ait temel güç aktarım yapıları Şekil 1, Şekil 2, Şekil 3 ve Şekil 4'te verilmiştir.



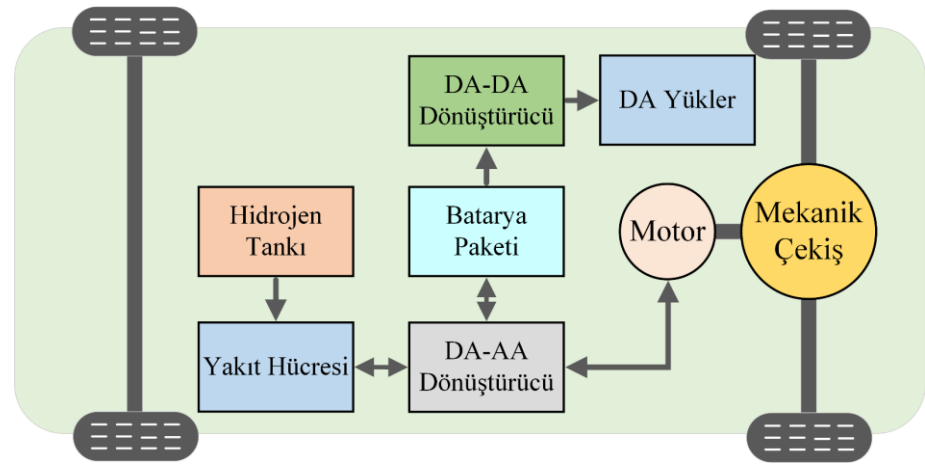
Şekil 1. Tam elektrikli araç yapısı



Şekil 2. Hibrit elektrikli araç yapısı



Şekil 3. Şarj edilebilir hibrit elektrikli araç yapısı



Şekil 4. Yakıt hücresi elektrikli araç yapısı

Yukarıda detaylandırılan farklı elektrikli araç türleri; tahrik yapıları, enerji kaynakları ve kullanım senaryoları bakımından çeşitlilik göstermektedir. Ancak bu araçların tümünde, enerji depolama sistemlerinin kapasitesi, güvenilirliği ve verimliliği doğrudan araç performansı ve menzil üzerinde belirleyici rol oynamaktadır. Bu bağlamda, elektrikli araç teknolojilerinin gelişiminde batarya sistemlerinin yapısı, çalışma prensibi ve teknolojik ilerlemeleri kritik bir öneme sahiptir. İzleyen bölümde, elektrikli araçların temel enerji kaynağını oluşturan batarya sistemleri ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

1.4. EA Bataryası

EA'larda kullanılan bataryalar, enerjiyi kimyasal olarak depolayıp ihtiyaç duyulduğunda herhangi bir gaz emisyonu olmaksızın elektrik enerjisine dönüştüren sistemlerdir (Öz, 2024). Bataryalarda çok sayıda elektrokimyasal hücre mevcuttur ve kimyasal tepkimeler katı madde kütlesi boyunca gerçekleşir. Farklı gerilim seviyelerinde ve farklı kapasitelerde birçok batarya çeşidi olabilir. Batarya teknolojilerini ve kapasitelerini doğru anlayabilmek için temel elektriksel kavramların irdelenmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, elektrikli araçlarda kullanılan yüksek kapasiteli bataryalara geçmeden önce, konuya küçük kapasiteli bataryalar üzerinden başlamak faydalı olacaktır. Küçük kapasiteli bataryalar, genellikle motosikletlerde, küçük kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), taşınabilir aydınlatma sistemlerinde ve güneş enerjili küçük uygulamalarda kullanılmaktadır (Eğin, 2019). Bu bataryalar, düşük gerilim ve kapasite değerlerine sahiptir. Ayrıca, temel enerji depolama prensipleri açısından büyük sistemlerle aynı özellikleri barındırırlar. Örneğin, 12V / 20Ah olarak etiketlenen bir batarya, küçük kapasiteli batarya sınıfına girmektedir. Burada V değeri (Volt), elektriksel potansiyel fark olarak tanımlanır. Ah (Amper – saat) değeri ise, bataryanın kapasitesini belirtir. 1 Amper-saat (Ah), bataryanın 1 saat boyunca 1 amper akım sağlayabileceğini ifade etmektedir. Bu bağlamda, 20 Ah kapasiteli bir batarya, 1 amperlik sabit bir akımı 20 saat sağlayabilecek kapasitededir.

Bir bataryanın toplam enerji kapasitesi, watt-saat (Wh) cinsinden hesaplanmakta olup, bu değer bataryanın gerilim (V) değeri ile kapasitesinin (Ah) çarpılmasıyla elde edilir. Örneğin, etiket değeri 12 V / 20 Ah olan bir bataryanın toplam enerji kapasitesi Denklem (1) ile ifade edilmektedir.

$$12 \text{ V} \times 20 \text{ Ah} = 240 \text{ Wh} \quad (1)$$

Bu değerdeki bir batarya, toplam 240 watt-saat enerji depolayabilmektedir. Bu seviyede bir kapasiteye sahip bataryalar, elektrikli araçların yüksek güçlü çekiş sistemlerinden farklı olarak, genellikle düşük güçlü uygulamalar için tasarlanmıştır. Ancak, büyük kapasiteli bataryaların da temel çalışma prensipleri bu bataryalarla aynıdır. Örneğin, elektrikli araçlarda kullanılan bataryalar çok daha yüksek kapasitelidir ve enerji birimleri kilowatt-saat (kWh) olarak ifade edilmektedir. Burada, 1 kWh, 1000 watt gücünde bir cihazın 1 saat çalışması için gerekli enerji değeridir. Bu ifadenin matematiksel gösterimi Denklem (2)'de verilmiştir.

$$1 kWh = 1000 W \times 1 saat \quad (2)$$

Ek 4'te yeni nesil birçok elektrikli aracın, 40 ile 100 kWh arasında batarya kapasitesine sahip olduğu görölmektedir. Örneğin, 70 kWh etiket değerine sahip bir EA bataryası, 70.000 Wh enerji depolayabilir. Bu da 700 W güç çeken bir cihazı 100 saat çalıştırabilecek kapasitede bir enerjiye karşılık gelmektedir. Bir elektrikli aracın batarya kapasitesi, araç menzili ile doğrudan ilişkilidir. Bu ilişki, elektrikli aracın belirli bir mesafede tükettiği enerji miktarına bağlı olarak belirlenir. Örneğin, 100 km'de 20 kWh enerji tüketen 50 kWh batarya kapasitesine sahip bir EA'nın ulaşabileceği mesafe, Denklem (3)'te gösterildiği şekilde hesaplanmıştır.

$$\frac{50 kWh}{(20 kWh)/(100 km)} = 250 km \quad (3)$$

Denklem (3)'te verilen ifade, batarya kapasitesi ile menzil arasında temel bir ilişki sunsa da menzil parametresi birçok sistemsel ve çevresel etkene bağlı olarak önemli ölçüde değişkenlik göstermektedir. Bu nedenle, menzil hesaplamalarında yalnızca batarya kapasitesi değil; araç ağırlığı, motor gücü, sürüş profili, yol durumu, eğim, trafik yoğunluğu, iklim koşulları ve sürüş modları gibi çok sayıda faktörün de dikkate alınması gerekmektedir. Araç ağırlığı, taşıtın toplam kütlesine bağlı olarak enerji tüketimini doğrudan etkilemektedir. Araç kütlesinin artması, özellikle kalkış anlarında ve eğimli yollarda yapılan tırmanışlarda enerji talebinin belirgin şekilde yükselmesine neden olmaktadır. Motor gücü, yüksek performanslı motorların daha fazla enerji tüketmesine neden olurken, bu durum özellikle yüksek hız ve ivmelenme sırasında menzil üzerinde olumsuz etki yaratır. Sürüş profili; sürücünün hızlanma, frenleme ve genel sürüş davranışlarını kapsamaktadır. Özellikle agresif

sürüş tarzı, enerji tüketimini artırarak aracın menzilin azalmasına yol açabilmektedir. Buna karşılık, yol yüzeyinin düzgün olması enerji verimliliğini artırarak menzili olumlu yönde etkilerken; engebeli ve eğimli yollar, enerji tüketimini artırarak menzili olumsuz yönde etkilemektedir. Trafik yoğunluğu, sık sık gerçekleşen dur-kalk manevraları nedeniyle enerji verimliliğini azaltarak aracın menzilin sınırlandırmaktadır. İklim koşulları da menzili etkileyen önemli bir diğer faktördür; özellikle düşük sıcaklıklarda batarya verimliliğinin düşmesi ve ısıtma sistemlerinin devreye girmesi, enerji tüketiminin artmasına neden olmaktadır. Son olarak, sürüş modları enerji kullanım stratejisini doğrudan belirlemekte olup menzil üzerinde belirgin bir etkiye sahiptir. Genellikle “eco” modları, enerji tüketimini minimize ederek menzili artırmaya yönelik olarak optimize edilmektedir.

Bir elektrikli aracın performansını değerlendirmek için yalnızca batarya kapasitesinin bilinmesi yeterli değildir. Bataryanın türü, kimyasal yapısı, hücre teknolojisi ve üretim yöntemi EA performansı ile doğrudan ilişkilidir. Bu nedenle, farklı batarya türlerinin detaylı olarak incelenmesi, EA teknolojisinin değerlendirilmesi açısından büyük önem taşımaktadır. EA’larda kullanılan batarya teknolojileri, kimyasal bileşimleri ve performans özelliklerine göre çeşitlilik göstermektedir. Günümüzde, yangın direnci, çevresel sürdürülebilirlik, hızlı şarj imkânı ve uzun kullanım ömrü gibi özellikleri artırmak amacıyla, belirli enerji yoğunluğu ve güç değerlerinden kısmen ödün verilerek geliştirilmiş yeni nesil lityum iyon batarya kimyaları tercih edilmektedir (Dressler ve Dahn, 2024). 2024 yılı itibarıyla, lityum iyon bataryalar (LIB) ve bunların Li-NMC (Lityum Nikel Manganez Kobalt Oksit), LFP (Lityum Demir Fosfat) ve Li-NCA (Lityum Nikel Kobalt Alüminyum Oksit) gibi varyantları, bataryalı elektrikli araç (BEA) pazarında hâkim teknolojiler arasında yer almaktadır (Oh vd., 2024). Bu batarya çeşitleri, yüksek enerji yoğunluğu ve uzun çevrim ömrü gibi avantajlara sahiptir.

Li-NMC bataryalar, katot malzemesi olarak lityum nikel manganez kobalt oksit kullanır (Jalkanen vd., 2015). Bu bileşim, nikelin yüksek enerji yoğunluğu, manganezin termal stabilitesi ve kobaltın yapısal bütünlüğü sağlaması ile 2010’lardan itibaren EA üretiminde küresel standart haline gelmiştir. LFP bataryalarda ise, katot malzemesi olarak lityum demir fosfat kullanılmaktadır (Wikipedia, 2025). Bu yapı, yüksek termal ve kimyasal stabilite sağlaması ile ön plana çıkmaktadır. LFP bataryası daha kısa menzil sunar ancak NMC bataryasına kıyasla daha ucuz, daha güvenli ve daha sürdürülebilir bir seçenektir. Bir diğer batarya türü olan Li-NCA bataryalar, katot malzemesi olarak lityum nikel kobalt alüminyum oksit kullanır. Li-NCA bataryalar, yüksek performans ve menzil gerektiren

elektrikli araçlarda tercih edilmektedir. Lityum yerine sodyum iyonlarını kullanan sodyum-iyon bataryalar, özellikle küçük ölçekli elektrikli araçlar için büyük bir potansiyele sahiptir. Sodyumun doğada bol miktarda bulunması göz önüne alındığında, sodyum-iyon bataryalar, maliyet açısından oldukça avantajlı bir seçenek olarak öne çıkmaktadır. 2024 yılı için literatürde öne çıkan EA batarya teknolojileri, teknik özellikleri ve pazar dinamikleri açısından karşılaştırmalı olarak Tablo 1’de verilmiştir.

Tablo 1. EV Batarya Türlerinin Karşılaştırmalı Özellikleri (2024)

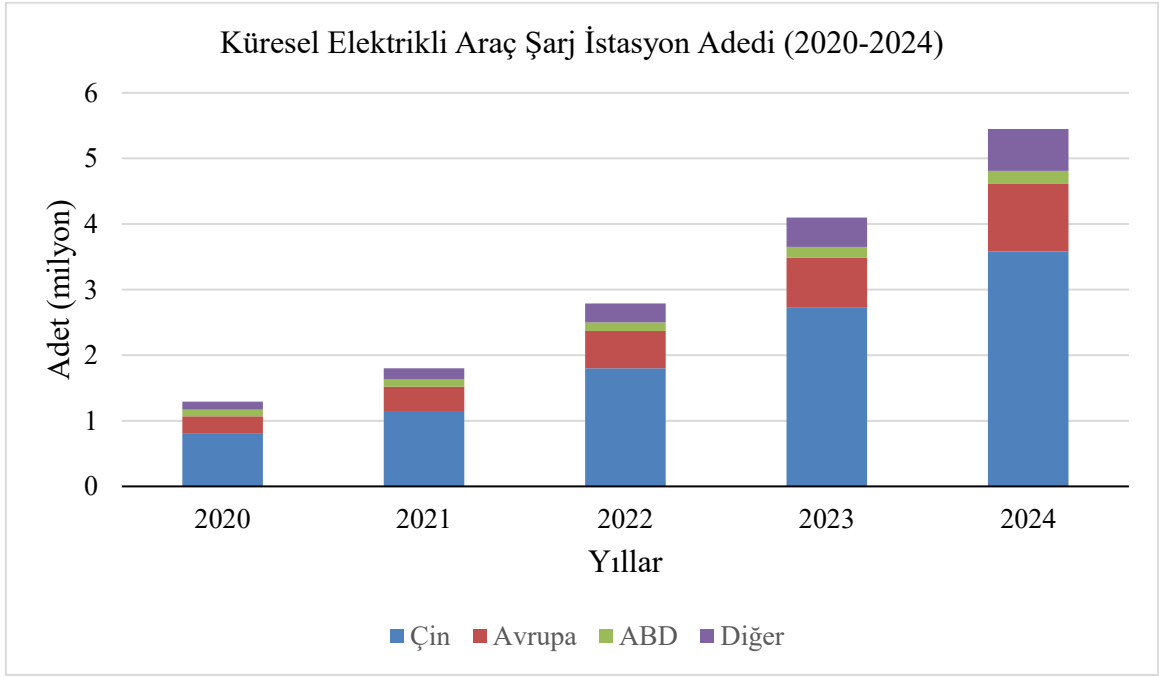
	Li-NMC	LFP	Li - NCA	Sodyum-İyon	Kurşun-Asit
Küresel Pazar Payı	%59	%40	%7	< %1	-
Enerji Yoğunluğu (ton başına, kWh)	150 – 275	80 – 150	200 – 260	140 – 160	35
Fiyat (kWh başına, \$)	130 – 140	70 – 105	120	80 – 120	65 – 100
Döngü Ömrü (SOH %80, döngü)	1500 – 5000	3000 – 7000	-	4000 – 5000	200 – 1500
Yanıcılık	Evet	Hayır	Orta	Hayır	Evet
Sıcaklık Aralığı	Orta	Yüksek	Orta	Yüksek	Orta
Üretim	%67 Çin	%100 Çin	-	-	-

TEA sayısının küresel boyuttaki bu hızlı artışı, şarj altyapısının eş zamanlı olarak geliştirilmesini zorunlu hale getirmektedir. Bu doğrultuda, şarj istasyonlarının yaygınlaşması ve teknolojik gelişimi, tam elektrikli araçların benimsenme oranını doğrudan etkileyen önemli bir faktör olarak öne çıkar. EA şarj istasyonları, alternatif akım (AA) veya doğru akım (DA) kaynaklı enerji dönüşümünü sağlayan sistemlerdir (Çakmak ve Turan,

2022). Bu sistemler, farklı güç seviyelerinde (seviye 1, seviye 2 ve seviye 3/DA hızlı şarj) çalışabilen ve uluslararası standartlara (IEC, SAE, CCS, CHAdeMO vb.) uygun şekilde tasarlanmaktadır. 1775 yılında Alessandro Volta'nın bataryayı icat etmesiyle başlayan süreç, 1880-1920 yılları arasında tam elektrikli araçların yaygın hale gelmesiyle önem kazanmıştır (Özen, 2022). İlk şarj edilebilir bataryalar 19. yüzyılın sonlarına doğru geliştirilmeye başlanmış, 1881 yılında Camille Alphonse tarafından ticarileştirilmiştir (Wikipedia, 2025). 1924 yılı itibarıyla, General Electric Company ve Hatford Electric and Light Company gibi şirketler, tam elektrikli araçlar için pil istasyonları kurarak bu alandaki altyapıyı güçlendirmiştir (Otoplus, 2018). 20. yüzyılın ortalarında fosil yakıtlı araçların yaygınlaşmasıyla tam elektrikli araçlara olan ilgi azalmış olsa da 1996 yılında General Motors'un EV1 modeli ve 2000'li yıllarda Tesla'nın öncülüğünde sektör yeniden canlanmış, günümüzde EA şarj altyapısı önemli bir araştırma ve yatırım alanı haline gelmiştir (Independent Türkçe, 2022).

TEA'ların sürdürülebilir ve kesintisiz bir şekilde kullanımının sağlanabilmesi için şarj istasyonlarının yaygınlığı, kolay erişilebilirliği ve teknolojik kapasitesi önemli bir rol oynamaktadır. Bu doğrultuda, şehir içi ve şehirler arası ulaşımında şarj altyapısı yeterliliği, enerji talebine uyum sağlayacak şekilde optimize edilmelidir. Bu gelişim süreci, küresel ölçekte şarj istasyonlarının yaygınlaşmasını ve teknolojik ilerlemelerle desteklenmesini zorunlu kılmaktadır. Çin, ABD ve Avrupa gibi büyük pazarlarda hızlı ve yavaş şarj istasyonu sayıları, tam elektrikli araç endüstrisinin büyüme hızını ve ölçeğini belirleyen kritik göstergeler arasında yer alır. Şarj altyapısının genişliği ve teknolojik kapasitesi, tam elektrikli araç pazarının sürdürülebilir bir şekilde gelişmesine de katkı sağlamaktadır. Şekil 5'te Çin, Avrupa, ABD ve diğer ülkelerdeki şarj istasyonu sayıları karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır (IEA, 2025). Burada görüleceği üzere, 2020 yılında dünya genelinde yaklaşık 1,3 milyon şarj istasyonu mevcutken, bu sayı 2024 yılı itibarıyla 5,45 milyona ulaşmıştır. Bölgesel olarak değerlendirildiğinde, Çin'in şarj altyapısında lider konumda olduğu görülmektedir. 2024 yılı itibarıyla Çin'deki toplam şarj istasyonu sayısı 3,58 milyon ile küresel toplamın büyük bir bölümünü oluşturmaktadır. Çin'i Avrupa (1,03 milyon) ve "diğer ülkeler" (0,64 milyon) takip etmektedir. ABD'nin payı ise nispeten düşük kalmakta olup 2024 yılında yalnızca 0,2 milyon istasyona sahiptir. 2023 ve 2024 yıllarına ait şarj altyapısı verileri hızlı ve yavaş şarj açısından değerlendirildiğinde, 2023 yılı itibarıyla küresel çapta 1,46 milyon hızlı ve 2,65 milyon yavaş şarj istasyonu bulunurken, bu değerler 2024 yılında sırasıyla 2,02 milyon ve 3,43 milyon seviyelerine yükselmiştir. Bu durum, hızlı şarj

altyapısına yönelik yatırımların giderek arttığını ve kullanıcı ihtiyaçlarının daha kısa şarj sürelerine göre şekillenmeye başladığını göstermektedir. Küresel şarj altyapısındaki bu genel gelişim eğilimi, Türkiye özelinde de etkisini göstermiştir. Öyle ki, 2023 yılında ülkede 4 bin hızlı şarj ve 9 bin yavaş şarj istasyonu bulunmaktayken, 2024 yılı itibarıyla bu rakamlar sırasıyla 10.300 ve 15.500 seviyelerine yükselmiştir (EPDK, 2025). Bu artış, Türkiye'nin şarj altyapısını güçlendirme yönündeki politikalarının somut bir yansıması olarak değerlendirilmektedir.



Şekil 5. Küresel Elektrikli Araç Şarj İstasyonu Sayıları

Küresel ve ulusal düzeyde şarj altyapısında yaşanan bu hızlı gelişim, yalnızca istasyon sayısının artışıyla sınırlı kalmamakta; aynı zamanda bu istasyonların sunduğu teknik özelliklerin ve standartların da çeşitlenmesine neden olmaktadır. Bu bağlamda, elektrikli araç şarj seviyeleri, güç kapasiteleri ve uluslararası şarj protokolleri gibi teknik unsurların detaylı olarak incelenmesi bir sonraki başlıkta verilmiştir.

1.5. Şarj Seviyeleri ve Standartlar

EA şarj altyapısının güvenilir, verimli ve birbirleriyle uyumlu bir şekilde yapılandırılması, günümüzde kritik bir gereklilik haline gelmiştir. Bu doğrultuda, elektrikli

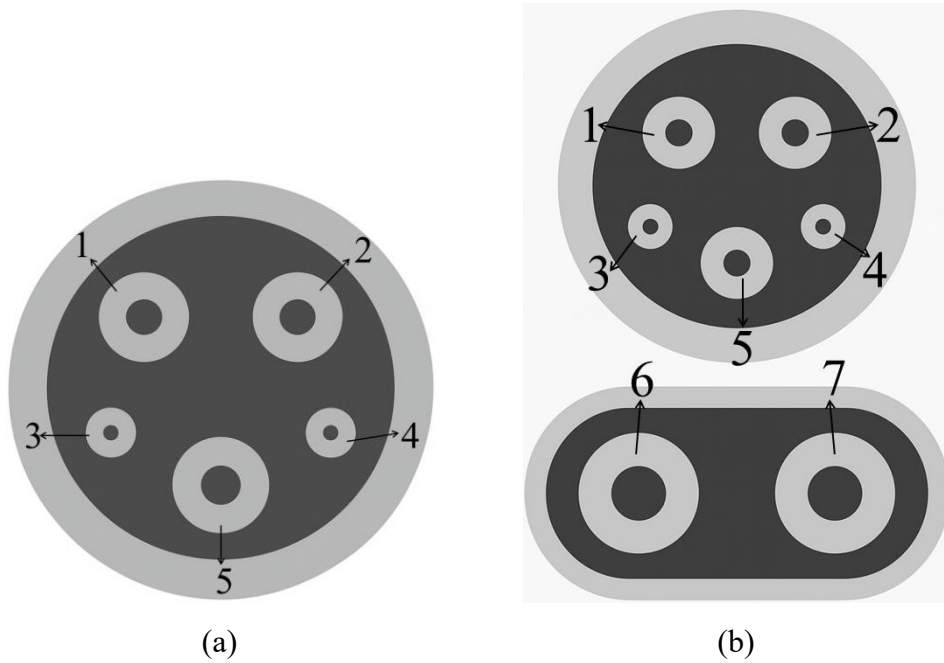
araçların şarj süreçleri; belirli şarj seviyeleri (Seviye 1, Seviye 2 ve Seviye 3/DA hızlı şarj) ve uluslararası standartlar (SAE, IEC, CHAdeMO, CCS) çerçevesinde tanımlanmakta ve düzenlenmektedir (Kettles, 2015). Şarj seviyeleri, güç aktarım kapasitesine ve enerji türüne (AA/DA) bağlı olarak sınıflandırılırken; uluslararası şarj standartları, farklı coğrafi bölgelerde kullanılan şarj sistemlerinin karşılıklı uyumluluğunu ve birlikte çalışabilirliğini sağlamayı hedeflemektedir. Örneğin, Kuzey Amerika'da kullanılan elektrikli araçlar için geçerli olan standart, SAE (Society of Automotive Engineers) tarafından belirlenmektedir. Avrupa ülkelerinde ise, şarj altyapısı IEC (International Electrotechnical Commission) standartlarına uygun olarak tasarlanmaktadır. Buna ek olarak, Japonya merkezli bir standart olan CHAdeMO, başta Asya olmak üzere çeşitli pazarlarda yaygın şekilde benimsenmiştir. Öte yandan, CCS (Combined Charging System), hem Avrupa hem de Kuzey Amerika'da en yaygın kullanılan şarj protokollerinden biri olarak öne çıkmaktadır. Sonraki bölümlerde, söz konusu şarj standartlarına ilişkin teknik detaylar sunulacak ve ilgili sistemlerin teknik özellikleri kapsamlı biçimde analiz edilecektir.

1.5.1. SAE Standartları

SAE standartları, TEA'lar için geliştirilen ve yaygın olarak kullanılan şarj protokollerinden biri olup, Otomotiv Mühendisleri Topluluğu (Society of Automotive Engineers, SAE) tarafından tanımlanmaktadır (Yu, 2017). SAE tarafından kabul edilip yayımlanan çok sayıda standart bulunsada TEA'ların şarj sistemlerini düzenleyen SAE J1772 standardı özellikle öne çıkmaktadır. Bu standart, başta Kuzey Amerika pazarı olmak üzere birçok bölgede zorunlu hale gelmiş olup, şarj altyapısının güvenli, evrensel ve kullanıcı dostu olmasını sağlamayı amaçlamaktadır. Kuzey Amerika'da kullanılan sistemler, diğer bölgelere kıyasla gerilim düzeyi, frekans ve ölçüm birimleri gibi çeşitli teknik parametreler bakımından farklılık göstermektedir. Bu farklılıklar, bölgeye özgü bir şarj standardının benimsenmesini zorunlu kılmaktadır. SAE standardı kapsamında geliştirilen şarj soketleri, farklı güç seviyelerinde hem AA hem de DA iletimini destekleyecek şekilde yapılandırılmıştır.

Şekil 6'da bu standarda ait iki farklı şarj soketi tasarımı verilmiştir. Şekil 6 (a)'da yer alan soket, genellikle düşük güçlü AA şarj uygulamaları için kullanılan SAE J1772 Tip 1 soketini temsil etmektedir. Bu tip, Kuzey Amerika ve Japonya pazarında yaygın olarak benimsenmiş olup, konut ve kamuya açık düşük güçlü şarj istasyonlarında sıkça tercih

edilmektedir. Şekil üzerinde 1 ve 2 numaralı pinler sırasıyla nötr (N) ve faz (L1) iletkenlerini temsil etmektedir. Bu iki pin, birlikte çalışarak alternatif akım devresinin tamamlamaktadır. 3 ve 4 numaralı pinler sırasıyla yakınlık kontağını (Proximity Pilot, PP) ve kontrol kontağını (Control Pilot, CP) temsil etmektedir. CP pini, araç ile şarj istasyonu arasındaki haberleşmeyi sağlayarak şarj işleminin başlatılması, akım sınırı bilgisi ve bağlantı durumu gibi temel parametrelerin iletiminde görev yapmaktadır. Öte yandan, PP şarj soketinin araca takılı olup olmadığını ve mekanik kilitleme durumunu algılayarak güvenli bağlantının kontrolünü gerçekleştirmektedir. 5 numaralı pin, topraklama iletkenine karşılık gelmekte olup, araç ile şarj istasyonu arasında elektriksel güvenliği sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 6 (b)'de ise hem AA hem de yüksek güçlü DA ile şarj imkânı sunan genişletilmiş bir soket yapısı görülmektedir. Bu yapı, SAE J1772 standardının gelişmiş bir versiyonunu temsil etmekte olup, hızlı şarj altyapılarında kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Bu sayede hem ev tipi şarj hem de hızlı şarj ihtiyaçlarına cevap verebilecek esnek bir çözüm sunulmaktadır. Burada, SAE J1772 Tip 1 şarj soketinde yer alan standart pinlere ek olarak, alt bölümde 6 ve 7 numaralı DA+ ve DA- pinleri bulunmaktadır. Bu pinler, doğrudan doğruya yüksek güçlü DA iletimine olanak sağlayarak hızlı şarj uygulamalarında kullanılmaktadır. AA/DA SAE J1772 yapısı, AA şarjın esnekliğini ve DA hızlı şarjın hız avantajını bir araya getirerek kullanıcı dostu ve evrensel bir çözüme imkân tanımaktadır.



Şekil 6. SAE standardı şarj soketleri: (a) AA SAE J1772 Tip 1, (b) AA/DA SAE J1772

Şekil 6’da verilen şarj soketi yapılarına ek olarak, Tablo 2, SAE J1772 standardı kapsamında tanımlanan şarj sistemlerinin karakteristik elektriksel sınırlarını özetlemektedir. Tablo 2’de görüleceği üzere, AA tarafında bulunan Seviye 1 şarj yöntemi, genellikle konut tipi şebeke bağlantısıyla çalışan düşük güç değerine sahip bir şarj türüdür. Bu yöntem, bataryalarının tam kapasite dolumu için uzun süre gerektirmekte ve daha çok gece boyunca şarj senaryolarına uygunluk göstermektedir. AA tarafında yer alan Seviye 2 şarj yöntemi ise, genellikle kamuya açık alanlarda ya da özel şarj istasyonlarında kullanılan daha gelişmiş bir seçenektir. Bu yöntemde, maksimum güç değeri 19,2 kW'a kadar ulaşabildiğinden, batarya kapasitesine bağlı olarak sistemin daha hızlı şarj sağlayabildiği görülmektedir. Bu özellik, daha yüksek hızlı şarj ihtiyacına cevap vermekte ve SAE J1772 standardının pratik uygulamalarında bir alternatif oluşturmaktadır. DA tarafında bulunan Seviye 1 şarj yöntemi, trafik yoğunluğunun yüksek olduğu yerler ya da otoyollardaki dinlenme noktaları gibi hızlı şarj ihtiyacının olduğu yerlerde kullanılmaktadır. Bu seviyede, maksimum güç kapasitesi 40 kW'a ulaşmaktadır. Bu durum, orta hızlı bir DA şarj deneyimi sunarak, şarj sürelerini önemli ölçüde azaltmaktadır. DA Seviye 2 yöntemi ise yüksek güçlü hızlı şarj ihtiyacına yönelik olarak tasarlanmıştır. Bu seviye, EA’ların batarya kapasitelerine bağlı olarak yaklaşık 20–30 dakika içinde %80’e kadar şarj imkânı vermektedir.

Tablo 2. SAE J1772 standardına ait elektriksel değerler

Şarj Yöntemi	Anma Gerilimi (V)	Maksimum Akım (A)	Maksimum Güç (kW)
AA	Seviye 1	120	12
		120	16
	Seviye 2	> 20	19,2
		≤ 80	
DA	Seviye 1	200 – 500	80
	Seviye 2	200 – 500	200

1.5.2. IEC Standartları

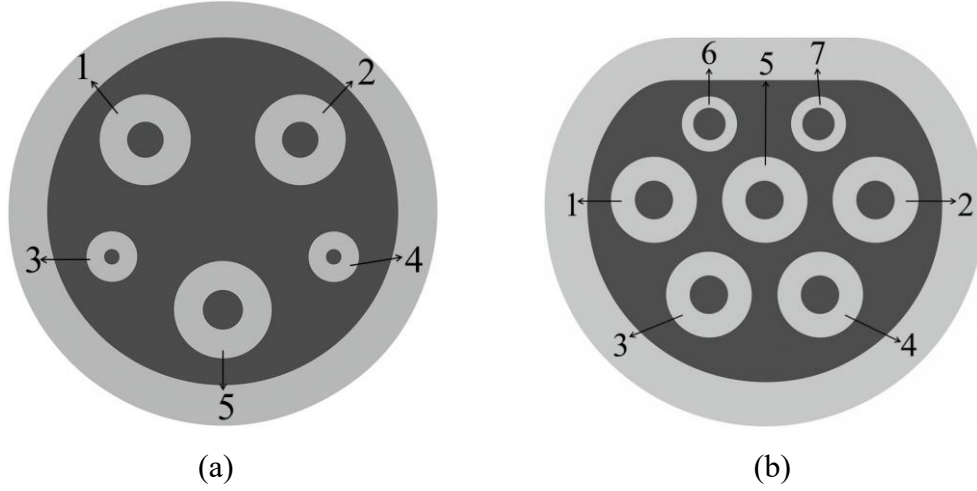
IEC standartları, Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (International Electrotechnical Commission, IEC) tarafından geliştirilen ve küresel ölçekte, özellikle Avrupa ve Çin'de yaygın olarak benimsenen şarj protokollerinden biridir (Yılmaz, 2025). Bu standart hem AA hem de DA şarj işlemlerini kapsayan modüler bir yapıya sahiptir ve farklı şarj seviyeleri ile bölgesel gereksinimleri karşılayacak şekilde tasarlanmıştır. IEC 61851 standardı, şarj altyapısını dört farklı mod kapsamında sınıflandırmakta olup, bu modlar sırasıyla Mod 1, Mod 2, Mod 3 ve Mod 4 olarak tanımlanmaktadır. Tablo 3, IEC 61851 standardı doğrultusunda tanımlanan şarj sistemlerinin karakteristik elektriksel sınır değerlerini göstermektedir.

Tablo 3'te görüleceği üzere, Mod 1, genellikle konut tipi şebeke bağlantıları ile gerçekleştirilen temel düzeydeki şarj işlemlerini kapsamaktadır. Bu modda şarj, herhangi bir ilave koruma mekanizması veya haberleşme protokolü olmaksızın, doğrudan standart priz üzerinden sağlanmaktadır. Düşük güçlü bu yapı, bireysel kullanım senaryoları ve kısa mesafeli sürüş ihtiyaçları için uygunluk göstermektedir. Mod 1 ile bataryaların %80 doluluk seviyesine ulaşması yaklaşık 7-9 saat sürmektedir. Mod 2, Mod 1 ile benzer şekilde ev tipi prizlerden enerji temin etmekle birlikte, güvenlik açısından geliştirilmiş bir yapıya sahiptir. Bu modda, şarj kablosu üzerine entegre edilen taşınabilir kontrol ve koruma cihazı (In-Cable Control and Protection Device, IC-CPD) sayesinde elektriksel güvenlik artırılmaktadır. Bataryanın %80 seviyesine şarj edilmesi, araç bataryasının kapasitesine bağlı olarak yaklaşık 5-8 saat arasında gerçekleşmektedir. Mod 3, özel olarak tasarlanmış sabit şarj istasyonlarının kullanıldığı mod olup, kalıcı bir şarj altyapısı gerektirmektedir. Bu modda kontrol ve haberleşme süreçleri, şarj istasyonu ile EA arasında otomatik biçimde gerçekleştirilmektedir. Mod 3, özellikle halka açık şarj alanları, otoparklar ve ticari merkezlerde yoğun olarak tercih edilmektedir. Bu yöntemle bataryaların %80 kapasiteye ulaşması yaklaşık 1-2 saat sürmektedir. Mod 4, DA temelli hızlı şarj uygulamalarını kapsamaktadır ve bu işlem için özel tasarlanmış yüksek güçlü donanım gerektirmektedir. Doğrudan bataryaya DA enerjisi aktarımı sağlayan bu mod sayesinde, bataryalar 15-30 dakika gibi kısa sürelerde %80 doluluk seviyesine ulaşabilmektedir. Bu yüksek hızlı şarj olanağı, uzun menzilli seyahatler, ticari taşıma filoları ve yüksek performanslı elektrikli araçlar için kritik önem arz etmektedir.

Tablo 3. IEC 61851 standardına ait elektriksel değerler

	Şarj Yöntemi	Faz Sayısı	Anma Gerilimi (V)	Maksimum Akım (A)
AA	Mod 1	1	≤ 250	≤ 16
		3	≤ 480	
	Mod 2	1	≤ 250	≤ 32
		3	≤ 480	
	Mod 3	1	≤ 250	≤ 250
		3	≤ 480	
DA	Mod 4	-	≤ 1000	≤ 400

Verilen teknik sınırlamalara paralel olarak, kullanılan fiziksel soket yapıları belirli bir standarda göre tasarlanmıştır. Şekil 7’de IEC standardına ait iki farklı şarj soketi yer almaktadır. Şekil 7 (a)’da gösterilen AA Tip 1 konnektörü, genellikle tek fazlı düşük güçlü AA şarj uygulamaları için kullanılmakta olup, daha çok Kuzey Amerika ve Japonya gibi pazarlarda görülmektedir. Burada, 1 ve 2 numaralı pinler sırasıyla N ve L1 iletkenlerini temsil etmektedir. Bu iki pin, birlikte çalışarak alternatif akım devresinin tamamlamaktadır. 3 ve 4 numaralı delikler ise sırasıyla yakınlık kontağını PP ve CP pinlerini temsil etmektedir. Öte yandan, 5 numaralı pin, topraklama iletkenine karşılık gelmekte olup, araç ile şarj istasyonu arasında elektriksel güvenliği sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 7 (b)’de yer alan AA Tip 2 konnektörü ise, IEC 62196 standardı kapsamında Avrupa’da yaygın olarak kullanılan üç fazlı AA şarj sistemlerini temsil etmektedir. Tip 2 soket, hem daha yüksek akım taşıma kapasitesine sahip olması hem de kamuya açık şarj altyapılarıyla uyumlu yapısıyla öne çıkmaktadır. Şekil 7 (b)’de gösterilen 1 ve 5 numaralı pinler, sırasıyla nötr ve topraklama iletkenlerini temsil etmektedir. Buna ek olarak, 2, 3 ve 4 numaralı pinler L1, L2 ve L3 faz iletkenlerini göstermektedir. Ayrıca, 6 ve 7 numaralı delikler ise PP ve CP pinlerini temsil etmektedir. Her iki soket tipi de IEC tarafından belirlenen mekanik uyumluluk, kullanıcı güvenliği ve enerji verimliliği kriterlerini karşılayacak şekilde yapılandırılmıştır.



Şekil 7. IEC standardı şarj soketleri: (a) AA Tip 1, (b) AA Tip 2

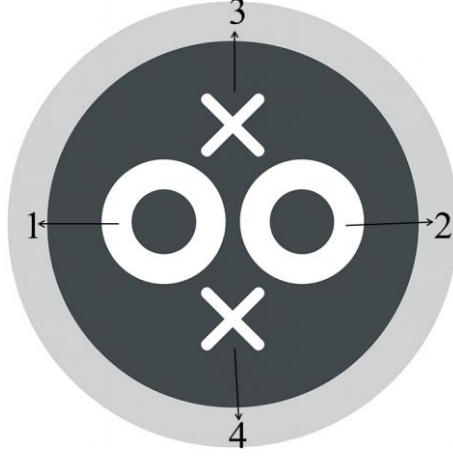
1.5.3. CHAdeMO Standardı

CHAdeMO standardı, bataryalı elektrikli araçlar (BEV) için geliştirilen ilk yüksek güçlü DA hızlı şarj protokollerinden biri olarak öne çıkmaktadır. Bu standart, 2010 yılında Tokyo Elektrik Güç Şirketi (TEPCO) öncülüğünde ve beş büyük Japon otomobil üreticisinin katılımıyla kurulan CHAdeMO Birliği tarafından geliştirilmiştir (Coşkun, 2024). CHAdeMO'nun temel amacı, elektrikli araç bataryalarının kısa sürede ve yüksek güvenlikle şarj edilmesini sağlamaktır. Bu yönüyle, özellikle Asya pazarında geniş bir kullanım alanı bulmuştur. İlk nesil CHAdeMO konnektörleri maksimum 62,5 kW güç çıkışı sunabilmekte olup, yaklaşık 30 dakikalık bir şarj süresiyle 120 kilometreye kadar menzil sağlamaktadır. Geliştirilen ikinci nesil konnektörler ise, teknolojik iyileştirmeler sayesinde 400 kW'a kadar şarj gücüne olanak tanımaktadır. Günümüzde, CHAdeMO Birliği ile Çin Elektrik Konseyi (China Electricity Council, CEC) iş birliği içerisinde, 900 kW'a kadar güç sağlayabilecek üçüncü nesil şarj altyapısının geliştirilmesine yönelik çalışmalar sürdürülmektedir. Bu gelişmeler, yüksek performanslı şarj sistemlerinin gelecekteki uygulamalarına zemin hazırlamaktadır. Tablo 4, CHAdeMO standardı doğrultusunda tanımlanan şarj sistemlerinin karakteristik elektriksel değerlerini göstermektedir.

Tablo 4. CHAdeMO standardına ait elektriksel değerler

Şarj Yöntemi	Anma Gerilimi (V)	Maksimum Akım (A)	Maksimum Güç (kW)
1. Nesil	500	125	62,5
2. Nesil	1000	400	400

Tablo 4’te verilen elektriksel sınırlar, CHAdeMO standardının farklı nesillerinde sunulan şarj performansını ortaya koymaktadır. Bu teknik özelliklere paralel olarak kullanılan fiziksel bağlantı arayüzü de standart kapsamında tanımlanmıştır. Şekil 8’de CHAdeMO standardına ait tipik bir şarj soketi yapısı gösterilmektedir. Bu soket, yalnızca DA ile şarj sağlayacak şekilde tasarlanmış olup, yüksek güçlü hızlı şarj uygulamaları için optimize edilmiştir. Burada güç iletimi, yüksek akım taşıma kapasitesine sahip olan DA+ (1) ve DA- (2) pinleri aracılığıyla sağlanır. 3 numara ile gösterilen delikte dört farklı pin yer almaktadır. Bu pinlerden ilki olan FG (Frame Ground) pini, elektriksel güvenliği artırmak amacıyla araç şasisi ile toprak arasında referans bağlantısı kurmakla görevlidir. DCP (Charging Permitted) pini ise, şarj işleminin başlatılabilmesi için gerekli kontrol sinyalini taşımakta ve yalnızca araç sisteminden onay alındığında aktif hâle gelmektedir. Şarj sırasının ve işlem akışının yönetilmesinde görev alan SS1 (Sequence Signal 1) pini de bu grupta yer almakta olup, N/C (Not Connected) pini ise yedek bağlantı olarak tanımlanmıştır ve aktif bir sinyal taşımamaktadır. Şekil üzerinde 4 numara ile gösterilen delikte dört farklı pin bulunmaktadır. Bu pinlerden C-H (Communication High) ve C-L (Communication Low) pinleri, araç ile şarj istasyonu arasında Kontrol Alanı Ağı (Controller Area Network – CAN) protokolüne dayalı haberleşmeyi sağlamaktadır. Söz konusu iletişim kanalları aracılığıyla şarj akımı, gerilim, sıcaklık ve güvenlik gibi kritik verilerin aktarımı gerçekleştirilmektedir. Diğer iki pin ise, şarj sırasını ve işlem akışını yöneten SS2 (Sequence Signal 2) pini ile, şarj soketinin araca takılı olduğunu ve mekanik olarak kilitlendiğini algılayan yakınlık kontağı PP pinidir. CHAdeMO şarj soketi, genellikle Japon menşeli elektrikli araç üreticileri tarafından tercih edilmekte ve aracın bataryasına doğrudan yüksek güçlü DA enerji aktararak kısa sürede şarj imkânı vermektedir. Soket yapısında yer alan özel pin dizilimi sayesinde yüksek akım iletimi güvenli bir şekilde yapılmaktadır.



Şekil 8. CHAdeMO standardı şarj soketi

1.5.4. CCS Standardı

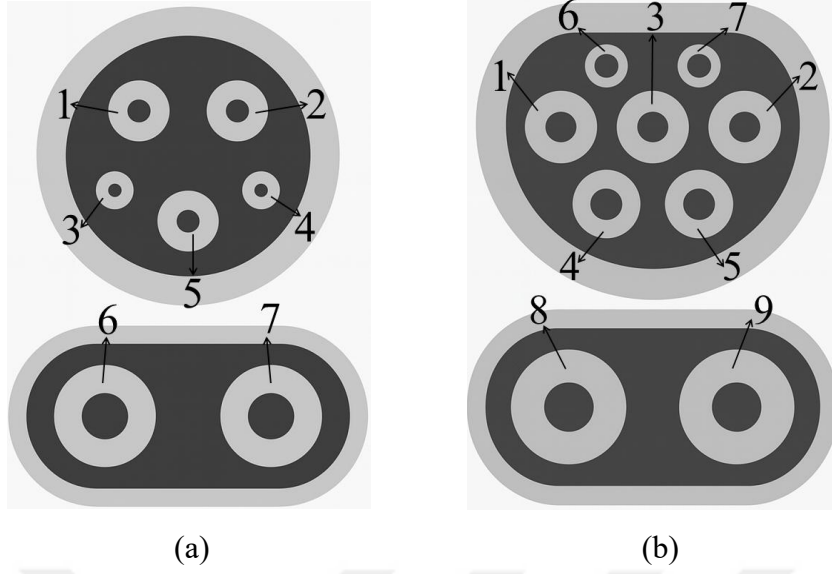
Kombine Şarj Sistemi (Combined Charging System, CCS), hem AA hem de DA şarj işlemlerinin tek bir soket üzerinden gerçekleştirilmesine olanak tanıyan evrensel bir hızlı şarj standardıdır (İsaoğulları, 2024). İlk kez 2011 yılında Şarj Arayüzü Girişimi (Charging Interface Initiative, CharIN) tarafından tanıtılan CCS, kısa sürede başta Avrupa ve Kuzey Amerika olmak üzere birçok ülkede yaygın kabul görerek sektörün öncü standartlarından biri hâline gelmiştir. CCS standardı, IEC ve SAE standartlarının birleşimi ve genişletilmiş bir versiyonu olarak değerlendirilmektedir. AA şarj işlemleri için SAE J1772 (Kuzey Amerika) veya IEC 61851 (Avrupa ve diğer bölgeler) standartları temel alınmaktadır. DA şarj işlemleri için ise bu soket yapısına entegre edilen iki ek güç pini ile yüksek güçlü doğru akım iletimi sağlanmaktadır. Bu mimari sayesinde, kullanıcılar tek bir bağlantı noktası üzerinden hem konut tipi AA şarjı hem de hızlı DA şarjı gerçekleştirebilmektedir. Teknik açıdan incelendiğinde, AA temelli şarj uygulamalarında güç çıkışı 3,7 kW ile 22 kW aralığında değişirken DA şarj uygulamalarında bu değer 50 kW seviyesinden başlayarak 350 kW'a kadar ulaşabilmektedir. CCS standardı, coğrafi uygulama alanlarına bağlı olarak iki varyanta ayrılmaktadır: CCS1 daha çok Kuzey Amerika ve Güney Kore'de kullanılırken, CCS2 Avrupa başta olmak üzere birçok bölgede benimsenmiştir. Yüksek şarj kapasitesi, çift yönlü kullanım imkânı ve tek port üzerinden sağladığı esneklik sayesinde, CCS günümüzde en yaygın kullanılan hızlı şarj standardı konumuna ulaşmıştır.

Şekil 9'da hem AA hem de DA şarjı destekleyen bir yapı sunan CCS standardına ait şarj soketleri gösterilmektedir. Bu standardın temel amacı, farklı şarj modlarını tek bir

birleşik konnektör üzerinden gerçekleştirebilmek ve bu sayede kullanıcıya hem AA hem de DA şarj imkânı sunmaktır. Şekil 9 (a)'da yer alan CCS 1 konnektörü, SAE J1772 Tip 1 yapısını temel alarak geliştirilen ve genellikle Kuzey Amerika'da kullanılan bir DA şarj soketidir. Bu konnektör hem AA hem de yüksek güçlü DA ile şarj imkânı sunan genişletilmiş bir soket yapısı sahiptir. Bu yapı, hızlı şarj altyapılarında kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Böylelikle hem ev tipi şarj hem de hızlı şarj ihtiyaçlarına cevap verebilecek esnek bir çözüm sunulmaktadır. Burada, 1 ve 2 numaralı pinler sırasıyla N ve L1 iletkenlerini temsil etmektedir. Bu iki pin, birlikte çalışarak alternatif akım devresini tamamlamaktadır. 3 ve 4 numaralı delikler ise sırasıyla yakınlık kontağını PP ve CP pinlerini temsil etmektedir. Öte yandan, 5 numaralı pin, topraklama iletkenine karşılık gelmekte olup, araç ile şarj istasyonu arasında elektriksel güvenliği sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Ayrıca, alt bölümde 6 ve 7 numaralı DA+ ve DA- pinleri bulunmaktadır. Bu pinler, doğrudan doğruya yüksek güçlü DA iletimine olanak sağlayarak hızlı şarj uygulamalarında kullanılmaktadır. AA/DA SAE J1772 yapısı, AA şarjın esnekliğini ve DA hızlı şarjın hız avantajını bir araya getirerek kullanıcı dostu ve evrensel bir çözüm sunmaktadır.

Şekil 9 (b)'de yer alan CCS 2 konnektörü ise, IEC 62196 Tip 2 AC soketini temel almakta olup Avrupa'da yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu soket de benzer şekilde üstte üç fazlı Tip 2 yapı ile altta iki DA pinin birleşmesiyle hem AA hem de yüksek güçlü DA şarja olanak tanımaktadır. CCS standardı, modüler yapısı sayesinde farklı şebeke yapılarıyla uyumlu çalışabilmekte ve elektrikli araçlar için esnek, hızlı ve kullanıcı dostu bir şarj çözümü vermektedir. Şekil 9 (b)'de gösterilen 1 ve 3 numaralı pinler, sırasıyla nötr ve topraklama iletkenlerini temsil etmektedir. Buna ek olarak, 2, 4 ve 5 numaralı pinler L1, L2 ve L3 faz iletkenlerini göstermektedir. Ayrıca, 6 ve 7 numaralı delikler ise PP ve CP pinlerini temsil etmektedir.

EA'ların şarj altyapısının tasarımında, şarj standartları ve seviyeleri kadar, bu süreçte uygulanan şarj stratejileri de büyük önem taşımaktadır. Standartlar; şarj bağlantı tiplerini, iletişim protokollerini ve güç seviyelerini belirlerken, şarj stratejileri ise bataryaya enerjinin ne şekilde aktarılacağını tanımlamaktadır. Bu doğrultuda, şarj sürecinin verimliliğini, güvenliğini ve batarya ömrünü doğrudan etkileyen şarj stratejileri detaylı olarak incelenmektedir.



Şekil 9. CCS standardı şarj soketleri: (a) AA/DA CCS 1, (b) AA/DA CCS 2

1.6. Şarj Stratejileri

EA’larda bataryaların güvenli, verimli ve uzun ömürlü bir şekilde şarj edilebilmesi, uygulanan şarj stratejisinin doğru seçilmesiyle doğrudan ilişkilidir (Y. Li vd., 2020). Şarj sürecinde; batarya kimyası, sıcaklık, doluluk oranı ve güç elektroniği parametreleri göz önünde bulundurularak çeşitli kontrol yöntemleri uygulanmaktadır. Bu kapsamda, sabit akım, sabit gerilim ve sabit güç şarj yöntemleri, literatürde en yaygın şekilde kullanılan stratejiler arasında yer almaktadır. Aşağıda bu şarj stratejileri detaylı olarak ele alınmıştır.

1.6.1. Sabit Akımla Şarj

Sabit akımla şarj yöntemi, bataryanın belirli bir sabit akım değeriyle şarj edildiği temel şarj stratejilerinden biridir. Bu yöntemde, şarj işlemi süresince akım değeri sabit tutulurken batarya uçlarındaki gerilim, bataryanın doluluk seviyesine göre zamanla artış gösterir (Pavković vd., 2023). Genellikle şarjın işleminin ilk aşamasında kullanılır ve bu süreçte batarya hızla enerji depolar. Matematiksel olarak, sabit akımla şarjda bataryaya uygulanan akım $I = \text{sabit}$ olacak şekilde kontrol edilir. Bu kontrol stratejisi sayesinde, batarya hücrelerinin aşırı gerilime maruz kalarak zarar görmesi önlenmektedir. Bu yöntemin en önemli avantajı, bataryanın kısa sürede yüksek miktarda enerji ile şarj edilmesine olanak sağlamasıdır. Ancak şarj sürecinin sonuna doğru, hücre gerilimlerinin sınır değerlere

yaklaşmasından dolayı aşırı şarj riski ortaya çıkabilir. Bu nedenle, sabit akımla şarj genellikle sabit gerilimli şarjla birlikte hibrit şekilde uygulanır.

1.6.2. Sabit Gerilimle Şarj

Sabit gerilimle şarj yöntemi, bataryaya uygulanan gerilimin şarj süresi boyunca sabit tutulduğu bir yöntemdir. Burada, şarj sürecinin başlangıcında bataryaya yüksek bir akım uygulanırken, batarya doldukça akım seviyesi doğal olarak azalır. Gerilim ise batarya üreticisi tarafından belirlenen maksimum hücre gerilimi değerinde sabit tutulur. Sabit gerilimli şarjda, akım zamanla sıfıra doğru azalırken sistemin temel kontrol parametresi gerilimdir ve $V = \text{sabit}$ olarak kontrol edilmektedir. Bu yöntem özellikle şarjın sürecinin son aşamasında, bataryanın tam doluluğa yaklaştığı durumlarda tercih edilir (Villuri vd., 2022). Böylece, bataryanın aşırı şarj edilmesi ve hücrelerin zarar görmesi önlenmiş olur.

1.6.3. Sabit Güçle Şarj

Sabit güçle şarj yöntemi, batarya sistemine aktarılan toplam elektriksel gücün sabit tutulduğu gelişmiş bir şarj stratejisidir. Bu yöntemde, bataryanın gerilimi arttıkça sistem tarafından sağlanan akım azalır. Böylece, $P = V \times I$ ifadesine göre güç sabit tutularak şarj işlemi gerçekleştirilir. Özellikle yüksek güçlü DA hızlı şarj sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Sabit güçlü şarj yönteminin en belirgin avantajı, şarj süresini minimuma indirerek enerji aktarım hızını önemli ölçüde artırmasıdır (Serhan ve Ahmed, 2018). Ancak bu strateji, sabit akım ve sabit gerilim yöntemleri ile kıyaslandığında daha karmaşık bir kontrol altyapısı gerektirmektedir. Çünkü bu yöntemde, güç değeri sabit tutulurken hem gerilim hem de akım dinamik olarak ayarlanmalıdır. Sabit güçle şarj, genellikle batarya geriliminin belirli bir seviyeye kadar yükseldiği ve bu süreçte maksimum güç aktarımının sağlandığı bir aralıkta uygulanır. Gerilim belirli bir seviyeyi aştığında sistem sabit gerilim moduna geçerek akım değerini azaltır. Bu yönüyle sabit güçle şarj stratejisi, sabit gerilimli ve sabit akımlı şarj yöntemlerinin birleşimi olarak değerlendirilebilir.

Bu çalışma kapsamında sabit akımla şarj yöntemi tercih edilmiştir. Bunun temel nedeni, söz konusu yöntemin bataryanın kısa sürede yüksek miktarda enerjiyle şarj edilmesine olanak tanımasıdır. Özellikle şarj sürecinin başlangıç aşamasında sabit akım uygulanması, bataryanın doluluk seviyesini hızlı biçimde artırarak zaman açısından verimlilik sağlamaktadır. Ayrıca bu yöntem, modelleme ve simülasyon süreçlerinde

uygulanabilirliği en sade ve kararlı yapıya sahip yöntemlerden biri olarak öne çıkmaktadır. Sabit bir akım değeri üzerinden ilerlenmesi, sistemin matematiksel olarak daha basit şekilde ifade edilmesine ve kontrol algoritmalarının sadeleştirilmesine imkân tanımıştır. Bununla birlikte, çalışmada fiziksel bir batarya kullanılmadığı için, farklı şarj yöntemlerinin performans karşılaştırmasından ziyade, kontrol yaklaşımının anlaşılabilirliği ve sistem davranışının temel düzeyde analiz edilebilirliği önceliklendirilmiştir.

Şarj stratejilerine yönelik bu teknik detayların yanı sıra, EA'ların enerji sistemleriyle çift yönlü etkileşimini mümkün kılan araçtan her şeye enerji aktarımı (V2X, Vehicle to everything) teknolojileri de giderek daha fazla önem kazanmaktadır. Bu teknoloji sayesinde EA'lar, enerjiyi yalnızca almakla kalmayıp aynı zamanda farklı sistemlere geri verebilmektedir. Bir sonraki başlıkta, V2X teknolojisinin genel yapısı ve çeşitli alt türleri detaylı olarak ele alınmaktadır.

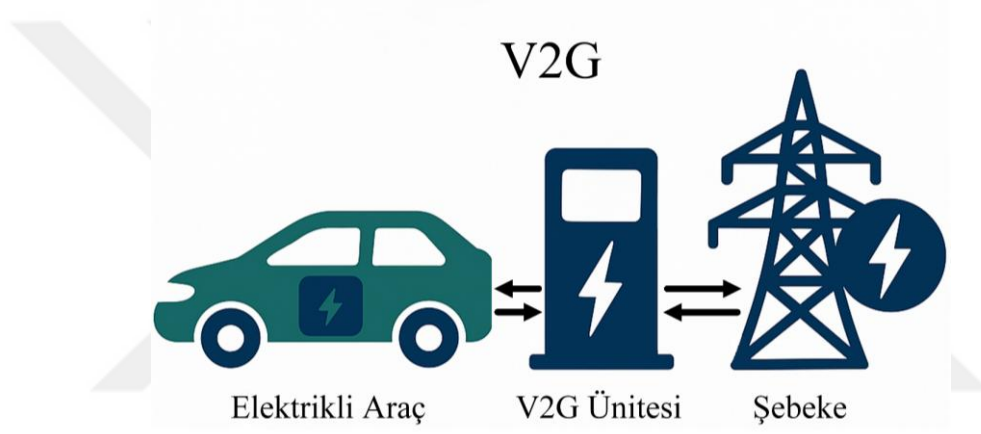
1.7. V2X Teknolojisi

Elektrikli araçların yalnızca bir ulaşım aracı olmanın ötesinde, enerji sistemlerine aktif katkı sağlayan birimler hâline gelmesi, “araçtan her şeye enerji aktarımı” anlamına gelen V2X teknolojisini ortaya çıkarmıştır. V2X, elektrikli araç bataryalarının çift yönlü enerji akışı sağlayarak şebeke, konut, bina ve çeşitli cihazlara enerji transferine olanak tanıyan gelişmiş bir altyapıyı ifade etmektedir. Bu teknoloji aracılığıyla, elektrikli araçlar hem mobil enerji depolama üniteleri hem de dağıtık enerji kaynakları olarak değerlendirilebilmektedir. V2X teknolojileri, elektrikli araçların enerji sistemlerine entegrasyonunda yenilikçi çözümler sunmakta olup, enerji arz güvenliği, şebeke dengelemesi ve yenilenebilir enerji entegrasyonu gibi birçok stratejik hedefe önemli ölçüde katkı sağlamaktadır. Aşağıdaki başlıklarda, V2X teknolojisinin farklı senaryoları ele alınmıştır.

1.7.1. Araçtan Şebekeye Enerji Aktarımı (V2G, Vehicle to Grid)

V2G teknolojisi, EA'ların bataryalarındaki enerjinin elektrik şebekesine geri aktarılmasını mümkün kılan çift yönlü enerji transferine dayalı bir sistemdir. Bu yapıda, elektrikli araçlar enerji talebinin yüksek olduğu zaman dilimlerinde şebekeye enerji sağlayarak yük dengelemesine katkıda bulunmakta; talebin düşük olduğu saatlerde ise batarya şarj işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu çift yönlü enerji iletimi, yalnızca şarj değil,

aynı zamanda deşarj fonksiyonlarını da gerçekleştirebilen çift yönlü dönüştürücüler aracılığıyla sağlanmaktadır. Bu dönüştürücüler, enerji akışının hem araca hem de şebekeye doğru gerçekleşmesine imkân tanıyarak V2G sisteminin teknik temelini oluşturmaktadır. V2G teknolojisinin etkin şekilde uygulanabilmesi için çift yönlü enerji akışını destekleyen şarj altyapısının yanı sıra, akıllı sayaç sistemleri, güç faktörü düzeltme (Power Factor Correction, PFC) üniteleri ve gelişmiş haberleşme protokolleri gibi teknik bileşenlerin entegrasyonu gereklidir. Bu sayede, talep tarafı yönetimi (Demand Side Management, DSM) desteklenmekte ve elektrikli araç kullanıcılarına ek gelir elde etme imkânı sunulmaktadır. Şekil 10'da, V2G teknolojisinin temel işleyişini gösteren şematik bir temsil sunulmuştur.

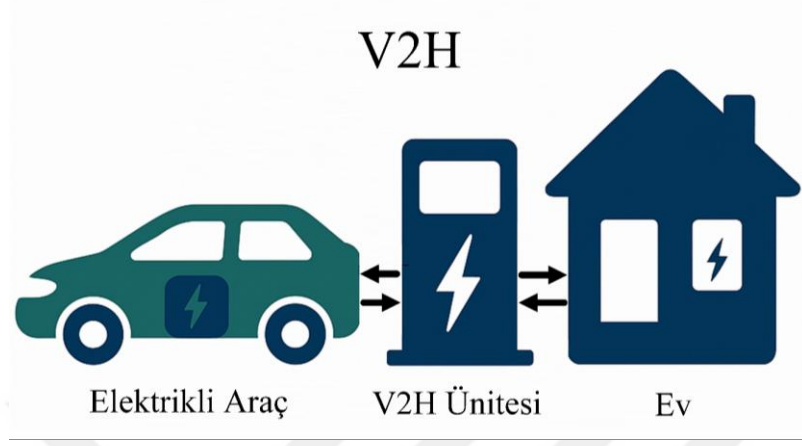


Şekil 10. V2G ile elektrikli araç ve şebeke arasında enerji akışı

1.7.2. Araçtan Eve Enerji Aktarımı (V2H, Vehicle to Home)

V2H teknolojisi, EA bataryasının bir evin elektrik ihtiyacını karşılayacak biçimde enerji kaynağı olarak kullanılmasına olanak tanımaktadır. Bu sistem, özellikle şebeke kesintilerinin yaşandığı durumlarda yedek enerji kaynağı olarak kritik rol üstlenmektedir. Tipik bir EV bataryası, bir konutun veya küçük ölçekli bir işletmenin elektriksel yükünü birkaç gün süreyle karşılayabilecek kapasitededir. Ayrıca, elektrikli aracın düşük tarifeli saatlerde şarj edilip, yüksek tarifeli saatlerde konutun enerji ihtiyacında kullanılması, enerji maliyetlerinin düşürülmesine katkı sağlamaktadır. Bu çift yönlü enerji iletimi, yalnızca şarj değil, aynı zamanda deşarj fonksiyonlarını da gerçekleştirebilen çift yönlü dönüştürücüler aracılığıyla sağlanmaktadır. Bununla birlikte, V2H uygulamalarının hayata geçirilebilmesi için çift yönlü enerji aktarımını destekleyen ev tipi şarj ünitesine ve entegre bir enerji

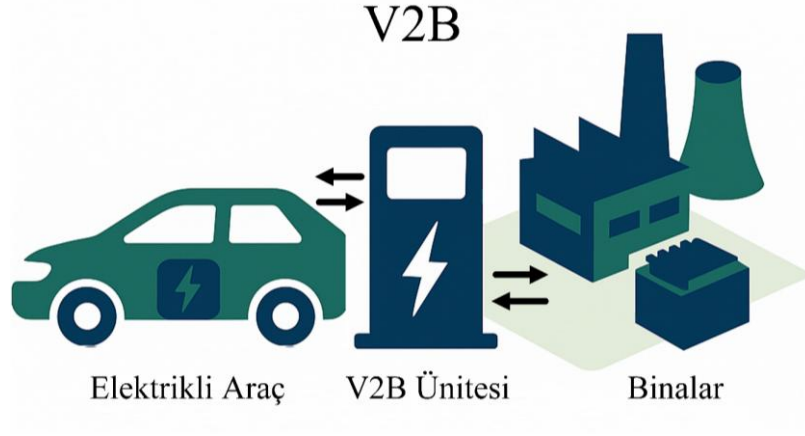
yönetim sistemine ihtiyaç duyulmaktadır. Şekil 11’de V2H sisteminin temel işleyişini gösteren temsili bir diyagram sunulmaktadır.



Şekil 11. V2H ile elektrikli araç ve ev arasında enerji akışı

1.7.3. Araçtan Binaya Enerji Aktarımı (V2B, Vehicle to Building)

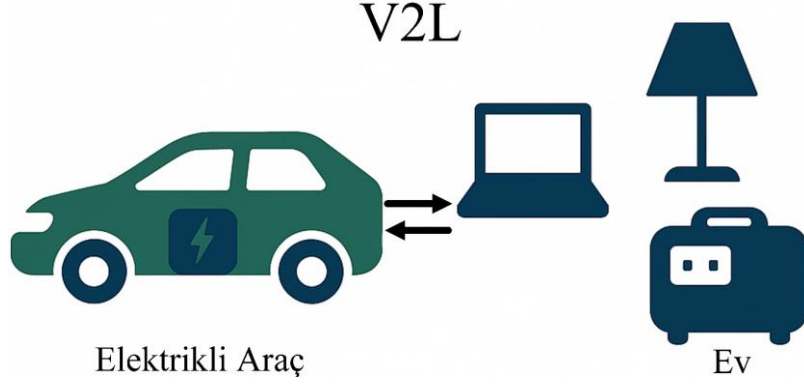
V2B teknolojisi, bir EA’nın bataryasında depolanan enerjinin, ticari veya endüstriyel ölçekli binaların elektrik ihtiyacını karşılamak üzere şebekeye geri beslenmesini sağlayan sistem ve süreçleri kapsamaktadır (Z. He vd., 2022). Bu teknoloji, V2H yapısının daha büyük ölçekli yapılara, örneğin ofis binalarına, üniversite kampüslerine veya ticari komplekslere uyarlanmış bir versiyonu olarak değerlendirilmektedir. V2B sistemleri aracılığıyla, elektrikli araçlar yalnızca ulaşım aracı olarak değil, aynı zamanda büyük ölçekli yapılarda talep yönetimini destekleyen taşınabilir enerji kaynakları olarak işlev görebilmektedir. Bu çift yönlü enerji iletimi, yalnızca şarj değil, aynı zamanda deşarj fonksiyonlarını da gerçekleştirebilen çift yönlü dönüştürücüler aracılığıyla sağlanmaktadır. Bu dönüştürücüler, enerji akışının hem şebekeden araca hem de araçtan binalara doğru gerçekleşmesine imkân tanıyarak V2B sisteminin teknik temelini oluşturmaktadır. Şekil 12’de V2B teknolojisinin temel işleyişi şematik olarak gösterilmektedir.



Şekil 12. V2B ile elektrikli araç ve binalar arasında enerji akışı

1.7.4. Araçtan Yüke Enerji Aktarımı (V2L, Vehicle to Load)

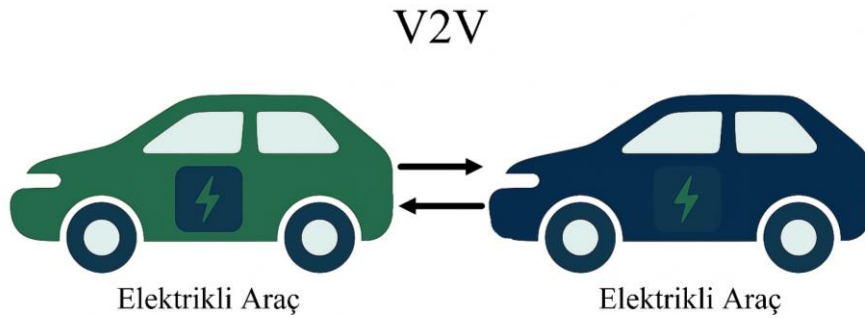
V2L teknolojisi, EA'ların bataryasında depolanan enerjinin doğrudan harici cihazlara veya yüklere aktarılmasını sağlayan bir enerji paylaşım yöntemidir. Bu sistemde enerji, şebekeye değil, bağımsız yük noktalarına iletilmekte olup, çift yönlü şarj altyapısına ihtiyaç duyulmadan uygulanabilmektedir. V2L teknolojisi, özellikle açık hava etkinliklerinde, kamp faaliyetlerinde, afet ve acil durum senaryolarında temel elektrikli cihazların çalıştırılması ve inşaat alanlarında geçici enerji sağlanması gibi durumlarda kullanılmaktadır. Bu çift yönlü enerji iletimi, yalnızca şarj değil, aynı zamanda deşarj fonksiyonlarını da gerçekleştirebilen çift yönlü dönüştürücüler aracılığıyla sağlanmaktadır. Bu tür dönüştürücüler, enerji akışının hem araca hem de harici yüklere doğru çift yönlü olarak gerçekleşmesine olanak tanıyarak, V2L sistemlerinin teknik altyapısını oluşturmaktadır. Böylece, hem şebekeden araca enerji transferi ile batarya şarjı sağlanmakta hem de araç bataryasında depolanan enerjinin çeşitli yüklere aktarılması mümkün hâle gelmektedir. Şekil 13'te V2L sisteminin işleyişini gösteren şematik bir temsil yer almaktadır.



Şekil 13. V2L ile elektrikli araç ve yük arasında enerji akışı

1.7.5. Araçtan Araca Enerji Aktarımı (V2V, Vehicle to Vehicle)

V2V teknolojisi, elektrikli araçların şebekeye bağlı olmaksızın doğrudan birbirlerine enerji aktarabilmesini sağlayarak, özellikle afet durumları veya kırsal alanlardaki enerji ihtiyaçlarına yönelik önemli bir çözüm oluşturmaktadır. V2V şarj sistemi, bir elektrikli aracın bataryasındaki enerjinin doğrudan başka bir elektrikli araca aktarılmasını sağlayan iki yönlü güç aktarım teknolojisine dayanır. İki yönlü güç aktarımı çift yönlü dönüştürücüler aracılığıyla sağlanmaktadır. V2V, enerji arz güvenliğini artırırken aynı zamanda mobilite kavramını daha esnek hale getirmekte ve kullanıcılar arasında enerji paylaşımını mümkün kılmaktadır. Bu sistem sayesinde, düşük batarya seviyesine sahip bir EA, yakınında bulunan başka bir araçtan enerji transferi gerçekleştirerek yoluna devam edebilmektedir. Özellikle filo yönetimi, acil yardım hizmetleri ve uzak bölgelerdeki EA kullanımı açısından V2V şarj önemli avantajlar içermektedir. Şekil 14’te V2V sisteminin işleyişini gösteren şematik bir temsil yer almaktadır.



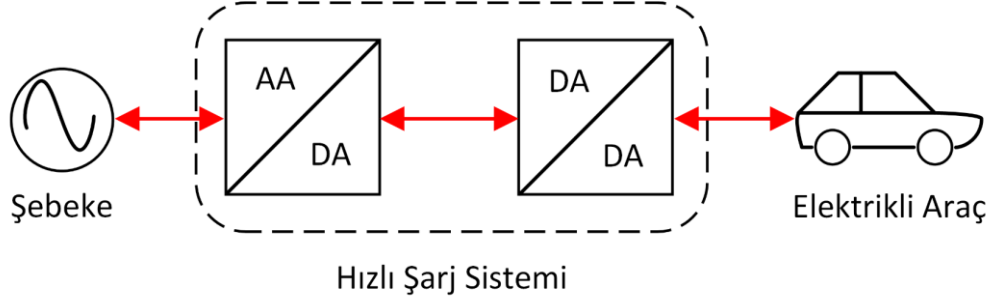
Şekil 14. V2V ile iki elektrikli araç arasında enerji akışı

EA'ların enerji sistemleriyle çift yönlü etkileşimini mümkün kılan V2X teknolojilerinin etkin ve verimli bir şekilde çalışabilmesi, gelişmiş güç elektroniği altyapısının varlığına doğrudan bağlıdır. Bu bağlamda, enerji akışının çift yönlü olarak sağlanabilmesi için kullanılan dönüştürücü yapıları büyük önem taşımaktadır. Bir sonraki bölümde, V2X uygulamaları yanında çift yönlü enerji akışına ihtiyacın duyulduğu uygulamalarda yaygın olarak tercih edilen çift yönlü DA-DA dönüştürücü türlerinden yüksek verimli bir topoloji olan Çift Aktif Köprülü (DAB) dönüştürücü detaylı olarak analiz edilecektir.

1.8. Çift Aktif Köprülü (DAB) Dönüştürücü

EA teknolojilerinin gelişimi, yalnızca araç tasarımıyla sınırlı kalmamakta; aynı zamanda bu araçların enerji yönetimi, şarj altyapısı ve güç elektroniği sistemleriyle bütünleşik olarak ele alınmasını zorunlu kılmaktadır. Özellikle batarya sistemlerinin yüksek verimlilikle şarj edilebilmesi, iki yönlü enerji akışı (hem şarj hem de deşarj) sağlanabilmesi ve şebeke ile uyumlu çalışmanın gerçekleştirilmesi, bu sistemlerde kullanılan güç dönüştürücü yapıların teknolojik düzeyini doğrudan belirlemektedir. Bu doğrultuda, çift yönlü enerji aktarımı sağlayabilen dönüştürücüler, günümüzde hem sabit şarj istasyonları hem de araç üzeri uygulamalarda kritik bir rol oynamaktadır. Çift Aktif Köprülü (Dual Active Bridge, DAB) dönüştürücü, galvanik izolasyon sağlama yeteneği, yüksek verimliliği, hızlı dinamik tepki süresi ve çift yönlü güç akışını desteklemesi gibi üstün teknik özellikleri sayesinde, elektrikli araç şarj sistemlerinde öne çıkan ve giderek daha fazla benimsenen bir teknoloji olarak dikkat çekmektedir. Şekil 15'te, EA şarj istasyonlarında kullanılan çift yönlü güç akışı yapısı genel hatlarıyla gösterilmektedir. Bu yapı, şebekeden araca enerji aktarımının yanı sıra, araçtan şebekeye enerji geri beslemesini de mümkün kılmaktadır. Şekilde görüldüğü üzere, şebeke tarafından sağlanan AA gerilim, önce bir AA/DA dönüştürücü aracılığıyla DA gerilime çevrilmekte, ardından DA/DA dönüştürücü üzerinden bataryaya uygun gerilim ve akım değerlerine getirilerek araca iletilmektedir. Aynı sistem, enerji geri beslemesi (ters akış) sırasında ters yönde çalışabilmekte, bu da sistemin çift yönlü güç akışı sağlayan bir mimariye sahip olduğunu göstermektedir. Bu yapı içerisinde yer alan DA/DA dönüştürücü hem enerji iletimindeki verimliliğin artırılması hem de galvanik izolasyonun sağlanması açısından kritik bir rol üstlenmektedir. Bu amaçla kullanılan DAB dönüştürücüler, yüksek verim, modüler yapı, yumuşak anahtarlama ve çift yönlü güç

kontrolü gibi avantajlarıyla öne çıkmaktadır. Dolayısıyla, DAB dönüştürücülerin yapısı ve kontrol stratejileri, elektrikli araç şarj sistemlerinin teknik altyapısının anlaşılması açısından detaylı olarak incelenmelidir.



Şekil 15. Elektrikli araç şarj istasyonlarında çift yönlü güç akışı

Tek fazlı DAB dönüştürücü, biri yüksek frekanslı transformatörün birincil tarafında, diğeri ise ikincil tarafında yer alan iki tam köprü devresinden ($H1$, $H2$) oluşan, galvanik izolasyonlu ve çift yönlü enerji transferine olanak tanıyan bir DA-DA dönüştürücü topolojisidir. Sistemde kullanılan yüksek frekanslı transformatör hem galvanik izolasyon sağlar hem de gerilim seviyeleri arasında dönüşüm gerçekleştirir. Transformatörün sızıntı endüktansı ise ana enerji aktarım elemanı olarak işlev görmektedir. Bu topoloji, yapısal olarak nispeten basit olup, bağlantı için yalnızca tek bir AA fazı ile çalışır ve genellikle enerji depolama elemanı olarak yalnızca bir kaçak endüktansı kullanır. Bu sayede, çok fazlı DAB topolojilerine kıyasla daha az sayıda indüktör ve yarı iletken anahtarlama elemanına ihtiyaç duyar. Tek fazlı DAB dönüştürücü yalnızca SPS modülasyon tekniği ile değil, aynı zamanda farklı yük ve çalışma koşullarında performansı optimize etmek amacıyla geliştirilen çeşitli gelişmiş modülasyon teknikleri (DPS, TPS, QPS) ile de kontrol edilebilmektedir. Bu alternatif modülasyon yöntemleri, anahtarlama dalga biçimlerinin şekillendirilmesine olanak tanıyarak dolaşım akımlarını azaltmakta ve düşük yük koşullarında sistem verimliliğini artırmaktadır. Böylece, tek fazlı DAB dönüştürücüye önemli düzeyde kontrol esnekliği kazandırılmaktadır.

Üç fazlı DAB dönüştürücü, klasik DAB yapısının üç faza genişletilmiş bir versiyonudur. Bu yapı, yüksek frekanslı üç bacaklı bir transformatör ya da üç adet tek fazlı transformatör aracılığıyla, her iki tarafta da üç fazlı tam köprü eviricilerin yerleştirilmesini mümkün kılmaktadır. Böylece, birincil ve ikincil taraflar arasında etkin bir şekilde üç paralel AA güç aktarım yolu oluşturulur. Her bir tam köprü, üç fazlı yüksek frekanslı AA dalgaları

üretmekte olup, güç transferi genellikle üç fazın birlikte faz kaydırılmasıyla kontrol edilmektedir. Güç aktarımı üç faza 120° faz aralıklarıyla bölündüğünden, anlık güç akışı her bir anahtarlama çevriminde daha sürekli ve simetrik bir hâl alır. Bu durum, her fazdaki AA bağlantı akımlarının daha sinüzoidal karakterde ve daha düşük tepe değerlerine sahip olmasını sağlar. Ayrıca, üç fazlı yapının sağladığı avantajlardan biri de transformatör ve çıkış akımlarındaki dalgalanmanın önemli ölçüde azalmasıdır. Bu da filtreleme gereksinimlerini hafifletmekte ve daha kompakt filtre tasarımlarına olanak tanımaktadır. Ancak bu topoloji, ilave indüktör, anahtarlama elemanı ve kontrol bileşeni gereksinimi nedeniyle, sistem karmaşıklığı ve toplam maliyet açısından dezavantaj oluşturmaktadır.

Yukarıda sunulan karşılaştırmalar, her iki dönüştürücüde klasik faz kaydırmalı modülasyon şeması temel alınarak elde edilen sonuçlara dayanmaktadır. Ancak, tek fazlı dönüştürücüler alternatif modülasyon stratejileri ile kontrol edildiğinde, akım dalga şekilleri daha etkin biçimde optimize edilebilir. Bu durum, anahtarlama ve iletim kayıplarının azaltılmasına olanak sağlarken, ortalama verimliliğin artırılmasına katkıda bulunabilir. Bu doğrultuda, bu çalışma kapsamında analizler tek fazlı DAB dönüştürücü temel alınarak gerçekleştirilecek ve tüm değerlendirmeler bu yapı üzerinden sürdürülecektir.

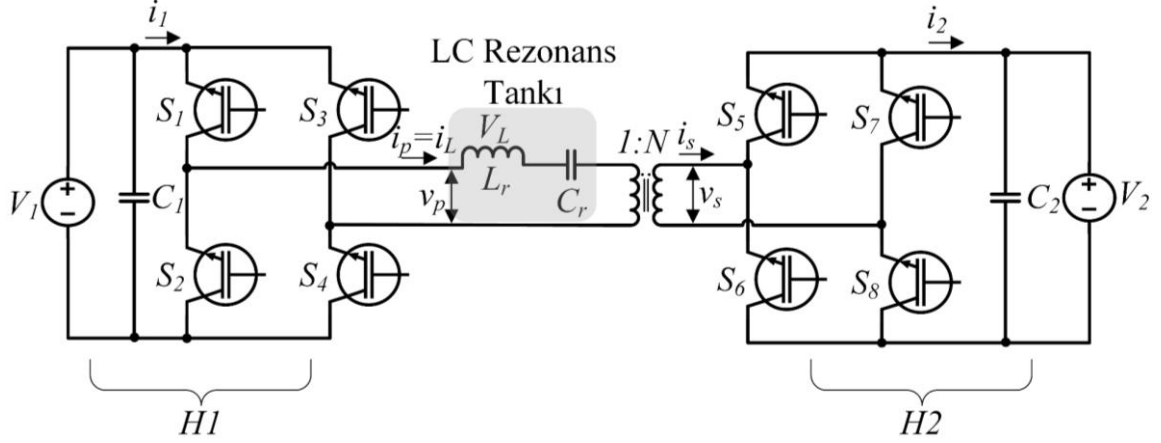
Tek fazlı DAB dönüştürücülerde enerji transferinin gerçekleşebilmesi için, transformatörün primer ve sekonder sargıları arasında AA gerilim bileşeni bulunması gerekmektedir. Bu doğrultuda, girişteki DA gerilim, bir evirici devresi aracılığıyla yüksek frekanslı AA gerilime dönüştürülmekte; çıkış tarafında ise bu AA gerilim, bir doğrultucu kat üzerinden tekrar DA gerilime çevrilmektedir. Bu yapı sayesinde hem galvanik izolasyon sağlanmakta hem de giriş ve çıkış arasında gerilim seviyesi dönüşümü gerçekleştirilebilmektedir. Literatürde, DAB dönüştürücünün sağladığı çift yönlü güç iletimine benzer işlev gören çeşitli izolasyonlu güç dönüştürücü topolojileride yer almaktadır. Bunlar arasında flyback, forward, push-pull, yarım köprü ve tam köprü yapıları öne çıkmaktadır (Ferreira Gruner vd., 2019; Kazimierczuk vd., 1993; Steigerwald, 1988; Taneri vd., 2019; Tao vd., 2005). Ancak DAB dönüştürücüler, söz konusu topolojilere kıyasla yüksek frekanslı ve güçlü uygulamalarda çalışmaya uygunluk, az sayıda pasif devre elemanı içermesi, modülasyon esnekliği, yarıiletken anahtarlarda kayıpların eşit şekilde paylaşılması ve yüksek verimlilik gibi önemli avantajlar sunması nedeniyle literatürde ve pratik uygulamalarda giderek daha fazla tercih edilmektedir. Bir sonraki başlıkta, uygulama alanlarına ve performans kriterlerine göre şekillenen DAB türleri ele alınacaktır.

1.9. DAB Dönüştürücü Türleri

Bir önceki bölümde sunulan temel yapı ve çalışma prensipleri, DAB dönüştürücülerinin güç elektroniği uygulamalarındaki önemini ve teknik açıdan sahip olduğu üstünlükleri açık bir biçimde ortaya koymaktadır. Uygulama alanlarının çeşitlenmesi ve sistem gereksinimlerinin farklılaşması, zamanla DAB topolojisinin farklı türevlerinin geliştirilmesine yol açmıştır. Bu doğrultuda, dönüştürücünün performansını belirleyen faktörlerin başında gelen devre yapısı, anahtarlama stratejisi ve faz sayısı gibi unsurlar temel alınarak çeşitli DAB türleri ortaya konmuştur.

1.9.1. LC Rezonanslı DAB Dönüştürücü

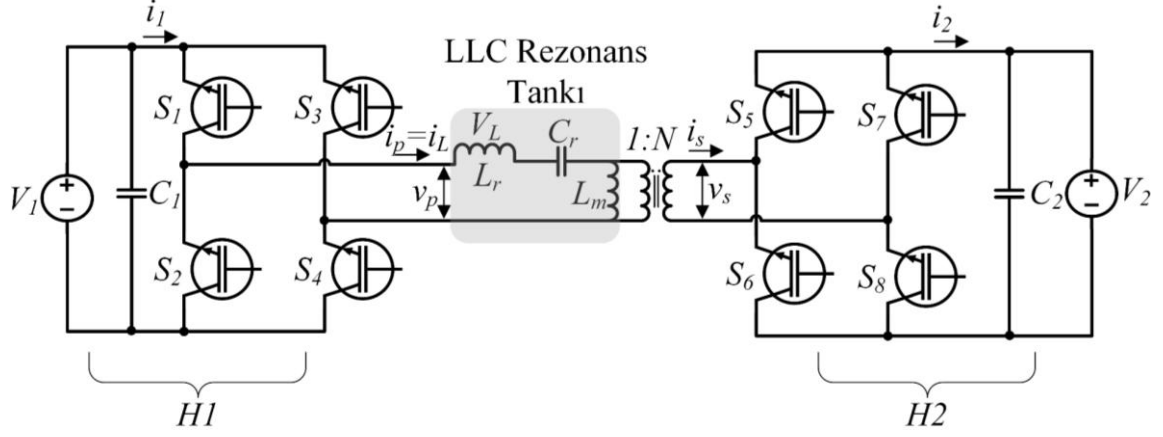
Seri LC rezonanslı DAB dönüştürücü, en basit rezonans tabanlı DAB topolojilerinden biri olup, klasik DAB yapısına yalnızca bir adet kondansatör eklenerek oluşturulmaktadır. Bu yapı, tipik DAB devresine entegre edilen bir LC rezonans tankı aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Söz konusu devre yapısı Şekil 16'da verilmiştir. Burada, transformatörün sızıntı endüktansı, rezonans indüktörü (L_r) olarak görev yapmaktadır. Her ne kadar rezonans tankı daha büyük hacimli ve daha yüksek maliyetli bileşenler gerektirse de rezonanssız DAB topolojilerine kıyasla yumuşak anahtarlama koşullarının sağlanmasını ve yüksek güç iletim verimliliği elde edilmesini daha kolay hâle getirmektedir. Ayrıca, tank devresindeki gerilim ve akım dalga formlarının sinüzoidal karakterde olması, sistem analizinin yalnızca temel harmonik bileşenler dikkate alınarak gerçekleştirilebilmesini mümkün kılmakta ve bu da devre çözümlemesini önemli ölçüde basitleştirmektedir (X. Li ve Bhat, 2010). LC tipi rezonanslı DAB yapısına yönelik literatürde çeşitli çalışmalar yer almaktadır. Yapılan bir çalışmada, çıkış gerilimi ve akımındaki geniş aralıklı değişim koşulları altında güç kaybını azaltmaya yönelik olarak ayarlanabilir bir LC rezonans tankı önerilmiştir (Yaqoob vd., 2017). Bir diğer çalışmada, frekans alanında gerçekleştirilen analizlere dayanan sistematik bir tasarım yöntemi önerilmiş, LC tipi rezonanslı DAB dönüştürücülerin optimize edilmesine katkı sağlanmıştır (Kundu vd., 2018).



Şekil 16. LC rezonanslı DAB dönüştürücü

1.9.2. LLC Rezonanslı DAB Dönüştürücü

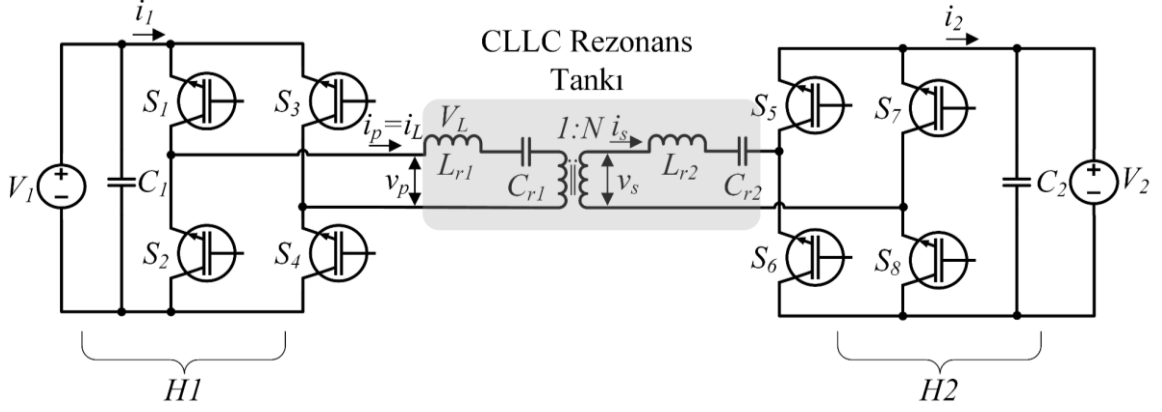
Şekil 17’de gösterilen bir diğer DAB dönüştürücü türü, rezonans tankı yapısında iki adet indüktör (L_r ve L_m) ile bir kondansatör (C_r) içeren LLC tipi rezonanslı DAB dönüştürücüdür. Burada L_m , transformatörün mıknatıslama indüktansı olarak işlev görmektedir. Anahtarlama frekansının rezonans frekansına yakın olduğu durumlarda, bu yapı sabit bir voltaj dönüşüm oranı ile yükten bağımsız bir çalışma noktası oluşturmaktadır. LLC rezonans tankı, anahtarlama elemanlarının yumuşak anahtarlama koşullarında çalışmasına olanak tanır. Bu doğrultuda, birincil taraftaki tam köprü anahtarlarında Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS, Zero Voltage Switching), ikincil taraftaki anahtarlarda ise Sıfır Akım Anahtarlama (ZCS, Zero Current Switching) elde edilebilmektedir (C. Liu vd., 2017). Bu özellikleri sayesinde, LLC tipi rezonanslı DAB dönüştürücüler, LC tipi yapılarla karşılaştırıldığında daha yüksek verimlilik sunmakta ve çalışma koşullarındaki anahtarlama frekansı varyasyonunu daha dar bir aralıkta tutarak kontrol açısından daha avantajlı bir performans sergilemektedir (Batarseh vd., 2002; T. Jiang vd., 2013). LLC tipi rezonanslı DAB dönüştürücüler üzerine yapılan bir çalışmada, hızlı dinamik tepki elde edebilmek amacıyla, devre parametreleri ve kontrolör yapısı optimize edilmiştir. Bir diğer çalışmada ise, açık çevrimde hafif yük ve kapalı çevrimde ağır yük koşullarında sabit voltaj dönüşüm kazancı elde edebilen hibrit bir LLC tipi rezonanslı DAB dönüştürücü tasarımı için sürekli zaman ortalamalı modelleme yaklaşımı gerçekleştirilmiştir.



Şekil 17. LLC rezonanslı DAB dönüştürücü

1.9.3. CLLC Rezonanslı DAB Dönüştürücü

LLC rezonanslı DAB dönüştürücüsünü daha verimli hale getirmek için Şekil 18’de gösterilen simetrik yapıda bir CLLC tipi rezonans tankına sahip DAB dönüştürücü türü önerilmiştir (Jung vd., 2013). Bu yapı, iki adet LC tipi rezonans tankının birleşimi olarak değerlendirilebilir ve simetrik konfigürasyonu sayesinde iki yönlü güç akışı koşullarında eşit performans sağlayacak şekilde çalışmaktadır. Bu topolojide, birincil taraftaki tam köprü anahtarları için ZVS, ikincil taraftaki anahtarlar için ise ZCS geniş bir gerilim dönüşüm kazancı aralığında sürdürülebilmektedir. CLLC rezonans tankı, sönümleyici ya da ilave kelepçe devrelerine ihtiyaç duymadan anahtarlama sırasında oluşabilecek gerilim tepe değerlerini sınırlamakta etkili olup, sistemin güvenilirliğini ve verimliliğini arttırmaktadır. Bununla birlikte, CLLC tipi DAB dönüştürücülerle ilgili temel endişelerden biri, yapısında yer alan pasif bileşenlerin sayısının artması nedeniyle sistemin fiziksel boyutunun büyümesi ve toplam maliyetin yükselmesidir. CLLC tipi rezonanslı DAB dönüştürücüler üzerine yapılan bir çalışmada, sıcaklık ve çalışma gücündeki değişimlerin neden olduğu devre parametresi dalgalanmalarına bağlı olarak gerilim dönüşüm kazancında meydana gelen sapmaları dengelemek amacıyla CLLC parametrelerini optimize edecek bir tasarım yöntemi geliştirilmiştir (Huang vd., 2019). Diğer bir çalışmada ise, CLLC tipi DAB dönüştürücü için hem faz kaydırma modülasyonu hem de frekans modülasyonu altında uygulanabilir kapsamlı bir zaman alanı modeli sunulmuştur (Wu vd., 2018).

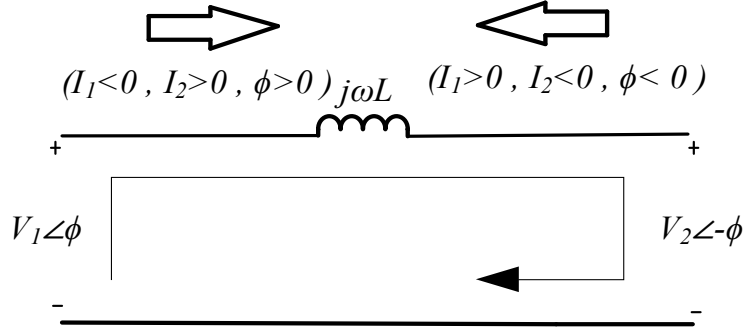


Şekil 18. CLLC rezonanslı DAB dönüştürücü

Yukarıda açıklanan rezonanslı DAB türleri, özellikle yüksek verimlilik, geniş dönüşüm oranı aralığı ve yumuşak anahtarlama avantajlarıyla öne çıkmakla birlikte; yapısal karmaşıklıkları, yüksek bileşen sayısı ve artan maliyetleri nedeniyle her uygulama için uygun değildir. Bu nedenle, yapısal olarak daha sade ve analiz açısından daha elverişli olan klasik DAB dönüştürücü yapısı hem akademik çalışmalar hem de pratik uygulamalarda ön plana çıkmaktadır. Söz konusu yapı, yalnızca bir kaçak endüktans üzerinden enerji transferi gerçekleştiren, yalın bir topolojiye sahiptir. Bu çalışmada DAB dönüştürücü analizleri, bu klasik yapı esas alınarak gerçekleştirilmiştir. Bundan sonraki bölümlerde, bu temel yapının devre modeli, çalışma prensipleri ve kontrol stratejileri detaylı şekilde ele alınacaktır.

1.10. DAB Dönüştürücüde Güç Akışı

Çift aktif köprülü dönüştürücülerde iki ayrı kaynaktan beslenen iki köprü devresi arasındaki güç akışı Şekil 19’da gösterildiği gibi gerçekleşmektedir. Bu tür bir güç elektroniği devresinde, ileri güç akışı birinci köprünün beslendiği V_1 kaynağından ikinci köprünün beslendiği V_2 kaynağına doğru gerçekleşmektedir. Ters yönde gerçekleşen geri güç akışı ise ikinci köprünün beslendiği V_2 kaynağından birinci köprünün beslendiği V_1 kaynağına doğru gerçekleşir.



Şekil 19. İki kaynak arasındaki güç akışı gösterimi

Şekil 19’da iki adet kaynak ve bir adet $j\omega L$ empedansına sahip endüktans yer almaktadır. Bu iki kaynak arasında endüktans üzerinden güç akışı gerçekleşir. Şekilde verilen iki gerilim kaynağına ait ifadeler Denklem (4)’te verilmiştir.

$$V_1(t) = V_1 \cos(\omega t) \quad , \quad V_2(t) = V_2 \cos(\omega t - \phi) \quad (4)$$

Burada V_1 ve V_2 kaynak gerilimlerin etkin değerlerini, ω kaynak açısal frekansı ve ϕ iki kaynak gerilimi arasındaki faz farkını ifade etmektedir. Denklemlerden görüleceği üzere güç akış yönü ϕ ile ilişkilidir. Güç akış yönü $\phi > 0$ durumunda birinci kaynaktan ikinci kaynağa doğru, $\phi < 0$ durumunda ise ikinci kaynaktan birinci kaynağa doğrudur. $\phi > 0$ durumu için birinci kaynağın devreye sağladığı ortalama güç (P_1) ve ikinci kaynağın soğurduğu ortalama güç (P_2) denklemleri Denklem (5) ve Denklem (6)’da verilmiştir.

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T v_1(t) i_1(t) dt \quad (5)$$

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_2(t) i_2(t) dt \quad (6)$$

Burada, $T = 1/f$ periyod ve f kaynak frekansıdır. Zamana bağlı anlık değerleri ifade etmek amacıyla, gerilim ve akım büyüklükleri v_1 , v_2 , i_1 , i_2 şeklinde gösterilmiştir. Kayıpların ihmal edildiği durumda birinci kaynaktan sağlanan ortalama güç tamamen ikinci

kaynak tarafından soğurulur. Bu durumda $P_1 = P_2$ olmaktadır. Şekil 19’da verilen devreye, Kirchhoff’un gerilim yasası uygulandığında,

$$I_2 = \frac{V_1 \angle 0^\circ - V_2 \angle -\phi}{j\omega L} \quad (7)$$

fazörel ifadesi elde edilmektedir. Denklem (5) ve Denklem (6)’da verilen güç ifadelerinde yer alan akım değeri Denklem (8) ile elde edilmektedir.

$$i_2(t) = \frac{V_1}{\omega L} \sin(\omega t) - \frac{V_2}{\omega L} \sin(\omega t - \phi) \quad (8)$$

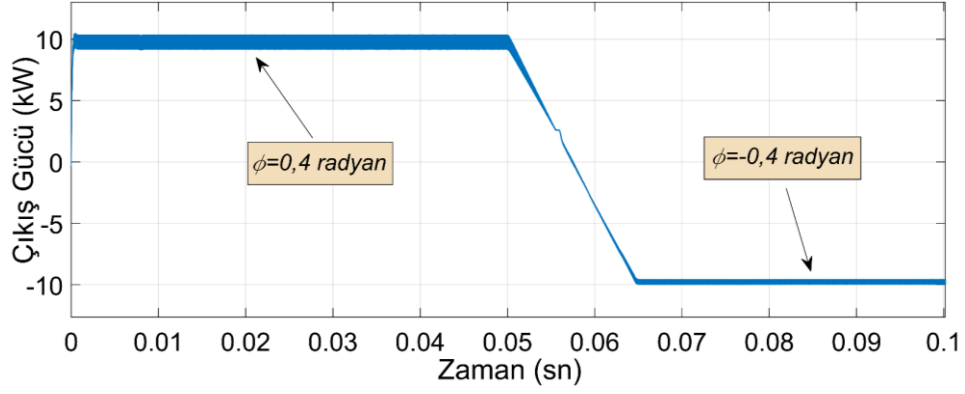
Denklem (8)’de verilen ifade, Denklem (6)’da yerine koyulursa,

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(V_2 \cos(\omega t - \phi) \left(\frac{V_1}{\omega L} \sin(\omega t) - \frac{V_2}{\omega L} \sin(\omega t - \phi) \right) \right) dt \quad (9)$$

ifadesi ortaya çıkar. Denklem (9)’da bulunan ifadeler trigonometrik özdeşlikler ile hesaplanırsa, P_2 Denklem (10)’da verildiği gibi olmaktadır.

$$P_2 = \frac{V_1 V_2}{\omega L} \sin \phi \quad (10)$$

Denklem (10)’da verilen ifade iki gerilim kaynağı arasında aktarılan ortalama gücü ifade etmektedir. Ortalama güç faz farkına bağlıdır. Faz farkı değeri kullanılarak aktarılan güç değeri kontrol edilebilmektedir. Şekil 20’de, faz farkı değerinin çıkış gücü üzerindeki etkisini gösteren güç verilmiştir. Burada, faz farkı $-0,4 \leq \phi \leq 0,4$ (radyan) aralığında değiştirilmiş ve buna karşılık gelen güç transferi davranışı gözlemlenmiştir. Grafik incelendiğinde, faz farkının pozitif maksimum değer olan $\phi = 0,4$ radyan durumunda çıkış gücü 10 kW seviyesinde sabit kalmaktadır. Bu durum ileri yönlü güç transferini (V_1 kaynağından V_2 kaynağına) temsil etmektedir. Faz farkı değeri zamanla azaltılarak negatif bölgeye kaydırıldığında, çıkış gücü azalmakta ve -10 kW seviyesine ulaşarak geri yönlü güç transferi (V_2 kaynağından V_1 kaynağına) gerçekleşmektedir.



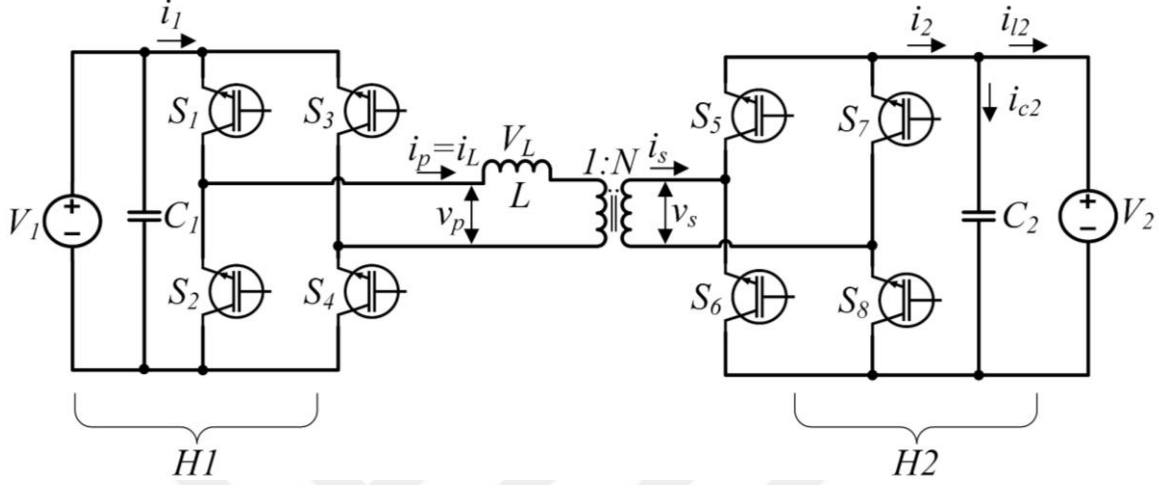
Şekil 20. DAB dönüştürücü iki yönlü güç transferi

Yukarıda verilen ifadeler aslında DAB dönüştürücünün temel prensibini açıklamaktadır. DAB dönüştürücüde bulunan iki kaynak arasında sürekli bir şekilde güç aktarımı yapılmaktadır. Aktarılan bu gücün değeri ise devreyi kontrol eden denetleyicinin belirlediği faz farkına bağlı olarak ayarlanabilmektedir. Denetleyici, faz farkını değiştirerek aktarılan gücün değerini artırabilir veya azaltabilir. Bu şekilde sistemin çalışma koşullarına uyması sağlanır. Bu kontrol mekanizması, DAB dönüştürücünün esnekliğini ve verimliliğini artırarak farklı yük koşullarında kararlı bir güç aktarımını mümkün kılmaktadır. Yukarıda verilen bilgiler, çift aktif köprülü DAB dönüştürücülerde enerji transferinin temelini oluşturan faz kaydırmalı kontrol mekanizmasının hem ileri hem de geri yöndeki güç akışını etkin ve kararlı bir şekilde yönlendirebildiğini ortaya koymaktadır. Faz açısı ile kontrol edilen bu güç akışı, dönüştürücünün esnekliğini artırmakta ve sistemin farklı yük koşullarına uyum sağlayarak yüksek verimlilikte çalışmasını mümkün kılmaktadır. Bu doğrultuda, DAB dönüştürücünün temel çalışma prensipleri matematiksel olarak ortaya konulmuş olup, bir sonraki bölümde bu prensiplere dayalı olarak tek fazlı DAB topolojisinin yapısal özellikleri ve performans analizleri ayrıntılı biçimde ele alınacaktır.

1.11. Tek Fazlı DAB Dönüştürücünün Analizi

Tek fazlı DAB dönüştürücü yapısı, iki tam köprü arasında yer alan yüksek frekanslı bir transformatör ve ara bağlantı indüktörü aracılığıyla enerjinin çift yönlü transferine olanak tanıyan simetrik bir devre topolojisidir. Sistemin temel kontrol parametresi olan faz kaydırma açısı sayesinde, enerji akışı istenilen yönde ve miktarda ayarlanabilir. Bu bölümde, tek fazlı DAB dönüştürücünün devre modeli, matematiksel analizi ve sistem parametrelerinin güç iletimi üzerindeki etkileri ayrıntılı olarak ele alınacaktır. Şekil 21’de

tek fazlı bir DAB dönüştürücü devre şeması verilmiştir. Devre yapısı üzerinden dönüştürücünün anahtarlama modeli oluşturulacak ve matematiksel analiz adım adım gerçekleştirilecektir.



Şekil 21. Tek fazlı DAB dönüştürücü devresi

Şekil 21’de L toplam kaçak endüktansı, v_L endüktans gerilimini ve $i_L = i_p$ endüktans akımını temsil etmektedir. Bu analizde, transformatörün mıknatıslanma endüktansı ve parazitik kapasitansları ihmal edilmiştir. Ayrıca, DAB dönüştürücünün besleme gerilimleri olan V_1 ve V_2 sabit kabul edilmekte ve zamanla değişmemektedir. Devrede bulunan iki kaynaktan biri olan V_1 gerilim kaynağı, V_2 gerilim kaynağından büyük olduğu durumda, N sarım sayısına sahip transformatörün primer ucu yüksek gerilim tarafını sekonder ucu ise alçak gerilim tarafını oluşturur. Bununla birlikte, DAB dönüştürücünün çalışması iki yönlü olduğundan devreyi oluşturan iki aktif köprüden ($H1$, $H2$) herhangi biri giriş ya da çıkış olabilir. Her biri dört yarıiletken anahtara sahip iki aktif köprüden oluşan ve köprülerin bir transformatör ile birbirine bağlandığı DAB dönüştürücü devresinin önemli bir özelliği yüksek frekanslı transformatörün iki kaynak arasında elektriksel izolasyonu sağlamasıdır. Böylece iki aktif köprü arasında bulunan transformatör ile galvanik izolasyon sağlanır. DAB dönüştürücü devresine izolasyon sağlamasına ek olarak transformatör ile farklı gerilim dönüşüm oranları elde edilebilmektedir. Dönüştürücü devresini oluşturan $H1$ ve $H2$ köprüleri birbirinin tam tersi olarak çalışmaktadır. Transformatör, primer ve sekonder uçlarında AA gerilime ihtiyaç duyar. Bu nedenle, transformatörün primer ucunun bağlı olduğu birinci köprü, V_1 gerilim kaynağından elde edilen DA gerilimi AA gerilime dönüştürerek bir evirici gibi davranır. Tam tersi şekilde transformatörün sekonder ucunun

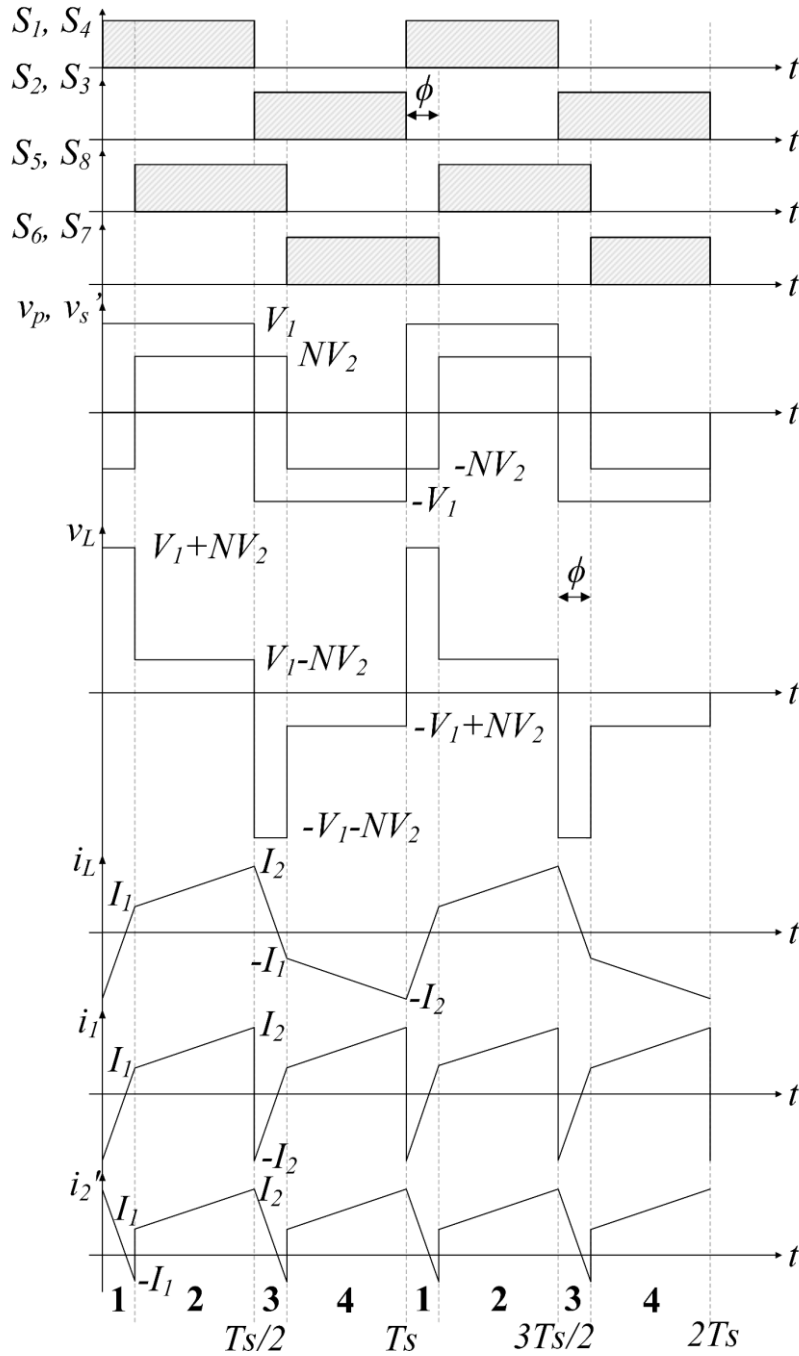
bağlı olduğu ikinci köprü, transformatörün sekonder ucundan aldığı AA gerilimi DA gerilime dönüştürerek bir doğrultucu gibi davranmaktadır. DAB dönüştürücü devresinin analizinin daha basit bir şekilde yapılabilmesi için dönüştürücünün sekonder tarafının primer tarafına indirgenmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda büyüklükler $v'_s = Nv_s$, $i'_s = i_s/N$, $V'_2 = NV_2$ ve $C'_2 = C_2/N^2$ olarak değiştirilmiştir. Burada N transformatör dönüştürme oranını temsil eder.

Yukarıda verilen teorik açıklamalar, DAB dönüştürücünün temel çalışma prensibini ve güç aktarımının faz farkı üzerinden nasıl kontrol edildiğini ortaya koymaktadır. Bu temel bilgiler ışığında, dönüştürücüdeki anahtarlama süreci ve akım-gerilim dalga şekillerinin detaylı şekilde incelenmesi, sistemin dinamik davranışının daha iyi anlaşılmasına olanak sağlayacaktır.

1.11.1. Çalışma Aralıkları

DAB dönüştürücü, düşürücü çalışma modunda çalıştığı zaman giriş geriliminin çıkış geriliminden daha büyük olması istenir ($V_1 > NV_2$). Bu şekilde çalışan bir DAB dönüştürücünün faz kaydırmalı modülasyon şeması ile üretilen kapı darbeleri ve dönüştürücü akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 22'de verilmiştir.

Şekil 22'de birinci köprünün çıkışında elde edilen kare dalga gerilimi v_p , giriş gerilim kaynağı olan V_1 ile belirlenir ve anahtarlama durumuna göre $\pm V_1$ tepe değerlerini alır. Sekonder tarafta, transformatör oranı N ile düzenlenmiş ikinci köprü çıkış gerilimi v'_s , $\pm NV_2$ tepe değerlerini alarak dönüştürülen gerilimi temsil eder. Bu iki gerilim arasındaki fark, endüktans gerilimi olarak tanımlanır ve v_L ile ifade edilirken, endüktans üzerinden geçen akım ise i_L ile gösterilmektedir. DAB dönüştürücünün giriş ve çıkış tarafında bulunan akımlar i_1 ve i_2 ile gösterilmektedir. İlgili akım ifadeleri, anahtarlama durumuna göre yön değiştirir ve tepe değerleri I_1 ve I_2 ile gösterilir. Anahtar kapı darbeleri arasında ϕ kadar bir faz kayması mevcuttur ve yarı iletken anahtarlar %50 doluluk oranında çalıştırılmaktadır. Faz kaymasının değeri ve yönü değiştirilerek güç transferinin değeri ve yönü kontrol edilmektedir. DAB dönüştürücünün aktif köprülerinde bulunan dörder anahtar, çapraz bir şekilde açılır veya kapanır. Yan yana duran anahtarlar ise birbirlerinin tersi şekilde çalışmaktadırlar. Anahtarın türü ve tipi anahtarlama işlemleri sırasında önemli bir kriterdir. DAB dönüştürücülerin tasarımında genellikle n-tipi MOSFET veya IGBT kullanılmaktadır.



Şekil 22. DAB dönüştürücü devresi anahtarlama işaretleri ve akım-gerilim dalga şekilleri

Şekil 22'den görüleceği üzere DAB dönüştürücü çalışması dört farklı çalışma aralığında gerçekleşmektedir. Birinci çalışma aralığı 0 ile t_ϕ arasındadır. Burada, primer taraftaki köprünün $S_1 - S_4$ anahtarları ve sekonder taraftaki köprünün ise $S_6 - S_7$ anahtarları akım iletmektedir. Endüktans akımı hem pozitif hem de negatif değer alabilir. Bu aralık boyunca primer ve sekonder gerilimleri $v_p = +V_1$ ve $v_s' = -NV_2$ olmaktadır ve endüktans uçlarındaki gerilim Denklem (11)'de verildiği gibi yazılır.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_1 + NV_2 \quad (11)$$

Burada L , kaçak endüktansı ifade etmektedir. Denklem (11) aracılığıyla, akımın yönü ve eğimi belirlenerek, i_L akımının zamana bağlı değişimi açıklanmaktadır. İkinci aralıktaki süreç t_ϕ ile $\frac{T_s}{2}$ zaman aralığında gerçekleşmektedir. Primer taraftaki köprünün $S_1 - S_4$ anahtarları ve sekonder taraftaki köprünün ise $S_5 - S_8$ anahtarları akım iletmektedir. Endüktans akımı bu aralık boyunca daima pozitifdir. Bu aralık boyunca primer ve sekonder gerilimleri $v_p = +V_1$ ve $v'_s = +NV_2$ olmaktadır ve endüktans uçlarındaki gerilim Denklem (12)'de verildiği gibi yazılır.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_1 - NV_2 \quad (12)$$

Üçüncü çalışma aralığı $\frac{T_s}{2}$ ile $\frac{T_s}{2} + t_\phi$ arasındadır. Burada, primer taraftaki köprünün $S_2 - S_3$ anahtarları ve sekonder taraftaki köprünün ise $S_5 - S_8$ anahtarları akım iletmektedir. Şekil 22'den görüldüğü üzere endüktans akımı hem pozitif hem de negatif değer alabilir. Bu aralık boyunca primer ve sekonder gerilimleri $v_p = -V_1$ ve $v'_s = +NV_2$ olmaktadır ve endüktans uçlarındaki gerilim Denklem (13)'te verildiği gibi yazılır.

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_1 - NV_2 \quad (13)$$

Son olarak dördüncü aralıktaki süreç ise $\frac{T_s}{2} + t_\phi$ ile T_s zaman aralığında gerçekleşmektedir. Primer taraftaki köprünün $S_2 - S_3$ anahtarları ve sekonder taraftaki köprünün ise $S_6 - S_7$ anahtarları akım iletmektedir. Endüktans akımı bu aralık boyunca daima negatiftir. Bu aralık boyunca primer ve sekonder gerilimleri $v_p = -V_1$ ve $v'_s = -NV_2$ olmaktadır ve endüktans uçlarındaki gerilim ise Denklem (14)'te verildiği gibi yazılır.

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_1 + NV_2 \quad (14)$$

Her bir aralık için verilen endüktans uçlarındaki gerilim denklemlerinde, sol tarafta bulunan L terimi denklemin sağ tarafına aktarıldığında, elde edilen ifade endüktans akımının zamanla değişim oranını, yani akımın eğimini temsil eder. Sürekli halde v_L sıfırdır ve Şekil 22’de yer alan v_L grafiğinde pozitif kısmın alanı negatif kısmın alanına eşit olmaktadır. Yani endüktansın aldığı enerji verdiği enerjiye eşittir. Şekil 22’de verilen grafikten görüleceği üzere periyodun başındaki akım değeri periyodun sonundaki akım değerine eşittir. Çıkışta yüke aktarılan gücü hesaplayabilmek için yük üzerinden geçen akımın bilinmesi gerekir. Şekil 21’de verilen DAB dönüştürücü devresi incelenirse çıkış akımı i_2 ikinci köprünün giriş akımının doğrultulmuş halidir. Köprü giriş akımı ise transformatörün birincil sargısından akan endüktans akımı i_L ile ilişkilidir.

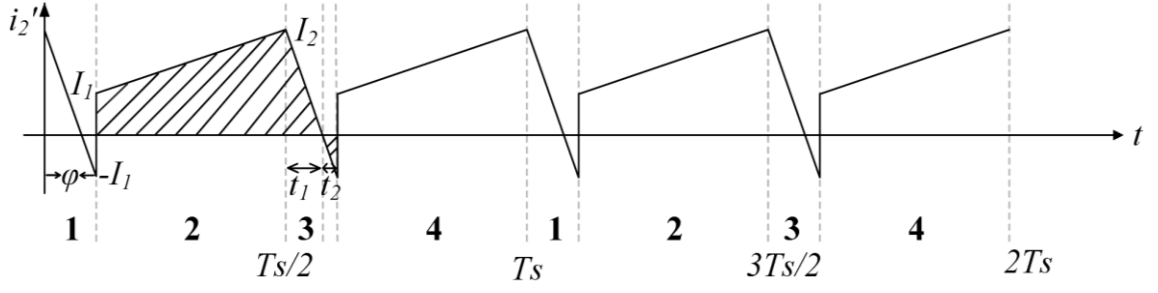
DAB dönüştürücünün temel yapısı ve iki yönlü güç transferine dayalı çalışma prensibi açıklandıktan sonra, sistemin verimli çalışabilmesi için devreyi oluşturan bileşenlerin uygun şekilde boyutlandırılması gerekmektedir. Bu kapsamda, dönüştürücünün performansını doğrudan etkileyen devre parametrelerinin belirlenme süreci bir sonraki bölümde detaylı olarak ele alınmaktadır.

1.11.2. Devre Parametrelerinin Belirlenmesi

Tek fazlı DAB dönüştürücüde devre parametrelerinin belirlenmesinden önce aktarılan ortalama gücün bulunması parametre belirlenmesinde kolaylık sağlayacaktır. Aktarılan güç ifadesi Denklem (15)’te verilmiştir.

$$P_{2,avg} = I_{2,avg} V_2 \quad (15)$$

Burada aktarılan gücün hesaplanabilmesi için çıkış akımı ortalama değeri ($I_{2,avg}$) bulunmalıdır. DAB dönüştürücünün sekonder tarafının primer tarafına indirgenmesi sonucu elde edilen i_2' ifadesinin grafiksel gösterimi Şekil 23’te verilmiştir. $I_{2,avg}$ ifadesi, grafiğinin altında kalan alan hesaplanarak elde edilmektedir.



Şekil 23. DAB dönüştürücü çıkış akım grafiği

Burada darbe genişliği ile gerilimler arasında bir ilişki kurulmaya çalışılmaktadır. Çıkış akımı grafiğinde bir periyotta pozitif ve negatif alanlar oluşur. Çıkış akımı grafiğinin altında kalan ve pozitif ve negatif bölgeden oluşan taralı alan, yük değişimi ΔQ 'dur. ΔQ değeri ile, Denklem (15)'te verilen aktarılan güç formülündeki ortalama akım değeri ($I_{2,avg}$) bulunmaktadır. $I_{2,avg}$ ifadesinin değeri,

$$I_{2,avg} = \frac{\Delta Q}{\frac{T_s}{2}} \quad (16)$$

ile bulunur. Denklem (16)'da ΔQ değeri, Şekil 23'te verilen çıkış akımı grafiğinin altında kalan alanı ifade etmektedir. Bu durumda $\varphi = t_1 + t_2$ eşitliği dikkate alındığında, verilen alanın matematiksel olarak hesabı Denklem (17)'de verilmiştir. Ayrıca Denklem (17)'de bulunan t_1 ve t_2 değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Bunun için de Denklem (18) ve Denklem (19) kullanılır.

$$\Delta Q = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \left(\frac{T_s}{2} - t_\phi \right) + \frac{1}{2}I_2 t_1 - \frac{1}{2}I_1 t_2 \quad (17)$$

$$t_1 = \frac{I_2 L}{V_1 + \frac{V_2}{N}} \quad (18)$$

$$t_2 = \frac{I_1 L}{V_1 + \frac{V_2}{N}} \quad (19)$$

Denklem (18) ve Denklem (19)'da verilen ifadeler Denklem (17)'de yerine koyulursa Denklem (20) oluşmaktadır.

$$\Delta Q = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \left(\frac{T_s}{2} - t_\phi \right) + \left(\frac{\frac{1}{2}I_2^2}{\frac{V_1 + \frac{V_2}{N}}{L}} \right) - \left(\frac{\frac{1}{2}I_1^2}{\frac{V_1 + \frac{V_2}{N}}{L}} \right) \quad (20)$$

Denklem (20) ile verilen ΔQ ifadesinde bulunan I_1 ve I_2 terimleri, Denklem (18) ve Denklem (19) ile elde edilmektedir. Daha sonra gerekli sadeleştirmeler yapılırsa,

$$\Delta Q = t_\phi \left(\frac{T_s}{2} - t_\phi \right) \left(\frac{V_1}{L} \right) \quad (21)$$

elde edilir. Denklem (21) ile bulunan ifade Denklem (16)'te yerine koyulur ve $t_\phi = D \frac{T_s}{2}$ dönüşümü yapılırsa Denklem (22)'deki çıkış akımının ortalama değeri ($I_{2,avg}$) elde edilir. Bu parametre dönüşümü ile, anahtarlama süresi yerine faz kayması (D) terimi denkleme dâhil edilmiştir. Faz kayması, sistemin doğrudan kontrol edilebilen bir parametresi olduğundan, bu dönüşüm sayesinde çıkış akımı veya gerilimi gibi büyüklüklerin analizi daha sistematik ve anlaşılır hâle gelmektedir.

$$I_{2,avg} = \frac{V_1 D (1 - D)}{2NLf_s} \quad (22)$$

Burada D , faz kayma değerini ifade etmektedir. Şekil 22'de dalga modeli verilen i_L akımının etkin ($I_{L,etkin}$) ve tepe ($I_{L,tepe}$) değer ifadeleri sırasıyla Denklem (23) ve Denklem (24)'te verilmiştir.

$$I_{L,etkin} = \sqrt{\frac{1}{3} \left(i_1^2 + i_2^2 + \left(1 - \frac{2\varphi}{\pi} \right) i_1 i_2 \right)} \quad (23)$$

$$I_{L,tepe} = 0.5 |I_{base} (D\varphi - \pi D - \varphi + \pi)| \quad (24)$$

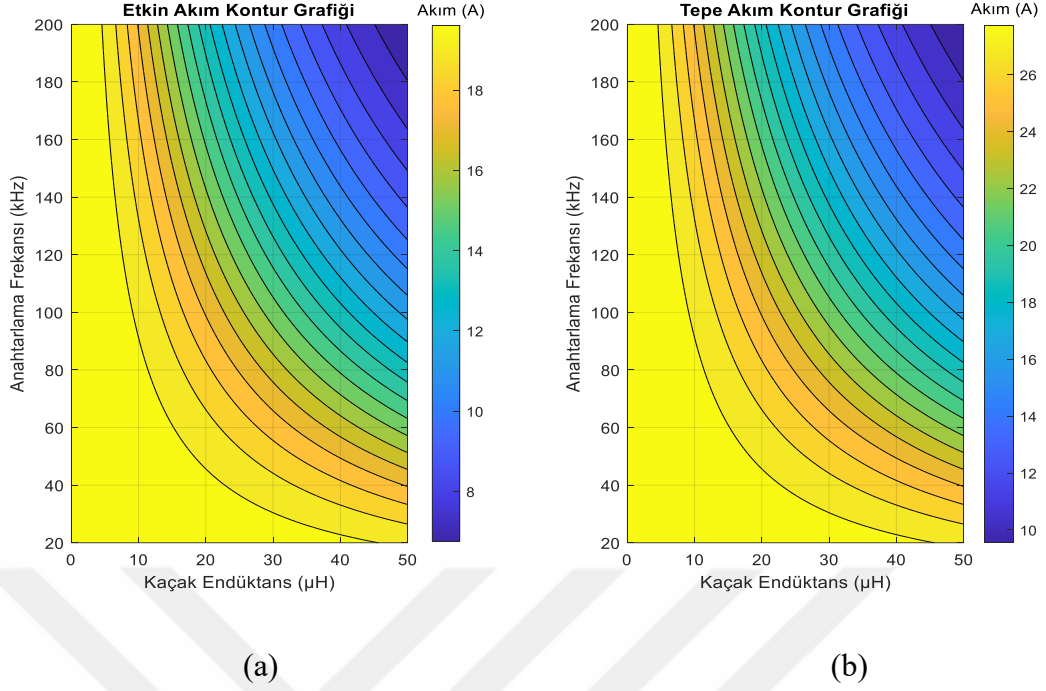
DAB dönüştürücünün giriş ve çıkışında bulunan i_1 ve i_2 akım ifadeleri, Denklem (25) ve Denklem (26)'da ayrıntılı olarak açıklanmıştır. I_{base} , DAB dönüştürücüde L üzerinden akan akımın analizinde kullanılan referans akım değeri olup, $I_{base} = \frac{V_1}{2\pi f_s L}$ şeklinde tanımlanmıştır.

$$i_1 = 0,5(2\varphi - (1 - D)\pi)I_{base} \quad (25)$$

$$i_2 = 0,5(2D\varphi + (1 - D)\pi)I_{base} \quad (26)$$

Bu ilişkilerin daha net bir şekilde anlaşılabilmesi adına, kaçak endüktans (L) ve anahtarlama frekansının (f_s) sistem üzerindeki etkileri grafiksel olarak analiz edilmiştir. Dönüştürücünün optimal çalışma parametrelerinin belirlenmesi açısından, Denklem (23) ve Denklem (24) kullanılarak oluşturulan ve Şekil 24'te verilen kontur grafikleri önemli bir referans niteliği taşımaktadır. Bu grafikler, söz konusu iki parametrenin, $I_{L,etkin}$ ve $I_{L,tepe}$ değerleri üzerindeki etkisini görsel olarak ortaya koymaktadır.

Şekil 24'te, L arttıkça endüktans akımının hem $I_{L,etkin}$ hem de $I_{L,tepe}$ değerlerinde düşüş gözlemlenmektedir. Düşük L değerlerinde ise ilgili akım değerlerinin yükseldiği, bu durumun dönüştürücü üzerindeki akım stresini artırdığı anlaşılmaktadır. Bununla birlikte, f_s değerinin yükselmesiyle, belirli bir L değeri için akım büyüklüklerinde azalma meydana gelir. L değerinin düşük seviyelerde olduğu durumda, anahtarlama frekansının artmasıyla birlikte endüktans akımının (i_L) değeri artmaktadır. L ve f_s parametrelerinin ikisinin birden arttığı durumda ise i_L değerinde azalma meydana gelir. Böylece, yüksek f_s değerinde oluşan anahtarlama kayıplarının artmasına rağmen, akım seviyelerinin azalmasıyla birlikte termal yükün düşürülmesi sağlanır. Burada, termal yük, anahtarlama elemanları ve manyetik bileşenlerde güç kayıpları sonucu ortaya çıkan ısı birikimidir. L ve f_s değerlerine bağlı olarak değişen akım büyüklükleri, yalnızca termal davranışı değil, aynı zamanda dönüştürücünün çıkış karakteristiklerini de doğrudan etkilemektedir. I_2 ifadesi, sistemin güç iletim kapasitesini belirleyen temel unsurlar arasında yer alır. Dolayısıyla, DAB çıkışında elde edilen $I_{2,avg}$ değeri, devre parametrelerine bağlı olarak farklılık göstermekte ve bu durum aktarılan gücün analitik olarak ifade edilmesini gerekli kılmaktadır.



Şekil 24. L ve f_s 'nin I_L üzerindeki etkisi: (a) I_L , etkin kontur grafiği, (b) I_L , tepe kontur grafiği

DAB dönüştürücüsündeki güç akışının analiz edildiği bölümde, aktarılan güce ilişkin matematiksel ifade Denklem (9) ile elde edilmiştir. Bu ifadenin yanı sıra, Şekil 23'te sunulan DAB dönüştürücü çıkış akımı grafiği ve Denklem (9) temelinde Denklem (22)'de çıkış akımının ortalama değeri türetilmiştir. Şekil 21'de verilen DAB dönüştürücü devresinin ikincil köprüsünün ($H2$) çıkışına bir direnç yükü bağlandığı senaryo için, çıkış akımı ortalama değerinin V_2/R ifadesine eşit olduğu göz önüne alındığında DAB dönüştürücüde aktarılan güç Denklem (27)'de verilmiştir.

$$P_{2,avg} = \frac{V_1 V_2 D(1-D)}{2NLf_s} \quad (27)$$

Denklem (27) ile verilen $P_{2,avg}$ ifadesindeki trafo dönüştürme oranı (N) değeri aşağıda verilen Denklem (28) ile hesaplanmaktadır.

$$N = \frac{V_1}{V_2} \quad (28)$$

D ve L parametreleri, Denklem (27)'de verilen aktarılan güç ifadesi ile ilgilidir. Bu parametreler, DAB dönüştürücü devresinin nasıl çalıştırılacağına bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. Denklem (29)'da kaçak endüktans parametresinin matematiksel ifadesi verilmiştir. Burada görüldüğü üzere, L ile P_2 arasında ters orantılı bir ilişki bulunmaktadır. Başka bir ifadeyle, belirli bir çıkış gücünün sağlanabilmesi için daha düşük bir L değeri, daha yüksek bir güç transferine olanak tanımaktadır. Ancak, L değerinin çok düşük seçilmesi durumunda anahtarlama elemanları üzerinde devre akımının maksimum değerine bağlı olarak ortaya çıkan termal, elektriksel ve yapısal zorlanmalardan kaynaklı aşırı akım stresleri oluşabileceğinden, sistemin güvenilirliği açısından optimum bir L değeri belirlenmesi kritik önem taşımaktadır. Öte yandan, D değerinin 0 ile 1 arasında değişebilmesi, sistemin çalışma noktasına bağlı olarak güç aktarımının hassas bir şekilde kontrol edilebilmesini mümkün kılmaktadır.

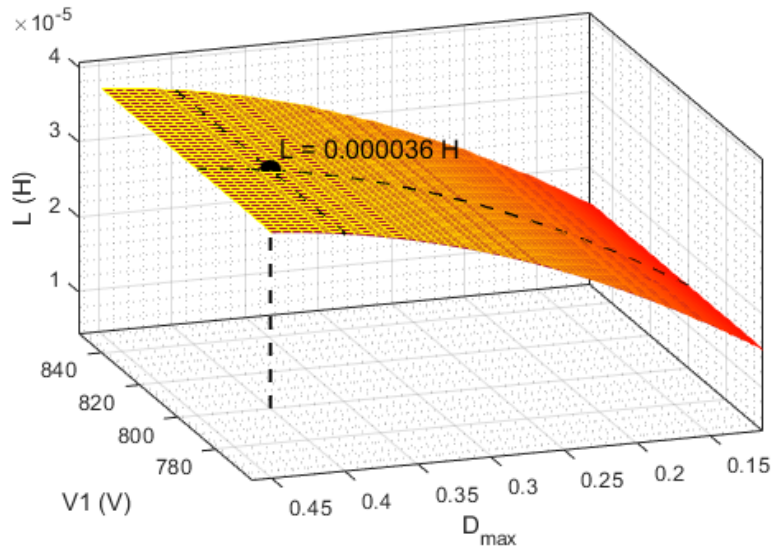
$$L = \frac{NV_1V_2D(1-D)}{2f_sP_2} \quad (29)$$

Denklem (29), DAB dönüştürücüde aktarılan güce bağlı olarak gerekli L değerini veren genel bir ifadedir. Bu denklem, sistemin çalışma şartlarına bağlı olarak farklı senaryolarda özelleştirilebilmektedir. Denklem (30) ve Denklem (31), Denklem (29)'dan türetilmiş özel durumlardır ve farklı tasarım önceliklerine göre L parametresi belirleme sürecinde referans olarak kullanılabilmektedir. Dönüştürücünün geniş bir güç aralığında çalışması isteniyorsa Denklem (30) ile L değerinin hesabı yapılmalıdır. Burada maksimum faz kayması 0,4 radyan alınmalıdır. Bunun nedeni, geçici durum performansını iyileştirirken kontrol sinyalinde kararsızlığa neden olabilecek $D = 0,5$ radyan sınırına yaklaşımadan, güvenli ve kararlı bir çalışma aralığı sağlamaktır. Bu sayede hem hızlı toparlanma sağlanır hem de kontrol kaybı riski azaltılır. Diğer durumda ise eğer dönüştürücünün tam yükte maksimum verim sağlaması isteniyorsa Denklem (31) ile L değeri hesabı yapılmalıdır. Burada minimum faz kayması değeri $D_{min} = 0,1$ radyan alınmalıdır. Bu seçim, hem ölü zaman gibi fiziksel sınırlamaları karşılamak hem de tam yükte ZVS geçişlerini sağlamak için gereklidir.

$$L = \frac{NV_1V_2D_{max}(1 - D_{max})}{2f_sP_{2,max}} \quad (30)$$

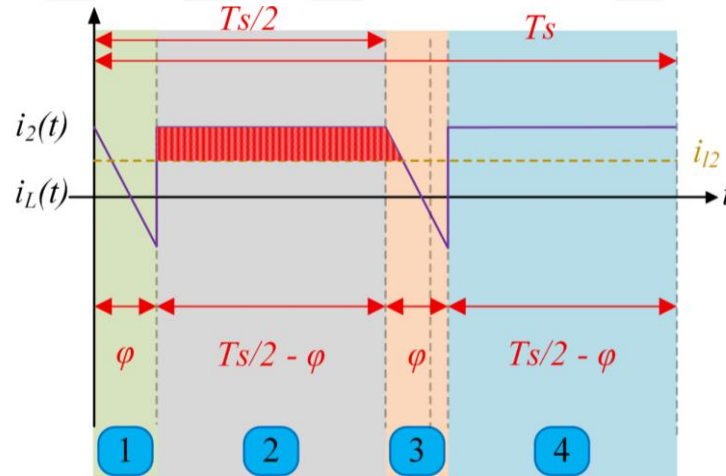
$$L = \frac{NV_1V_2D_{min}(1 - D_{min})}{2f_sP_{2,max}} \quad (31)$$

L , D_{max} ve V_1 arasındaki ilişki, Şekil 25'te gösterilen üç boyutlu yüzey grafiği ile incelenmiştir. Burada görüleceği üzere, L parametresi, D_{max} ve V_1 değerlerinde meydana gelen değişimlerden doğrudan etkilenmektedir. Özellikle, D_{max} azaldıkça L değerinde belirgin bir azalma meydana gelir. Yani, L parametresinin daha düşük seviyelerde tutulması gerekiyorsa D_{max} değeri düşük seçilmelidir. Örneğin, daha düşük bir L elde etmek için $D = 0.2$ radyan olarak belirlendiğinde, kaçak endüktans değeri $L = 25 \mu H$ olmaktadır. Öte yandan, daha yüksek bir L değeri için $D = 0.4$ radyan olarak seçildiğinde, kaçak endüktans $L = 36 \mu H$ olarak hesaplanır. Benzer şekilde, V_1 değerinin artmasıyla L değerinde bir artış gözlemlenmektedir. Bu durum, yüksek giriş gerilimlerinde kaçak endüktansın daha yüksek seviyelerde, düşük giriş gerilimlerinde ise daha düşük seviyelerde olacağını ortaya göstermektedir. Optimum L değerinin elde edilebilmesi için V_1 ve D_{max} parametrelerinin kapsamlı bir şekilde analiz edilmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, söz konusu parametrelerdeki değişimlerin kaçak endüktans değeri üzerindeki etkilerinin incelenmesi, sistem performansının ve verimliliğinin artırılması açısından kritik bir öneme sahiptir.



Şekil 25. L parametresinin V_1 ve D 'ye bağlı değişimi

L 'nin sistem performansı üzerindeki etkileri değerlendirildikten sonra, bir diğer kritik tasarım parametresi olan C 'nin değerinin belirlenmesi gerekmektedir. Devredeki çıkış gerilim dalgalanmasının (ΔV_2) istenilen sınırlar içinde tutulabilmesi için minimum kondansatör değeri, sistemdeki diğer parametrelere bağlı olarak hesaplanmalıdır. Kondansatör ifadesinin $C_2 = \Delta Q / 2\Delta V_2$ olduğu bilinmektedir. Burada yer alan yük değişiminin (ΔQ) hesaplanması gerekmektedir. Bu doğrultuda, analizde Şekil 21'de verilen DAB dönüştürücü devresi ile Şekil 26'da sunulan $i_L(t)$ akım grafiği kullanılacaktır. Şekil 21'de verilen DAB dönüştürücü devresinde, köprü çıkışındaki akım ($i_2(t)$), yük akımı (i_{L2}) ve kondansatör akımı ($i_c(t)$) olmak üzere üç adet akım vardır. $i_2(t)$ ve i_{L2} akımlarının grafiksel gösterimi Şekil 26'da verilmiştir. Burada $i_2(t)$ akımı, DAB dönüştürücü devresinde yer alan endüktans akımının transformatör sarım oranına (N) bölünmesiyle elde edilmekte ve doğrultulmuş çıkış akımı olarak tanımlanmaktadır. Şekil 21'de verilen DAB dönüştürücü devresi ve Şekil 26'da verilen $i_L(t)$ grafiğinden görüleceği üzere, köprü çıkışındaki akım ($i_2(t)$) ile yük akımı (i_{L2}) arasındaki fark kondansatör akımına ($i_c(t)$) eşittir. Şekil 26'da verilen grafikteki kondansatör akımının altında kalan taralı alan ise ΔQ parametresini vermektedir.



Şekil 26. Doğrultulmuş $i_L(t)$ grafiği

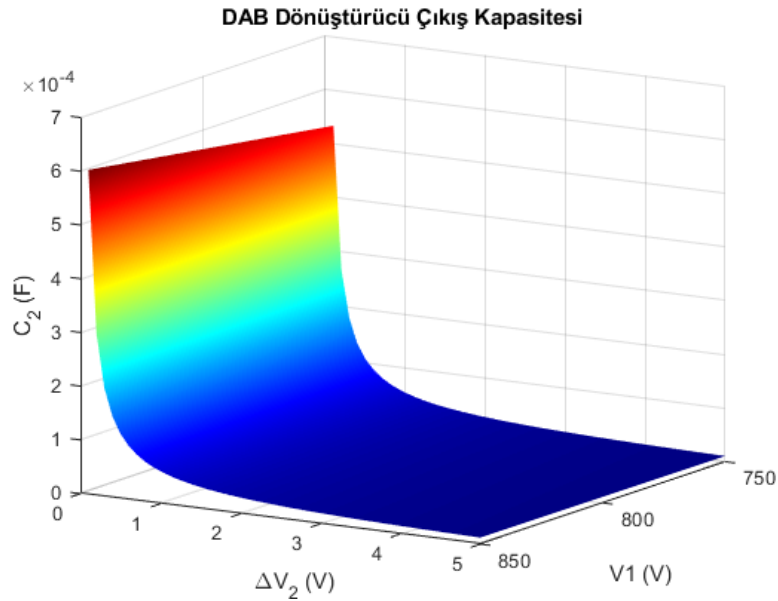
Şekil 26'da taralı alanı ifade eden ΔQ parametresinin matematiksel ifadesi Denklem (32)'de verilmiştir.

$$\Delta Q = \frac{V_1 D^2 T_s^2}{4NL} \left((1 - D) + \frac{D^4 T_s^2}{4} \right) \quad (32)$$

Elde edilen ΔQ ifadesi, $C_2 = \Delta Q / 2\Delta V_2$ ve $T_s = 1/f_s$ denklemleri kullanılarak dönüştürüldüğünde, minimum çıkış kondansatörü (C_2) denklemine ulaşılmaktadır. Bu doğrultuda, gerekli kondansatör değeri Denklem (33) ile ifade edilmektedir. Burada, minimum kapasitans (C_2) için D_{max} değeri esas alınmaktadır.

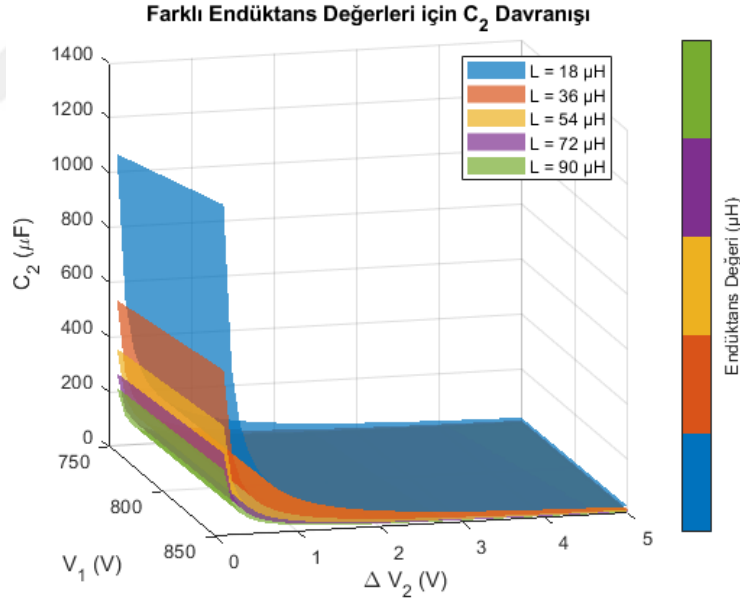
$$C_2 \geq \frac{1}{\Delta V_2} \frac{NV_1}{4f_s^2 L} \left(D^2 \left(1 - D + \frac{1}{4} D^2 \right) \right) \Big|_{D=D_{max}} \quad (33)$$

C_2 , V_1 ve ΔV_2 arasındaki ilişki, Şekil 27’de verilen üç boyutlu yüzey grafiği ile incelenmiştir. Şekil incelendiğinde C_2 , V_1 ile doğru, ΔV_2 ile ters orantılı bir değişim göstermektedir. Grafikte gözlemlenen durum, teorik olarak Denklem (33) ile verilen matematiksel eşitsizlikle uyumludur. ΔV_2 değeri arttıkça, C_2 azalmaktadır. Bu durum, büyük değerli kondansatörlerin tercih edilmesinin ΔV_2 ’nin minimize edeceğini göstermektedir. Öte yandan, DAB dönüştürücüde V_1 değeri arttıkça C_2 ’de artmakta olduğu şekilden anlaşılmaktadır. Bu durum, yüksek V_1 kullanıldığı uygulamalarda, V_2 oluşan dalgalanmaların kontrol altında tutulabilmesi için daha büyük kondansatörlerin kullanılması gerektiğini göstermektedir. Denklem (33) ve Şekil 27’ye göre DAB’nin çıkış geriliminde kararlılığı sağlamak için, V_1 ve ΔV_2 ’nin birlikte değerlendirilerek optimum çıkış kondansatör değerini belirlenmesi gerektiği sonucuna varılmıştır.



Şekil 27. C_2 parametresinin V_1 ve ΔV_2 ’ye göre değişimi

Şekil 27’de verilen C_2 ’nin V_1 ve ΔV_2 ’ye göre değişimi grafiğine L parametresi de eklenerek Şekil 28 elde edilmiştir. Şekil 28’de renk kodlu yüzeyler, 18 μH ile 90 μH arasındaki farklı endüktans değerleri için kapasite değerlerinin değişimini göstermektedir. Görüleceği üzere C_2 değerinin artmasıyla ΔV_2 azalmaktadır. Ancak C_2 ’nin artması boyut ve maliyeti arttırmaktadır. Büyük L değerlerinde ise aynı gerilim dalgalanmasını elde etmek için daha küçük C_2 değerleri elde edilmektedir. L ’nin artmasıyla kondansatör değerleri daha kararlı hale gelmekte ve gerilim değişimlerine duyarlılık azalmaktadır. Burada görüleceği üzere, kaçak endüktans değeri arttıkça C_2 ’nin azaldığı görülmektedir. Örneğin $L = 90\mu H$ olarak belirlendiğinde, $C_2 = 200 \mu F$ olmaktadır. Öte yandan, daha yüksek C_2 değeri için $L = 18 \mu H$ olarak seçildiğinde ise $C_2 = 1300 \mu F$ olarak belirlenmektedir. Burada, C_2 ve L arasındaki ilişki Denklem (33)’e göre şekillenmektedir. Denklem (33)’te gerekli hesaplamalar yapıldığında optimum C_2 değeri elde edilir. Düşük kaçak endüktansa sahip DAB dönüştürücülerde daha büyük çıkış kondansatörü gerekirken, yüksek kaçak endüktansa sahip sistemlerde daha küçük kapasitörler yeterli olmaktadır.



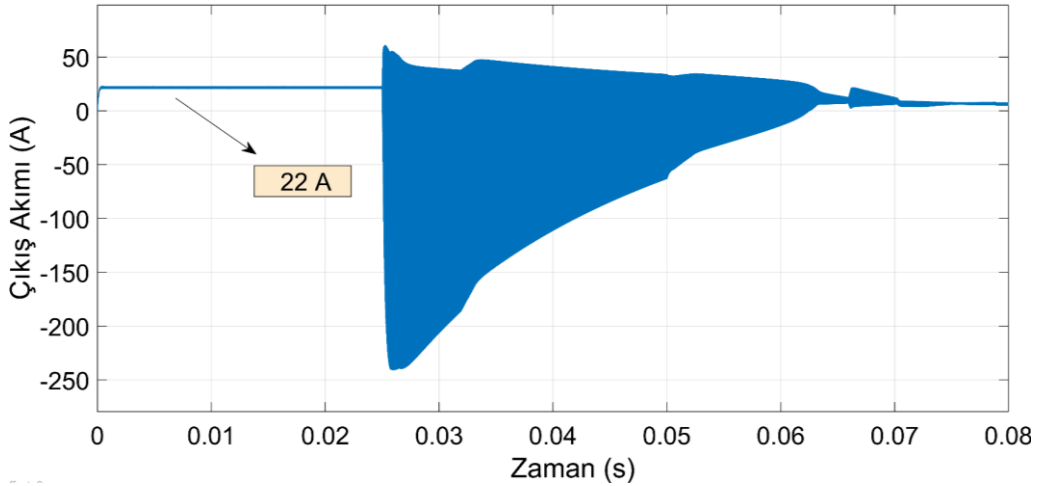
Şekil 28. Farklı L değerleri için C_2 davranışı

1.11.3. DAB Dönüştürücü Anahtar Arızası Analizi

DAB dönüştürücüler, elektrikli araçların güç elektroniği altyapısında kritik bir rol üstlenmektedir. Bu bağlamda, acil durum senaryoları, çeşitli V2X uygulamaları ve aracın

kendi sistemlerine kesintisiz güç aktarımının gerekli olduğu durumlar dikkate alındığında, sistem güvenilirliği ön plana çıkmaktadır (L. Li vd., 2023). Literatürde yapılan çalışmalar, DA-DA dönüştürücülerde meydana gelen arızaların yaklaşık %21'inin güç yarı iletken elemanlardan kaynaklandığını ortaya koymaktadır (Kumar ve Elangovan, 2020). Bu bulgu, anahtarlama elemanlarında meydana gelen arızaların sistem güvenliği açısından ne denli önemli olduğunu açıkça göstermektedir.

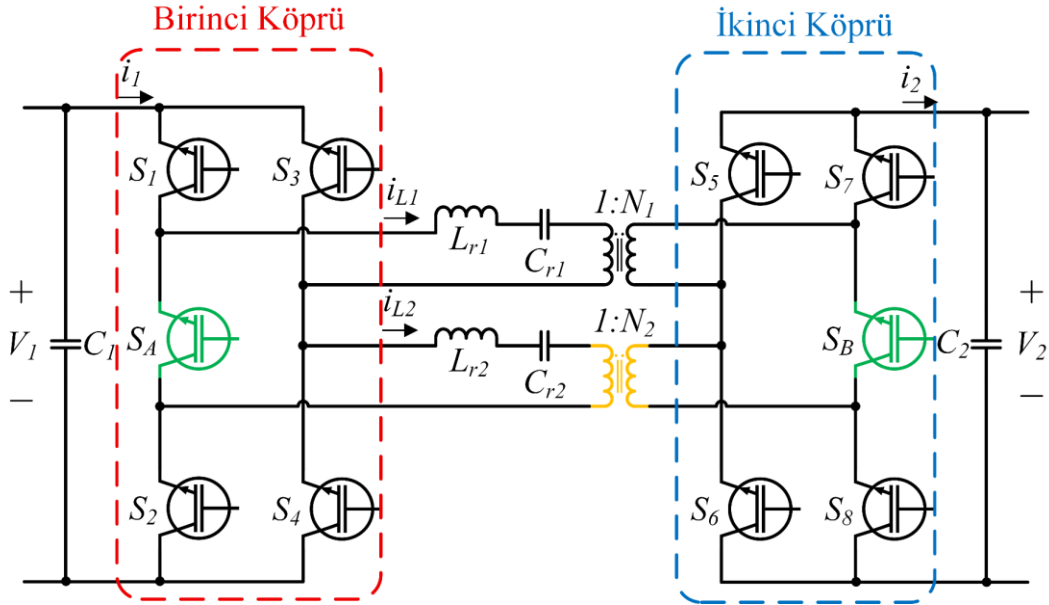
Güç elektroniği dönüştürücüde meydana gelen anahtarlama elemanı arızaları, genel olarak kısa devre arızaları ve açık devre arızaları olmak üzere iki temel kategori altında sınıflandırılmaktadır (Lyu vd., 2023). Kısa devre arızasında, ilgili yarıiletken anahtar hatalı biçimde sürekli iletimde kalarak devrede kısa devre durumunun oluşmasına neden olur. Bu durum, devre üzerinden yüksek genlikli akımların geçmesine yol açarak diğer bileşenlerde ciddi hasarlara sebebiyet verebilir. Açık devre arızasında ise, ilgili anahtar sürekli kesimde kalır ve üzerinden akım geçişine izin vermez. Bu durumda, dönüştürücünün köprü kollarından biri devre dışı kalır ve toplam güç aktarım kapasitesi ciddi biçimde düşer. Her iki arıza türü de eğer uygun bir hata tolerans mekanizması ile desteklenmezse, DAB dönüştürücünün koruma amacıyla devre dışı kalmasına ve dolayısıyla güç iletiminin tamamen kesilmesine yol açabilir (Khan ve Wen, 2021). Şekil 29'da, DAB dönüştürücü devresindeki bir yarıiletken anahtarda $t = 25$ milisaniyede meydana gelen tipik bir kısa devre arızası sonrasında gözlemlenen çıkış akımı değişimi gösterilmektedir.



Şekil 29. Yarıiletken arızası durumunda çıkış akımı tepkisi

DAB dönüştürücülerde anahtar arızalarının olumsuz etkilerini en aza indirmek ve sistem güvenilirliğini artırmak amacıyla literatürde çeşitli arıza toleranslı (fault-tolerant)

yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemler genel olarak; (i) dönüştürücünün anahtarlama ve kontrol stratejisinin uyarlanması, (ii) devreye ilave koruyucu bileşenlerin eklenmesi ve (iii) temel dönüştürücü yapısına yedek alt modüller ya da alternatif topolojilerin entegre edilmesi olmak üzere üç ana kategoriye ayrılmaktadır (Babalou vd., 2024). Söz konusu yaklaşımlar, bir anahtar arızası durumunda dönüştürücünün belirli bir kapasiteyle güç aktarımını sürdürebilmesini ve sistemin tamamen işlevsiz hale gelmesini engellemeyi amaçlamaktadır. Bu yöntemler arasında, dönüştürücü topolojisine yedek modüllerin veya yeni yapıların eklenmesine dayalı çözümler, en yaygın tercih edilen çözüm yaklaşımı olarak öne çıkmaktadır. Bu çerçevede, DAB dönüştürücünün yapısına yedeklilik kazandırılarak sistemin arızalara karşı dayanıklılığı artırılmaktadır. Uygulanan yöntemlerden biri, birden fazla DAB modülünün giriş ve çıkış taraflarında seri ve/veya paralel olarak bağlanarak tek bir dönüştürücü birimi gibi çalıştırılmasıdır. Bu yapı sayesinde, herhangi bir modül arızalansa dahi diğer modüller güç aktarımını sürdürebilmekte, böylece sistemin sürekliliği sağlanmaktadır. Öte yandan, arıza toleransı sağlamak amacıyla dönüştürücü topolojisinde yapısal değişiklikler yapılarak, arızalı duruma özel yeni çalışma senaryolarının uygulanması da mümkün hale gelmektedir. Şekil 30'da arıza toleransı sağlamak amacıyla kullanılan bir DAB devresi verilmiştir.



Şekil 30. Anahtar arızası toleransı sağlamak için kullanılan DAB devresi

Devre yapısında görüleceği üzere, geleneksel olarak tek bir yüksek frekanslı transformatör kullanılan DAB topolojilerinin aksine, bu tasarımda iki adet yüksek frekanslı transformatöre yer verilmiştir. Ayrıca, her bir köprü yapısında beş adet yarıiletken anahtar kullanılmıştır. Bu DAB yapısında, herhangi bir yarıiletken anahtarda kısa devre veya açık devre arızası meydana geldiğinde, güç transferi kesintisiz veya en azından kısmi olarak devam edebilmektedir.

1.12. DAB Dönüştürücü Modelleme Yöntemleri

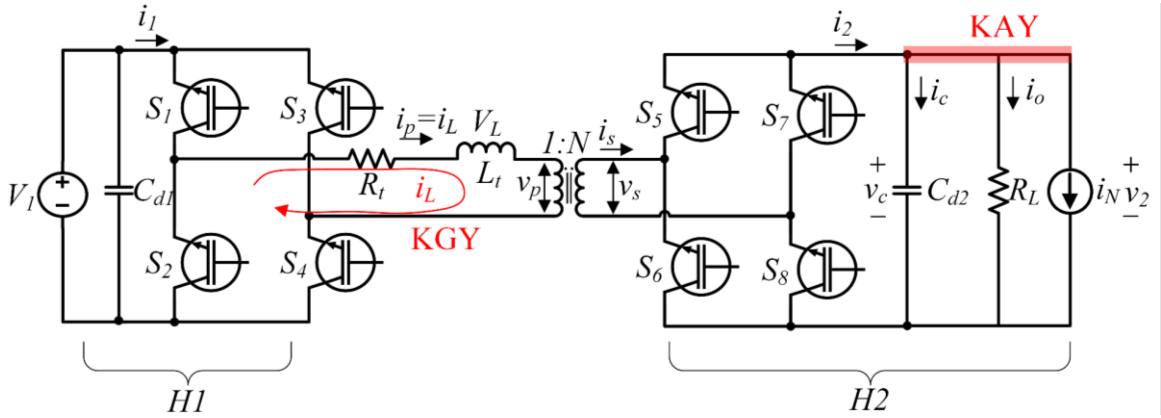
Tezin önceki bölümlerinde DAB dönüştürücüsünün çalışma prensibi ve güç akışı davranışı ağırlıklı olarak anahtarlama modeli temelinde ele alınmıştır. Bu model, dönüştürücünün zamanla değişen anahtarlama davranışlarını yüksek doğrulukla yansıtmakla birlikte, kontrol sistemlerinin tasarımı ve analizinde doğrudan kullanımı hem hesaplama maliyeti hem de karmaşıklık açısından sınırlayıcı olabilmektedir. Bu nedenle, daha sadeleştirilmiş fakat sistemin dinamik karakterini koruyan alternatif modelleme yaklaşımlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu bağlamda, ortalama modelleme yöntemi, anahtarlama etkilerini zaman ortalaması yoluyla temsil ederek sistem davranışını daha yönetilebilir bir şekilde tanımlar. Ortalama modele dayalı olarak elde edilen küçük sinyal modeli ise, sistemin belirli bir çalışma noktası çevresindeki doğrusallaştırılmış dinamiklerini ifade eder ve kontrolör tasarımı açısından kritik bir referans sağlar. Küçük sinyal modelinin doğruluğu, tasarlanan kontrolörün performansını doğrudan etkileyen önemli bir faktördür. Bu nedenle, dönüştürücünün belirlenen çalışma noktası için en uygun şekilde modellenmesi, kontrol sisteminin etkinliği açısından büyük önem taşımaktadır. Bu aşamadan itibaren, DAB dönüştürücünün kontrol odaklı analizine olanak tanıyacak ortalama model ve küçük sinyal modelleme yaklaşımları ayrıntılı biçimde ele alınacaktır.

1.12.1. Genelleştirilmiş Ortalama Model

Anahtarlama etkilerinin ortalamasının alınmasıyla elde edilen sadeleştirilmiş sistem yapısı, literatürde ortalama model olarak adlandırılmaktadır. Bu model, sistemin düşük frekanslı davranışlarını incelemek ve yüksek frekanslı anahtarlama etkilerini dikkate almadan genel sistem dinamiklerini analiz edebilmek amacıyla kullanılmaktadır. Ortalama model ile elde edilen sonuçlar, kontrol parametrelerinin belirlenmesi ve sistem tasarımı

açısından yeterli doğrulukta olup, kontrol devrelerinin tasarımı için uygun bir temel sunar. Bu modelin en önemli avantajlarından biri, simülasyon süresinin anahtarlama modellerine kıyasla belirgin ölçüde daha kısa olmasıdır. Ayrıca, sistemin genel dinamik davranışlarını analiz etmek için güvenilir sonuçlar üretmektedir. Bununla birlikte, yüksek frekanslı geçici durum etkileri ve anahtarlama kaynaklı dalgalanmalar bu modelde göz ardı edilmekte olup, detaylı elektromanyetik analizler için uygun değildir.

Ortalama modelin türetilmesi sürecinde, sistem analizini sadeleştirmek ve matematiksel karmaşıklığı azaltmak amacıyla çeşitli kabuller yapılmaktadır. Bunlar arasında; transformatörün mıknatıslanma endüktansının sonsuz kabul edilmesi, anahtar-diyot çiftleri üzerindeki gerilim düşümlerinin ve anahtarlama geçişlerine bağlı geçici etkilerin ihmal edilmesi yer almaktadır. Ayrıca, giriş filtresi kondansatörünün yüksek kapasiteli olduğu varsayımıyla, bu bileşenin dinamik davranışı modellemeye dâhil edilmemiştir. Yapılan bu idealleştirmeler, ortalama modelin yalnızca belirli çalışma koşullarında geçerli olduğunu ve yüksek frekanslı geçici durumların analizinde yeterli doğruluğu sağlayamayabileceğini göstermektedir (K. Zhang vd., 2017). Dolayısıyla, ortalama model daha çok sistemin genel dinamiklerini anlamaya ve kontrol stratejilerinin geliştirilmesine yönelik olarak kullanılmaktadır. Ortalama modelin analiz edilmesi amacıyla Şekil 31’de verilen devre kullanılmaktadır.



Şekil 31. Ortalama model analizi için kullanılan devre şeması

Burada, L_t ve R_t sırasıyla primer tarafına indirgenmiş eşdeğer endüktansı ve direnci temsil etmektedir. L_t Denklem (34)’te tanımlanmaktadır (Hebala vd., 2018).

$$L_t = L_k + L \quad (34)$$

Burada, L_k primer tarafına bağlanmış endüktansı temsil etmektedir. Ayrıca L trafonun primer tarafına indirgenmiş toplam kaçak endüktansı temsil etmektedir ve Denklem (35)'te tanımlanmıştır.

$$L = L_{l1} + N^2 L_{l2} \quad (35)$$

Burada, L_{l1} ve L_{l2} sırasıyla primer ve sekonder kaçak endüktanslarını temsil etmektedir. Bununla birlikte, R_t eşdeğer direnci Denklem (36)'da tanımlanmıştır.

$$R_t = 2R_{on} + 2N^2 R_{on} + R + r_{Lk} \quad (36)$$

Burada R , primere indirgenmiş toplam sargı direncidir ve $R = R_{S1} + N^2 R_{S2}$ olarak ifade edilmektedir. Ayrıca R_{S1} ve R_{S2} sırasıyla primer ve sekonder sargı dirençlerini, R_{on} iletim durumundaki anahtarın iletim direncini ve r_{Lk} ek endüktans eşdeğer seri direncini temsil etmektedir. DAB dönüştürücü devresinde hem $H1$ hem de $H2$ köprülerinde aynı anda iki anahtar iletimde olmaktadır. Dolayısıyla, $2R_{on}$ primer taraftaki ($H1$) anahtarların, $2N^2 R_{on}$ ise primere indirgenmiş sekonder taraf ($H2$) anahtarların iletim dirençlerini temsil etmektedir. Analizin devamı için v_p ve v_s gerilimlerinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda Şekil 22 esas alınarak yapılan analizde; S_1 ve S_4 anahtarları iletimde olduğunda transformatörün primer gerilimi $v_p = +V_1$, S_2 ve S_3 anahtarları iletimde olduğunda ise $v_p = -V_1$ olarak elde edilmektedir. Böylece v_p geriliminin matematiksel ifadesi Denklem (37) ile tanımlanabilmektedir.

$$v_p(\tau) = s_1(\tau)v_1(\tau) \quad (37)$$

Burada, anahtarlama fonksiyonu $s_1(\tau)$,

$$s_1(\tau) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 \leq \tau < \frac{T_s}{2} \\ -1 & , \quad \frac{T_s}{2} \leq \tau < T_s \end{cases} \quad (38)$$

olarak tanımlanır. Bununla birlikte, primere indirgenmiş sekonder taraf köprü gerilimi (v'_s), S_5 ve S_8 anahtarları iletimde olduğunda $v'_s = +NV_2$, S_6 ve S_7 anahtarları iletimde olduğunda ise $v'_s = -NV_2$ olarak elde edilmektedir. Böylece v'_s ,

$$v'_s(\tau) = s_2(\tau)v_2(\tau) \quad (39)$$

olarak tanımlanır. Burada, anahtarlama fonksiyonu $s_2(\tau)$ Denklem (40)'da verilmiştir.

$$s_2(\tau) = \begin{cases} 1 & , & t_\varphi \leq \tau < \frac{T_s}{2} + t_\varphi \\ -1 & , & 0 \leq \tau < t_\varphi \quad \vee \quad \frac{T_s}{2} + t_\varphi \leq \tau < T_s \end{cases} \quad (40)$$

Transformatörün primer tarafına, Şekil 31'de gösterilen devre yapısı esas alınarak Kirchhoff'un Gerilim Yasası (KGY) uygulanmakta ve bu kapsamda Denklem (37) ve Denklem (39) kullanılarak yapılan güncellemeler sonucunda Denklem (41) elde edilmektedir (Safayatullah ve Batarseh, 2020).

$$\frac{di_L(\tau)}{d\tau} = -\frac{R_t}{L_t}i_L(\tau) + \frac{1}{L_t}s_1(\tau)v_1(\tau) - \frac{N}{L_t}s_2(\tau)v_2(\tau) \quad (41)$$

Benzer şekilde transformatörün sekonder tarafına, Şekil 31'de gösterilen devre şeması esas alınarak Kirchhoff'un Akım Yasası (KAY) uygulanmakta ve bu kapsamda $i_2(\tau) = s_2(\tau)Ni_L(\tau)$ dönüşümü yapılarak Denklem (42) elde edilmektedir.

$$\frac{dv_2(\tau)}{d\tau} = -\frac{1}{R_L C_{d2}}v_2(\tau) + \frac{N}{C_{d2}}s_2(\tau)i_L(\tau) - \frac{1}{C_{d2}}i_N(\tau) \quad (42)$$

Denklem (41) ve Denklem (42), DAB dönüştürücünün anahtarlama devre modelini tanımlamakta olup, bu denklemler zamanla değişen ve doğrusal olmayan bir yapı sergilemektedir. DAB dönüştürücü hem DA hem de yüksek frekanslı AA bileşenlerini içeren bir yapıya sahip olduğundan, klasik durum-uzay ortalama alma yöntemi bu yapının dinamik davranışlarını doğru şekilde yansıtamamaktadır. Bu nedenle, dönüştürücünün genel dinamik karakteristiklerini kapsayacak biçimde genelleştirilmiş ortalama alma yöntemi esas alınarak

modelleme yapılacaktır. Buna göre, anahtarlama modelinin her iki denkleminin Fourier katsayıları Denklem (43) ve Denklem (44)'te verilmiştir.

$$\left\langle \frac{d}{dt} i_L \right\rangle_k = -\frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_k + \frac{1}{L_t} \langle s_1 v_1 \rangle_k - \frac{N}{L_t} \langle s_2 v_2 \rangle_k \quad (43)$$

$$\left\langle \frac{d}{dt} v_2 \right\rangle_k = -\frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_k + \frac{N}{C_{d2}} \langle s_2 i_L \rangle_k - \frac{1}{C_{d2}} \langle i_N \rangle_k \quad (44)$$

Elde edilen denklemler, Fourier serisi katsayıların özelliklerinden biri olan ve Denklem (45)'de verilen k . harmonik katsayısının zamana göre türevi dikkate alınarak yeniden düzenlendiğinde, Denklem (46) ve Denklem (47) oluşmaktadır.

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (45)$$

$$\frac{d \langle i_L \rangle_k}{dt} = -jk\omega_s \langle i_L \rangle_k - \frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_k + \frac{1}{L_t} \langle s_1 v_1 \rangle_k - \frac{N}{L_t} \langle s_2 v_2 \rangle_k \quad (46)$$

$$\frac{d \langle v_2 \rangle_k}{dt} = -jk\omega_s \langle v_2 \rangle_k - \frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_k + \frac{N}{C_{d2}} \langle s_2 i_L \rangle_k - \frac{1}{C_{d2}} \langle i_N \rangle_k \quad (47)$$

Burada, $\langle s_1 v_1 \rangle_k$, $\langle s_2 v_2 \rangle_k$ ve $\langle s_2 i_L \rangle_k$ terimleri,

$$\langle s_1 v_1 \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle s_1 \rangle_{k-i} \langle v_1 \rangle_i \quad (48)$$

$$\langle s_2 v_2 \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle s_2 \rangle_{k-i} \langle v_2 \rangle_i \quad (49)$$

$$\langle s_2 i_L \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle s_2 \rangle_{k-i} \langle i_L \rangle_i \quad (50)$$

denklemleri kullanılarak elde edilmesi gerekmektedir. Bu matematiksel ifadelerin oluşturulabilmesi amacıyla Denklem (51)'de verilen eşitlikler kullanılacaktır.

$$\begin{aligned}
 \langle x \rangle_1 &= \langle x \rangle_{1R} + j\langle x \rangle_{1I} \\
 \langle x \rangle_{-1} &= \langle x \rangle_{1R} - j\langle x \rangle_{1I} \\
 \langle y \rangle_1 &= \langle y \rangle_{1R} + j\langle y \rangle_{1I} \\
 \langle y \rangle_{-1} &= \langle y \rangle_{1R} - j\langle y \rangle_{1I}
 \end{aligned} \tag{51}$$

Burada, R ve I alt indisleri sırasıyla gerçel (Real) ve sanal (Imaginary) kısımları ifade etmektedir. Bu durumda, sıfırıncı katsayı terimlerin çarpımı $k = 0$ için Denklem (52)'de, 1. katsayı terimlerin çarpımı $k = 1$ için Denklem (53)'te ve -1 . katsayı terimlerin çarpımı $k = -1$ için Denklem (54)'te verilmiştir.

$$\langle xy \rangle_0 = \sum_{i=-1}^1 \langle x \rangle_{0-i} \langle y \rangle_i = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + 2(\langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_{1I}) \tag{52}$$

$$\langle xy \rangle_1 = \sum_{i=-1}^1 \langle x \rangle_{1-i} \langle y \rangle_i = \langle x \rangle_2 \langle y \rangle_{-1} + \langle x \rangle_1 \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_1 \tag{53}$$

$$\langle xy \rangle_{-1} = \sum_{i=-1}^1 \langle x \rangle_{-1-i} \langle y \rangle_i = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{-1} + \langle x \rangle_{-1} \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_{-2} \langle y \rangle_1 \tag{54}$$

Genelleştirilmiş ortalama alma analizinde yalnızca DA ve birinci dereceden AA terimleri kullanılmaktadır. Bu doğrultuda, denklemlerde oluşan ikinci dereceden terimler ihmal edilerek ve Denklem (51)'de verilen ifadeler kullanılarak $k = \pm 1$ için Denklem (55) ve Denklem (56) verilmiştir.

$$\langle xy \rangle_1 = (\langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_0) + j(\langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1I} + \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_0) \tag{55}$$

$$\langle xy \rangle_{-1} = (\langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_0) - j(\langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1I} + \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_0) \tag{56}$$

Burada, verilen ifadelerin karmaşık eşlenik olduğu görülmektedir. Bu bağlamda,

$$\langle xy \rangle_{1R} = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_0 \quad (57)$$

$$\langle xy \rangle_{1I} = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1I} + \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_0 \quad (58)$$

eşitlikleri elde edilmektedir. Bu bağlamda, Denklem (46) kullanılarak $k = 0$ için,

$$\frac{d\langle i_L \rangle_0}{dt} = -\frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_0 + \frac{1}{L_t} \langle s_1 v_1 \rangle_0 - \frac{N}{L_t} \langle s_2 v_2 \rangle_0 \quad (59)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada, Denklem (52) kullanılarak gerekli düzenlemeler yapıldığında Denklem (60) oluşturulmaktadır.

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle_0}{dt} = & -\frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_0 + \frac{1}{L_t} \langle s_1 \rangle_0 \langle v_1 \rangle_0 + \frac{2}{L_t} \langle s_1 \rangle_{1R} \langle v_1 \rangle_{1R} + \frac{2}{L_t} \langle s_1 \rangle_{1I} \langle v_1 \rangle_{1I} \\ & - \frac{N}{L_t} \langle s_2 \rangle_0 \langle v_2 \rangle_0 - \frac{2N}{L_t} \langle s_2 \rangle_{1R} \langle v_2 \rangle_{1R} - \frac{2N}{L_t} \langle s_2 \rangle_{1I} \langle v_2 \rangle_{1I} \end{aligned} \quad (60)$$

Bununla birlikte, 1. ve -1 . katsayıların eşlenik karmaşık sayı olduğu bilinmektedir. Bu nedenle, $k = \pm 1$ için ilgili katsayıların gerçel ve sanal bileşenlerinin zamana göre türevleri aynı olmaktadır. Bu bağlamda, Denklem (46) esas alınarak $k = 1$ durumu için Denklem elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\langle i_L \rangle_{1R} + j \langle i_L \rangle_{1I}) = & -j\omega_s (\langle i_L \rangle_{1R} + j \langle i_L \rangle_{1I}) - \frac{R_t}{L_t} (\langle i_L \rangle_{1R} + j \langle i_L \rangle_{1I}) \\ & + \frac{1}{L_t} (\langle s_1 v_1 \rangle_{1R} + j \langle s_1 v_1 \rangle_{1I}) \\ & - \frac{N}{L_t} (\langle s_2 v_2 \rangle_{1R} + j \langle s_2 v_2 \rangle_{1I}) \end{aligned} \quad (61)$$

Elde edilen ifade, gerçel ve sanal kısımlarına ayrıldığında ve bu ayrım Denklem (57) ile Denklem (58) kullanılarak düzenlendiğinde, Denklem ve Denklem elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle_{1R}}{dt} = & \omega_s \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_{1R} + \frac{1}{L_t} (\langle s_1 \rangle_0 \langle v_1 \rangle_{1R} + \langle s_1 \rangle_{1R} \langle v_1 \rangle_0) \\ & - \frac{N}{L_t} (\langle s_2 \rangle_0 \langle v_2 \rangle_{1R} + \langle s_2 \rangle_{1R} \langle v_2 \rangle_0) \end{aligned} \quad (62)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle_{1I}}{dt} = & -\omega_s \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_{1I} + \frac{1}{L_t} (\langle s_1 \rangle_0 \langle v_1 \rangle_{1I} + \langle s_1 \rangle_{1I} \langle v_1 \rangle_0) \\ & - \frac{N}{L_t} (\langle s_2 \rangle_0 \langle v_2 \rangle_{1I} + \langle s_2 \rangle_{1I} \langle v_2 \rangle_0) \end{aligned} \quad (63)$$

Denklem (60), Denklem ve Denklem ile elde edilen ifadeler, i_L durum değişkeninin sıfırıncı ve birinci dereceden Fourier katsayılarını tanımlamaktadır. Bir başka deyişle, bu ifadeler sırasıyla DA bileşeni ile birinci harmonik AA terimlerini ifade etmektedir. i_L durum değişkeni için gerçekleştirilen bu analiz, Denklem (47) ile tanımlanan v_L durum değişkeni için de uygulanırsa,

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_2 \rangle_0}{dt} = & -\frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_0 + \frac{N}{C_{d2}} \langle s_2 \rangle_0 \langle i_L \rangle_0 + \frac{2N}{C_{d2}} \langle s_2 \rangle_{1R} \langle i_L \rangle_{1R} \\ & + \frac{2N}{C_{d2}} \langle s_2 \rangle_{1I} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{C_{d2}} \langle i_N \rangle_0 \end{aligned} \quad (64)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_2 \rangle_{1R}}{dt} = & \omega_s \langle v_2 \rangle_{1I} - \frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_{1R} + \frac{N}{C_{d2}} (\langle s_2 \rangle_0 \langle i_L \rangle_{1R} + \langle s_2 \rangle_{1R} \langle i_L \rangle_0) \\ & - \frac{1}{C_{d2}} \langle i_N \rangle_{1R} \end{aligned} \quad (65)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_2 \rangle_{1I}}{dt} = & -\omega_s \langle v_2 \rangle_{1R} - \frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_{1I} + \frac{N}{C_{d2}} (\langle s_2 \rangle_0 \langle i_L \rangle_{1I} + \langle s_2 \rangle_{1I} \langle i_L \rangle_0) \\ & - \frac{1}{C_{d2}} \langle i_N \rangle_{1I} \end{aligned} \quad (66)$$

ifadeleri elde edilmektedir. Yukarıda elde edilen ifadeler, v_L durum değişkeninin sıfırıncı ve birinci Fourier katsayılarını tanımlamaktadır. Giriş gerilimi ve yük dinamikleri, dönüştürücünün kendi dinamiklerine kıyasla oldukça yavaş değişmektedir. Burada, yapılan analizi daha sade bir hale getirmek amacıyla Denklem 'de verilen varsayımlar kullanılacaktır.

$$\begin{aligned} \langle v_1 \rangle_0 = V_1 \quad , \quad \langle v_1 \rangle_{1R} = \langle v_1 \rangle_{1I} = 0 \\ \langle i_N \rangle_0 = I_N \quad , \quad \langle i_N \rangle_{1R} = \langle i_N \rangle_{1I} = 0 \end{aligned} \quad (67)$$

Denklem (37) ve Denklem (39) esas alınarak, anahtarlama fonksiyonları,

$$s_1(t) = \frac{v_p(t)}{V_1} = \text{sgn}(\sin(\omega_s t)) \quad (68)$$

$$s_2(t) = \frac{v_s'(t)}{NV_1} = \text{sgn}(\sin(\omega_s t - \phi)) \quad (69)$$

şeklinde birer kare dalga olarak yazılabilir. Bu bağlamda, elde edilen fonksiyonlara Fourier serisi açılımı uygulandığında, $k = 0$ ve $k = \pm 1$ harmonikleri için ilgili katsayılar hesaplanabilmektedir. Bu kapsamda, sıfırcı katsayılar Denklem (70)'de, birinci katsayılar ise Denklem (71)'de verilmiştir.

$$\langle s_1 \rangle_0 = \langle s_2 \rangle_0 = 0 \quad (70)$$

$$\begin{aligned} \langle s_1 \rangle_1 &= -j \frac{2}{\pi} \\ \langle s_2 \rangle_1 &= \frac{2}{\pi} (\sin(d\pi) + j \cos(d\pi)) \end{aligned} \quad (71)$$

Burada, %50 doluluk oranına sahip olan kare dalgaların, bir periyot boyunca pozitif ve negatif döngüleri birbirini dengelediğinden dolayı zaman ortalaması sıfır olmaktadır. Elde edilen birinci harmonik ile ilgili ifadeler, gerçel ve sanal kısımlarına ayrıldığında Denklem (72) oluşmaktadır.

$$\begin{aligned} \langle s_1 \rangle_{1R} &= 0 \quad , \quad \langle s_1 \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \\ \langle s_2 \rangle_{1R} &= -\frac{2}{\pi} \sin(d\pi) \quad , \quad \langle s_2 \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \cos(d\pi) \end{aligned} \quad (72)$$

Burada, $d = \phi/\pi$ faz kayma oranını temsil etmektedir. Denklem -(72)'de verilen varsayımlar ile ilgili durum-uzay denklemleri yeniden yazılırsa,

$$\frac{d\langle i_L \rangle_0}{dt} = -\frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_0 + \frac{2N}{L_t} \frac{2}{\pi} \sin(d\pi) \langle v_2 \rangle_{1R} + \frac{2N}{L_t} \frac{2}{\pi} \cos(d\pi) \langle v_2 \rangle_{1I} \quad (73)$$

$$\frac{d\langle i_L \rangle_{1R}}{dt} = \omega_s \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_{1R} + \frac{N}{L_t} \frac{2}{\pi} \sin(d\pi) \langle v_2 \rangle_0 \quad (74)$$

$$\frac{d\langle i_L \rangle_{1I}}{dt} = -\omega_s \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{R_t}{L_t} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{L_t} \frac{2}{\pi} V_1 + \frac{N}{L_t} \frac{2}{\pi} \cos(d\pi) \langle v_2 \rangle_0 \quad (75)$$

$$\frac{d\langle v_2 \rangle_0}{dt} = -\frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_0 - \frac{2N}{C_{d2}} \frac{2}{\pi} \sin(d\pi) \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{2N}{C_{d2}} \frac{2}{\pi} \cos(d\pi) \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{C_{d2}} I_N \quad (76)$$

$$\frac{d\langle v_2 \rangle_{1R}}{dt} = \omega_s \langle v_2 \rangle_{1I} - \frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_{1R} - \frac{N}{C_{d2}} \frac{2}{\pi} \sin(d\pi) \langle i_L \rangle_0 \quad (77)$$

$$\frac{d\langle v_2 \rangle_{1I}}{dt} = -\omega_s \langle v_2 \rangle_{1R} - \frac{1}{R_L C_{d2}} \langle v_2 \rangle_{1I} - \frac{N}{C_{d2}} \frac{2}{\pi} \cos(d\pi) \langle i_L \rangle_0 \quad (78)$$

ifadeleri elde edilmektedir. Burada, ilgili diferansiyel denklemlerin durum değişkenleri,

$$x = \begin{bmatrix} v_{2,0} & i_{L,1R} & i_{L,1I} & i_{L,0} & v_{2,1R} & v_{2,1I} \end{bmatrix}^T \quad (79)$$

şeklinde verilmektedir. Burada, endüktans akımının tam bir AA olduğu varsayılırsa denge değeri $\langle i_{L,0} \rangle = 0$ olmaktadır. Ayrıca, çıkış geriliminde meydana gelen dalgalanma gerilimi değeri, dönüştürücü dinamiklerine kıyasla çok küçük olduğu varsayılırsa, $\langle v_{2,1R} \rangle = \langle v_{2,1I} \rangle = 0$ ifadesi kullanılabilir. Bu doğrultuda Denklem (80)'de eşdeğer durum-uzay modeli verilmiştir.

$$\frac{d}{dt}x = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C_{d2}} & -\frac{4N}{\pi C_{d2}} \sin(d\pi) & -\frac{4N}{\pi C_{d2}} \cos(d\pi) \\ \frac{2N}{\pi L_t} \sin(d\pi) & -\frac{R_t}{L_t} & \omega_s \\ \frac{2N}{\pi L_t} \cos(d\pi) & -\omega_s & -\frac{R_t}{L_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2,0} \\ i_{L,1R} \\ i_{L,1I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{d2}} \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{\pi L_t} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_N \end{bmatrix} \quad (80)$$

Denklem (80)'de elde edilen üçüncü dereceden eşdeğer durum-uzay matrisinin durum değişkenleri Denklem (81)'de verilmiştir.

$$x = [v_{2,0} \quad i_{L,1R} \quad i_{L,1I}]^T \quad (81)$$

Elde edilen ortalama model, DAB dönüştürücünün temel dinamik davranışlarını tanımlamada önemli bir referans sunmakta ve sistemin zamana bağlı değişimini genel hatlarıyla yansıtmaktadır. Ancak, kontrol sistemi tasarımı açısından yeterli doğrulukta bir analiz yapılabilmesi için, belirli bir çalışma noktası etrafındaki küçük genlikli değişimlerin modellenmesi gereklidir. Bu kapsamda, ortalama modelin doğrusallaştırılması yoluyla elde edilecek küçük sinyal modeli, sistemin kararlılık analizine ve kontrolör tasarımına olanak tanıyacaktır.

1.12.2. Küçük Sinyal Modeli

Küçük sinyal modeli, sistemin belirli bir çalışma noktası çevresindeki doğrusallaştırılmış dinamik davranışını temsil etmek amacıyla kullanılan bir modelleme yaklaşımıdır (Krismer ve Kolar, 2009). Diğer bir ifadeyle, küçük sinyal model, dönüştürücünün belirli bir çalışma noktası etrafında meydana gelen küçük genlikli değişimlere karşı olan dinamik davranışını analiz etmek amacıyla oluşturulmaktadır (Qin ve Kimball, 2012). Bu yöntem, DAB dönüştürücü gibi doğrusal olmayan sistemlerin kontrol amaçlı analizinde yaygın olarak tercih edilmekte olup, giriş ve çıkış değişkenlerinin nominal değerleri etrafında küçük genlikli salınımlar gösterdiği varsayımıyla sistemin

doğrusallaştırılmasına dayanır. Burada, Denklem (80)'de elde edilen DAB dönüştürücünün ortalama modeli, belirli bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılarak küçük sinyal modeli türetilenektir. Elde edilen ortalama model Denklem (82)'de tanımlanmıştır.

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (82)$$

Burada,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C_{d2}} & -\frac{4N}{\pi C_{d2}} \sin(d\pi) & -\frac{4N}{\pi C_{d2}} \cos(d\pi) \\ \frac{2N}{\pi L_t} \sin(d\pi) & -\frac{R_t}{L_t} & \omega_s \\ \frac{2N}{\pi L_t} \cos(d\pi) & -\omega_s & -\frac{R_t}{L_t} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{d2}} \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{\pi L_t} & 0 \end{bmatrix},$$

$$x = \begin{bmatrix} v_{2,0} \\ i_{L,1R} \\ i_{L,1I} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_1 \\ i_N \end{bmatrix}$$

olarak tanımlanmaktadır. Denklem (82) ile elde edilen modele, giriş büyüklüklerinin sürekli durum değerleri ($d(t) = D$ ve $u(t) = U$) uygulandığında, dönüştürücü denge noktasında çalışmaya başlar ve bu noktada durum değişkenlerinin türevleri sıfır değerini alır. Bu durum, Denklem (83) ile matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$0 = \mathbf{A}_e \mathbf{X} + \mathbf{B}U \quad (83)$$

Burada,

$$\mathbf{X} = [V_{2,0} \quad I_{L,1R} \quad I_{L,1I}]^T$$

$$U = \begin{bmatrix} V_1 \\ I_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_e = \mathbf{A}|_{d(t)=D}$$

olarak verilmektedir. Denklem (83)'te verilen ifade düzenlendiğinde, ilgili çalışma noktası için durum değişkenlerinin denge değerleri Denklem (84), Denklem (85) ve Denklem (86)'da sunulmaktadır.

$$V_{2,0} = \frac{8NV_1R_L\nabla_1 - R_LI_N\pi^2(L_t^2\omega_s^2 + R_t^2)}{\nabla_4} \quad (84)$$

$$I_{L,1R} = \frac{2V_1(8N^2R_L \cos(D\pi) \sin(D\pi) - L_t\omega_s\pi^2) - 2NI_NR_L\pi^2\nabla_2}{\pi\nabla_4} \quad (85)$$

$$I_{L,1I} = \frac{2NI_NR_L\pi^2\nabla_3 - 2V_1(8N^2R_L(1 - \cos(D\pi))^2 + R_t\pi^2)}{\pi\nabla_4} \quad (86)$$

Burada,

$$\nabla_1 = L_t\omega_s \sin(D\pi) + R_t \cos(D\pi)$$

$$\nabla_2 = R_t \sin(D\pi) + L_t\omega_s \cos(D\pi)$$

$$\nabla_3 = L_t\omega_s \sin(D\pi) - R_t \cos(D\pi)$$

$$\nabla_4 = \pi^2 L_t^2 \omega_s^2 + 8N^2 R_L R_t + \pi^2 R_t^2$$

olarak verilmektedir. DAB'de bulunan sinyallerde oluşabilecek küçük genlikli değişimlerin (pertürbasyonların), sistemin durum değişkenlerine etkisini incelemek için küçük sinyal modellemesi yapılması gerekmektedir. Özellikle v_1 , i_N ve d gibi giriş parametrelerinde oluşabilecek küçük değişikliklerin, $v_{2,0}$, $i_{L,1R}$ ve $i_{L,1I}$ gibi durum değişkenlerini kararlı durumlarından sapmaya zorlayacağı bilinmektedir. Bu nedenle, sistem değişkenleri ve giriş büyüklükleri, nominal bileşenleri ve bu bileşenler etrafındaki küçük sapmaları içerecek şekilde tanımlanmalıdır. Bu bağlamda, ilgili ifadeler Denklem (87)'de verilmiştir.

$$x(t) = X + \tilde{x}(t)$$

$$u(t) = U + \tilde{u}(t) \quad (87)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t)$$

Burada; x , u ve d büyük sinyal değişimlerini, X , U ve D sürekli durum değişkenlerini ve $\tilde{x}$, $\tilde{u}$ ve $\tilde{d}$ ise küçük sinyal değişim bileşenlerini temsil etmektedir. Denklem (87)'de verilen ifadeler kullanılarak Denklem (82) düzenlenirse,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(V_{2,0} + \tilde{v}_{2,0}) &= -\frac{1}{R_L C_{d2}}(V_{2,0} + \tilde{v}_{2,0}) \\ &\quad - \frac{4N}{\pi C_{d2}} \sin((D + \tilde{d})\pi) (I_{L,1R} + \tilde{I}_{L,1R}) \\ &\quad - \frac{4N}{\pi C_{d2}} \cos((D + \tilde{d})\pi) \left((I_{L,1I} + \tilde{I}_{L,1R}) - \frac{1}{C_{d2}} (I_N + \tilde{I}_N) \right) \end{aligned} \quad (88)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{L,1R} + \tilde{I}_{L,1R}) &= \frac{2N}{\pi L_t} \sin((D + \tilde{d})\pi) (V_{2,0} + \tilde{v}_{2,0}) \\ &\quad - \frac{R_t}{L_t} (I_{L,1R} + \tilde{I}_{L,1R}) + \omega_s (I_{L,1I} + \tilde{I}_{L,1R}) \end{aligned} \quad (89)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{L,1I} + \tilde{I}_{L,1R}) &= \frac{2N}{\pi L_t} \cos((D + \tilde{d})\pi) (V_{2,0} + \tilde{v}_{2,0}) \\ &\quad - \omega_s (I_{L,1R} + \tilde{I}_{L,1R}) - \frac{R_t}{L_t} (I_{L,1I} + \tilde{I}_{L,1R}) - \frac{2}{\pi L_t} (V_1 + \tilde{v}_1) \end{aligned} \quad (90)$$

elde edilir. Analizin devamında, $\cos(\tilde{d}\pi) \approx 1$ ve $\sin(\tilde{d}\pi) \approx \tilde{d}\pi$ yaklaşımları geçerli varsayılacak ve çözüm buna göre sadeleştirilecektir. Bu ifadeler, trigonometrik fonksiyonların küçük açılar için Taylor serisi ile yaklaşık olarak doğrusal hale getirilmesi sonucunda elde edilmiştir. Küçük sinyal analizinde kullanılan bu tür yaklaşımlar, sistemin daha basit ve analitik olarak çözülebilmesini sağlar. Bununla birlikte, yukarıda verilen denklemlerde yer alan trigonometrik ifadeler de sadeleştirilerek daha basit bir forma dönüştürülecektir. Söz konusu sadeleştirmeler yapıldığında elde edilen trigonometrik ifadeler Denklem (91)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} &\sin(D\pi) I_{L,1R} + \sin(D\pi) \tilde{I}_{L,1R} + \cos(D\pi) I_{L,1R} \tilde{d}\pi \\ &\cos(D\pi) I_{L,1I} + \cos(D\pi) \tilde{I}_{L,1I} - \sin(D\pi) I_{L,1I} \tilde{d}\pi \\ &\sin(D\pi) V_{2,0} + \sin(D\pi) \tilde{v}_{2,0} + \cos(D\pi) V_{2,0} \tilde{d}\pi \\ &\cos(D\pi) V_{2,0} + \cos(D\pi) \tilde{v}_{2,0} - \sin(D\pi) V_{2,0} \tilde{d}\pi \end{aligned} \quad (91)$$

Burada, yapılan işlemler sonucunda ortaya çıkan ikinci dereceden doğrusal olmayan AA terimler ihmal edilmiştir. Yapılan düzenlemeler sonucunda elde edilen küçük sinyal modeli Denklem (92) ve Denklem (93)'te verilmiştir.

$$\frac{d}{dt}\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_e\tilde{\mathbf{x}}(t) + [\mathbf{B} \quad \mathbf{B}_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \quad (92)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (93)$$

Burada,

$$\mathbf{A}_e = \mathbf{A}|_{d(t)=D} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C_{d2}} & -\frac{4N}{\pi C_{d2}} \sin(D\pi) & -\frac{4N}{\pi C_{d2}} \cos(D\pi) \\ \frac{2N}{\pi L_t} \sin(D\pi) & -\frac{R_t}{L_t} & \omega_s \\ \frac{2N}{\pi L_t} \cos(D\pi) & -\omega_s & -\frac{R_t}{L_t} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{d2}} \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{\pi L_t} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{4N}{C_{d2}} (I_{L,1I} \sin(D\pi) - I_{L,1R} \cos(D\pi)) \\ \frac{2N}{L_t} V_{2,0} \cos(D\pi) \\ -\frac{2N}{L_t} V_{2,0} \sin(D\pi) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0], \quad \tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{2,0} \\ \tilde{i}_{L,1R} \\ \tilde{i}_{L,1I} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_1 \\ \tilde{i}_N \end{bmatrix}$$

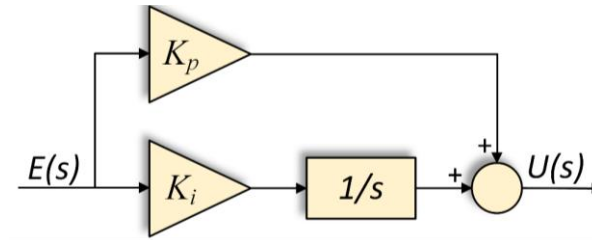
olarak tanımlanmaktadır. Durum-uzayı gösterimiyle elde edilen ifade (Denklem (92) ve Denklem (93)), hem sistemin giriş-çıkış ilişkilerinin daha hassas biçimde modellenmesini hem de farklı kontrol stratejilerinin karşılaştırmalı olarak değerlendirilmesini mümkün kılmaktadır. Bu doğrultuda, bir sonraki bölümde DAB dönüştürücünün kontrolüne yönelik olarak PI ve FOPI denetleyicilerinin ayrıntılı bir analizi gerçekleştirilmiştir.

1.13. DAB Dönüştürücünün Kontrolü

Güç elektroniği sistemlerinde kararlı ve hızlı yanıt veren bir kontrol performansı elde edebilmek için uygun denetleyici seçimi kritik öneme sahiptir. DAB dönüştürücüler, doğrusal olmayan yapıları ve yüksek frekanslı çalışmaları nedeniyle etkin bir kontrol stratejisine ihtiyaç duymaktadır. Bu doğrultuda, yaygın olarak tercih edilen oransal-integral (PI) ve kesirli dereceli oransal-integral (FOPI) denetleyiciler hem basit bir tasarımı hem de uygulama esnekliği açısından ön plana çıkmaktadır. PI, kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan klasik bir yapı sunarken; FOPI, kesirli mertebedeki integral bileşeni sayesinde daha geniş frekans aralığında üstün kontrol performansı sağlayabilmektedir (Thaliyadath vd., 2024a). Bu bölümde, her iki denetleyici yapısı ayrı alt başlıklar altında tanıtılacak ve DAB dönüştürücünün kontrolüne yönelik uygulanabilirlikleri detaylı olarak ele alınacaktır.

1.13.1. PI Denetleyici

DAB DA-DA dönüştürücü devresinde kullanılan parametre değerlerine bağlı olarak oluşan çıkış gücü dalgalanmalarının minimize edilmesi ve sistem kararlılığının sağlanması, dönüştürücünün etkin bir şekilde kontrol edilmesini gerektirmektedir. Bu kontrol süreci, çıkış akımının ve dolayısıyla da çıkış gücünün dalgalanmalarını azaltarak istenen kararlı çalışma koşullarının elde edilmesini amaçlamaktadır. Bu bağlamda, Şekil 32’de blok diyagramı verilen iki farklı parametreye (K_p ve K_i) sahip PI denetleyici, oransal (K_p) ve integral (K_i) bileşenlerin kombinasyonunu kullanarak sistemin dinamik tepkisini düzenlemekte ve kararlılığı önemli ölçüde artırmaktadır. PI denetleyici, referans değer ile ölçülen değer arasındaki hata sinyalini ($E(s)$) sürekli olarak izleyerek, bu hatayı minimize edecek şekilde kontrol değişkenini ($U(s)$) düzenlemekte ve sistem performansını optimize etmektedir (Chincholkar vd., 2024).



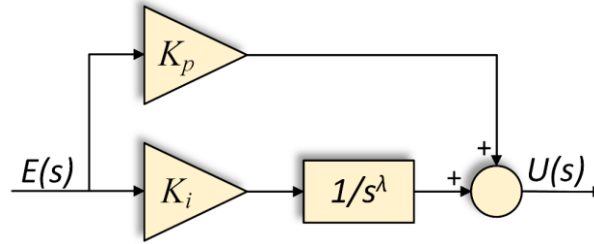
Şekil 32. PI denetleyici blok diyagramı

Burada K_p oransal kazanç sabitini ve K_i integral kazanç sabitini temsil etmektedir. Ayrıca, $1/s$ ifadesi integral etkisini modellemekte olup, PI denetleyici içerisinde geçmiş hata değerlerinin birikimini sağlayarak sistemin kararlılığına katkıda bulunmaktadır. PI denetleyicinin transfer fonksiyonu G_{PI} Denklem (94)'te verilmiştir.

$$G_{PI} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (94)$$

1.13.2. FOPI Denetleyici

FOPI denetleyici, klasik PI denetleyiciden farklı olarak integral kazançta (K_i) kesirli bir derece (λ) kullanmaktadır. Böylece, sistem için daha esnek bir kontrolör elde edilir. Bu özellik, sistemin dinamik performansını iyileştirmenin yanı sıra, daha geniş kapsamlı bir kontrol mekanizması sunar (Qi vd., 2020). Şekil 33'te blok diyagramı verilen FOPI denetleyici, referans değer ile ölçülen değer arasındaki hata sinyalini ($E(s)$) sürekli olarak izleyerek, bu hatayı minimize eder (Thaliyadath vd., 2024b). Oransal kazanç (K_p), integral kazanç (K_i) ve kesirli integral derecesi (λ) olmak üzere üç farklı parametreden oluşmaktadır.



Şekil 33. FOPI denetleyici blok diyagramı

Burada, integral derecesi $\lambda \in (0,1)$ seçilmekte olup, klasik PI denetleyiciden farklı olarak hata değerlerinin birikimi daha ayrıntılı ve esnek bir şekilde gerçekleştirilmektedir. Örneğin, $\lambda = 0,5$ olduğunda, klasik integrale kıyasla daha yavaş büyüyen bir integral etkisi elde edilmekte ve bu durumda sistem ani değişimlere karşı daha yumuşak ve daha az agresif tepki vermektedir. Öte yandan, $\lambda > 1$ olduğunda ise sistemde güçlü bir integrasyon etkisi ortaya çıkmakta; bu da daha yavaş, gecikmeli ve potansiyel olarak kararsız bir dinamik davranışa neden olabilmektedir. FOPI denetleyicinin transfer fonksiyonu G_{FOPI} ise Denklem (95)'te verilmiştir.

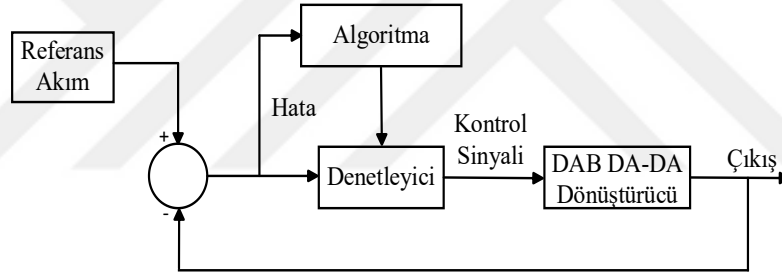
$$G_{FOPI} = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \quad (95)$$

Bu çalışmada, DAB dönüştürücünün kontrolü, PI ve FOPI denetleyicileri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Denetleyici performansının doğrudan sistemin genel verimliliğini ve kararlılığını etkilediği göz önünde bulundurulduğunda, kontrol parametrelerinin optimal biçimde belirlenmesi kritik öneme sahiptir. Bu kapsamda, denetleyici parametrelerinin (K_p , K_i , λ) en uygun şekilde ayarlanabilmesi amacıyla çeşitli metasezgisel optimizasyon algoritmalarından yararlanılmıştır. Metasezgisel algoritmalar, doğrusal olmayan ve çok modlu arama alanlarında küresel eniyilemeye ulaşma yetenekleri nedeniyle bu tür kontrol problemlerinde yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu çalışmada kullanılan metasezgisel yöntemler, izleyen alt başlıklarda ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

1.14. Metasezgisel Algoritmalar

Metasezgisel algoritmalar, özellikle çözüm uzayı geniş ve karmaşık olan problemlerde yüksek başarımları sayesinde son yıllarda mühendislikten yapay zekâya kadar pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Doğadan esinlenen bu algoritmalar; biyolojik, fiziksel ve sosyal sistemlerden ilham alarak, küresel eniyilemeye yakın çözümler üretebilmeyi hedeflemektedir (Danayiyen vd., 2024a; Ieng vd., 2025; Kirikci vd., 2024). Bu algoritmaların geniş uygulama alanı, onları çok modlu, doğrusal olmayan ve analitik çözümle zor modellenen sistemler için uygun hale getirmektedir. Yüksek çözüm doğruluğu, algoritmik esneklik ve hesaplama verimliliği gibi avantajları sayesinde metasezgisel yöntemler, karmaşık mühendislik sistemlerinde etkili bir optimizasyon aracı olarak öne çıkmaktadır (Derin vd., 2024). Bu çalışmada kullanılan metasezgisel algoritmalar, DAB DA-DA dönüştürücü sistemine entegre edilen PI ve FOPI denetleyicilerin parametrelerinin en uygun şekilde belirlenmesinde kullanılmıştır. Denetleyici parametrelerinin uygun seçimi, çıkış gücü dalgalanmalarının azaltılması, sistem kararlılığının sağlanması ve genel kontrol başarımının artırılması açısından kritik öneme sahiptir. Şekil 34, DAB DA-DA dönüştürücü kontrolör parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan benzetim modelinin genel yapısını göstermektedir. Bu yapıda, referans akım bloğu, sistemden beklenen hedef çıkış akımını üretmekte olup, bu değer DAB dönüştürücü sisteminin performansının değerlendirilmesinde temel kriter olarak kullanılmaktadır. Sonrasında, toplama bloğu aracılığıyla referans akım ile gerçek çıkış akımı karşılaştırılarak sistemdeki sapmayı temsil eden hata sinyali elde

edilmektedir. Bu hata sinyali, denetleyiciye giriş olarak verilmekte ve denetleyici tarafından işlenerek kontrol sinyali üretilmektedir. Denetleyici çıkışından elde edilen sinyal, derece cinsinden faz kaymasını ifade etmektedir. Üretilen faz kayması sinyali, testere dişi sinyal ile karşılaştırılıp mantık kapıları yardımıyla işlenerek iki seviyeli (0 ve 1) bir kare dalga sinyaline dönüştürülmektedir. Elde edilen bu sinyaller, DAB dönüştürücünün $H1$ ve $H2$ köprülerinde yer alan toplam sekiz anahtara uygulanmak üzere ayrı ayrı üretilmektedir. Her bir köprüdeki dört anahtardan ikisine '1' seviyesinde, diğer ikisine ise '0' seviyesinde sinyal gönderilmektedir. Böylece, '1' seviyesinde sinyal alan anahtarlar iletim durumuna geçmektedir. Ayrıca $H1$ ve $H2$ köprülerine uygulanan kontrol sinyalleri arasında φ kadar faz farkı bulunmaktadır. Bununla birlikte, DAB dönüştürücü için kullanılan denetleyicinin (PI ve FOPI) kontrol parametrelerinin en optimum şekilde belirlenmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, algoritma bloğunda çeşitli metasezgisel algoritmalar kullanılarak denetleyici parametreleri eniyilenmiştir.



Şekil 34. Metasezgisel algoritma destekli PI/FOPI denetleyici ile kapalı çevrimli DAB DA-DA dönüştürücü kontrol yapısı

Bu çalışmada, Şekil 34'te gösterilen yapıda DAB DA-DA dönüştürücünün kontrolü için PI ve FOPI denetleyiciler kullanılmış, bu denetleyicilerin parametreleri metasezgisel algoritmalar aracılığıyla optimize edilmiştir. Denetleyici performansının artırılması amacıyla toplamda on farklı metasezgisel algoritma uygulanmıştır. Bu algoritmalar; Diferansiyel Evrim (DE), Su Aygırı Optimizasyonu (HO), Karahindiba Optimizasyonu (DO), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Gri Kurt Optimizasyonu (GWO), Yapay Tavşan Optimizasyonu (ARO), Fındıkkıran Optimizasyonu (NOA), Beyaz Köpekbalığı Optimizasyonu (WSO), Zebra Optimizasyonu (ZOA) ve Balçık Küfü Algoritması (SMA) olarak sıralanmaktadır. Her bir algoritma, denetleyici parametrelerini ITAE ve ZLG amaç fonksiyonları doğrultusunda eniyilemiş olup, bu sayede sistemin dinamik yanıtı, kararlılığı ve aşım oranları açısından kapsamlı bir karşılaştırma yapılabilmektedir.

1.14.1. Diferansiyel Evrim (DE)

Diferansiyel Evrim (Differential Evolution, DE) algoritması, Darwin'in evrim teorisinden esinlenen bir metasezgisel algoritmadır (Ahmad vd., 2022; Cao ve Luan, 2024). Storn tarafından 1997 yılında önerilen DE birçok farklı alandaki optimizasyon problemlerini çözmek için yaygın biçimde uygulanmış ve oldukça etkili olduğu kanıtlanmıştır. Basit yapısı, az sayıda kontrol parametresine sahip olması ve küresel minimuma yakınsamada gösterdiği yüksek etkinliğin yanı sıra, güç elektroniği uygulamalarında kullanılabilirliği sayesinde DE algoritması bu çalışmada tercih edilmiştir. Diğer evrimsel algoritmalarda olduğu gibi DE algoritması da her iterasyonda aday çözüm popülasyonunu evrimleştirerek en iyi çözüme yaklaşmaktadır (Sun vd., 2021). Bu algoritma, sürekli arama uzaylarında çalışır ve problem türev bilgisi gerektirmediğinden gürültülü veya zamana bağlı problemler için de uygun bir yöntemdir. DE algoritmasının temel prensibi, yeni aday çözümler üretmek ve bu çözümler arasından daha iyi performans gösterenleri seçerek optimum çözüme kademeli olarak yaklaşmaktır (Saad vd., 2024). Bu süreçte DE algoritması, yalnızca birkaç temel kontrol parametresi ile çalışır: popülasyon büyüklüğü (NP), fark vektörü ölçekleme faktörü (F) ve çaprazlama oranı (CR). Bu sade yapı, algoritmanın uygulama esnekliğini artırmaktadır. Bu algoritma, başlangıç, mutasyon, çaprazlama ve seçim olmak üzere dört farklı aşamadan oluşmaktadır.

Başlatma aşaması, D boyutlu gerçek parametre uzayında küresel optimum bir çözüm aramak amacıyla gerçekleştirilen ilk işlemdir. Verilen çok boyutlu bir optimizasyon problemi için başlangıç çözümleri, her biri gerçek sayılardan oluşan NP adet parametre vektöründen oluşur. Başlangıç aday çözümleri, çözüm arama uzayının alt (X_{min}) ve üst (X_{max}) sınırlarına dayalı olarak, başlatma aşamasında üretilmektedir. Her bir i . DE çözümü için, j . boyutsal bileşen, rastgele bir değer üretilerek Denklem (96)'da verildiği gibi başlatılmaktadır.

$$X_{i,j}^{(0)} = X_{min,j} + rand_{i,j}[0,1](X_{max,j} - X_{min,j}) \quad (96)$$

Burada, $X_{min,j}$ j . parametre için minimum değeri, $X_{max,j}$ j . parametre için maksimum değeri, i çözüm veya birey sayısını, j değişken boyutunu ve $X_{i,j}^{(0)}$ i . bireyin j . parametresine ait ilk değeri temsil etmektedir. Ayrıca, $rand_{i,j}[0,1]$, 0 ile 1 arasında herhangi bir gerçek değer üretebilen üniform bir dağılımı temsil etmektedir. Bu ifadenin kullanılmasındaki

amaç, başlangıç popülasyonundaki bireylerin çözüm uzayına eşit dağılmış bir şekilde yerleştirilmesini sağlamaktır. Mutasyon aşaması, seçilen karar değişkenleri üzerinde uygulanan rastgele bir bozulma sürecidir. DE algoritmasında, verilen bir hedef vektöre dayalı olarak mutasyon işlemiyle yeni bir aday çözüm (mutant vektör) üretilir. Genel olarak DE mutasyon stratejileri, 'DE/*/'n' formatında ifade edilir. Burada * işareti, mutasyon işleminde dikkate alınan hedef vektörü; n ise kullanılan fark vektörlerinin sayısını belirtmektedir. DE algoritmasında yaygın olarak kullanılan mutasyon stratejileri Denklem (97) ve Denklem (98)'de verilmiştir.

$$Y_i^t = X_{r_1}^t + F(X_{r_2}^t - X_{r_3}^t) \quad (97)$$

$$Y_i^t = X_i^t + F(X_{best}^t - X_i^t) + F'(X_{r_1}^t - X_{r_2}^t) \quad (98)$$

Verilen denklemlerde r_1 , r_2 , r_3 , popülasyondan rastgele seçilen bireylerin indekslerini, X_{best}^t , mevcut popülasyondaki en iyi bireyi, F mutasyon işlemini yöneten ve $[0,1]$ aralığında seçilen bir ölçekleme faktörünü ve F' ikinci fark vektörüne uygulanan farklı bir ölçekleme katsayısını temsil etmektedir. Ayrıca, Y_i^t i . bireyin mutant vektörünü, X_i^t i . bireyin mevcut halini, $X_{r_1}^t$, $X_{r_2}^t$ ve $X_{r_3}^t$ rastgele seçilmiş bireyleri temsil etmektedir. Bir sonraki aşama olan çaprazlamada, mutant ve hedef vektörlerin bileşenleri olasılıksal bir yöntemle birleştirilerek bir deneme vektörü oluşturulmaktadır. Bu işlem, hedef çözümün, verici çözümün veya mutantın özelliklerini miras almasını sağlar. DE algoritmasında, uniform çaprazlama ve üstel çaprazlama olmak üzere iki farklı çaprazlama operatörü yaygın olarak kullanılmaktadır. Uniform çaprazlama, $[0,1]$ aralığında bir değere sahip olan çaprazlama oranı (CR) ile kontrol edilir. Bu ifade Denklem 'da verilmiştir.

$$Z_i^t = \begin{cases} Y_{i,j}^t & \text{eğer } rand_{i,j}[0,1] \leq CR \text{ veya } j = k \\ X_{i,j}^t & \text{aksi halde} \end{cases} \quad (99)$$

Burada, Z_i^t i . bireyin deneme çözüm bileşeni, j parametrelerin indeksini, $rand_{i,j}[0,1]$, $[0,1]$ aralığında rastgele üretilen bir sayıyı ve k , $\{1, 2, \dots, D\}$ aralığından rastgele seçilen bir boyut indeksini ifade etmektedir. Üstel çaprazlamada ise başlangıç boyutu (n) ve aktarılacak

boyut sayısı (L) rastgele seçilir. Bu durum için deneme çözümü Denklem (100)'de verilmiştir.

$$Z_i^t = \begin{cases} Y_{i,j}^t & \text{eğer } j = \langle n \rangle_D, \langle n+1 \rangle_D, \dots, \langle n+L-1 \rangle_D \\ X_{i,j}^t & \text{aksi halde} \end{cases} \quad (100)$$

Verilen eşitlikte k , $\{1, 2, \dots, D\}$ aralığından rastgele seçilen bir boyut indeksini ve $\langle \cdot \rangle_D$, D 'ye göre mod alma işlemini ifade eder. Son aşama olan seçim işleminde DE algoritmasının bir hedef ya da deneme çözümünün bir sonraki iterasyonda hayatta kalıp kalmayacağı belirlenmektedir. Bu işlem, her nesilde popülasyon büyüklüğünün sabit kalmasını garanti eder. Yeni popülasyon oluşturulduğunda, mutasyon, çaprazlama ve seçim işlemleri ardışık olarak devam eder ve sonlandırma kriterleri sağlanana kadar tekrarlanır. DE algoritmasında yerel ve küresel olmak üzere iki tür seçim mekanizması mevcuttur. Seçim süreci matematiksel olarak Denklem (101)'de verilmiştir.

$$X_i^{t+1} = \begin{cases} Z_i^t & \text{eğer } f(Z_i^t) \leq f(X_i^t) \\ X_i^t & \text{aksi halde} \end{cases} \quad (101)$$

Burada $f(\cdot)$ bireysel bir çözümün amaç fonksiyonunu veya uygunluk değerini belirlemek için kullanılan bir operatörü temsil etmektedir. Denklem (101)'de verilen ifadede eğer deneme vektörü Z_i^t , hedef vektör X_i^t 'den daha iyi bir amaç fonksiyon değeri üretiyorsa, bir sonraki iterasyonda X_i^t yerine Z_i^t kullanılacaktır.

Yapılan çalışmada DE algoritmasının performansını etkileyen bazı temel parametreler sabit olarak seçilmiştir. Bu parametrelerden biri olan çaprazlama olasılığı (P_c), mevcut çözüm ile mutasyona uğramış çözüm arasında ne oranda bilgi alışverişi yapılacağını belirler. Bu çalışmada $P_c = 0,8$ olarak seçilmiştir. Diğer önemli bir parametre olan mutasyon faktörü (F) ise, popülasyon bireyleri arasındaki farkların hangi oranda yeni birey üretiminde kullanılacağını belirler ve bu çalışmada $F = 0,85$ olarak alınmıştır.

1.14.2. Su Aygırı Optimizasyonu Algoritması (HO)

Su Aygırı Optimizasyonu (Hippopotamus Optimization, HO) algoritması, su aygırlarının doğadaki karakteristik davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiş bir

metasezgisel optimizasyon yöntemidir (Altaf vd., 2024). Algoritmanın henüz çok sayıda uygulamada test edilmemiş olması, performansının değerlendirilmesi açısından önemli bir araştırma motivasyonu oluşturmakta olup, bu nedenle çalışmada kullanılmak üzere tercih edilmiştir. Amiri ve arkadaşları tarafından literatüre kazandırılan HO algoritması, su aygırı sürülerinin üç ana davranış fazını temel alarak çalışmaktadır (Amiri vd., 2024). Su aygırlarının bu davranışları, suda konum güncelleme, yırtıcıya karşı savunma ve yırtıcıdan kaçış olarak adlandırılmaktadır (Han vd., 2025). HO algoritmasında aday çözümler bir su aygırı sürüsünü ve her bir çözüm ise bu sürüdeki bir su aygırını temsil eder. Sürü içindeki en iyi çözüm, dominant erkek (lider) su aygırı olarak kabul edilir ve sürünün davranışları bu lider etrafında şekillenmektedir. Diğer bireyler ise konumlarına ve rollerine göre erişkin erkek, dişi veya yavru su aygırlarıdır. Yukarıda belirtilen ilgili aşamalar ile su aygırlarının konumları ve durumları güncellenerek en optimum çözüm aranmaktadır. İlk fazda tüm su aygırları, özellikle erişkin erkekler ve dişiler, su içinde belirli bir düzende konumlarını yeniler. Burada, baskın erkek her iterasyondaki amaç fonksiyonunun en iyi değerine göre belirlenmektedir. Erkek bireyler olgunlaştıklarında sürüden uzaklaştırılır ve kendi baskınlıklarını kurmak için dişi bireyleri çekmeye çalışır veya diğer erkeklerle rekabete girerler. Bu durumun matematiksel ifadesi Denklem (102)'de verilmiştir.

$$\chi_i^{M_{hippo}}: x_{ij}^{M_{hippo}} = x_{ij} + y_1 \cdot (D_{hippo} - I_1 x_{ij}) \quad (102)$$

Burada $\chi_i^{M_{hippo}}$, erkek su aygırının yeni konumunu, D_{hippo} baskın erkek bireyin konumunu, I_1 1 ve 2 arasındaki bir tamsayıyı ve y_1 [0,1] aralığında rastgele bir sayıyı temsil etmektedir. Su aygırlarının hareketleri rastgele seçilen senaryolara göre belirlenir ve k katsayısı ile ifade edilir. Bu hareketin matematiksel ifadesi Denklem 'te verilmiştir.

$$h = \begin{cases} I_2 \times \vec{r}_1 + (\sim q_1) \\ 2 \times \vec{r}_2 - 1 \\ \vec{r}_3 \\ I_1 \times \vec{r}_4 + (\sim q_2) \\ \vec{r}_5 \end{cases} \quad (103)$$

Denklem 'te, $\vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{r}_3, \vec{r}_4$ ve $\vec{r}_5$ rastgele değerleri ve q_1 ile q_2 ise sıfır veya bir olabilen bir tam sayıyı ifade etmektedir. Denklem (104) ve Denklem (105)'te $i = 1, 2, \dots, N/2$ ve $j =$

$1,2,\dots,m$ için dişi veya olgunlaşmamış su aygırlarının sürü içindeki konumunu tanımlamaktadır.

$$X_i^{FBhippo}: X_{ij}^{FBhippo} = \begin{cases} x_{i,j} + h_1(D_{hippo} - I_2 MG_i)T > 0,6 \\ \Xi & \text{diğer} \end{cases} \quad (104)$$

$$\Xi = \begin{cases} x_{i,j} + k_2(MG_i - D_{hippo})r_6 > 0,5 \\ lb_j + r_7(ub_j - lb_j) & \text{diğer} \end{cases} \quad (105)$$

Burada MG_i , rastgele seçilen bazı su aygırlarının ortalama değerlerini, lb_j ve ub_j ise alt ve üst sınır değerleri temsil etmektedir. Olgunlaşmamış su aygırlarının çoğu annelerinin yanında bulunmaktadır. Ancak bazı durumlarda sürüden ayrılmakta veya annelerinden uzaklaşmaktadır. Eğer, $T > 0,6$ ise, olgunlaşmamış su aygırının annesinden uzaklaştığı kabul edilmektedir. 0 ile 1 arasında bir sayı olan r_6 , eğer 0,5'ten büyükse, olgunlaşmamış su aygırının annesinden uzaklaştığı ancak hâlâ sürünün içinde veya yakınında olduğu kabul edilmektedir. Aksi takdirde sürüden ayrıldığı değerlendirilir. Olgunlaşmamış ve dişi su aygırlarının bu davranışı, Denklem (104) ve Denklem (105) doğrultusunda modellenmiştir. Son olarak, su aygırlarının güncellenmiş konumu, amaç fonksiyonlarına göre erkek bireyler için Denklem (106) ve dişi veya olgunlaşmamış bireyler için Denklem (107)'de verilmiştir.

$$X_i = \begin{cases} X_i^{Mhippo} F_i^{Mhippo} < F_i \\ X_i & \text{diğer} \end{cases} \quad (106)$$

$$X_i = \begin{cases} X_i^{FBhippo} F_i^{FBhippo} < F_i \\ X_i & \text{diğer} \end{cases} \quad (107)$$

F_i , bireyin mevcut amaç fonksiyon değerini, F_i^{Mhippo} ve $F_i^{FBhippo}$ yeni aday çözümün amaç fonksiyon değerlerini temsil etmektedir. Su aygırlarının sürü hâlinde yaşamasının temel nedenlerinden biri güvenlikleridir. Kalabalık gruplar, yırtıcı hayvanların saldırılarına karşı savunma yapabilir. Ancak, meraklı yapıları nedeniyle genç su aygırları bazen sürüden ayrılarak yırtıcılara hedef olabilir. Bu aşamada su aygırları, yüksek sesli sesler çıkararak ya da doğrudan yırtıcıya yaklaşarak tehdidi uzaklaştırmaya çalışırlar. Yırtıcının arama

uzayındaki pozisyonu Denklem (108)'de ve yırtıcı ile su aygırı arasındaki mesafe Denklem (109)'da verilmiştir.

$$Predator_j = lb_j + \vec{r}_8(ub_j - lb_j), \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (108)$$

$$\vec{D} = |Predator_j - x_{ij}| \quad (109)$$

Burada, lb_j ve ub_j j . boyuttaki alt ve üst sınırı, $\vec{r}_8$ $[0,1]$ aralığında rastgele üretilmiş vektörü, m problem boyutunu, x_{ij} i . su aygırının j . boyuttaki konumunu, $Predator_j$ yırtıcının j . boyuttaki konumunu ve $F_{predator}$ $Predator$ çözümünün uygunluk değerini temsil etmektedir. Eğer $F_{predator}$ faktörü F_i değerinden küçükse, su aygırı doğrudan yırtıcıya doğru hareket eder. Eğer $F_{predator}$ daha büyükse, yırtıcı daha uzakta kabul edilir ve hareket sınırlı olur. Bu durumda, su aygırı daha sınırlı bir hareket ile avcıya doğru yönelir. Buradaki amaç, avcının kendi bölgesi içindeki varlığından haberdar olmasını sağlamaktır. Su aygırının konum güncellemesi Denklem (110)'da verilmiştir.

$$\chi_i^{HippoR}: x_{ij}^{HippoR} = \begin{cases} \vec{RL} \oplus Predator_j + \left(\frac{f}{(c - d \times \cos(2\pi g))} \right) \cdot \left(\frac{1}{\vec{D}} \right) F_{Predator_j} < F_i \\ \vec{RL} \oplus Predator_j + \left(\frac{f}{(c - d \times \cos(2\pi g))} \right) \cdot \left(\frac{1}{2 \times \vec{D} + \vec{r}_9} \right) F_{Predator_j} \geq F_i \end{cases} \quad (110)$$

Burada,

$$i = \left\lceil \frac{\mathcal{N}}{2} \right\rceil + 1, \left\lceil \frac{\mathcal{N}}{2} \right\rceil + 2, \dots, \mathcal{N} \quad \text{ve} \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (111)$$

olarak verilmiştir. Denklem (110)'da, f , 2 ile 4 arasında rastgele bir sayı; c , 1 ile 1,5 arasında; D ise 2 ile 3 arasında rastgele bir sayıdır. Ayrıca, g , -1 ile 1 arasında rastgele bir sayıyı temsil etmektedir. r_9 ise $[0,1]$ aralığında rastgele bir vektördür. χ_i^{HippoR} , su aygırının avcı ile karşı karşıya geldiği pozisyonu temsil etmektedir. RL Lévy dağılımına sahip rastgele bir vektör olup, su aygırına yapılan saldırı sırasında avcının konumundaki ani değişiklikleri modellemek amacıyla kullanılmaktadır. Lévy hareketine dayalı rastgele hareketin matematiksel modeli, Denklem (112) ile ifade edilmektedir. Burada, w ve v , $[0,1]$ aralığında

alınan rastgele sayılardır; ϑ sabit bir parametre olup $\vartheta = 1,5$ olarak alınmıştır. Γ ifadesi Gamma fonksiyonunun kısaltmasıdır ve σ_w değeri Denklem (113) ile hesaplanmaktadır.

$$Lévy(\vartheta) = 0.05 \times \frac{w \times \sigma_w}{|v|^{\frac{1}{\vartheta}}} \quad (112)$$

$$\sigma_w = \left[\frac{\Gamma(1 + \vartheta) \sin\left(\frac{\pi\vartheta}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{1 + \vartheta}{2}\right) \vartheta 2^{\frac{\vartheta-1}{2}}}\right]^{\frac{1}{\vartheta}} \quad (113)$$

Algoritmanın birinci ve ikinci aşamaları birbirini tamamlamakta ve sürecin yerel minimumlara hapsolme riskini etkili bir şekilde azaltmaktadır. Denklem (114)'e göre F_i^{HippoR} , F 'den büyükse su aygırı avlanmış demektir ve sürüde onun yerini başka bir su aygırı alacaktır, aksi takdirde avcı kaçacak ve su aygırı sürüye geri dönecektir.

$$X_i = \begin{cases} \chi_i^{HippoR} F_i^{HippoR} < F_i \\ X_i F_i^{HippoR} \geq F_i \end{cases} \quad (114)$$

Su aygırlarının bir diğer karakteristik davranışı, yırtıcı bir grup karşısında savunmasız kaldıklarında bölgeden uzaklaşma eğiliminde olmalarıdır. Bu durumda, genellikle en yakın göl ya da nehre doğru yönelirler. Bu strateji, mevcut konuma yakın ancak daha güvenli bir pozisyonun bulunmasını sağlar. Bu davranışın modellenmesi, algoritmanın yerel arama kapasitesini artırmayı hedeflemektedir. Yeni konum, mevcut konumun çevresinde rastgele oluşturulmakta ve eğer bu konum daha düşük maliyet fonksiyonu değeri sunuyorsa, kabul edilmektedir. Bu süreçte yeni alt ve üst sınırların tanımı Denklem (115)'te ve yeni konumun güncellenmesi ise Denklem (116)'da verilmiştir.

$$lb_j^{local} = \frac{lb_j}{t}, \quad ub_j^{local} = \frac{ub_j}{t}, \quad t = 1, 2, \dots, T \quad (115)$$

$$\chi_i^{HippoR}: \chi_{ij}^{HippoR} = x_{ij} + r_{10} \cdot (lb_j^{local} + s_1(ub_j^{local} - lb_j^{local})) \quad (116)$$

Burada, r_{10} $[0,1]$ aralığında rastgele bir sayıyı, s_1 rastgele seçilen bir katsayıyı, ub_j^{local} ve lb_j^{local} yerel arama için j . boyuttaki üst ve alt sınırı, x_{ij} mevcut çözümün j . boyuttaki değerini ve $\chi_i^{H_{hippo\epsilon}}$ i . su aygırının yerel keşif sonucu elde edilen yeni konum vektörünü temsil etmektedir. Algoritmada yeni konumun belirlenmesi için Denklem (117) kullanılır. Bu kapsamda, eğer yeni konumun maliyet fonksiyonu değeri daha düşükse, bu konum kabul edilmektedir.

$$X_i = \begin{cases} \chi_i^{H_{hippo\epsilon}} F_i^{H_{hippo\epsilon}} < F_i \\ X_i F_i^{H_{hippo\epsilon}} \geq F_i \end{cases} \quad (117)$$

1.14.3. Karahindiba Optimizasyonu (DO)

Karahindiba Optimizasyonu (Dandelion Optimization, DO) algoritması doğadan ilham alan sürü zekâsı tabanlı bir optimizasyon yöntemidir. Algoritma, karahindiba tohumlarının rüzgâr yardımıyla rastgele konumlara taşınarak yayılmasını modelleyerek, çözüm uzayında dengeli bir keşif ve sömürü mekanizması oluşturur (S. Zhao vd., 2022). Düşük hesaplama maliyeti, hızlı yakınsama yeteneği ve çoklu çözüm alanlarında etkili arama yapısı sayesinde PI/FOPI parametre optimizasyonu için kullanılabilir olduğundan bu çalışma kapsamında tercih edilmiştir. DO algoritması yükselme, açılma ve iniş olmak üzere üç aşamadan oluşmaktadır. Bu aşamalar algoritmanın sırasıyla geniş alan keşfi, çözümlerin düzenli dağılması ve en iyi çözüme yönlendirme bölümlerini oluşturur. Yükselme evresinde karahindiba tohumları, hava akımları ve sürüklenme kuvvetlerinin etkisiyle spiral bir şekilde yükselir. Bu hareket, rüzgâr hızına orantılı olup, rüzgârın log-normal dağılım gösterdiği kabul edilir (Öztürk ve Çavdar, 2024). Böylece tohumlar daha uzak mesafelere taşınabilir. Bu aşama Denklem (118)'de matematiksel olarak tanımlanmıştır.

$$X_{t+1} = X_t + \alpha v_x v_y \ln Y (X_s - X_t) \quad (118)$$

Burada, X_t , t . iterasyondaki mevcut konumu, X_s rastgele bir arama uzayı konumunu, $\ln Y$ log-normal dağılımı, v_x ve v_y ayrılmış girdap etkisi nedeniyle bir karahindibanın kaldırma bileşeni katsayılarını ve α arama adım uzunluğunu belirleyen bir parametreyi

temsil etmektedir. Optimizasyonun bu aşamasında, karahindiba tohumlarının rüzgârın etkisiyle uzak mesafelere taşınma olasılığı artar. Rüzgârın yönlendirdiği rastgele hareket, Denklem (119)'da verilmiştir. Burada *rand* rastgele bir sayı üreticidir.

$$\alpha = rand\left(\frac{1}{T^2}t^2 - \frac{2}{T}t + 1\right) \quad (119)$$

Burada, t mevcut durumda içinde bulunulan iterasyon numarası ve T toplam iterasyon sayısını ifade etmektedir. İkinci aşama olan açılma aşamasında, tohumlar ulaştıkları yükseklikten belirli bir yörünge izleyerek yayılmaya başlar. Bu durum, Brown hareketi ile modellendiğinden tohumlar daha kontrollü bir dağılım gösterir. Denklem (120)'de popülasyonun ortalama konumu hesaplanarak arama yönü belirlenmektedir. Daha sonra Denklem (121)'de ise her tohumun konumu güncellenmektedir.

$$X_{t+1} = X_t - \alpha\beta_t(X_{mean,t} - \alpha\beta_tX_t) \quad (120)$$

$$X_{mean,t} = \frac{1}{pop} \sum_{i=1}^{pop} x_i \quad (121)$$

Verilen ifadelerde, β_t Brown hareketini belirleyen rastgele bir değeri, $X_{mean,t}$ i . iterasyonda popülasyonun ortalama konumunu, pop popülasyon sayısını, X_t mevcut iterasyondaki bireyin konumunu ve X_{t+1} bir sonraki iterasyonda elde edilecek güncellenmiş konumu temsil etmektedir. Son aşama olan iniş aşamasında tohumlar belirli yerlere iniş yaparak büyüme sürecine girer. Bu süreçte Levy uçuşu kullanılarak en iyi çözüm (X_{elite}) belirlenir. En iyi çözümün güncellenme ifadesi Denklem (122)'de ve Levy uçuşunun matematiksel gösterimi ise Denklem (123)'te verilmiştir.

$$X_{t+1} = X_{elite} - levy(\lambda)\alpha(X_{elite} - X_t\delta) \quad (122)$$

$$levy(\lambda) = s \frac{\omega\alpha}{|t|^{1/\beta}} \quad (123)$$

Burada, β $[0,2]$ aralığında rastgele bir sayıyı, s küçük bir sabit değeri (0,01), ω ve t $[0,1]$ arasından rastgele bir sayıyı, X_{elite} i . iterasyonda karahindiba tohumunun optimal konumunu ve $levy(\lambda)$ Levy uçuşunun fonksiyonunu ifade etmektedir.

Yapılan çalışmada DO algoritmasının performansını etkileyen bazı temel parametreler sabit olarak seçilmiştir. Bu doğrultuda, algoritmanın çözüm vektörlerinin konum güncellemelerinde hız, yön ve adım büyüklüğü gibi faktörleri şekillendiren katsayılar, $a = -1,02$, $b = 2,04$ ve $c = -0,02$ olarak seçilmiştir. Burada, a ve c katsayıları, çözücülerin rastgelelik seviyesini ve çözüme doğru ilerleme eğilimini kontrol ederken, b katsayısı, arama alanındaki genişleme ve daralma dinamiklerini belirlemektedir.

1.14.4. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO)

Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization, PSO) algoritması, ilk olarak (Kennedy ve Eberhart, 1995) tarafından önerilmiş olup, kuşlar, balıklar ve diğer hayvan sürülerinin çevrelerine adapte olma, yiyecek kaynaklarını arama ve avcılardan kaçma gibi davranışlarından esinlenmiştir (F. Liu, 2023). PSO algoritması, kontrol sistemlerinin optimizasyonunda en yaygın şekilde kullanılan metasezgisel yöntemlerden biri olması nedeniyle, diğer algoritmalarla karşılaştırmalı bir değerlendirme yapılabilmesi amacıyla bu çalışmada tercih edilmiştir. Bu algortmada, çözüm arayışındaki parçacıklar hem kendi deneyimlerinden hem de sürünün kolektif hareketlerinden etkilenecek hareket etmektedir. Algoritma, rastgele üretilen belirli sayıda parçacıkla başlatılır ve bu parçacıklar güncellenerek en uygun çözüm değeri belirlenir. Parçacıkların her biri, kendi en iyi çözümünü (*personal best*, p_{best}) ve tüm parçacıkların en iyi çözümünü (*global best*, g_{best}) kullanarak güncellenmektedir. PSO algoritması, başlatma ve güncelleme olmak üzere iki temel aşamadan oluşur. Başlatma aşamasında, parçacıkların başlangıç konumları rastgele belirlenir ve gerekli algoritma parametreleri tanımlanır. Her parçacık, çok boyutlu arama uzayında bir çözümü temsil eder ve optimizasyon probleminin uygunluk fonksiyonu ile değerlendirilir. Güncelleme aşamasında ise parçacıkların hızları ve konumları hem kendi en iyi deneyimlerinden hem de sürüde elde edilen en iyi çözümünden etkilenecek güncellenir. Algoritma, uygunluk değeri açısından daha iyi bir çözüm bulunduğunda, her parçacığın en iyi konumunu güncellemektedir. Parçacıkların hareketi, Denklem (124)'te verilen hız güncelleme denklemi ile belirlenir.

$$v_i^{k+1} = w_i v_i^k + c_1 rand \times (pbest_i - x_i^k) + c_2 rand \times (gbest - x_i^k) \quad (124)$$

Burada v_i^{k+1} , i parçacığının k iterasyonundaki hızını, w_i eylemsizlik ağırlık faktörünü, $rand$ 0 ile 1 arasındaki rastgele bir sayıyı, c_1 ve c_2 ivme katsayılarını, $pbest_i$ mevcut parçacığın o ana kadar ulaştığı en iyi konumu, $gbest$ tüm bilgilendiriciler tarafından elde edilen küresel en iyi konumu ve x_i^k , i parçacığının k iterasyonundaki konumunu ifade etmektedir. Her bir parçacığın yeni konumu Denklem (125)'te ve eylemsizlik ağırlık faktörü (w_i) ise Denklem (126)'da verilmiştir.

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (125)$$

$$w_i = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{iter_{max}} \times iter \quad (126)$$

Burada, $iter_{max}$ maksimum iterasyon sayısını, $iter$ mevcut iterasyon sayısını, w_{max} ve w_{min} ise sırasıyla eylemsizlik ağırlık faktörünün üst ve alt sınırlarını temsil etmektedir.

Yapılan çalışmada PSO algoritmasının performansını etkileyen bazı temel parametreler sabit olarak seçilmiştir. Bu doğrultuda, her parçacığın kendi en iyi konumuna ve tüm parçacıklar arasında elde edilen en iyi konuma olan yönelimini temsil eden katsayılar sırasıyla $c_1 = 2$ ve $c_2 = 2$ olarak seçilmiştir. Bir diğer katsayı olan atalet ağırlığı (w), parçacığın mevcut hızını ne ölçüde koruyacağını belirlemekte olup bu çalışmada $w_{min} = 0,2$ ve $w_{max} = 0,2$ olarak belirlenmiştir.

1.14.5. Gri Kurt Optimizasyon Algoritması (GWO)

Gri Kurt Optimizasyonu (Grey Wolf Optimization, GWO) algoritması Seyedali Mirjalili ve Andrew Lewis tarafından geliştirilen metasezgisel algoritmalarından bir tanesidir (Mirjalili vd., 2014). Algoritma, gri kurtların avlanma davranışını modelleyerek, çözüm uzayında keşif ve sömürü süreçlerini dengeli bir şekilde gerçekleştirir (Hocaoglu vd., 2023). GWO algoritması, kontrol sistemlerinin optimizasyonunda en yaygın şekilde kullanılan metasezgisel yöntemlerden biri olması nedeniyle, diğer algoritmalarla karşılaştırmalı bir değerlendirme yapılabilmesi amacıyla bu çalışmada tercih edilmiştir. Bu algorithmada, Alfa, Beta, Delta ve Omega olarak adlandırılan dört farklı gri kurt türü arasındaki hiyerarşik yapıyı

kullanarak optimizasyon yapılır. Sürü yönetimi Alfa (α) adı verilen bir erkek ve bir dişide bulunur. En güçlü ikinci konumdaki kurtlar Beta (β) gri kurtlardır ve Alfa öldüğünde en iyi aday olarak belirlenir. En güçlü üçüncü konumdaki kurtlar Delta (δ) gri kurtlardır. Burada en uygun çözüm Alfa olarak kabul edilir ve diğer çözümler sırasıyla Beta, Delta ve Omega'dır. GWO algoritmasında avlanma süreci Alfa, Beta ve Delta tarafından gerçekleştirilir. Omega kurtları ise bu üç kurdu takip edecek şekilde modellenmiştir. Denklem (127)'de gri kurtların pozisyonunu belirten konum vektörleri verilmiştir.

$$\vec{D}_{(\alpha,\beta,\delta)} = |\vec{C}_{(1,2,3)} \vec{X}_{(\alpha,\beta,\delta)}(t) - \vec{X}(t)| \quad (127)$$

Yeni Omega kurtların pozisyonlarının belirlenmesi amacıyla ayrı ayrı her bir kurt için vektör hesabı yapılmalıdır. Bu durum, Denklem (128)'de matematiksel olarak ifade edilmektedir.

$$\vec{X}_{(1,2,3)} = \vec{X}_{(\alpha,\beta,\delta)}(t) - \vec{A}_{(1,2,3)} \vec{D}_{(\alpha,\beta,\delta)} \quad (128)$$

Burada, $\vec{D}_{(\alpha,\beta,\delta)}$ gri kurtlar ile av arasındaki vektörel mesafeyi, $\vec{X}_{(\alpha,\beta,\delta)}$ gri kurtlar için avın vektörel pozisyonunu ve $\vec{X}(t)$ ise gri kurdun t . iterasyondaki bulunduğu konumu göstermektedir. Gri kurtların rastgele hareket alanlarını temsil eden $\vec{C}_{(1,2,3)}$ ve sabit çarpan vektörünü temsil eden $\vec{A}_{(1,2,3)}$ vektörleri sırasıyla Denklem (129) ve Denklem (130)'da verilmiştir.

$$\vec{C}_i = 2 \vec{r}_2 \quad , \quad i = 1,2,3 \dots \quad (129)$$

$$\vec{A}_i = |2a \vec{r}_1 - a| \quad , \quad i = 1,2,3 \dots \quad (130)$$

Burada a , $[0, 2]$ arasında değerler alabilen sabit bir katsayıyı ifade eder. $\vec{r}_1$ ve $\vec{r}_2$ ise rastgele oluşturulan vektörlerdir. Tüm kurtlar için pozisyon güncellemesi Denklem (131)'de verilmiştir.

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (131)$$

1.14.6. Yapay Tavşan Optimizasyonu Algoritması (ARO)

Yapay Tavşan Optimizasyonu (Artificial Rabbit Optimization, ARO) algoritması, DAB dönüştürücü devresi için denetleyici parametre optimizasyonunda literatürde daha önce kullanılmamış olması nedeniyle, algoritmanın performansını değerlendirmek ve literatüre özgün bir katkı sağlamak amacıyla bu çalışmada tercih edilmiştir. Bu algoritma, tavşanların doğadaki hayatta kalma stratejilerinden ilham alan metasezgisel bir algoritmadır (L. Wang vd., 2022). Bu stratejiler, tavşanların dolambaçlı otlama (detour foraging) ve rastgele saklanma (random hiding) davranışlarına dayanmaktadır (Riad vd., 2024). Tavşanlar, yuvanın yerini avcılara belli etmemek amacıyla yuvalarının etrafındaki otları yemezler. Ayrıca, birden fazla yuva kazıp, avcılardan kaçmak için rastgele bir yuvayı seçerek saklanırlar. Tavşanların bu davranışları, Dolambaçlı Otlama Stratejisi (Detour Foraging) ve Rastgele Saklanma Stratejisi (Random Hiding) olarak adlandırılmaktadır. Bu stratejiler, ARO algoritmasında keşif (exploration) ve sömürü (exploitation) adımlarını temsil eder. Böylece, algoritmanın arama uzayını etkili bir şekilde taraması ve optimum çözüme ulaşması sağlanmaktadır. Dolambaçlı otlama stratejisinde, tavşanlar rastgele olarak diğer yuvalara doğru hareket eder ve pozisyonlarını her defasında günceller. Bu davranışın matematiksel olarak gösterimi Denklem (132)'de verilmiştir.

$$v_i(t+1) = x_j(t) + R \cdot (x_i(t) - x_j(t)) + \text{round}(0.5 \times (0.05 + r_1)) \cdot n_1 \quad (132)$$

Burada, $v_i(t+1)$ tavşanın $t+1$ zamanındaki konumunu, $x_i(t)$ t zamanında i . tavşanın konumunu, $x_j(t)$ rastgele seçilen diğer tavşanın konumunu, R koşma operatörünü, *round* ifadeyi en yakın tam sayıya yuvarlayan işlemi, r_1 rastgele bir sayıyı ve n_1 standart normal dağılımı ifade etmektedir. Rastgele saklanma stratejisinde ise tavşan, kazılmış yuvalarından bir tanesini rastgele seçerek saklanır. Bu stratejinin matematiksel ifadesi Denklem (133)'te verilmiştir.

$$b_{i,j}(t) = x_i(t) + H \cdot g \cdot x_i(t) \quad (133)$$

Denklem (133)'te, H saklanma parametresini ve g rastgele yönlendirme parametresini ifade etmektedir. Algoritmada, keşif ve sömürü arasındaki denge, dinamik olarak

sağlanmalıdır. Algoritmanın enerji daralmasıyla birlikte keşif aşamasından sömürü aşamasına geçişi, Denklem (134) ile modellenmiştir.

$$A(t) = 4 \left(1 - \frac{t}{T} \right) \ln \frac{1}{r} \quad (134)$$

Burada, $A(t)$ belirli bir iterasyondaki enerji faktörünü, t mevcut iterasyon sayısını, T maksimum iterasyon sayısını ve r ise 0 ile 1 arasında rastgele bir sayıyı ifade etmektedir. Enerji faktörü, tavşanın enerjisinin zamanla azalmasını ve keşiften sömürüye geçişini sağlar. Eğer enerji faktörü 1'den büyük ise keşif gerçekleşir, aksi halde sömürü uygulanır.

1.14.7. Fındıkkıran Optimizasyon Algoritması (NOA)

Fındıkkıran Optimizasyonu Algoritması (Nutcracker Optimization Algorithm, NOA), Clark's Nutcracker kuşlarının doğadaki davranışlarından ilham alan metasezgisel bir algoritmadır (Abdel-Basset vd., 2023). Bu algoritması, DAB dönüştürücü devresi için denetleyici parametre optimizasyonunda literatürde daha önce kullanılmamış olması nedeniyle, algoritmanın performansını değerlendirmek ve literatüre özgün bir katkı sağlamak amacıyla bu çalışmada tercih edilmiştir. Algoritmanın temel prensibi, kuşların tohum toplama, saklama ve saklı tohumları bulma davranışları üzerine kurulmuştur. Algoritma iki temel stratejiye dayanmaktadır. İlk strateji olan Toplama ve Depolama Stratejisi (Foraging and Storage Strategy), Clark's Nutcracker kuşlarının yaz ve sonbahar dönemlerinde tohum toplama ve uygun bir noktada depolama davranışını taklit etmektedir. Diğer strateji ise Depo Arama ve Kurtarma Stratejisi (Cache-Search and Recovery Strategy) olarak adlandırılmaktadır. Bu strateji, Clark's Nutcracker kuşlarının kış ve ilkbahar dönemlerinde saklanan tohumları araması ve geri kazanması davranışını taklit etmektedir. Clark's Nutcracker kuşlarının, yiyecek bulmak amacıyla geniş bir alanda arama yapmasını ve iyi tohum bulduklarında bu tohumları yüksek alanlarda depolamasını ifade eden süreç, Denklem (135)'te sunulmaktadır.

$$X_i^{t+1} = \begin{cases} X_j^t + \gamma \cdot (X_A^t - X_B^t) + \mu \cdot (r_2 \cdot (U_j - L_j)) & , \quad t < \frac{T_{max}}{2} \\ X_C^t + \mu \cdot (X_A^t - X_B^t) + \mu \cdot (r_1 < \delta) \cdot (r_2 \cdot (U_j - L_j)) & , \quad otherwise \end{cases} \quad (135)$$

Söz konusu ifadede, X_i^{t+1} yeni pozisyonu, X_j^t bireyin j . boyuttaki konumunu, A , B ve C yüksek kaliteli bir gıda kaynağının keşfedilmesini kolaylaştırmak için popülasyondan rastgele seçilen üç farklı bireyin indislerini, X_A^t , X_B^t ve X_C^t rastgele seçilmiş farklı bireylerin pozisyonlarını, γ Lévy uçuş dağılımına göre üretilmiş rastgele bir sayıyı, μ normal dağılım değerini, t mevcut iterasyon numarasını, r_1 ve r_2 ise $(0,1)$ arasında rastgele bir sayıyı, U_j ve L_j sırasıyla üst ve alt sınırı ifade etmektedir. Kış mevsimi geldiğinde, Clark's Nutcracker kuşları sakladıkları tohumları bulmaya çalışmaktadırlar. Bu süreç Denklem (136) ve Denklem (137) ile verilmiştir.

$$RP_{i,k}^t = X_i^t + \alpha \cdot \cos(\theta) \cdot ((X_A^t - X_B^t)) \quad (136)$$

$$X_{i,j}^{t+1} = \begin{cases} X_{i,j}^t, & \tau_3 < \tau_4 \\ X_{i,j}^t + r_1 \cdot (X_{best,j}^t - X_{i,j}^t) + r_2 \cdot (RP_{i,1}^t - X_{C,j}^t), & otherwise \end{cases} \quad (137)$$

Burada, $RP_{i,k}^t$ i . satır, l . sütundaki RP matrisi elemanını, X_i^t i . bireyin t . iterasyondaki pozisyon vektörünü, $X_{i,j}^{t+1}$ i . bireyin j . boyuttaki $(t+1)$. iterasyondaki yeni pozisyonunu, $X_{i,j}^t$ mevcut pozisyonu, $RP_{i,1}^t$ depo noktasının referans noktasını, α yakınsama faktörünü, $X_{best,j}^t$ en iyi pozisyonu ve τ_3 ve τ_4 rastgele eşik değerleri ifade etmektedir.

Yapılan çalışmada NOA algoritmasının performansını etkileyen bazı temel parametreler sabit olarak seçilmiştir. Bu doğrultuda, yerel minimumdan kaçınma yüzdesi $Alpha = 0,05$, önbellek arama aşaması ile kurtarma aşaması arasındaki geçiş olasılığı $P_{a2} = 0,2$ ve arama alanı içindeki diğer bölgelerin keşif oranı $P_{rb} = 0,2$ olarak belirlenmiştir.

1.14.8. Beyaz Köpekbalığı Optimizasyonu (WSO)

Beyaz Köpekbalığı Optimizasyonu (White Shark Optimization, WSO) algoritması, büyük beyaz köpekbalıklarının avlanma davranışlarından esinlenerek geliştirilmiş bir metasezgisel optimizasyon algoritmasıdır (Kadhim vd., 2024). Bu algoritma, literatürde henüz sınırlı sayıda çalışmada değerlendirilmiş olup, DAB dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilen PI ve FOPI denetleyicilerinin parametre optimizasyonunda ne derece başarılı olabileceğini göstermek amacıyla değerlendirilmiştir. 2022 yılında Malik Braik ve çalışma arkadaşları tarafından geliştirilen WSO, doğadaki büyük beyaz köpekbalığının av

arama stratejilerini bilgisayar ortamında modellemeyi amaçlar. WSO algoritmasının temel esin kaynağı, köpekbalıklarının olağanüstü işitme ve koku alma yetenekleri sayesinde okyanusta avlarını yüksek hassasiyetle bulma becerisidir (Braik vd., 2022). Algoritmanın temelinde, arama uzayında keşif ve sömürü arasında denge kurmak amacıyla, köpekbalığı davranışlarının matematiksel olarak modellenmesi yer almaktadır. Bu yapı sayesinde WSO algoritması, sürekli optimizasyon problemlerinde küresel arama gerçekleştirerek potansiyel çözüm bölgelerini keşfedebilmekte, aynı zamanda bulunduğu iyi çözümleri yoğun biçimde iyileştirmeye odaklanabilmektedir. WSO, sürü tabanlı bir optimizasyon tekniğidir. Bu yöntemde, her bir çözüm adayı bir köpekbalığı bireyi olarak modellenmekte, bu arama ajanları ise optimum çözüme (av) ulaşmak amacıyla birlikte hareket etmektedir. Algoritmanın keşif aşamasında, beyaz köpekbalıklarının avlanma hareketleri açıklayan ifade Denklem (138)'de verilmiştir.

$$v = x \cdot f \quad (138)$$

Burada v dalgalanma hızını, x beyaz köpekbalığının dalgalı bir hareketle bir tam dönüş tamamlamak için kat ettiği mesafeyi tanımlayan dalga boyunu ve f saniyedeki dalgalanma sayısını gösteren dalga frekansını temsil etmektedir. Keşif sürecinde, büyük beyaz köpekbalıkları, avlarını ararken çevrelerinde gezinmek için gelişmiş koku alma yeteneklerinden etkin bir şekilde faydalanırlar. Bu duyuşsal yetenek, köpekbalıkları potansiyel avlarına yaklaştıkça belirgin biçimde keskinleşir ve avın konumunun yüksek hassasiyetle belirlenmesini sağlar. Köpekbalığının hedefe doğru yönelimi, Denklem (139) ile ifade edilmektedir.

$$x = x_i + v_i \Delta t + 0.5c(\Delta t)^2 \quad (139)$$

Verilen denklemde, x köpekbalığının güncellenmiş konumunu, x_i başlangıç konumunu, v_i başlangıç hızını, Δt zaman atlamasını ve c ivme sabitini göstermektedir. Köpekbalıkları, çoğu zaman yalnızca avın koku izi bıraktığı durumlarla karşılaşmaktadır. Bu gibi durumlarda, daha geniş bir keşif gerçekleştirebilmek amacıyla, keskin görme, işitme ve koku alma duyularını kullanarak çevredeki bölgeleri rastgele araştırmaya başlarlar. Bu süreç, köpekbalıklarının konumunda sürekli bir değişim meydana gelmesine yol açmaktadır. Köpekbalıklarının konumu Denklem (140) kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$w_{k+1}^i = \begin{cases} w_k^i \cdot \neg \oplus w_0 + u \cdot a + l \cdot b; rand < mv \\ w_k^i + \frac{v_k^i}{f}; rand \geq mv \end{cases} \quad (140)$$

Burada w_{k+1}^i , $(k + 1)$. iterasyon adımımda i . köpekbalığının yeni konum vektörünü, w_k^i k . iterasyonda i . köpekbalığının mevcut konum vektörünü, v_k^i i . bireyin k . iterasyondaki hız vektörünü, f beyaz köpekbalığının dalgalı hareketinin frekansını, $rand$ $[0, 1]$ aralığında rastgele bir sayıyı, mv iterasyon sayısı arttıkça artan bir hareket kuvvetini, w_0 bireyin yönsel tercihlerini tanımlayan vektörü, $\oplus$ mantıksal XOR (özel veya) işlemini, u ve l Sırasıyla arama uzayının üst ve alt sınır değerlerini ve $\neg$ negatif mantık operatörünü temsil etmektedir. Operasyonel alanın sınırları, Denklem (141) kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} a &= sgn(w_k^i - u) > 0 \\ b &= sgn(w_k^i - l) < 0 \end{aligned} \quad (141)$$

Burada, a ve b stratejiye göre pozisyon etkisini belirleyen ikili vektörleri ve sgn ifadelerin pozitif, negatif veya sıfır olup olmadığını belirleyen bir işaret fonksiyonunu temsil etmektedir. W_0 Vektörü ve f frekansının hesaplanmasına ilişkin ifadeler, Denklem (142) ve Denklem (143)'te verilmiştir.

$$W_0 = a \oplus b \quad (142)$$

$$f = f_{max} + \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (143)$$

Burada f_{max} ve f_{min} sırasıyla köpekbalıklarının hareketinin en yüksek ve en düşük frekanslarını temsil etmektedir. Köpekbalıklarının avlarına yaklaştıkça artan hareket yoğunluğunu ifade eden mv , Denklem (144)'te tanımlanmıştır.

$$mv = \frac{1}{(a_0 + e^{(K/2-k)/a_1})} \quad (144)$$

Denklem (144)'te k ve K , sırasıyla mevcut ve maksimum iterasyon sayılarını ve a_0 ile a_1 , keşif ve sömürü davranışlarını yönetmek için kullanılan iki pozitif sabiti temsil etmektedir. Sürünün içindeki tüm köpekbalıkları, avına en çok yaklaşmış olan en iyi bireye doğru yakınsar. Doğadaki gözlemlerle, büyük beyaz köpekbalıkları avı bulan veya avın çok yakınında olan lider köpekbalığını takip ederler. WSO algoritmasında bu, tüm çözüm adaylarının mevcut küresel en iyi çözüm yönünde konumlarını ayarlaması olarak uygulanır. Bu evre, arama ajanlarının birlikte hareket ederek sömürü aşamasına girmelerini ve mevcut en iyi çözüme doğru yoğunlaşmalarını sağlar. Köpekbalıklarını en uygun avlara yönlendiren birleşik görsel ve koku alma gücü Denklem (145)'te matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$s_s = |1 - e^{-a_2 \times k/K}| \quad (145)$$

Burada, s_s beyaz köpekbalıklarının optimal ava yakın olan diğer beyaz köpekbalıklarını takip ettiklerinde koku ve görme duyularının gücünü ifade etmek için önerilen bir parametreyi ve a_2 keşif ve sömürü davranışlarını kontrol etmek için kullanılan pozitif bir sabiti (0,0005) temsil etmektedir. Beyaz köpekbalığı davranışını matematiksel olarak simüle edebilmek için, lider konumlar sürekli olarak güncellenmekte ve bu durum grup üyelerinin hareketlerini doğrudan etkilemektedir. Köpekbalıklarının konumlarını, en uygun avın yakınlığına göre nasıl ayarladıkları, Denklem (146) ile gösterilmiştir.

$$w_{k+1}^i = \frac{w_k^i + w_{k+1}^f}{2 \times rand} \quad (146)$$

Burada w_{k+1}^f , avın konumuna göre birinci beyaz köpekbalığının güncellenmiş konumunu, w_k^i beyaz köpekbalığının mevcut konumunu, w_{k+1}^i beyaz köpekbalığının güncellenmiş konumunu ve $rand$ ise $[0,1]$ aralığında düzgün dağılmış rastgele bir sayıyı temsil etmektedir.

Yapılan çalışmada WSO algoritmasının performansını etkileyen bazı temel parametreler sabit olarak seçilmiştir. Bu doğrultuda, dalgalı hareketin maksimum ve minimum frekansını belirleyen katsayılar sırasıyla $f_{max} = 0,75$ ve $f_{min} = 0,07$ olarak, bireylerin yönelme hareketlerinde duyarlılığı belirleyen $tau = 4,11$ olarak, hız güncellemelerinde kullanılan basınç katsayısının alt ve üst sınırlarını ifade eden katsayılar

sırasıyla $p_{min} = 0,5$ ve $p_{max} = 1,5$ olarak belirlenmiştir. Bununla birlikte, algoritmada bireylerin arama yönü, ivme büyüklüğü ve zamana bağlı hareket adaptasyonunu dengeleyen katsayılar $a_0 = 6,25$, $a_1 = 100$ ve $a_2 = 0,0005$ olarak seçilmiştir.

1.14.9. Zebra Optimizasyon Algoritması (ZOA)

Zebra Optimizasyon Algoritması (Zebra Optimization Algorithm, ZOA), zebraların doğadaki hayatta kalma davranışlarından esinlenen bir metasezgisel optimizasyon yöntemidir (Trojovska vd., 2022). Düşük hesaplama maliyeti, hızlı yakınsama yeteneği ve çoklu çözüm alanlarında etkili arama yapısı sayesinde PI/FOPI parametre optimizasyonu için kullanılabilir olduğundan bu çalışma için tercih edilmiştir. 2022 yılında Eva Trojovská ve çalışma arkadaşları tarafından önerilen bu algoritma, zebraların beslenme (otlanma) alışkanlıkları ile yırtıcılara karşı savunma stratejilerini temel alarak, karmaşık optimizasyon problemlerini çözmeyi amaçlar (Qi vd., 2024; Trojovska vd., 2022). Zebralar doğada kalabalık sürüler halinde yaşar ve iki temel davranış sergiler: (i) beslenme sırasında sürüyle birlikte otlak arama ve (ii) yırtıcı saldırıları karşısında sürü halinde savunma. ZOA, bu iki davranışı ayrı algoritma aşamaları olarak ele alır ve böylece arama sürecinde keşif ve sömürü arasında dengeli bir yaklaşım oluşturur (Wilson vd., 2018). Bu sayede ZOA, çözüm uzayını geniş ölçekte tarayabilen ve aynı zamanda iyi aday çözümleri çevresinde yoğunlaşabilen bir yöntem olarak tanımlanmaktadır. ZOA bir sürü tabanlı algoritmadır. Algoritmanın çözüm adayları zebra bireyleridir ve başlangıçta rastgele konumlarda bulunmaktadır. ZOA'nın ilk aşamasında, zebra sürüsündeki en iyi birey öncü zebra olarak seçilir ve diğer üyeler arama uzayında rastgele konumlandırılır. Sürüdeki zebraların mevcut konumları, Denklem (147) ve Denklem (148) ile güncellenmektedir.

$$x_{ij}^{new,P1} = x_{ij} + r(PZ_j - Ix_{ij}) \quad (147)$$

$$X_i = \begin{cases} x_{ij}^{new,P1}, & F_i^{new,P1} < F_i; \\ X_i, & else, \end{cases} \quad (148)$$

Burada $X_{ij}^{new,P1}$, j . zebranın yeni konumunu, $x_{ij}^{new,P1}$ j . boyuttaki değerini, $F_i^{new,P1}$ amaç fonksiyonun değerini, PZ_j sürüdeki seçilmiş öncü zebranın j . boyutunu, r $[0,1]$ aralığından rastgele seçilen bir değeri ve I ise $\{1,2\}$ değerinden birini alan bir sayıyı temsil

etmektedir. $I = 1$ olduğu durumda, zebra kendini öncüye doğru yaklaştırmaktadır. $I = 2$ durumunda ise zebra konumunu öncüye göre ters yönde değiştirir, yani mevcut konumundan daha uzak bir bölgeye doğru hareket eder. Bu sayede algoritma, birinci aşamada genel olarak en iyi çözüme doğru yakınsamaya çalışırken, zaman zaman ters yöne hamle yaparak bir çeşitlilik yaratmaktadır. ZOA'nın ikinci aşaması, zebraların yırtıcı saldırılarına karşı geliştirdiği savunma stratejilerini model alır. Zebra sürüleri, farklı tür yırtıcılara karşı farklı tepkiler göstermektedir. Birinci stratejide (S_1), aslan gibi büyük yırtıcılar saldırdığında zebralar zigzag çizerek ve aniden yön değiştirerek kaçış stratejisi uygularlar. Öte yandan ikinci stratejide (S_2), sırtlan, vahşi köpek gibi daha küçük yırtıcılar saldırdığında zebralar bir araya toplanıp koordineli şekilde hareket ederek avcıyı şaşırtma ve korkutma stratejisi benimserler. Verilen iki stratejinin matematiksel ifadeleri, S_1 ve S_2 olmak üzere Denklem (149)'da tanımlanmıştır. Konum güncelleme işlemi ise Denklem (150) kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

$$x_{i,j}^{yeni,P2} = \begin{cases} S_1: x_{ij} + R(2r - 1) \left(1 - \frac{t}{T} x_{ij}\right), & P_s < 0; \\ S_2: x_{ij} + r(AZ_j - Ix_{ij}), & else, \end{cases} \quad (149)$$

$$X_i = \begin{cases} X_i^{new,P2}, & F_i^{new,P2} < F_i; \\ X_i, & else, \end{cases} \quad (150)$$

Burada $X_i^{new,P2}$, ikinci aşamadaki i . zebranın yeni konumunu, $x_{i,j}^{yeni,P2}$ j . boyuttaki değerini, $F_i^{new,P2}$ amaç fonksiyonun değerini, R 0,01 değerine eşit olan sabit bir sayıyı, t iterasyon sayısını, T maksimum iterasyon sayısını, P_s [0,1] arasındaki iki senaryodan birini seçme olasılığını, AZ_j saldırıya uğramış zebranın j . boyuttaki değerini ve r , [0,1] aralığında üretilmiş rastgele bir sayıyı temsil etmektedir.

1.14.10. Balçık Küfü Algoritması (SMA)

Balçık Küfü Algoritması (Slime Mould Algorithm, SMA) tek hücreli bir organizma olan *Physarum polycephalum* (balçık küfü) canlısının besin arama ve ağ oluşturma davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiştir (S. Li vd., 2020). Kararlı yakınsama yapısı ve karmaşık çözüm alanlarında gösterdiği yüksek performans sayesinde, SMA algoritması

doğrusal olmayan yapıya sahip DAB dönüştürücülerdeki denetleyici parametre optimizasyonu gibi problemlerde etkili bir çözüm sunabilmektedir. Bu doğrultuda, söz konusu algoritma diğer yöntemlerle karşılaştırmalı bir değerlendirme yapılabilmesi amacıyla çalışmada tercih edilmiştir. Balçık küfleri, beyin veya sinir sistemi bulunmamasına rağmen, karmaşık problemleri çözme becerileriyle tanınmaktadır. Bu organizmalar, ortamda birden fazla besin kaynağı bulunduğunda, tüm kaynaklara aynı anda ulaşabilecek şekilde damarlı bir ağ yapısı oluşturur ve zamanla bu yapıyı optimize ederek en verimli yol güzergâhını belirler. Bununla birlikte, organizmanın damarlarında gerçekleşen sitoplazmik akış, sürekli olarak ileri-geri yönlü bir dalgalanma şeklinde gerçekleşir. Bu akış hızı, mantar tarafından biyolojik bir osilatörün ürettiği periyodik sinyaller aracılığıyla düzenlenmektedir. Bir damar ucu besin kaynağına yaklaştığında, osilatörden yayılan sinyal dalgaları o damardaki akışı hızlandırır. Artan akış, damarın çapında genişlemeye neden olarak o hattın iletim kapasitesini artırır. Bu durum, pozitif bir geri besleme etkisi oluşturur ve besine giden yolların güçlendirilmesini sağlar. Diğer yandan, besine ulaşmayan veya daha az verimli olan kollarındaki akış zamanla zayıflar ve damarlar büzülerek inceler. Bu durum negatif geri besleme mekanizması olarak adlandırılmaktadır. SMA algoritması, yukarıda belirtilen biyolojik süreçleri matematiksel bir çerçevede modelleyerek optimizasyon problemlerine uygular. Sürü tabanlı bir yöntem olan bu algoritma, rastgele başlangıç konumlarıyla oluşturulan bir çözüm topluluğu üzerinden çalışmaktadır. Her bir birey (parçacık), arama uzayında bir potansiyel çözümü temsil eder ve bu birey, balçık küfünün ağ yapısındaki bir damar parçası veya konumu şeklinde düşünülebilir.

SMA, diğer sürü zekâsı algoritmalarında olduğu gibi başlangıçta N adet çözüm adayını rastgele üretir. Bu adaylar $\vec{X}_i$ ($i = 1, 2, \dots, N$) ile gösterilir ve her biri D boyutlu çözüm uzayında bir konuma karşılık gelmektedir. Başlangıç popülasyonu belirlendikten sonra tüm $\vec{X}_i$ bireylerinin hedef optimizasyon problemine göre uygunluk değerleri hesaplanır. En iyi (optimuma en yakın) bireyin uygunluk değeri bF ile, en kötü bireyin uygunluk değeri ise wF ile gösterilmektedir. Burada, popülasyonun uygunluk değerleri sıralanarak her bireyin başarımlar sırası belirlenir. Bir sonraki adımda parçacıkların ağırlık katsayısı (W_i) hesaplanmaktadır. SMA, bu ağırlık değerlerini balçık küfünün besine yakın damarlarda kalınlaşma (pozitif geri besleme) ve uzak damarlarda incelme (negatif geri besleme) özelliğini yansıtacak şekilde tanımlamıştır. Bu süreci modelleyen matematiksel ifade Denklem (151)'de verilmiştir.

$$\overrightarrow{W(Başarımsırası(i))} = \begin{cases} 1 + r \log \left(\frac{bF - S(i)}{bF - wF} + 1 \right), & \text{koşul} \\ 1 - r \log \left(\frac{bF - S(i)}{bF - wF} + 1 \right), & \text{diğer} \end{cases} \quad (151)$$

Burada koşul, $S(i)$ 'nin popülasyonun ilk yarısını oluşturduğunu göstermektedir. Ayrıca r , $[0,1]$ aralığındaki rastgele değeri, bF mevcut iteratif süreçte elde edilen optimal uygunluğu, wF mevcut iteratif süreçte elde edilen en kötü uygunluk değerini, $Başarımsırası$ sıralanan (minimum değer probleminde artan) uygunluk değerleri dizisini ve $\overrightarrow{W(Başarımsırası(i))}$ i . birey için hesaplanan ağırlık değerini temsil etmektedir. Algoritmada her bir bireyin yeni konumu adaptif ağırlıklar ve rastgelelik içeren iki farklı kural ile hesaplanır. Balçık küfünün yeni besin arama (keşif) ve besine sarılma (sömürü) davranışları Denklem (152) ile ifade edilmektedir.

$$\overrightarrow{X}_i(t+1) = \begin{cases} \overrightarrow{X}_b(t) + \overrightarrow{v}_b \left(\overrightarrow{W}_i \cdot \overrightarrow{X}_A(t) - \overrightarrow{X}_B(t) \right), & r_i < p_i, \\ \overrightarrow{v}_c \cdot \overrightarrow{X}_i(t), & r_i \geq p_i, \end{cases} \quad (152)$$

Verilen ifadede $\overrightarrow{X}_b(t)$, en iyi bireyin konumunu, $\overrightarrow{X}_A(t)$ ve $\overrightarrow{X}_B(t)$ popülasyondan rastgele seçilen iki farklı bireyin konumlarını, $\overrightarrow{W}_i$ i . bireyin ağırlık katsayısını her bir boyutta uygulayan bir vektörel çarpımı, $\overrightarrow{v}_b$ ve $\overrightarrow{v}_c$ algoritmanın keşif ve sömürü adımlarını kontrol eden parametre vektörlerini, $r_i \in [0,1]$ her bir birey için bağımsız üretilen bir rastgele sayıyı ve p_i bireyin keşif olasılığını belirleyen bir değeri temsil etmektedir. Denklem (152)'de bulunan p ve $\overrightarrow{v}_b$ terimlerinin matematiksel ifadeleri Denklem (153) ve Denklem (154)'te verilmiştir.

$$p = \tanh|S(i) - DF| \quad (153)$$

$$\overrightarrow{v}_b = [-a, a] \quad (154)$$

Burada $S(i)$, $\overrightarrow{X}$ 'in uygunluğunu; DF ise, tüm iterasyonlar boyunca elde edilen en iyi uygunluk değerini temsil etmektedir. Denklem (154)'te bulunan a teriminin matematiksel ifadesi Denklem (155)'te verilmiştir.

$$a = \operatorname{arctanh}\left(-\left(\frac{t}{\max_t}\right) + 1\right) \quad (155)$$

Keşif sürecinde, eğer $r_i < p_i$ koşulu sağlanırsa, Denklem (152)'de ilk durum seçilir. Bu durumda $\vec{X}_t$, yeni konumunu, popülasyonun en iyi bireyi $\vec{X}_b$ yönünde, ancak $\vec{X}_A$ ve $\vec{X}_B$ arasındaki farkla dengelenmiş rastgele bir sapma ile günceller. W_i katsayısının bu süreçte devreye girmesi, $\vec{X}_A$ yönüne yapılan hareketin büyüklüğünü bireyin kalitesine göre ölçeklendirir. İyi bireyler ($W_i > 1$), $\vec{X}_A$ konumuna doğru daha agresif (daha büyük adımlı) hamleler yaparken, kötü bireyler ($W_i < 1$) daha temkinli hamleler yapar. Bu sayede, popülasyonun düşük kaliteli üyeleri, yüksek kaliteli bireylere yönelerek küresel düzeyde arama yapma ve yeni çözüm bölgeleri keşfetme eğilimindedir. Bu mekanizma, balçık küfünün yeni besin kaynakları aramak üzere çevreye uzantılar göndermesine benzetilebilir.

Sömürü sürecinde, eğer $r_i \geq p_i$ koşulu sağlanırsa, Denklem (152)'de ikinci durum uygulanır ve bireyin konumu $\vec{X}_t$, $\vec{v}_c$ katsayısı ile çarpılarak güncellenir. Bu işlem sonucunda, mevcut konumda belirli bir oranda büzülme meydana gelir. $\vec{v}_c$ parametresi, tüm boyutlar için geçerli olmak üzere, iterasyon ilerledikçe doğrusal olarak 1'den 0'a azaltılan bir katsayıyı temsil etmektedir. Başlangıçta $\vec{v}_c \approx 1$ iken, son iterasyonlara doğru $\vec{v}_c \rightarrow 0$ olur. Bu mekanizma, optimizasyon sürecinin ilerleyen aşamalarında bireylerin konumlarını kademeli olarak daraltıp sabitleştirmesini sağlar. Bu davranış, balçık küfünün besin kaynağına ulaştıktan sonra o bölgeye sarılması ve etrafını sarmasına benzer bir şekilde, çözümlerin mevcut iyi bölgelerde yerel arama yapmasına olanak tanır. Genellikle, iyi bireyler p_i değerinin düşük olması nedeniyle bu sömürü kuralını daha sık uygular, konumlarını büyük ölçüde değiştirmeyip mevcut optimum çevresinde ince ayarlar yaparak çözümü iyileştirmeye odaklanırlar.

Belirtilen algoritma adımları, her iterasyon için tekrarlanmakta olup, her iterasyon sonunda gerektiğinde popülasyonun en iyi çözümü (DF) güncellenmektedir. Belirlenen maksimum iterasyon sayısına ya da tanımlanan başka bir durma kriterine ulaşıldığında, döngü sonlandırılır ve DF , o ana kadarki en iyi çözüm olarak belirlenir.

1.15. Amaç Fonksiyonu

Metasezgisel algoritmalarda, uygun bir amaç fonksiyonunun seçimi kritik öneme sahiptir. Amaç fonksiyonu, arama sürecini karmaşık ve yüksek boyutlu problem alanlarında

en iyi ya da en iyiye yakın çözümlere yönlendirir. Bu fonksiyon, belirlenen her bir aday çözümü niceliksel olarak değerlendirir ve ardından algoritmanın alternatif çözümleri karşılaştırmasına ve performansı adım adım iyileştirmesine olanak tanır. Kontrol odaklı uygulamalarda ise, bu fonksiyonun sistem davranışını hem geçici hem de kararlı durum performansı açısından doğru bir şekilde yansıtması gerekmektedir.

Bu çalışmada, amaç fonksiyonu olarak Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata İntegrali (ITAE) ve Zwe-Lee Gaing (ZLG) seçilmiştir. ITAE fonksiyonu, ani hatalardan ziyade kalıcı hataları daha fazla cezalandırma özelliğine sahip olması nedeniyle tercih edilmiştir. Bu özellik, DAB dönüştürücü gibi dinamik sistemlerde, denetleyici parametrelerinin ayarlanmasında hem hata sönümlemesi (sistem yanıtında oluşan salınımların zamanla azalması) hem de yanıt hızının önemli olduğu senaryolar için oldukça uygun bir çözüm sunmaktadır. ITAE amaç fonksiyonu, yerleşme zamanı (t_s), yükselme zamanı (t_r) ve maksimum aşım (M_p) parametrelerini iyileştirmektedir. ITAE değerinin düşük seviyelerde elde edilmesi, denetleyici parametrelerinin başarılı bir şekilde optimize edildiğine işaret etmektedir. Denklem (156)'da verilen ITAE fonksiyonu, sistemin hata sinyalinin ($e(t)$) zamanla ağırlıklandırılmış integralinin mutlak değerini ifade eder.

$$ITAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (156)$$

ZLG amaç fonksiyonu, sistemin geçici durum performansını çok yönlü bir şekilde analiz edebilmek için hem geçici yanıtları (t_s , t_r ve M_p) hem de kararlı durum yanıtı çeşitli performans kriterlerini birlikte dikkate alır (Danayiyen vd., 2024b). Bu yaklaşım, yalnızca bir hata ölçütüne dayalı klasik amaç fonksiyonlarına kıyasla denetleyici tasarımında daha dengeli ve kapsamlı bir değerlendirme sunar. ZLG fonksiyonu sayesinde, DAB dönüştürücü gibi dinamik sistemlerde hem hızlı tepki hem de kararlı çalışma koşulları aynı anda optimize edilebilmektedir. Bu nedenle, ZLG fonksiyonu çok hedefli optimizasyon algoritmalarıyla uyumlu bir yapı sunmakta ve özellikle geçici durum davranışlarının dengelenmesinde etkili bir rol oynamaktadır. Denklem (157)'de ZLG amaç fonksiyonunun matematiksel ifadesi verilmiştir.

$$ZLG = (1 - e^{-\beta})(M_p + E_{ss}) + e^{-\beta}(t_s - t_r) \quad (157)$$

Burada, M_p sistemin maksimum aşım değerini, E_{ss} sistemin kararlı hal hata büyüklüğünü, t_s ve t_r sırasıyla sistemin yerleşme süresi ve yükselme süresini ve β yerleşme ve yükselme süreleri arasındaki ağırlık dengesini sağlayan parametreyi temsil etmektedir.

1.16. İstatistiksel Analiz Parametreleri

Yapılan çalışmada, PI ve FOPI denetleyicilere ait parametrelerin metasezgisel algoritmalar ile optimize edilmesi sonucu elde edilen sistem performansları, 20 bağımsız koşturma üzerinden değerlendirilmiştir. Metasezgisel algoritmaların doğası gereği, her bir koşturma sonucunda elde edilen performans ölçütlerinde farklılık oluşabilmektedir. Bundan dolayı bir veya birkaç kez koşturmak doğru sonucu vermeyebilir, çok sayıda koşturularak elde edilen sonuçların istatistiksel analizine bakarak en doğru sonuca ulaşmak daha sağlıklıdır. Bu nedenle bu çalışmada algoritmanın genel başarımını ve kararlılığını değerlendirebilmek amacıyla, en iyi değer, aritmetik ortalama ve standart sapma olmak üzere üç temel istatistiksel ölçüt kullanılmıştır. İlk olarak, her bir koşturma sonunda elde edilen ITAE ve ZLG değerleri kullanılarak en iyi performans değeri (en küçük ITAE/ZLG), Denklem (158)'de verilen ifade doğrultusunda hesaplanmıştır.

$$\text{En iyi değer} = \min(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (158)$$

Burada, x_i , her bir koşturma sonucunda elde edilen ITAE/ZLG değerini ve n , toplam koşturma sayısını ifade etmektedir. Bir diğer istatistiksel ölçüt, algoritmaların koşturmalarından elde edilen ITAE/ZLG değerlerinin genel eğilimini belirlemek amacıyla hesaplanan aritmetik ortalamadır. Bu parametrenin hesaplanması için kullanılan ifade Denklem (159)'da verilmiştir.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (159)$$

Burada $\bar{x}$, algoritmanın koşturulması sonucunda elde edilen ITAE/ZLG değerlerinin aritmetik ortalamalarını temsil etmektedir. Elde edilen sonuçların ortalamaya göre dağılımını incelemek amacıyla örneklem standart sapması kullanılmıştır. Normal standart

sapma yerine örneklem standart sapmasının tercih edilmesinin nedeni, analizde tüm popülasyona ait veriler yerine sınırlı sayıda bağımsız gözlem sonucunun kullanılmış olmasıdır. Bu istatistiksel ölçüt, algoritmanın kararlılığını değerlendirmede önemli bir gösterge niteliği taşımakta olup, Denklem (160)'ta verilen ifade doğrultusunda hesaplanmaktadır.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (160)$$

Burada σ , algoritmanın koşturulması sonucunda elde edilen ITAE/ZLG değerlerinin standart sapmasını temsil etmektedir. Verilen analiz parametreleri, algoritmaların doğruluk ve güvenilirlik düzeylerini değerlendirmek amacıyla kullanılmıştır.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

Bu tez çalışmasında, elektrikli araç uygulamaları kapsamında kullanılan çift yönlü DAB dönüştürücünün dinamik performansını artırmak ve kontrol edilebilirliğini iyileştirmek amacıyla kapsamlı bir analiz gerçekleştirilmiştir. Bu doğrultuda, DAB dönüştürücü üzerinde PI ve FOPI denetleyicileri uygulanmış ve her iki denetleyicinin kontrol parametreleri, toplamda on farklı metasezgisel optimizasyon algoritması ile optimize edilmiştir. Çalışmada, DE, HO, DO, PSO, GWO, ARO, NOA, WSO, ZOA ve SMA algoritmaları hem ITAE hem de ZLG amaç fonksiyonları altında değerlendirilmiş; böylece algoritmaların ve hata ölçütlerinin sistem tepkisi üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Tüm algoritmalar Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bilgisayar Laboratuvarında bulunan bilgisayarlarda kurulu Matlab/Simulink 2023b uygulaması kullanılarak çalıştırılmıştır. Kullanılan bilgisayarlarda, 2,60 GHz temel frekansa ve 3,40 GHz'e kadar turbo frekansa sahip Intel(R) Xeon(R) Platinum 8358 işlemci, 512 GB RAM ve AMD Radeon RX 6950 XT ekran kartı yer almaktadır. Aynı koşullar altında test edilerek elde edilen sonuçlar üzerinden, kontrol performansı, yükselme süresi, aşım ve kararlılık gibi kriterler detaylı biçimde incelenmiştir. İlgili performans kriterlerinin elde edilmesi sürecinde, MATLAB ortamında yer alan stepinfo komutu kullanılmıştır. Bu bölümde, yapılan tüm analizler ve elde edilen bulgular sistematik olarak sunulmuş ve yorumlanmıştır.

2.1. DAB Dönüştürücünün Tasarımı ve Devre Elemanlarının Analizi

Bu bölümde, çalışmada kullanılan DAB dönüştürücünün temel devre yapısı, parametre değerleri ve sistemin modelleme detayları sunulmaktadır. DAB dönüştürücünün yüksek verimlilikle çalışabilmesi, yapısında kullanılan temel devre elemanlarının doğru şekilde seçilmesine ve sistemin uygun parametrelerle tasarlanmasına doğrudan bağlıdır. Özellikle endüktans, kapasitans ve anahtarlama frekansı gibi parametreler, dönüştürücünün geçici durum ve kararlı durum performansı üzerinde doğrudan etkiye sahiptir. Bu nedenle, DAB dönüştürücünün etkin çalışmasını sağlamak için, devre parametrelerinin dikkatli bir şekilde analiz edilmesi ve sistem tasarımının bu analiz sonuçlarına göre yönlendirilmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, Tablo 5'te verilen parametreler, giriş ve çıkış geriliminin

sabit olduğu 10 kW'lık bir DAB dönüştürücü için verilmiştir. Yapılan çalışmada, V_1 800 V, V_2 ise 450 V olarak belirlenmiştir. Bunun temel amacı, sistemin mevcut şarj istasyonu altyapısıyla uyumlu çalışmasını sağlamak ve aynı zamanda güç aktarım sürecinde yüksek verimlilik elde etmektir. Özellikle V_1 geriliminin 800 V olarak seçilmesi, belirli bir güç değeri için daha düşük akım seviyeleri ile çalışılmasını mümkün kılmakta, böylece iletim hatlarında oluşan iletkenlik kayıplarını (I^2R) azaltarak güç aktarım verimliliğini artırmaktadır. Ayrıca, Ek 4'te görüleceği üzere, 800 V mimariye sahip EA'ların yaygınlaşmasıyla birlikte, yüksek gerilimli şarj altyapısına duyulan ihtiyaç artmaktadır. V_2 değerinin 450 V olarak belirlenmesi, dönüştürücünün elektrikli araç batarya sistemleriyle uyumlu şekilde çalışarak güç iletimini sağlaması ve aynı zamanda hızlı şarj uygulamalarını desteklemesi amacıyla tercih edilmiştir. L parametresi, transformatörün fiziksel yapısına bağlı olarak hem enerji depolama kapasitesini dengelemek hem de yüksek frekanslı anahtarlama sırasında oluşabilecek dalgalanmaların sönümlenmesini sağlamak amacıyla Denklem (30) kullanılarak $76,8 \mu H$ olarak belirlenmiştir. DAB dönüştürücüde kullanılan C_2 parametresi, yükte meydana gelen gerilim dalgalanmalarını azaltmak ve gerekli enerji depolama kapasitesini sağlamak amacıyla sistemde yer almaktadır. Bu çalışma kapsamında farklı C_2 kapasitör değerlerinin sistem dinamiğine etkisi incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Tablo 6'da sunulmuştur. Tablo 6'dan elde edilen bulgular ve Denklem (33) doğrultusunda seçilen $1750 \mu F$ 'lık kapasitör değeri, sistemin dinamik yük değişimlerine hızlı ve kararlı bir şekilde yanıt verebilmesini sağlarken, aynı zamanda çıkış geriliminde istenen düzeyde bir kararlılığın korunmasına olanak tanımaktadır. f_s parametresi, DAB dönüştürücüde kullanılan pasif elemanların boyutlarının azaltılmasına olanak tanırken, aynı zamanda sistemin dinamik yanıtını iyileştirmektedir. Çalışma kapsamında, farklı f_s değerlerinin sistem performansına ve çıkış gücüne etkisi incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 39'da verilmiştir. Bu doğrultuda seçilen 100 kHz anahtarlama frekansı, güç hedefi (10 kW), verimlilik ve elektromanyetik girişim (EMI) kriterleri açısından uygun bir denge oluşturmaktadır. Ayrıca, giriş geriliminin 800 V ve çıkış geriliminin 450 V olduğu durumda N değeri Denklem (28) kullanılarak 1,77 olarak hesaplanmıştır.

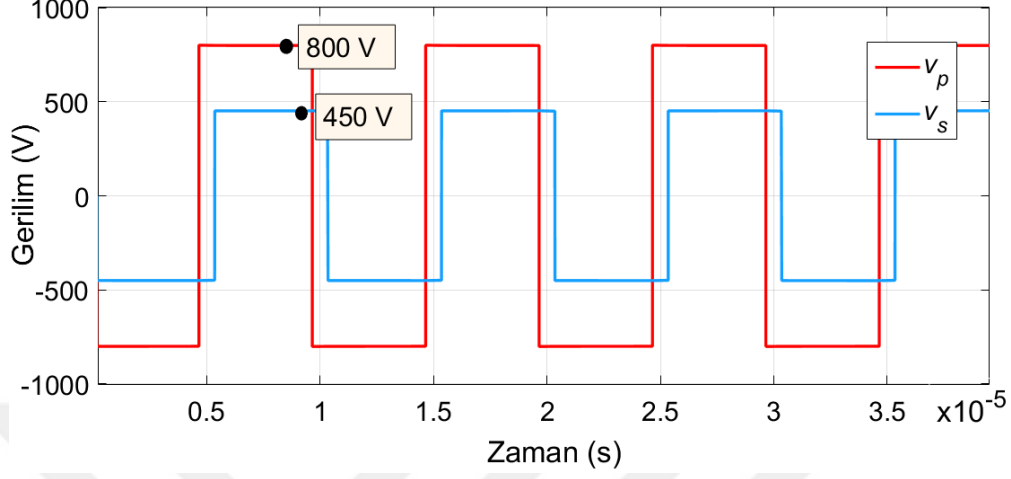
Tablo 5. DAB dönüştürücü benzetim modeli parametreleri

Parametre Adı	Sembol	Parametre Değeri	Birim
Giriş gerilimi	V_1	800	V
Çıkış gerilimi	V_2	450	V
Çıkış akımı	I_2	22	A
Çıkış gücü	P_2	10	kW
Kaçak Endüktans	L	76,8	μH
Anahtarlama frekansı	f_s	100	kHz
Faz kayması	D	$-0,4 \leq \varphi \leq 0,4$	$radyan$
Dönüştürme oranı	N	1,77	—
Çıkış kondansatörü	C_2	1750	μF

Belirlenen parametre değerleri doğrultusunda, DAB dönüştürücünün performans analizini gerçekleştirmek amacıyla, sistemin MATLAB/Simulink tabanlı bir benzetim modeli geliştirilmiştir. Bu model, dönüştürücünün yapısal özelliklerini, çift yönlü güç akışı kabiliyetini ve faz kaydırmalı kontrol mantığını ayrıntılı şekilde yansıtmaktadır. Ek 3'te, oluşturulan devre modeline ait genel yapı sunulmakta ve simülasyon çalışmalarına temel teşkil eden tasarım yapısı görsel olarak verilmektedir. Tablo 5'te verilen parametreler kullanılarak oluşturulan DAB DA-DA dönüştürücü tek faz kaydırma modülasyonu (SPS) yöntemi ile kontrol edilmiştir. Bu yöntem kullanılarak giriş ve çıkış gerilim dalga formları arasındaki faz farkı düzenlenerek güç transfer edilmiştir. Kullanılan bu modülasyon tekniği, dönüştürücünün dinamik performansını iyileştirmenin yanında, güç akışının hassas bir şekilde kontrol edilmesine olanak tanımaktadır. DAB dönüştürücüde transformatörün v_p ve v_s gerilimleri arasındaki faz farkını gösteren grafikler Şekil 35'te verilmiştir.

DAB dönüştürücünün dinamik performansı, sistemde kullanılan devre elemanlarının özelliklerinden doğrudan etkilenmektedir. Özellikle kaçak endüktans değeri (L), anahtarlama frekansı (f_s) ve çıkış filtresine ait kondansatör değeri (C_2), dönüştürücünün kararlılığı, geçici hal tepkisi ve verimliliği üzerinde belirleyici rol oynamaktadır. Bu nedenle, söz konusu parametrelerin sistem davranışına olan etkilerinin ayrı ayrı analiz edilmesi

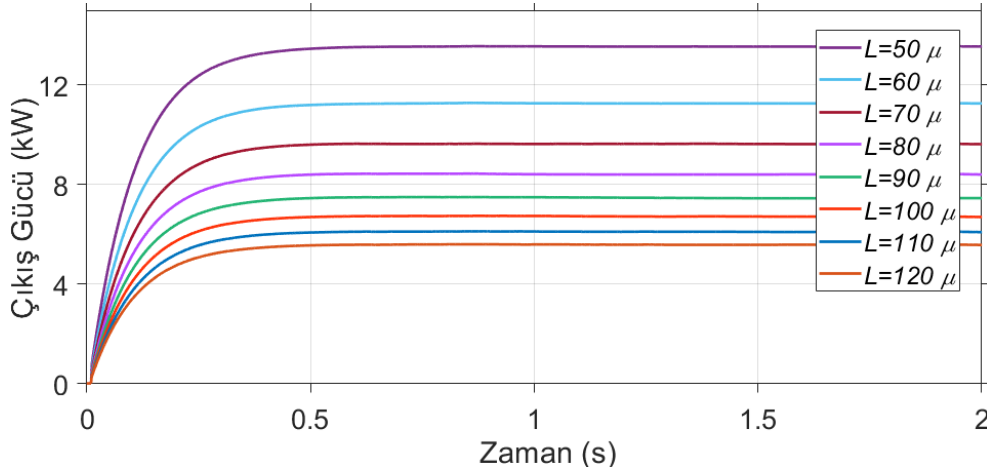
gerekmektedir. Aşağıdaki alt başlıklarda, her bir parametre için yapılan analizler, grafiksel sonuçlar ve elde edilen bulgular detaylı biçimde verilmiştir.



Şekil 35. DAB dönüştürücüde transformatör v_p ve v_s gerilimleri

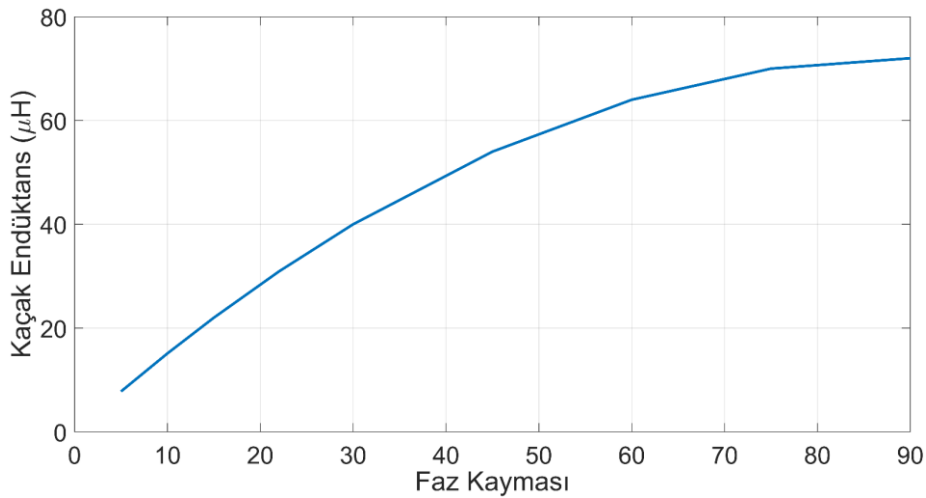
2.1.1. Endüktans Parametresi

DAB dönüştürücünün önemli bileşenlerinden biri olan L parametresi, transfer edilen gücün miktarını ($P_{2,avg}$) ve transfer süresini belirler. L değerinin doğru bir şekilde belirlenmesi, çıkış akımı dalga şeklinin istenen düzeyde olmasını sağlar. Bu sayede güç transferinin etkinliği ve sistemin genel performansı iyileştirilmiş olur. Denklem (27) ile verilen DAB dönüştürücünün çıkış gücü ifadesi incelendiğinde, L ile $P_{2,avg}$ arasında ters orantılı bir ilişki olduğu görülmektedir. Bu matematiksel ilişkiyi desteklemek amacıyla, L değerinin $P_{2,avg}$ üzerindeki dinamik etkisi incelenmiştir. Şekil 36 incelendiğinde, farklı L değerlerine bağlı olarak DAB dönüştürücünün çıkış gücünde meydana gelen zamana bağlı değişim gözlemlenmektedir. Endüktans değeri azaldıkça, sistemin daha yüksek çıkış gücü seviyelerine ulaştığı ve bu güce daha kısa sürede eriştiği görülmektedir. Özellikle $L = 50 \mu H$ değerinde çıkış gücünün yaklaşık 14 kW seviyesine ulaştığı ve hızlı bir dinamik tepki sergilediği dikkati çekmektedir. Buna karşılık, daha yüksek endüktans değerlerinde çıkış gücü azalmaktadır. Örneğin, $L = 120 \mu H$ değerine sahip bir endüktans kullanıldığında çıkış gücünün yaklaşık 5 kW seviyesine ulaştığı görülmektedir. Bu durum, endüktansın artmasının enerji transfer oranını sınırladığına işaret etmektedir.



Şekil 36. Farklı L değerlerine göre P_2 grafikleri

DAB dönüştürücüsünün güç aktarımını tanımlayan Denklem (27) incelendiğinde, iletilen gücün D ile doğru, L ile ise ters orantılı olduğu görülmektedir. Parametre değerlerinin verildiği Tablo 5 dikkate alındığında, güç aktarımını etkileyen temel değişkenlerin D ve L olduğu açıkça anlaşılmaktadır. Bu doğrultuda, sistemin belirli bir güç düzeyini koruyabilmesi için, faz kaymasındaki artışa karşılık kaçak endüktansın da artırılması gerektiği ortaya çıkmaktadır. Şekil 37'de verilen grafik, bu ilişkiyi görsel olarak desteklemekte ve faz kayması arttıkça endüktans değerinde artış eğilimi gözlemlenmektedir. Bu durum, DAB dönüştürücü tasarımında D ile L arasında optimize edilmiş bir denge kurulması gerektiğine işaret etmektedir. Aksi hâlde, istenen güç aktarım düzeyine ulaşmak ya mümkün olamayacak ya da sistemin verimliliği düşecektir.



Şekil 37. D ile L parametreleri arasındaki ilişki

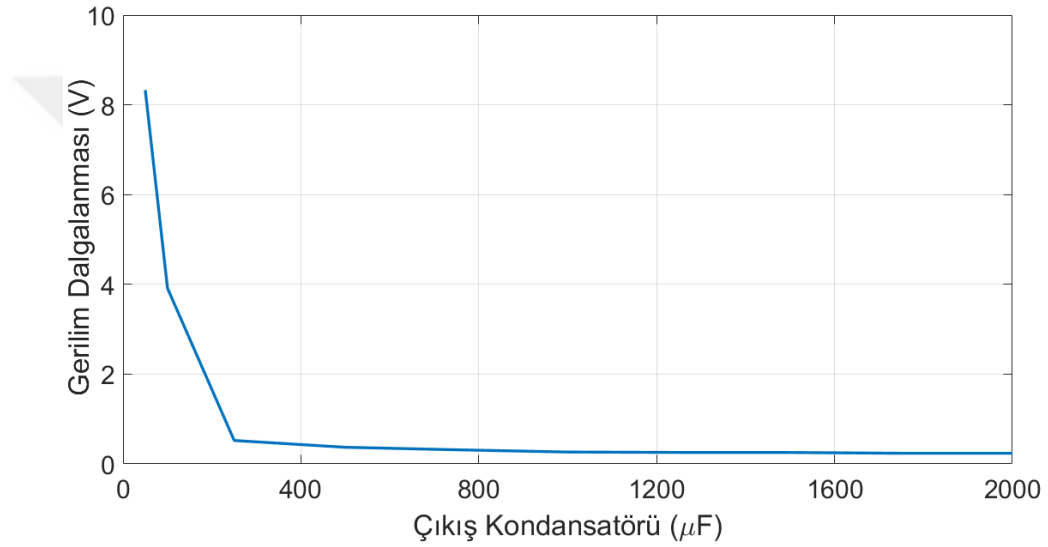
2.1.2. Çıkış Kondansatörü Parametresi

DAB devresinde, yük akımındaki değişimler ve ideal olmayan devre elemanlarının etkisiyle V_2 'de dalgalanmalar meydana gelir. Bu dalgalanmaların kabul edilebilir sınırlar içerisinde olması amacıyla C_2 parametresi kullanılmaktadır. C_2 değerinin artması, V_2 'de oluşan dalgalanmaların değerini artırmaktadır. Ancak, optimum C_2 değerinin çok üstünde bir değer seçilirse, çıkış geriliminde bozulmalar meydana gelir. Denklem (33)'te görüleceği üzere, C_2 değerinin artmasıyla ΔV_2 'de azalma meydana gelmektedir. Bu doğrultuda farklı C_2 değerlerine göre çıkış geriliminde oluşan dalgalanmalar elde edilerek dalgalanmaların değerleri Tablo 6'da verilmiştir. Görüleceği üzere, 50 μF kapasitans için gerilim dalgalanması 8,3271 V iken, 500 μF seviyesine çıkarıldığında dalgalanma 3,9138 V seviyesine düşmektedir. C_2 değeri 750 μF ile 1000 μF arasında iken çıkış gerilimindeki dalgalanma belirgin bir azalma göstermeye devam eder. Ancak, 1250 μF ve diğer kapasitans değerlerindeki dalgalanma çok daha sınırlı hale gelmiştir. 1000 μF ile 2000 μF arasındaki dalgalanma farkı oldukça küçük olduğundan, optimum kondansatör değeri seçimi için maliyet, boyut ve performans arasında bir denge oluşturulmalıdır.

Tablo 6. Farklı C_2 değerlerine göre ΔV_2 değişimi

C_2	ΔV_2
50 μF	8,3271 V
100 μF	3,9128 V
250 μF	0,5211 V
500 μF	0,3701 V
750 μF	0,3140 V
1000 μF	0,2644 V
1250 μF	0,2553 V
1500 μF	0,2539 V
1750 μF	0,2364 V
2000 μF	0,2364 V

Şekil 38’de çıkış kondansatörü kapasitesinin artırılmasının çıkış gerilimindeki dalgalanma üzerindeki etkisi grafiksel olarak gösterilmiştir. Grafik, Tablo 6’da sunulan sayısal verileri destekleyici nitelikte olup, kapasite değeri $1000 \mu F$ seviyesine kadar arttıkça ΔV_2 ’nin belirgin şekilde azaldığını ortaya koymaktadır. Özellikle $1000 \mu F$ seviyesinden sonraki artışlarda, gerilim dalgalanmasında gözle görülür bir iyileşme sağlanamamakta, eğri neredeyse sabitlenmektedir. Bu durum, optimum C_2 değerinin belirlenmesinde yalnızca minimum dalgalanma değil, aynı zamanda maliyet ve hacim gibi tasarım kriterlerinin de dikkate alınması gerektiğini göstermektedir.

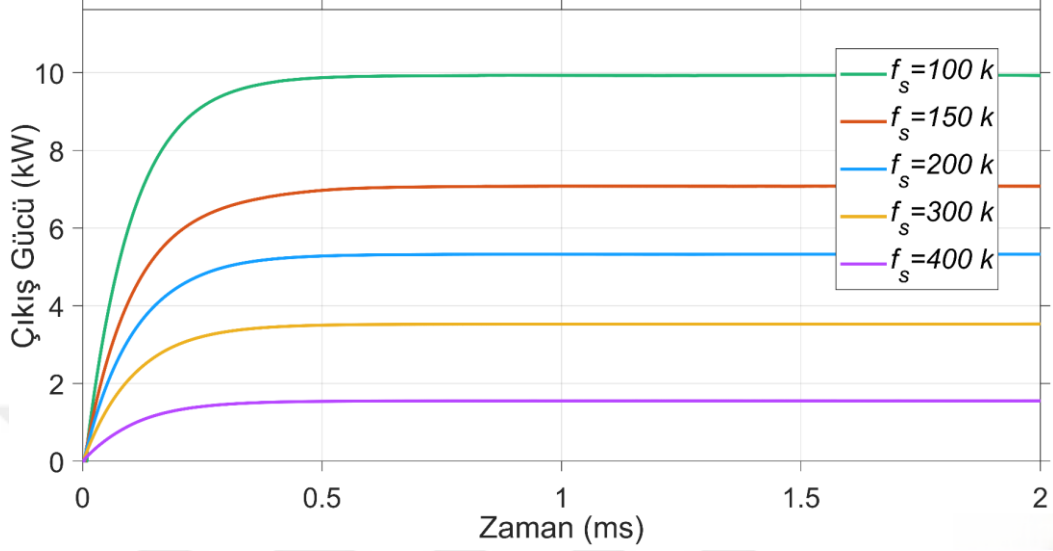


Şekil 38. Farklı C_2 değerlerine göre ΔV_2 grafiği

2.1.3. Anahtarlama Frekansı Parametresi

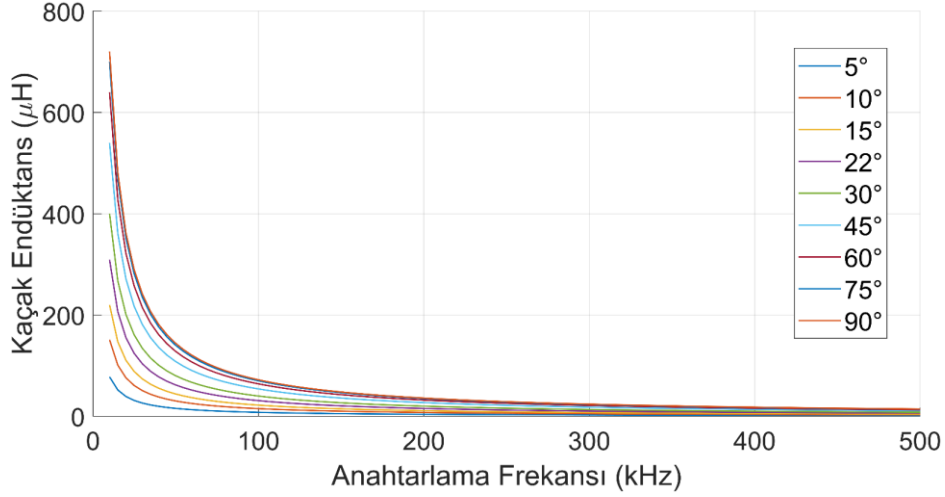
f_s parametresi, DAB dönüştürücünün çıkış gücü (P_2) ve verimliliği (η) üzerinde doğrudan etkili olan temel parametrelerden biridir. Denklem (27) incelendiğinde, f_s ile P_2 arasında ters orantılı bir ilişki olduğu görülmektedir. Bu nedenle, f_s değerinin seçimi, belirli bir P_2 hedefi doğrultusunda en optimum şekilde yapılmalıdır. Bu doğrultuda, farklı f_s değerlerinin çıkış gücü üzerindeki etkisi Şekil 39’da gösterilmektedir. Şekildeki grafikler incelendiğinde, anahtarlama frekansının artmasıyla DAB dönüştürücüde transfer edilen güç değeri azalmaktadır. Örneğin, $f_s = 100 \text{ kHz}$ değerinde çıkış gücü yaklaşık 10 kW seviyesine ulaşarak maksimum performans sergilemektedir. Buna karşılık, $f_s = 400 \text{ kHz}$ durumunda ise P_2 2 kW seviyesinin altına düşmekte ve minimum güç aktarımı

gerçekleşmektedir. Bu sonuçlar, sistem verimliliği ve güç transfer kapasitesi açısından yüksek f_s değerleri tercih edilmemesi gerektiğini göstermektedir.



Şekil 39. Farklı f_s değerlerine göre P_2 grafikleri

f_s parametresinin diğer sistem parametreleriyle olan etkileşimi, DAB dönüştürücüsünün genel verimliliği üzerinde belirleyici bir etkiye sahiptir. Bu doğrultuda, Şekil 40, f_s ile L arasındaki ilişkiyi, farklı D değerleri altında inceleyerek söz konusu parametreler arasındaki karşılıklı etkileşimi ortaya koymaktadır. Grafikte, farklı D değerlerine karşılık gelen eğriler incelendiğinde, f_s arttıkça gerekli L değerinin belirgin şekilde azaldığı gözlemlenmektedir. Özellikle 10–100 kHz aralığında f_s arttıkça aynı güç aktarımını sağlayabilmek için sistemin daha yüksek bir L değerine ihtiyaç duyduğu görülmektedir. Bu durum, Denklem (27) ile tanımlanan güç iletim denklemiyle de örtüşmektedir; zira denklem gereği, güç aktarımı D ile doğru, L ve f_s ile ters orantılıdır. Dolayısıyla, belirli bir güç hedefi için f_s ve L arasında optimize edilmiş bir ilişki kurulması gereklidir. Şekil 40, bu parametrelerin birlikte değerlendirilmesi gerektiğini açık biçimde ortaya koymakta ve tasarım sürecinde çoklu parametre analizinin önemini vurgulamaktadır.



Şekil 40. f_s , L ve D parametreleri arasındaki ilişki

Yapılan analizler kapsamında, DAB dönüştürücünün dinamik davranışları üzerinde etkili olan devre elemanları ayrı ayrı incelenmiş ve her bir parametrenin sistem performansı üzerindeki etkisi benzetim ve teorik temellere dayandırılarak ortaya konulmuştur. Bu kapsamlı değerlendirmeler, dönüştürücü tasarımında optimum parametre seçiminin gerekliliğini açıkça göstermektedir. Ancak sistem performansının yalnızca devre parametreleriyle değil, aynı zamanda uygulanan kontrol stratejileriyle de doğrudan ilişkili olduğu unutulmamalıdır. Bu nedenle, izleyen bölümde PI ve FOPI denetleyicilerinin kontrol başarımı, farklı amaç fonksiyonları ve metasezgisel algoritmalarla optimize edilerek detaylı şekilde analiz edilmiştir.

2.2. PI Denetleyici İçin Algoritmaların Performansı

Bu bölümde, PI denetleyicisinin kontrol parametreleri, ZLG ve ITAE amaç fonksiyonlarına göre, 10 farklı metasezgisel algoritma kullanılarak optimize edilmiştir. Her bir algoritma için Ek 1’de anlatıldığı şekilde gerçekleştirilen optimizasyon sürecinde, kontrol performansı ayrıntılı biçimde analiz edilmiş ve karşılaştırmalı değerlendirmeler yapılmıştır. Analizlerin güvenilirliğini artırmak amacıyla, her algoritma 20’şer defa bağımsız olarak koşturulmuş, elde edilen sonuçlar üzerinden en iyi değer, ortalama ve standart sapma hesaplanarak istatistiksel bir değerlendirme gerçekleştirilmiştir (Tablo 9). Bu sayede yalnızca tekil en iyi çözümler değil, aynı zamanda algoritmaların kararlılık düzeyi ve çözüm güvenilirliği de dikkate alınarak kapsamlı bir karşılaştırma sunulmuştur.

2.2.1. PI-ITAE Performans Analizi

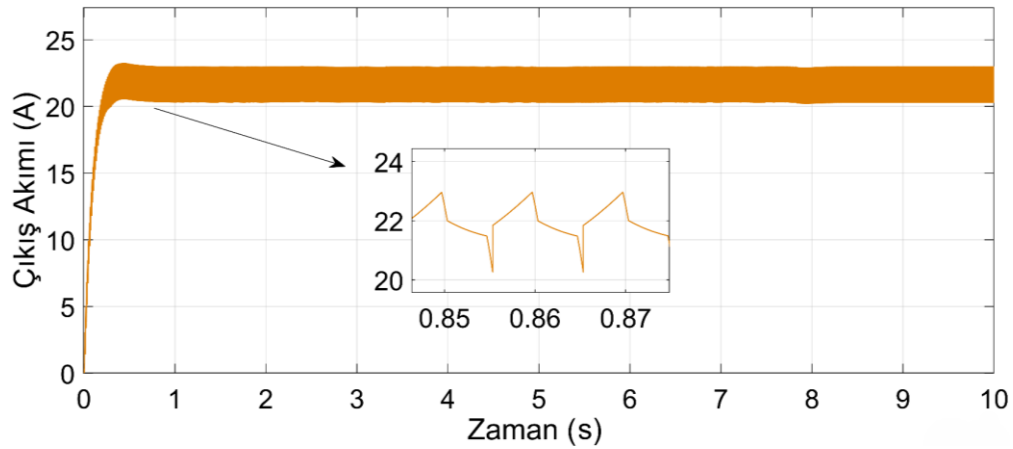
Bu çalışma kapsamında kullanılan metasezgisel algoritmalar PI-ITAE için çalıştırılarak zaman bölgesindeki değerler elde edilmiştir. Tablo 7’de, PI denetleyicinin DAB dönüştürücünün çıkış akım parametresi üzerindeki performansları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. PI denetleyici için kontrol parametreleri (K_p , K_i), 10 farklı metasezgisel algoritma kullanılarak belirlenmiştir. Tabloda yer alan performans göstergeleri; en iyi değer, yükselme süresi (t_r), yerleşme süresi (t_s) ve yüzde aşım ($\%M_p$) şeklindedir.

Tablo 7’de görüleceği üzere, en düşük ITAE değeri 0,0001625 ile WSO algoritmasına aitken, en yüksek değer 0,0007826 ile ARO algoritması tarafından elde edilmiştir. Bu durum, WSO algoritmasının PI denetleyici parametrelerini optimize etmede oldukça başarılı bir performans sergilediğini göstermektedir. Bununla birlikte, t_r parametresi tüm algoritmalar için sabit olup 0,0058 saniye olarak elde edilmiştir. Bu durum, sistemin girişe hızlı tepkisinin algoritmadan bağımsız olduğunu, daha çok denetleyici yapısı tarafından belirlendiğini göstermektedir. t_s açısından bakıldığında, PSO, DO ve GWO algoritmaları 0,0246 saniyelik değerleriyle en hızlı t_s değeri elde edilmiştir. Buna karşılık, diğer algoritmalar 0,0646 saniyelik t_s değerleriyle daha yavaş bir sistem davranışı sergilemiştir. Yüzde aşım değerleri ise sistemin kararlılığı ve geçici durum performansı açısından önemli bir kıstastır. En düşük M_p , 2,3501% ile PSO algoritmasında gözlemlenmiştir. Bu durum PSO algoritmasının, sistemin düşük bir değerde aşım yaparak hedef değere ulaşmasını sağladığını göstermektedir. En yüksek M_p değeri ise 3,2254% ile ZOA algoritmasına aittir. Genel olarak, tüm algoritmalar kabul edilebilir düzeyde bir aşım değeri sunmuş olsa da PSO ve DE algoritmaları bu parametre özelinde öne çıkmaktadır. Genel olarak değerlendirildiğinde hem en düşük ITAE değeri hem de düşük M_p ile WSO, PSO ve DE algoritmaları PI-ITAE kontrolünde öne çıkan algoritmalar olmuştur. Bu kapsamda, PSO algoritması ile elde edilen optimum PI denetleyici parametreleri $K_p = 0,891147019$ ve $K_i = 9942,806691$ olarak belirlenmiştir.

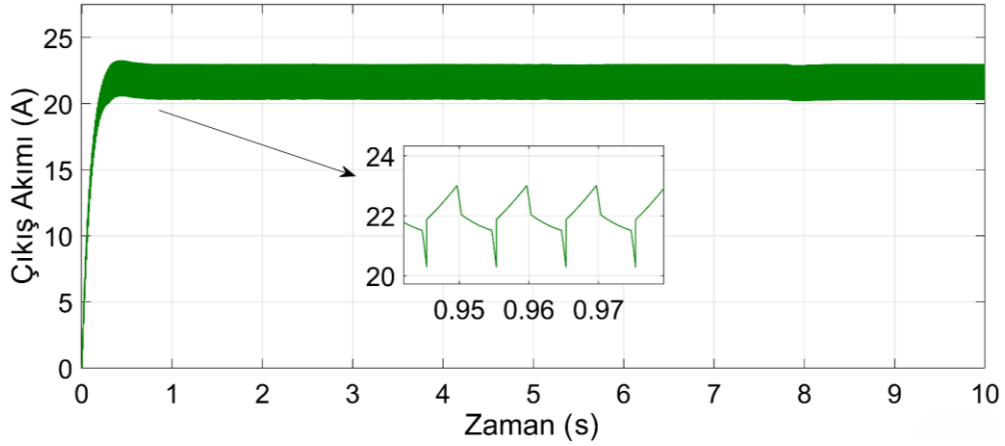
Tablo 7. PI-ITAE için zaman bölge analizi

Algoritma	En İyi Değer	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
DE	0,0002625	0,0058	0,0646	2,7896
HO	0,0002626	0,0058	0,0646	2,8609
DO	0,0002625	0,0058	0,0246	3,0454
PSO	0,0002625	0,0058	0,0246	2,3501
GWO	0,0002636	0,0058	0,0246	3,2132
ARO	0,0007826	0,0058	0,0646	3,0861
NOA	0,0002627	0,0058	0,0646	2,9031
WSO	0,0001625	0,0058	0,0646	2,7992
ZOA	0,0002682	0,0058	0,0646	3,2254
SMA	0,0002627	0,0058	0,0646	3,0378

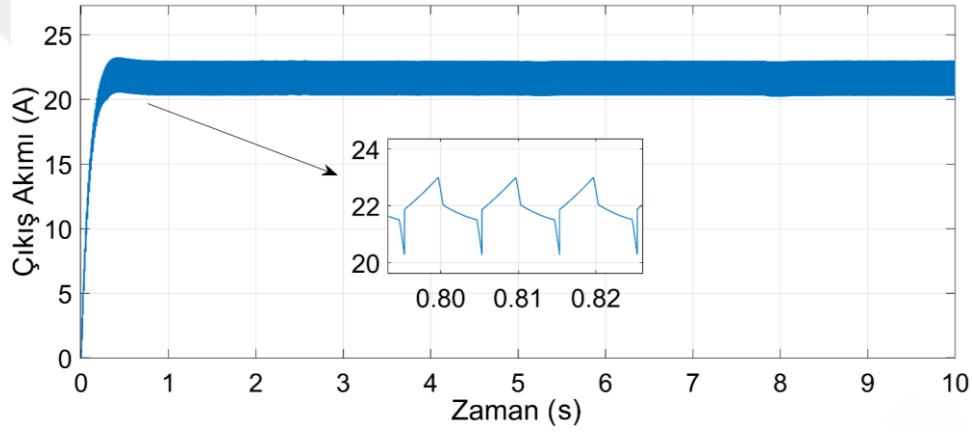
Tablo 7’de elde edilen sayısal sonuçlar doğrultusunda, ITAE için en iyi performansını sergileyen ilk üç algoritma olan WSO, PSO ve DE’nin sistem üzerindeki etkisi grafiksel olarak da analiz edilmiştir. Bu kapsamda, Şekil 41, Şekil 42 ve Şekil 43’te sırasıyla WSO, PSO ve DE algoritmaları kullanılarak belirlenen PI denetleyici parametreleri (K_p , K_i) doğrultusunda DAB dönüştürücünün I_2 grafikleri gösterilmektedir. Verilen I_2 grafiklerinde gözlemlenen dalgalanmalar, anahtarlama dalgalanmaları, manyetik elemanların devre parametreleriyle etkileşimi, kontrol stratejisi ve anahtarlama elemanlarının açık-kapalı durumları arasında geçiş yaparken geçen süre gibi çeşitli faktörlerden kaynaklanmaktadır.



Şekil 41. DE algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 42. PSO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 43. WSO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü

2.2.2. PI-ZLG Performans Analizi

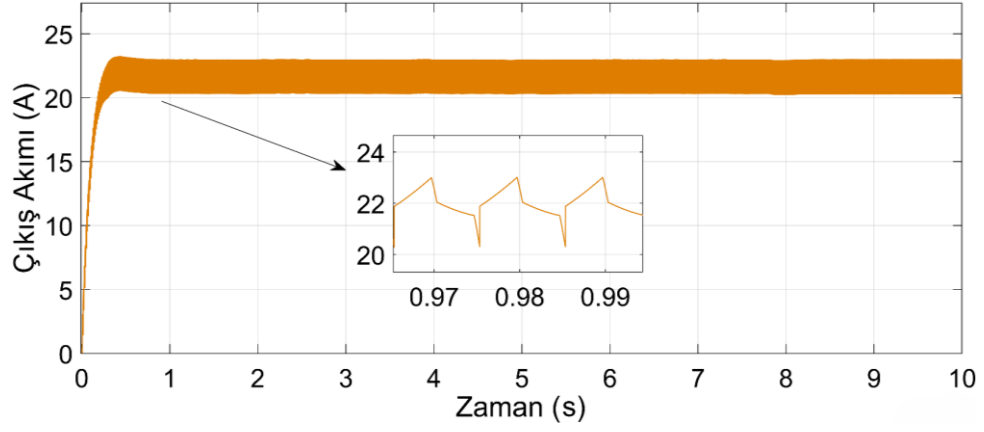
Burada, 10 farklı metasezgisel algoritma kullanılarak, PI-ZLG için zaman bölgesindeki değerler elde edilmiştir. Tablo 8’de, PI denetleyicinin DAB dönüştürücünün çıkış akım parametresi üzerindeki performansları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Tablo 8’de görüleceği üzere, en düşük ZLG değeri 0,0000804 ile HO algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Bu algoritmayı 0,0000835 ile WSO ve 0,0000869 ile PSO algoritmaları takip etmektedir. Buna karşın en yüksek değerler 0,0126128 ile ZOA ve 0,0126013 ile SMA algoritmalarında görülmektedir. Bu sonuçlar, HO algoritmasının PI-ZLG yaklaşımında en verimli sonuçları sunduğunu göstermektedir. t_r değeri tüm algoritmalar için sabit olup 0,0058 saniye olarak gerçekleşmiştir. t_s değeri ise büyük oranda 0,0646 saniye

seviyesindedir; yalnızca WSO algoritmasında bu süre 0,0647 saniye ile çok küçük bir farklılık göstermektedir. M_p parametresi açısından değerlendirildiğinde, en düşük aşım değeri 2,7710% ile NOA algoritmasına aittir. En yüksek M_p ise 2,9730% ile ZOA ile elde edilmiştir. Genel olarak değerlendirildiğinde, HO, WSO ve PSO algoritmaları; düşük en iyi değer ve kabul edilebilir düzeyde M_p değerleri ile PI-ZLG kontrolünde öne çıkan algoritmalar olmuştur. Bu kapsamda, NOA algoritması ile elde edilen optimum PI denetleyici parametreleri $K_p = 0,878790879$ ve $K_i = 9293,934318$ olarak belirlenmiştir.

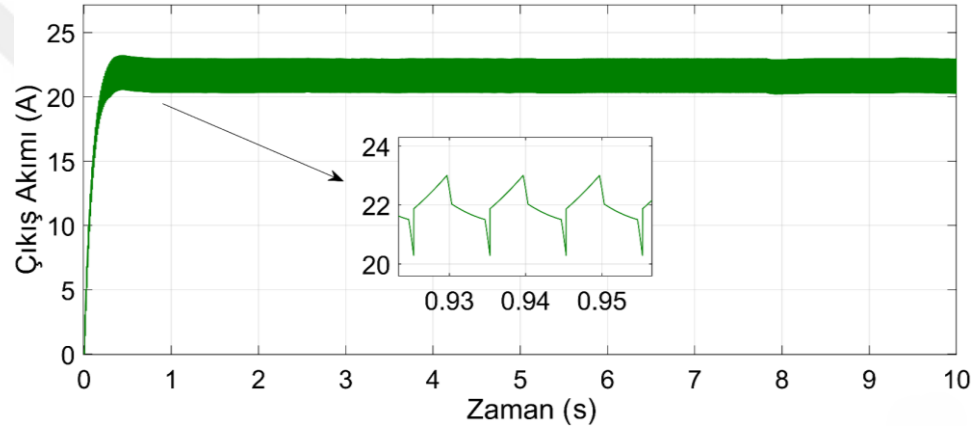
Tablo 8. PI-ZLG için zaman bölge analizi

Algoritma	En İyi Değer	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
DE	0,0000893	0,0058	0,0646	2,8753
HO	0,0000804	0,0058	0,0646	2,8931
DO	0,0125977	0,0058	0,0646	2,8088
PSO	0,0000869	0,0058	0,0646	2,8181
GWO	0,0001024	0,0058	0,0646	2,8415
ARO	0,0000925	0,0058	0,0646	2,8063
NOA	0,0000930	0,0058	0,0646	2,7710
WSO	0,0000835	0,0058	0,0647	2,8914
ZOA	0,0126128	0,0058	0,0646	2,9730
SMA	0,0126013	0,0058	0,0646	2,8277

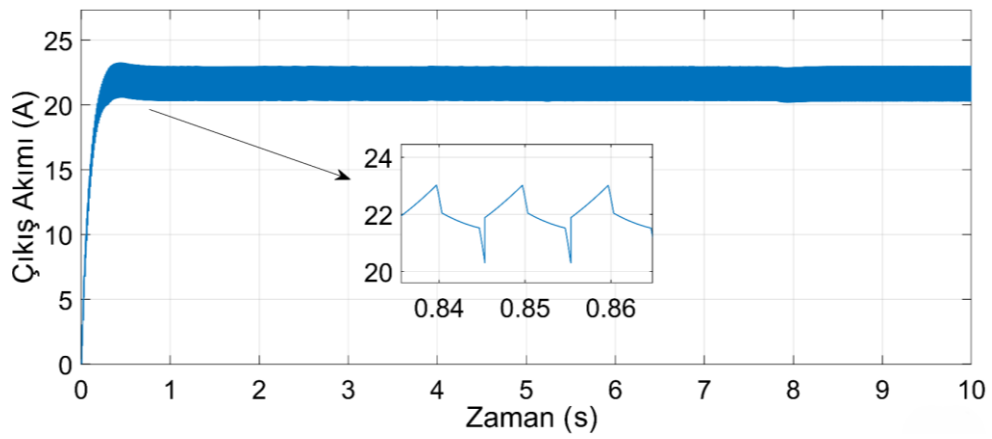
Tablo 8’de elde edilen sayısal sonuçlar doğrultusunda, ZLG için en iyi performansı sergileyen ilk üç algoritma olan WSO, PSO ve HO’nun sistem üzerindeki etkisi grafiksel olarak da analiz edilmiştir. Bu kapsamda, Şekil 44, Şekil 45 ve Şekil 46’da sırasıyla WSO, PSO ve HO algoritmaları kullanılarak belirlenen PI denetleyici parametreleri (K_p , K_i) doğrultusunda DAB dönüştürücünün I_2 grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 44. ARO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 45. DO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 46. NOA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü

2.2.3. PI-ITAE ve PI-ZLG İçin İstatistiksel Analiz

PI denetleyici kullanılarak algoritmaların 20 koşu sonucunda hem ITAE hem de ZLG amaç fonksiyonlarına göre elde edilen sonuçlar istatistiksel olarak analiz edilmiştir. Her bir algoritma için en iyi değer, ortalama değer ve standart sapma hesaplanarak performans kararlılığı ve tutarlılığı değerlendirilmiştir. Bu analiz, algoritmaların sadece en iyi çözüme ulaşma yeteneklerini değil, aynı zamanda çoklu çalıştırmalar altındaki güvenilirliklerini de ortaya koymaktadır. Tablo 9’da ITAE ve ZLG amaç fonksiyonlarına göre elde edilen istatistiksel verileri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. ITAE kriterine göre, iyi ortalama değerler DE, DO ve HO algoritmaları ile elde edilmiştir. Ortalama değer en iyi değere yakın olması, algoritmanın genel olarak kararlı ve başarılı çözümler ürettiğini göstermektedir. Bu bağlamda, WSO algoritması hem en düşük en iyi değere hem de düşük standart sapma ($5,02E-05$) değerine sahip olması, bu algoritmanın hem yüksek çözüm kalitesi hem de kararlı sonuçlar ürettiğini göstermektedir. Öte yandan, standart sapma açısından en düşük değere sahip algoritma $1,08E-07$ ile DE olmuştur. Ayrıca DE algoritmasının $0,0002625$ ile en iyi değeri elde etmesi ve ortalama sonuçlarının bu değere oldukça yakın olması, algoritmanın güvenilir ve dengeli çözümler sunduğunu ortaya koymaktadır. Buna karşılık, ARO $4,45E-04$ gibi görece yüksek bir standart sapma değeriyle en dengesiz performansı sergilemiş ve tutarsız çıktılar üretme eğilimini ortaya koymuştur.

ZLG kriterine göre en düşük en iyi değer $0,0000804$ ile HO algoritması elde etmiştir. Buna karşılık, ilgili parametre açısından en yüksek değer $0,0126459$ olup, bu sonuç ZOA’ya aittir. Ortalama değerde ise en iyi performans $0,0126073$ ile DO algoritmasına aittir. DO, bu kriterde istikrarlı bir çözüm yapısı sunarak çoklu çalıştırmalar altında güvenilirliğini göstermektedir. Bu doğrultuda, en düşük standart sapma $9,53E-06$ değeriyle DO algoritmasıyla elde edilmiştir. Bu durum, DO algoritması ile elde edilen sonuçların birbirine yakın ve kararlı olduğunu göstermektedir. WSO algoritması, $8,51E-05$ ile en yüksek standart sapma değerine sahip olup, bu durum algoritmanın yüksek düzeyde değişkenlik gösteren sonuçlar ürettiğini ortaya koymaktadır.

Tablo 9. PI-ITAE ve PI-ZLG için istatistiksel analiz

Algoritma	ITAE			ZLG		
	En İyi Değer	Ortalama	Standart Sapma	En İyi Değer	Ortalama	Standart Sapma
DE	0,0002625	0,0002626	1,08E-07	0,0000893	0,0001049	1,48E-05
HO	0,0002626	0,0002630	4,88E-07	0,0000804	0,0001005	1,30E-05
DO	0,0002625	0,0002626	2,38E-07	0,0125977	0,0126073	9,53E-06
PSO	0,0002625	0,0002642	2,50E-06	0,0000869	0,0001151	1,84E-05
GWO	0,0002636	0,0002723	9,34E-06	0,0001024	0,0001481	3,96E-05
ARO	0,0007826	0,0003768	4,45E-04	0,0000925	0,0001088	1,21E-05
NOA	0,0002627	0,0002652	4,36E-06	0,0000930	0,0001250	2,55E-05
WSO	0,0001625	0,0001788	5,02E-05	0,0000835	0,0001947	8,51E-05
ZOA	0,0002682	0,0003193	4,86E-05	0,0126128	0,0126459	2,62E-05
SMA	0,0002627	0,0002711	1,18E-05	0,0126013	0,0126151	1,29E-05

2.3. FOPI Denetleyici İçin Algoritmaların Performansı

Bu bölümde, FOPI denetleyicisinin kontrol parametreleri, ZLG ve ITAE amaç fonksiyonlarına göre, 10 farklı metasezgisel algoritma kullanılarak optimize edilmiştir. Her bir algoritma için gerçekleştirilen optimizasyon sürecinde, kontrol performansı ayrıntılı biçimde analiz edilmiş ve karşılaştırmalı değerlendirmeler yapılmıştır.

2.3.1. FOPI-ITAE Performans Analizi

Bu çalışma kapsamında kullanılan metasezgisel algoritmalar FOPI-ITAE için çalıştırılarak zaman bölgesindeki değerler elde edilmiştir. Tablo 10’da FOPI denetleyicinin DAB dönüştürücünün çıkış akım parametresi üzerindeki performansları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. FOPI denetleyici için kontrol parametreleri (K_p , K_i , λ), 10 farklı metasezgisel algoritma kullanılarak belirlenmiştir.

Tablo 10’da görüleceği üzere, en iyi ITAE değeri 0,0002237 ile DE algoritması tarafından elde edilmiştir. Öte yandan en yüksek ITAE değeri ise 0,0005049 ile WSO algoritmasına aittir. Bu durum, DE algoritmasının FOPI parametrelerini en etkin şekilde

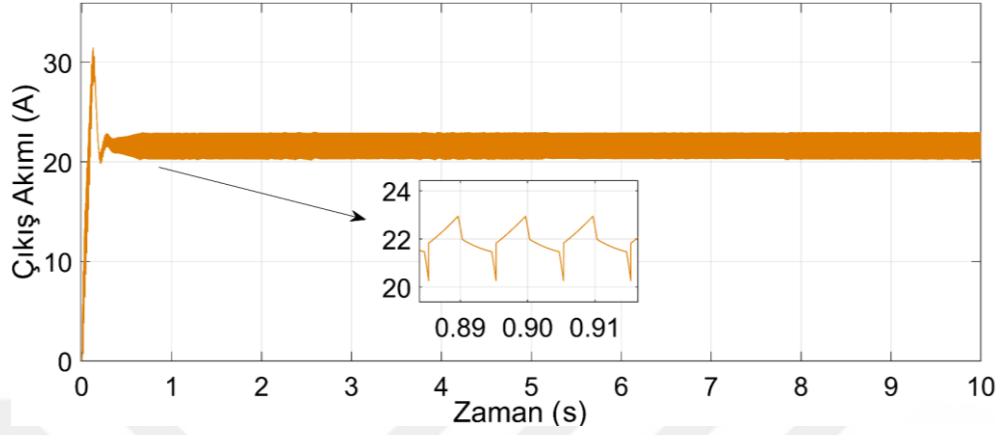
optimize ettiğini göstermektedir. t_r açısından değerlendirildiğinde, en kısa süre 0,0057 saniye ile DE, WSO ve ZOA algoritmaları ile elde edilmiştir. SMA algoritmasının t_r değeri ise 0,0986 saniye ile oldukça yüksek çıkmıştır. Bu sonuç, SMA algoritmasının sisteme daha yavaş bir tepki verdiğini göstermektedir. t_s değeri ise tüm algoritmalarda neredeyse sabit olup 0,0645 saniyedir. Sadece SMA algoritmasında bu süre 0,0986 saniyeye ulaşarak önemli bir fark yaratmıştır. Bu durum, SMA algoritmasının sistemin kararlı hâle gelmesinde daha uzun süreye ihtiyaç duyduğunu ortaya koymaktadır. M_p performansına bakıldığında, en düşük değer 2,7119% ile SMA algoritmasında görülmektedir. HO ve ZOA algoritmaları da sırasıyla 2,9948% ve 3,0457% ile düşük M_p değerleri elde etmiştir. Buna karşın DO algoritması 3,7216% ile en yüksek M_p değerine sahiptir. Genel olarak değerlendirildiğinde DE algoritması hem en düşük ITAE değeri hem de kısa yükselme süresi ile öne çıkmaktadır. Ancak, HO ve ZOA algoritmaları da düşük M_p ve dengeli zaman yanıtlarıyla dikkat çekmektedir. Bu kapsamda, SMA algoritması ile elde edilen optimum FOPI denetleyici parametreleri $K_p = 2,662653338$, $K_i = 9641,674649$ ve $\lambda = 0,718628208$ olarak belirlenmiştir.

Tablo 10. FOPI-ITAE için zaman bölge analizi

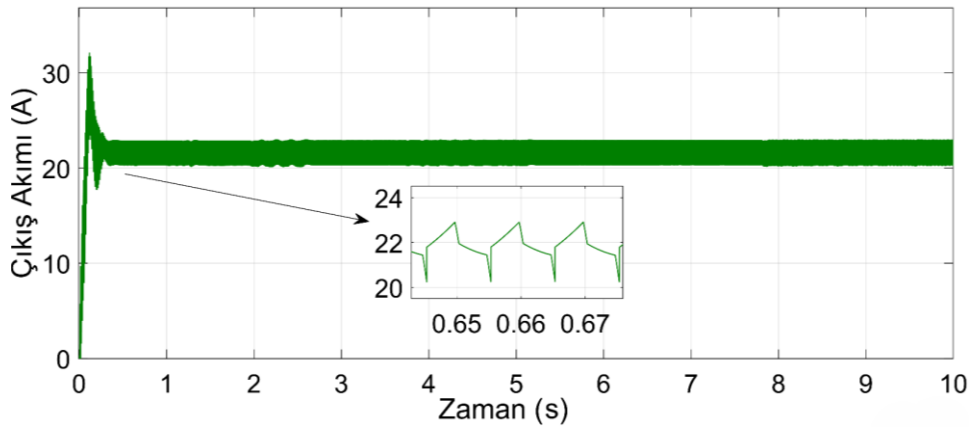
Algoritma	En İyi Değer	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
DE	0,0002237	0,0057	0,0645	3,4338
HO	0,0002323	0,0638	0,0645	2,9948
DO	0,0002253	0,0638	0,0645	3,7216
PSO	0,0002348	0,0638	0,0645	3,6614
GWO	0,0002542	0,0638	0,0645	3,4335
ARO	0,0002362	0,0638	0,0645	3,4244
NOA	0,0002293	0,0638	0,0645	3,5059
WSO	0,0005049	0,0057	0,0645	3,4236
ZOA	0,0002253	0,0057	0,0645	3,0457
SMA	0,0002458	0,0926	0,0986	2,7119

Tablo 10 doğrultusunda, ITAE için en iyi performansı sergileyen ilk üç algoritma olan ZOA, HO ve DE'nin sistem üzerindeki etkisi grafiksel olarak analiz edilmiştir. Şekil 47,

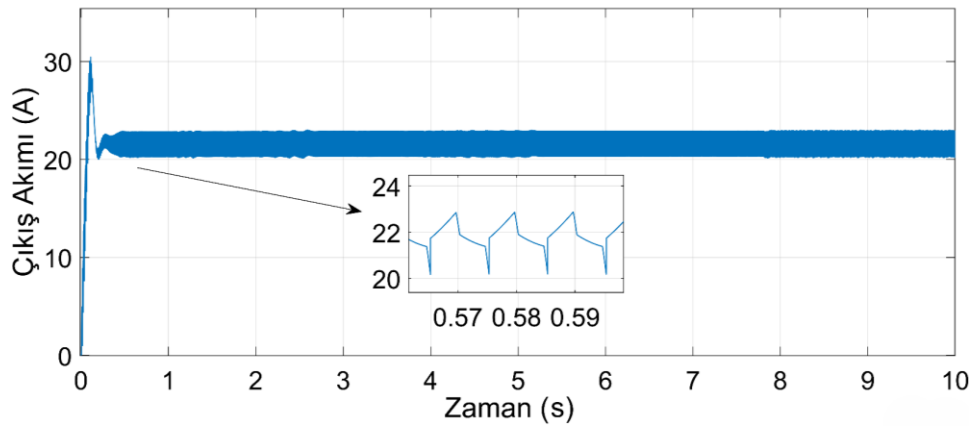
Şekil 48 ve Şekil 49’da sırasıyla ZOA, HO ve DE algoritmaları kullanılarak belirlenen FOPI denetleyici parametreleri (K_p , K_i , λ) doğrultusunda DAB’nin I_2 grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 47. HO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 48. SMA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 49. ZOA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü

2.3.2. FOPI-ZLG Performans Analizi

Burada, 10 farklı metasezgisel algoritma kullanılarak, FOPI-ZLG için zaman bölgesindeki değerler elde edilmiştir. Tablo 11’de FOPI denetleyicinin DAB dönüştürücünün çıkış akım parametresi üzerindeki performansları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Tablo 11’de görüleceği üzere, en iyi performans değeri, 0,0001059 ile HO algoritması tarafından elde edilmiştir. HO algoritmasını, sırasıyla 0,0001184 ile DE ve 0,0001338 ile PSO algoritmaları takip etmektedir. Öte yandan, en yüksek değerler ise 0,0137672 ile GWO ve 0,0131011 ile ZOA algoritmalarında görülmüştür. Bu sonuçlar, HO algoritmasının FOPI-ZLG kriteri altında oldukça verimli bir optimizasyon performansı sunduğunu göstermektedir. t_r parametresi, çoğu algoritma için 0,0057 saniye olarak elde edilmiş olup, DO algoritmasında bu değer 0,0058 saniyeye, GWO, ARO ve ZOA algoritmalarında ise 0,0638 saniyeye çıkmaktadır. Bu durum, HO, DE ve PSO gibi algoritmaların sisteme hızlı bir tepki verdiğini göstermektedir. t_s değeri ise genel olarak sabit olup çoğu algoritmada 0,0646 saniye olarak gözlemlenmiştir. PSO ve SAM algoritmalarında ise bu süre çok küçük bir farkla 0,0645 saniye olarak kaydedilmiştir. M_p değerleri karşılaştırıldığında, en düşük değer 2,9999% ile DO algoritmasına aittir. Bu algoritmayı 3,4526% ile SMA ve 3,4868% ile PSO algoritmaları takip etmektedir. En yüksek M_p değeri ise 3,8074% ile GWO algoritmasında gözlemlenmiştir. Genel değerlendirme yapıldığında; HO, DE ve PSO algoritmaları en iyi performans gösteren algoritmalar olarak öne çıkmaktadır. Bu kapsamda, DO algoritması ile elde edilen optimum FOPI denetleyici parametreleri $K_p = 0,767743062$, $K_i = 8772,049284$ ve $\lambda = 0,858941635$ olarak belirlenmiştir.

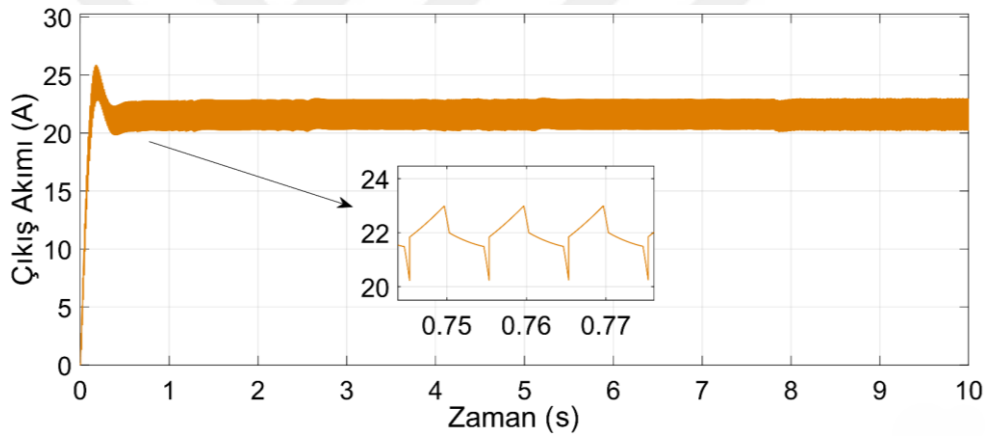
Tablo 11. FOPI-ZLG için zaman bölge analizi

Algoritma	En İyi Değer	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$M_p(\%)$
DE	0,0001184	0,0057	0,0646	3,5279
HO	0,0001059	0,0057	0,0646	3,5974
DO	0,0126050	0,0058	0,0646	2,9999
PSO	0,0001338	0,0057	0,0645	3,4868
GWO	0,0137672	0,0638	0,0646	3,8074
ARO	0,0114036	0,0638	0,0646	3,5679

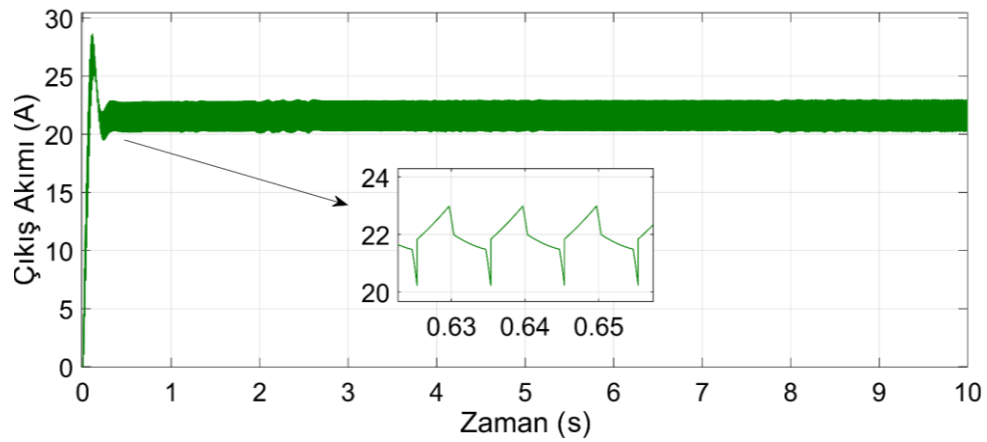
Tablo 11'in devamı

NOA	0,0001427	0,0057	0,0646	3,5157
WSO	0,0002627	0,0057	0,0646	3,6243
ZOA	0,0131011	0,0638	0,0646	3,5873
SMA	0,0126087	0,0057	0,0645	3,4526

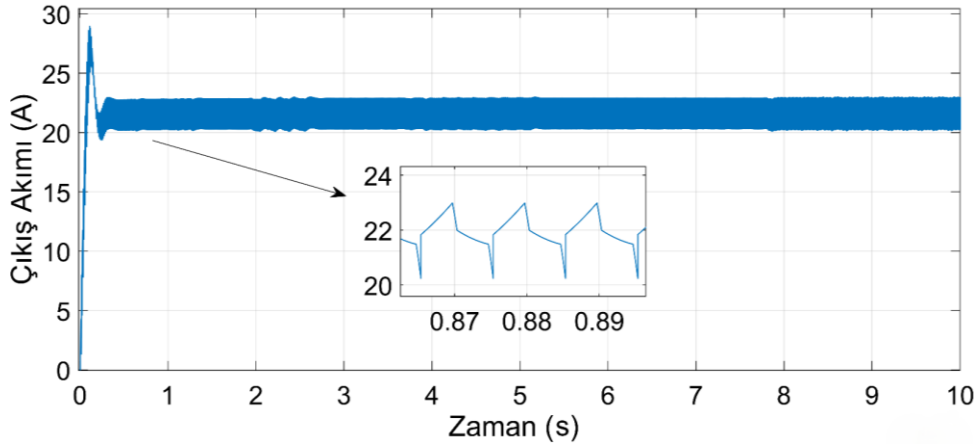
Tablo 11'de elde edilen sayısal sonuçlar doğrultusunda, ZLG için en iyi performansı sergileyen ilk üç algoritma olan HO, PSO ve DE'nin sistem üzerindeki etkisi grafiksel olarak da analiz edilmiştir. Bu kapsamda, Şekil 50, Şekil 51 ve Şekil 52'de sırasıyla HO, PSO ve DE algoritmaları kullanılarak belirlenen FOPI denetleyici parametreleri (K_p , K_i , λ) doğrultusunda DAB dönüştürücünün I_2 grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 50. DO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 51. PSO algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü



Şekil 52. SMA algoritması ile elde edilen DAB çıkış gücü

2.3.3. FOPI-ITAE ve FOPI-ZLG İçin İstatiksel Analiz

FOPI denetleyici kullanılarak algoritmaların 20 koşu sonucunda hem ITAE hem de ZLG amaç fonksiyonlarına göre elde edilen sonuçlar istatistiksel olarak analiz edilmiştir. Her bir algoritma için en iyi değer, ortalama değer ve standart sapma hesaplanarak performans kararlılığı ve tutarlılığı değerlendirilmiştir. Tablo 12’de ITAE ve ZLG amaç fonksiyonlarına göre elde edilen istatistiksel verileri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. FOPI-ITAE optimizasyonunda en düşük en iyi değer 0,0002237 ile DE algoritmasına aittir. Bu değeri 0,0002253 ile DO ve ZOA algoritmaları takip etmektedir. Ancak ortalama değerlere bakıldığında, algoritmalarla elde edilen sonuçların birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir. Bu durum, standart sapma değerlerinin de benzer seviyelerde gerçekleşmesine neden olmuştur. Bu bağlamda, en düşük standart sapma 1,24E-05 değeriyle DE algoritmasına aittir. Bu değeri 1,33E-05 ile ZOA ve 1,60E-05 ile DO algoritmaları takip etmektedir. Bu algoritmaların düşük sapma değerleri, çoklu koşullarda benzer sonuçlar verdiklerini ve kararlı davranışlarını göstermektedir. Buna karşılık, en yüksek standart sapma 8,84E-05 ile WSO algoritmasına aittir. Bu durum, WSO’nun bazı çalıştırmalarda istisnai derecede düşük sonuçlar üretmiş olabileceğini ancak genel olarak yüksek değerlere sahip olduğunu göstermektedir.

FOPI-ZLG optimizasyonunda en iyi değer 0,0001059 ile HO algoritmasına aittir. Bu değeri 0,0001184 ile DE ve 0,0001338 ile PSO algoritmaları takip etmektedir. Öte yandan en yüksek en iyi değer sonucu 0,0137672 ile GWO algoritmasına aittir. Ortalama değer açısından en iyi sonucu WSO algoritması sunmuştur. Bu bağlamda, WSO algoritmasıyla

elde edilen standart sapma değeri de düşük seviyede ($3,16E-07$) gerçekleşmiş ve algoritmanın kararlı performans sergilediğini ortaya koymuştur. Buna karşılık, en yüksek standart sapma değeri $8,39E-03$ ile NOA algoritması ile elde edilmiştir. Bu durum, NOA düşük başarı ve yüksek belirsizlik sunduğunu göstermektedir.

Tablo 12. FOPI-ITAE ve FOPI-ZLG için istatistiksel analiz

Algoritma	ITAE			ZLG		
	En İyi Değer	Ortalama	Standart Sapma	En İyi Değer	Ortalama	Standart Sapma
DE	0,0002237	0,0002498	1,24E-05	0,0001184	0,0009254	2,74E-03
HO	0,0002323	0,0002604	2,24E-05	0,0001059	0,0008873	2,56E-03
DO	0,0002253	0,0002420	1,60E-05	0,0126050	0,0127007	7,80E-05
PSO	0,0002348	0,0002757	3,44E-05	0,0001338	0,0103368	6,06E-03
GWO	0,0002542	0,0003263	4,71E-05	0,0137672	0,0189664	4,84E-03
ARO	0,0002362	0,0002798	3,43E-05	0,0114036	0,0141683	1,75E-03
NOA	0,0002293	0,0002719	3,72E-05	0,0001427	0,0053027	8,39E-03
WSO	0,0005049	0,0002061	8,84E-05	0,0002627	0,0002632	3,16E-07
ZOA	0,0002253	0,0002549	1,33E-05	0,0131011	0,0303038	6,47E-03
SMA	0,0002458	0,0002900	3,58E-05	0,0126087	0,0126891	6,87E-05

2.4. En İyi Analiz Değerlerine Göre Senaryolar

Bu bölümde, çift yönlü DAB dönüştürücü modeline uygulanan çeşitli çalışma senaryolarına ilişkin analizler sunulmaktadır. Öncelikle, PI ve FOPI denetleyicilere ait kontrol parametreleri, on farklı metasezgisel optimizasyon algoritması kullanılarak eniyilenmiş ve sistem performansını değerlendirmek amacıyla iki farklı amaç fonksiyonu olan ITAE ve ZLG kullanılmıştır. Gerçekleştirilen karşılaştırmalı analizler sonucunda, PI denetleyici ile ITAE amaç fonksiyonu kombinasyonunda en başarılı sonuçları veren PSO algoritması öne çıkmıştır (*en iyi değer* = 0,0002625, t_r = 0,0058, t_s = 0,0246 ve M_p = 2,3501). Bu doğrultuda, bu başlık altında sunulan analizlerde, PSO ile elde edilen optimum kontrol parametreleri (K_p = 0,891147019 ve K_i = 9942,806691) kullanılarak farklı çalışma senaryoları altında sistemin dinamik tepkileri ayrıntılı olarak incelenmiştir.

2.4.1. Giriş Gerilimi Değişimi

Dönüştürücülerde giriş gerilim aralığının belli bir değerde olması istenmektedir. Bu doğrultuda, çalışma kapsamında kullanılan DAB devresinin hem V_1 aralığını belirlemek hem de ΔV_2 'yi gözlemlemek amacıyla, V_1 değeri 700 V ile 1200 V arasında değiştirilerek her bir durumda ΔV_2 değeri incelenmiştir. Elde edilen veriler Tablo 13'te verilmiştir. Analiz sonuçlarına göre, V_1 700 V ile 900 V aralığında olduğunda, ΔV_2 minimum seviyede kalmakta ve yaklaşık 0,22 V ile 0,24 V arasında ölçülmektedir. Bu durumda, ΔV_2 yaklaşık olarak 0,026% seviyesindedir. Ancak V_1 değerinin 950 V ve üzerine çıkmasıyla birlikte, ΔV_2 'nin artmaya başladığı gözlemlenmiştir. Özellikle 1000 V ve üzerindeki giriş gerilimlerinde bu artış daha belirgin hâle gelmiş; 1200 V seviyesinde 0,55 V'luk yüksek bir gerilim dalgalanması meydana gelmiştir. Bu noktada oluşan dalgalanma oranı 0,046% olarak hesaplanmıştır. Elde edilen ΔV_2 değerlerinin dışında, daha yüksek dalgalanma oranlarının da ortaya çıkabileceği göz önünde bulundurulmalıdır. Bu kapsamda, DAB dönüştürücülerde %3-5 aralığında elde edilen gerilim dalgalanmaları kabul edilebilir düzeydedir.

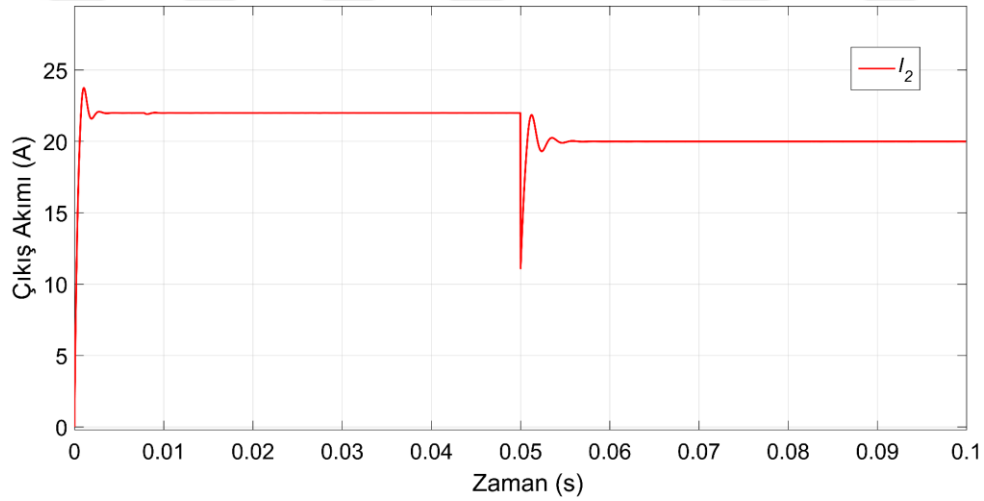
Tablo 13. Farklı V_1 değerleri karşısında ΔV_2 değişimi

V_1	ΔV_2
700 V	0,2212 V
750 V	0,2342 V
800 V	0,2364 V
850 V	0,2377 V
900 V	0,2378 V
950 V	0,2561 V
1000 V	0,3388 V
1050 V	0,3649 V
1100 V	0,3883 V
1150 V	0,4083 V
1200 V	0,5517 V

DAB dönüştürücünün optimum performans göstermesi için V_1 değerinin 700 V ile 900 V aralığında seçilmesi önerilmektedir. Bu aralıkta seçilecek olan V_1 değeri ile daha düşük gerilim salınımları oluşmaktadır. Bu çalışma kapsamında hem hedeflenen güç seviyesinin sağlanması hem de minimum ΔV_2 elde edilmesi amacıyla V_1 değeri 800 V olarak seçilmiştir. Elde edilen bu sonuç, özellikle elektrikli araç şarj altyapıları ve güç dönüştürücü tasarımlarında dikkate alınması gereken önemli bir mühendislik ölçütü olarak öne çıkmaktadır.

2.4.2. Yük Değişim Analizi

DAB dönüştürücünün yük değişimlerine karşı sergilediği dinamik davranış, sistemin esnekliği ile kontrol yapısının sağlamlığını değerlendirmek açısından büyük önem taşımaktadır. Bu doğrultuda, çıkış tarafındaki direnç yükü iki farklı seviyeye ayarlanmış ve ani bir yük değişimi uygulanarak, bu değişimin I_2 üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Şekil 53'te, uygulanan yük değişimi sonucunda DAB dönüştürücünün çıkış akımında meydana gelen dinamik yanıt gösterilmektedir.



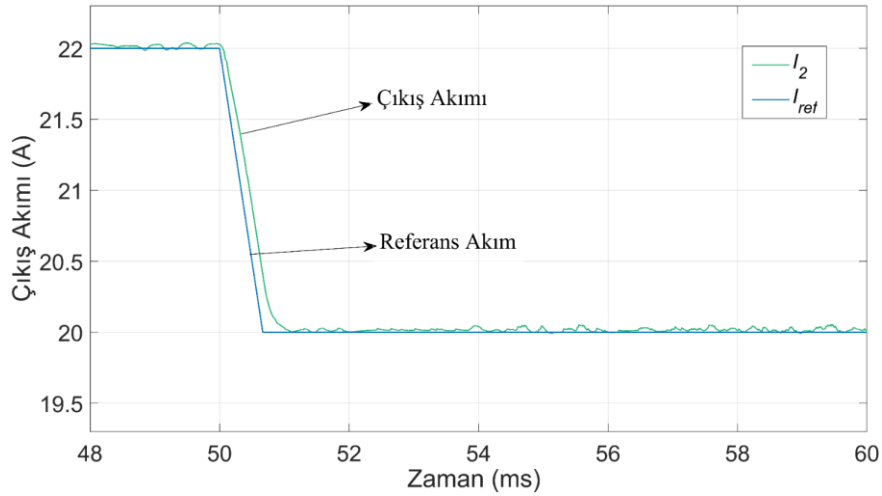
Şekil 53. Yük değişimi karşısında çıkış akım tepkisi

Burada görüleceği üzere, ani yük değişimi sonrası I_2 kısa sürede yeni denge değerine oturduğu ve sistemin kararlı bir davranış sergilediği gözlemlenmektedir. Başlangıç anında $R = 0,5 \, \Omega$ olarak belirlenmiş ve bu koşul altında çıkış akımı 22 A seviyesinde dengelenmiştir. $t = 0,05$ saniye anında $R = 1 \, \Omega$ seviyesine yükseltilmiş ve bu değişim sonucunda çıkış akımında ani bir azalma gözlemlenmiştir. Şekil 53'te görüldüğü üzere, yük

artışına bağlı olarak sistem çıkış akımı önce ani bir şekilde yaklaşık 12 A seviyesine gerilemiş, ardından kontrolör müdahalesiyle birlikte hızlı bir toparlanma göstererek yeni kararlı değer olan yaklaşık 20 A seviyesine ulaşmıştır. Ani yük artışı, sistem tarafından hızlı bir şekilde algılanmış ve çıkış akımı, yeni denge noktasına geçici durum süresinin ardından oturmuştur. Geçici durum süresi yaklaşık 5,6 milisaniye olarak ölçülmüş ve bu süre sonunda sistem yeniden kararlı duruma geçmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, kontrolör yapısı ani yük değişimlerine karşı yeterli tepki süresi oluşturma ve salınımları hızlı bir şekilde bastırarak sistemi kararlı hale getirme yeteneğine sahiptir.

2.4.3. Referans Akım Değişimi Analizi

Bu bölümde, DAB dönüştürücünün referans akımındaki ani değişimlere karşı verdiği dinamik tepki analiz edilmiştir. Şekil 54'te referans akımının (I_{ref}) 50 ms anında 22 A seviyesinden 20 A'ye düşürülmesi sonucu, çıkış akımı (I_2) üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. I_{ref} parametresindeki bu düşüşe karşılık olarak çıkış akımı da benzer şekilde azalmış ve yeni referans seviyesine kısa sürede oturmuştur. Geçici durum süresi yaklaşık 1.21 ms olarak ölçülmüş, bu sürenin sonunda sistem kararlı hale gelmiştir. Bu durum, kontrolörün sistem dinamiklerine hızlı tepki verdiğini ve geçici durum hatasını etkin bir şekilde bastırabildiğini göstermektedir. Sonuç olarak, PSO-ITAE algoritması ile parametreleri belirlenen PI denetleyicinin, referans akımındaki değişimlere karşı oldukça duyarlı ve hızlı tepki verebildiği, ayrıca kararlı bir şekilde yeni çalışma noktasına erişebildiği görülmüştür.



Şekil 54. Referans akım değişim tepkisi

3. SONUÇLAR

Çalışmada, çift yönlü çift aktif köprülü (DAB) DA-DA dönüştürücü için kapsamlı bir tasarım, modelleme ve kontrol performansı analizi gerçekleştirilmiştir. Öncelikle dönüştürücünün dinamik davranışlarını belirleyen devre elemanları ayrıntılı olarak incelenmiş; endüktans, kapasitör gibi parametrelerin çıkış karakteristiklerine etkisi hem teorik hem benzetim çalışması olarak ortaya konulmuştur. Bu analizler sonucunda, dönüştürücünün kararlı ve verimli çalışması için devre parametrelerinin optimum değerlerde seçilmesinin kritik önemde olduğu görülmüştür. Ancak sistem performansının sadece devre parametreleriyle değil, uygulanan kontrol stratejisiyle de doğrudan ilişkili olduğu tespit edilmiştir. Bu nedenle tez kapsamında PI ve FOPI denetleyiciler kullanılarak DAB dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolü sağlanmış; her iki denetleyicinin parametreleri, on farklı metasezgisel algoritma ile optimize edilerek performansları karşılaştırılmıştır. Optimizasyon sürecinde kontrol başarımını değerlendirmek üzere iki farklı amaç fonksiyonu benimsenmiştir: biri yalnızca hata sinyaline dayalı klasik ITAE kriteri, diğeri ise geçici durum ve kararlı durum davranışını bütüncül olarak ele alan ZLG zaman domeni amaç fonksiyonu. Tüm algoritmalar, her bir senaryoda 20 kez bağımsız çalıştırılarak en iyi değer, ortalama ve standart sapma istatistikleri elde edilmiştir. Böylece yalnızca en iyi çözüm değil, algoritmaların kararlılığı ve tutarlılığı da analiz edilmiştir. Elde edilen bulgular, kontrol stratejilerinin ve optimizasyon yöntemlerinin sistem performansını nasıl etkilediğini çok yönlü biçimde ortaya koymaktadır.

PI denetleyici için ITAE kriterine göre yapılan optimizasyon sonuçlarında, tüm algoritmalar kabul edilebilir düzeyde geçici durum performansı sağlamıştır. En düşük ITAE değeri, 0,0001625 ile WSO algoritması tarafından elde edilerek PI denetleyicinin hata performansını iyileştirmede en başarılı yöntem olduğunu göstermiştir. En yüksek ITAE ise 0,0007826 değerinde ARO algoritması ile gerçekleşmiştir. Bu doğrultuda WSO, PI denetleyici kazançlarını optimize etmede öne çıkarken; ARO görece zayıf kalmıştır. Sonuçlar t_r üzerinden incelendiğinde, sistemin referans değişikliğine hızlı tepkisi büyük ölçüde denetleyici yapısından kaynaklanmış ve algoritmadan bağımsız olarak 0,0058 sn değerinde sabit kalmıştır. t_s bakımından ise algoritmalar arasında belirgin farklar gözlemlenmiştir. PSO, DO ve GWO algoritmaları yaklaşık 0,0246 sn ile hedef değere en hızlı ulaşımı sağlarken, diğer algoritmalarda yerleşme süresi 0,0646 sn mertebesinde

kalmıştır. Bu durum, bazı algoritmaların sistemde daha hızlı sönümlü bir yanıt elde edebildiğini göstermektedir. Yüzde aşım $\%M_p$ değerleri tüm algoritmalar için kabul edilebilir düşük seviyelerde gerçekleşmiştir. En düşük aşım, 2,3501% ile PSO algoritmasında elde edilerek bu algoritmanın hedefe neredeyse hiç aşım yapmadan ulaşabildiği görülmüştür. En yüksek aşım değeri ise 3,2254% ile ZOA algoritmasında gözlenmiştir. Genel değerlendirildiğinde, WSO, PSO ve DE algoritmaları, hem çok düşük ITAE değerleri üretmeleri hem de düşük aşım ve makul yerleşme süreleri sayesinde PI-ITAE denetimi altında en iyi performansı gösteren yöntemler olmuştur. Özellikle WSO algoritması en düşük hata kriteriyle öne çıkarken, PSO algoritması da en düşük aşım değerini sağlayarak kararlılık açısından avantaj sunmuştur.

PI denetleyici için ZLG amaç fonksiyonu ile optimize edilmiş sonuçlar da benzer şekilde başarılı kontrol performansları ortaya koymuştur. En düşük ZLG değeri, HO algoritması ile 0,0000804 olarak elde edilmiş ve onu 0,0000835 ile WSO, 0,0000869 ile PSO algoritmaları izlemiştir. Bu sonuç, ZLG kriteri altında HO algoritmasının en verimli optimizasyonu sağladığını göstermektedir. En yüksek (en kötü) ZLG performansı ise 0,0126128 değerine ulaşmış ve bu değer ZOA algoritmasında görülmüştür (SMA algoritması da benzer şekilde 0,0126013 değeriyle zayıf kalmıştır). t_r değerleri PI-ZLG senaryosunda da tüm algoritmalar için 0,0058 sn olarak sabit kalmıştır. t_s değerleri ise büyük ölçüde 0,0646 sn seviyesinde olup yalnızca WSO algoritmasında ihmal edilebilecek kadar küçük bir farkla 0,0647 sn olarak gerçekleşmiştir. Sonuçlar $\%M_p$ parametresi üzerinden değerlendirildiğinde, en düşük aşım 2,7710% ile NOA algoritmasında elde edilmiştir; en yüksek aşım ise 2,9730% ile ZOA algoritmasında gözlenmiştir. Bütün algoritmalar 3%'ün altında aşım değerleri sunarak kararlı bir geçici durum davranışı sergilemiştir. Genel olarak HO, WSO ve PSO algoritmaları, en düşük ZLG hedef değerleri ve düşük aşım oranlarıyla PI-ZLG denetiminde öne çıkmışlardır. HO algoritması en iyi hedef fonksiyon değerini sağlarken, WSO ve PSO da hem hedef değerine yakın sonuçlar üretilip hem de tatmin edici dinamik performans sunarak başarılı bulunmuştur.

PI denetleyici ile elde edilen sonuçların istatistiksel analizleri de algoritmaların performans tutarlılığı hakkında önemli bilgiler vermektedir. ITAE kriteri için 20 bağımsız koşu sonucunda hesaplanan istatistiklere göre; WSO algoritmasının, hem en düşük tekil ITAE değerine hem de oldukça düşük bir standart sapmaya ($5,02E-05$) sahip olarak yüksek çözüm kalitesi ve kararlı sonuçlar üretebildiğini göstermiştir. Diğer taraftan, incelenen algoritmalar içinde standart sapması en düşük olan DE, $1,08E-07$ gibi ihmal edilebilecek

kadar küçük bir değerle sonuçların neredeyse tüm koşullarda aynı olduğu bir performans sergilemiştir. Nitekim DE algoritmasının en iyi ITAE değeri 0,0002625 olup ortalama değeri de buna çok yakın gerçekleşmiştir. Bu durum DE'nin güvenilir ve dengeli çözümler sunduğunu doğrulamaktadır. Buna karşılık ARO algoritması, yaklaşık 4,45E-04 gibi oldukça yüksek bir standart sapma değeriyle en dengesiz performansı göstermiştir. ARO'nun farklı çalıştırmalarda tutarsız çıktılar üretmesi, optimizasyon sürecinde kararsız davrandığını ortaya koymaktadır. ZLG kriteri için istatistiksel sonuçlar incelendiğinde ise, en düşük en iyi değer 0,0000804 ile HO algoritmasında elde edilmiştir. Öte yandan en yüksek en iyi değer 0,0126459 ile ZOA algoritmasına aittir. DO algoritmasının en düşük standart sapmaya (9,53E-06) sahip olması, bu algoritmanın çoklu çalıştırmalarda dahi sonuçlarını birbirine çok yakın tutarak son derece kararlı olduğunu göstermektedir. Diğer yandan WSO algoritması, ZLG kriterinde 8,51E-05 ile en yüksek standart sapmaya sahip olmuş ve farklı denemeler arasında yüksek varyans gösterdiği için tutarlılık açısından zayıf bulunmuştur. Özetle, PI denetleyici altında DE ve DO algoritmaları istikrarlı performanslarıyla öne çıkarken; WSO, HO ve PSO algoritmaları en iyi çözüme ulaşma kapasitesi açısından üstünlük göstermiştir. ARO ve kısmen ZOA gibi algoritmalar ise tutarlılık veya optimum çözüm kalitesi bakımından geride kalmıştır.

FOPI için yapılan optimizasyon çalışmalarında da benzer kıyaslamalar ITAE ve ZLG kriterleri için gerçekleştirilmiştir. ITAE amaç fonksiyonu ile optimize edilmiş FOPI denetleyicide, en düşük ITAE değeri 0,0002237 ile DE algoritması tarafından elde edilmiştir. Öte yandan ele alınan algoritmalar içerisindeki en yüksek ITAE değeri 0,0005049 ile WSO algoritmasına aittir. Yani WSO, bu senaryoda diğer yöntemlere göre daha zayıf bir optimizasyon başarımı sergilemiştir. Sistemin t_r değeri sonuçlarına bakıldığında, en hızlı tepki süresi 0,0057 sn ile yine DE algoritmasında elde edilmiştir. WSO ve ZOA algoritmaları da 0,0057 sn ile bu hızlı tepkiye benzer değerler sunmuşlardır. Buna karşın SMA algoritmasının yükselme süresi 0,0926 sn gibi oldukça yüksek bir değerde kalmıştır. Bu sonuç, SMA algoritmasının FOPI denetleyici altında referans değişimine çok daha yavaş tepki verdiğini ve geçici durumun uzamasına yol açtığını göstermektedir. Sonuçlar t_s açısından değerlendirildiğinde, FOPI-ITAE kontrolünde tüm algoritmalar için hemen hemen sabit ($\sim 0,0645$ sn) gerçekleşmiştir. Sadece SMA algoritmasında yerleşme süresi 0,0986 sn'ye çıkarak belirgin bir fark yaratmıştır. Bu bulgu, SMA ile optimize edilen FOPI denetleyicide sistemin kararlı hale gelmesinin daha uzun sürdüğünü ortaya koymaktadır. Aşım oranları incelendiğinde ise dikkat çekici biçimde en düşük aşım 2,7119% ile SMA

algoritmasında görülmüştür. Yani SMA her ne kadar yavaş bir tepki verse de hedef değeri oldukça küçük bir aşım ile yakalayabilmiştir. HO ve ZOA algoritmaları da sırasıyla 2,9948% ve 3,0457% aşım değerleriyle nispeten düşük aşım oranları sağlamıştır. Öte yandan en yüksek aşım 3,5059% ile NOA algoritmasında ölçülmüştür. Genel bir değerlendirmeye DE algoritması FOPI-ITAE kontrolünde hem en düşük ITAE değerini hem de en kısa yükselme süresini sağlayarak öne çıkmıştır. Bununla birlikte HO ve ZOA algoritmaları, çok düşük aşım oranları ve dengeli zaman yanıtlarıyla dikkat çekmişlerdir. Bu durum, FOPI denetleyici altında bazı algoritmaların (DE) hızlı ve hatası az bir tepki sağlarken, bazılarının (HO, ZOA) ise biraz daha yavaş fakat oldukça küçük aşım ve düzenli bir yanıt üreterek farklı şekillerde başarılı olabildiğini göstermektedir.

FOPI denetleyici için ZLG amaç fonksiyonu altında elde edilen performans sonuçlarına bakıldığında, en iyi (minimum) ZLG değeri 0,0001059 ile HO algoritması tarafından sağlanmıştır. Bu sonucu 0,0001184 ile DE ve 0,0001338 ile PSO algoritmaları takip etmektedir. Bu durumda, HO algoritması FOPI-ZLG koşulunda en verimli optimizasyonu sağlamıştır. Öte yandan en yüksek (en kötü) ZLG değeri 0,0137672 ile GWO algoritmasında görülmüş, onu 0,0126050 ile DO algoritması izlemiştir. Bu iki algoritma, ZLG kriteri açısından diğerlerine göre belirgin biçimde zayıf kalmıştır. t_r değerleri açısından, HO, DE, PSO gibi algoritmalar 0,0057 sn civarında çok hızlı tepkiler üretirken, DO algoritmasında yükselme süresi 0,0058 sn ile yaklaşık aynı değerdedir. Buna karşılık GWO, ARO ve ZOA algoritmalarında 0,0638 sn seviyesine çıkarak oldukça yavaş bir ilk tepki davranışı sergilenmiştir. Bu farklılık, bazı algoritmaların FOPI denetleyici altında sisteme anlık tepki verme kabiliyetinin çok düştüğünü göstermektedir. Yerleşme süreleri genel olarak tüm algoritmalarda yaklaşık 0,0646 sn mertebesinde ölçülmüştür. Yalnızca PSO ve SMA algoritmalarında 0,0645 sn ile ihmal edilebilir bir iyileşme kaydedilmiştir. Aşım değerleri kıyaslandığında, en düşük aşım 2,9999% ile DO algoritmasında elde edilmiştir. Bunu 3,4526% ile SMA ve 3,4868% ile PSO algoritmaları takip etmektedir. En yüksek aşım ise 3,8074% ile GWO algoritmasında gözlemlenmiştir. Görüldüğü üzere, FOPI-ZLG senaryosunda aşım oranları %3 civarında toplanmakla birlikte DO algoritması bu kriterde üstünlük sağlamıştır. Genel bir değerlendirme yapıldığında, FOPI denetleyici altında HO, DE ve PSO algoritmaları en iyi performans gösteren yöntemler olarak öne çıkmaktadır. HO algoritması en düşük ZLG hedef değerine ulaşırken DE ve PSO da hem hedef fonksiyon değeri bakımından üst sıralarda yer almış hem de hızlı ve kararlı bir geçici durum performansı sunmuştur. Buna karşın GWO algoritması hem ZLG değerinin

yüksekliği hem de görece büyük aşım ve yavaş tepki süreleriyle bu senaryoda en zayıf kalan yöntem olmuştur.

FOPI denetleyici için elde edilen sonuçların istatistiksel açıdan değerlendirilmesi, ilginç bulgular ortaya koymaktadır. ITAE kriterinde, algoritmaların 20 koşudaki en iyi ve ortalama değerleri birbirine oldukça yakın gerçekleşmiştir. FOPI-ITAE optimizasyonunda en düşük en iyi değer 0,0002237 ile DE algoritmasına aittir. Bu değeri 0,0002253 ile DO ve ZOA algoritmaları takip etmektedir. Ancak ortalama değerlere bakıldığında, algoritmalarla elde edilen sonuçların birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir. Bu durum, standart sapma değerlerinin de benzer seviyelerde gerçekleşmesine neden olmuştur. Sonuçlar standart sapma parametresi üzerinden değerlendirildiğinde, en düşük değerlerin sırasıyla 1,24E-05 (DE), 1,33E-05 (ZOA) ve 1,60E-05 (DO) ile bu algoritmalarla ait olduğu görülmüştür. Bu düşük sapma değerleri, anılan algoritmaların çoklu çalıştırmalarda birbirine çok yakın sonuçlar verdiğini ve dolayısıyla kararlı bir optimizasyon performansı sergilediğini ortaya koymaktadır. Ortalama değer açısından en iyi sonucu WSO algoritması sunmuştur. Bu bağlamda, WSO algoritmasıyla elde edilen standart sapma değeri de düşük seviyede (3,16E-07) gerçekleşmiş ve algoritmanın kararlı performans sergilediğini ortaya koymuştur. Buna karşılık, en yüksek standart sapma değeri 8,39E-03 ile NOA algoritması ile elde edilmiştir. Bu durum, NOA düşük başarı ve yüksek belirsizlik sunduğunu göstermektedir. Diğer taraftan WSO algoritmasının, ZLG kriterinde standart sapması 3,16E-07 gibi son derece düşük bir seviyede gerçekleşmiştir. Bu da WSO'nun FOPI-ZLG optimizasyonunda tutarlı ve tekrarlanabilir bir başarı elde ettiğini göstermektedir. Genel olarak FOPI denetleyici için; ITAE kriterinde DE, DO, ZOA algoritmaları güvenilir ve istikrarlı performanslarıyla öne çıkmıştır. ZLG kriterinde ise HO ve DE yüksek başarımlı ve kararlı algoritmalar olarak dikkat çekerken, WSO ortalama başarımlıyla, PSO ise dengeli iyi sonuçlarıyla başarılı olmuştur. NOA ve GWO gibi bazı algoritmalar ise ya yüksek varyansları ya da zayıf hedef fonksiyonu değerleriyle diğerlerinin gerisinde kalmıştır.

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, DAB dönüştürücünün kontrolünde kullanılan PI denetleyicinin, FOPI denetleyiciye kıyasla daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Bu doğrultuda, DAB dönüştürücü sistemleri için PI denetleyicinin tercih edilmesi önerilmektedir. Özellikle, en düşük aşım değeri ($M_p = 2,3501$), ITAE amaç fonksiyonu altında PSO algoritması kullanılarak PI denetleyici parametrelerinin belirlendiği senaryoda elde edilmiştir. Aynı koşullar altında diğer algoritmalarla elde edilen aşım değerlerinin, PSO algoritmasına göre daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenle, PI denetleyicinin

kontrol parametrelerinin belirlenmesinde PSO algoritmasının kullanılması önerilmektedir. Ancak farklı algoritmalarla PI denetleyici parametrelerinin optimize edilmek istenmesi durumunda, amaç fonksiyonu olarak ZLG tercih edilmelidir. ZLG amaç fonksiyonu altında, farklı algoritmalarla elde edilen aşım değerlerinin birbirine oldukça yakın olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, standart sapma değerlerinin düşük çıkması nedeniyle algoritmaların farklı bağımsız koşturmalarında benzer sonuçlar ürettiği tespit edilmiştir. Bu durum, ZLG amaç fonksiyonunun algoritmaların doğruluğunu ve tekrarlanabilirliğini artırdığını göstermektedir.



4. ÖNERİLER

Yüksek Lisans tezi olarak sunulan bu çalışmada, çift yönlü çift aktif köprülü (DAB) DA-DA dönüştürücünün kontrol performansını artırmaya yönelik kapsamlı bir modelleme, analiz ve optimizasyon süreci gerçekleştirilmiştir. Bu tez konusu ile çalışma yapmak isteyen araştırmacılara ve uygulayıcılara iletilmek istenen öneriler aşağıdaki gibi belirtilmiştir:

- Tez kapsamında tüm analizler benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Gelecekte, geliştirilen kontrol yönteminin ve optimizasyon yaklaşımlarının gerçek donanım üzerinde test edilmesi önerilir. Bu sayede, pratikte ortaya çıkabilecek anahtarlama gecikmeleri, sürücü kayıpları ve parazitler gibi etkiler gözlemlenebilecek; simülasyon sonuçlarının deneysel olarak doğrulanması ile yöntemin gerçek dünya koşullarındaki performansı değerlendirilebilecektir.
- Bu çalışmada PI ve FOPI olmak üzere iki tip denetleyici kullanılmıştır. İlerleyen çalışmalarda yapay zekâ ve gelişmiş kontrol tekniklerinin sisteme uyarlanması yararlı olabilir. Örneğin, sinir ağları veya makine öğrenmesi, adaptif (uyarlamalı) kontrolörler ya da model öngörülü kontrol (MÖK) yaklaşımları DAB dönüştürücünün kontrolünde test edilebilir.
- Çalışmada odaklanılan çift aktif köprülü DAB topolojisi, çift yönlü güç aktarımında yaygın bir seçenektir. Gelecekte, önerilen kontrol ve optimizasyon yaklaşımının farklı DC-DC dönüştürücü topolojilerine uygulanması önerilmektedir.
- PI ve FOPI denetleyiciler dışında, sistemin karakteristiklerine uygun yeni bir denetleyici yapısı tasarlamak da potansiyel bir araştırma konusudur. Böyle bir denetleyici tasarlandığında, sisteme ek performans iyileştirmeleri getirebileceği gibi, kararlılık, hız ve yük değişimlerine dayanım konularında da avantajlar sağlayıp sağlamadıkları açısından değerlendirilebilir.

5. KAYNAKLAR

- Abdel-Basset, M., Mohamed, R., Jameel, M., & Abouhawwash, M. (2023). Nutcracker optimizer: A novel nature-inspired metaheuristic algorithm for global optimization and engineering design problems. *Knowledge-Based Systems*, 262. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2022.110248>
- Ab-Ghani, S., Daniyal, H., Huda Ramlan, N., & Chung Tiong FKEE, M. (2020). Particle Swarm Optimization Strategy to Increase Efficiency of Dual Active Bridge Dc-Dc Converter. *International Journal of Advanced Science and Technology*, 29(03), 2681-2687.
- Ab-Ghani, S., Daniyal, H., Jaalam, N., Mohd Saad, N., & Huda Ramlan, N. (2022). *Dynamic Control and Performance of Dual Active Bridge Converter based Particle Swarm Optimization*.
- Ahmad, M. F., Isa, N. A. M., Lim, W. H., & Ang, K. M. (2022). Differential evolution: A recent review based on state-of-the-art works. *Alexandria Engineering Journal*, 61(5), 3831-3872. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.09.013>
- Aksoy, A., Danaiyien, Y., Bayraklı, N., & Yeter, E. (2024). *Hava Araçları İçin DA Mikro Şebeke Tasarımı*.
- Altaf, A., Kumar, M., & Biswas, D. (2024). Hippopotamus Optimization Based PID Controller Design for LFC of Microgrid Under Cyber and Time Delay Attack. *2024 IEEE 4th International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation, SEFET 2024*. <https://doi.org/10.1109/SEFET61574.2024.10717897>
- Alzuguren, I., Garcia-Bediaga, A., Avila, A., Rujas, A., & Vasic, M. (2022). Genetic Algorithm-Based Optimized Modulation For Dual Active Bridge PFC Circuit For Electric Vehicle Application. *2022 IEEE Design Methodologies Conference, DMC 2022*. <https://doi.org/10.1109/DMC55175.2022.9906470>
- Amiri, M. H., Mehrabi Hashjin, N., Montazeri, M., Mirjalili, S., & Khodadadi, N. (2024). Hippopotamus optimization algorithm: a novel nature-inspired optimization algorithm. *Scientific Reports*, 14(1). <https://doi.org/10.1038/s41598-024-54910-3>
- Karababa, B. D. (2024, Mart 14). Elektrikli Araçların Tarihçesi.: https://www.arabam.com/blog/elektrikli_dunyasi/elektrikli-otomobil-uretiminin-tarihi/ adresinden alınmıştır.
- Babalou, M., Torkaman, H., & Pouresmaeil, E. (2024). Fault-Tolerant Topology of Dual Active Bridge Converter for On-Board Charger in Electric Vehicles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, 6(1), 106-114. <https://doi.org/10.1109/jestie.2024.3462848>

- Bai, H., & Mi, C. (2008). Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6), 2905-2914. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2005103>
- Batarseh, I., Ortiz-Conde, A., Yacoub, A., & Siri, K. (2002). Steady State Analysis And Performance Characteristics Of The Llc-Type Parallel Resonant Converter. *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference*, s. 597-606.
- Bindi, M., Garcia, C. I., Corti, F., Piccirilli, M. C., Luchetta, A., Grasso, F., & Manetti, S. (2021). Comparison Between PI and Neural Network Controller for Dual Active Bridge Converter. *2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2021*. <https://doi.org/10.1109/CPE-POWERENG50821.2021.9501168>
- Birleşmiş Milletler. (2016). *Paris İklim Anlaşması*.
- Bohara, B., Karbozov, A., & Krishnamoorthy, H. S. (2022). Triple Phase Shift Control of Dual Active Bridge Converter using Machine Learning Methods. *2022 IEEE Texas Power and Energy Conference, TPEC 2022*. <https://doi.org/10.1109/TPEC54980.2022.9750772>
- Braik, M., Hammouri, A., Atwan, J., Al-Betar, M. A., & Awadallah, M. A. (2022). White Shark Optimizer: A novel bio-inspired meta-heuristic algorithm for global optimization problems. *Knowledge-Based Systems*, 243. <https://doi.org/10.1016/j.knsys.2022.108457>
- Calderon, C., Barrado, A., Rodriguez, A., & Lazaro, A. (2017). ECCE 2017 : IEEE Energy Conversion Congress & Expo : Cincinnati, Ohio, October 1-5. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*.
- Cao, Y., & Luan, J. (2024). A novel differential evolution algorithm with multi-population and elites regeneration. *PLoS ONE*, 19(4 April). <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0302207>
- Chen, S., Zhang, G., Yu, S. S., Mei, Y., & Zhang, Y. (2023). A Review of Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Data Centers*. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 9(4), 1-22. <https://doi.org/10.23919/CJEE.2023.000034>
- Chincholkar, S., Tariq, M., Poshtan, M., & Sharaf, M. (2024). Normalized Error-Based PI Controller and Its Application to the DC-DC Buck Converter. *Mathematics*, 12(2). <https://doi.org/10.3390/math12020240>
- Coşkun, R. (2024). *Elektrikli Araç Şarj İstasyonlarının Dağıtım Şebekesine Etkilerinin İncelenmesi*. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Elâzığ
- Çakmak, R., & Turan, A. (2022). Türkiye’de İller Bazında Elektrikli Araç Şarj İstasyonu Altyapısı: Ölçevler Aracılığıyla Analizi. *Karadeniz Fen Bilimleri Dergisi*, 12(1), 246-268. <https://doi.org/10.31466/kfbd.1029677>

- Danayiyen, Y., Dinçer, K., & Nuhoglu, Y. (2024). A Novel Fractional Order Proportional Integral-Fractional Order Proportional Derivative Controller Design Based on Symbiotic Organisms Search Algorithm for Speed Control of a Direct Current Motor. *Electrica*, 24(2), 327-335. <https://doi.org/10.5152/electr.2024.23076>
- Danayiyen, Y., Lee, K., Choi, M., & Lee, Y. Il. (2019). Model predictive control of uninterruptible power supply with robust disturbance observer. *Energies*, 12(15). <https://doi.org/10.3390/en12152871>
- De Doncker, R. W. A. A., Divan, D. M., & Kheraluwala, M. H. (1991). A Three-phase Soft-Switched High-Power-Density dc /dc Converter for High-Power Applications. *IEEE Transactions On Industry Applications* (C. 27, Sayı 1).
- Derin, H., Yeter, E., & Danayiyen, Y. (2024). Parçacık Sürü Optimizasyonu Yöntemi ile Denkleştirici Katsayılarının Bulunması. *Karadeniz Kongresi*.
- Dong, Z., Yang, P., Li, Q., Zhang, M., Chang, Y., & Wang, S. (2024). Fractional order modelling and optimal control of dual active bridge converters. *Systems Science and Control Engineering*, 12(1). <https://doi.org/10.1080/21642583.2024.2347886>
- Dressler, R. A., & Dahn, J. R. (2024). Investigation of The Failure Mechanisms of Li-Ion Pouch Cells with Si/Graphite Composite Negative Electrodes and Single Wall Carbon Nanotube Conducting Additive. *Journal of The Electrochemical Society*, 171(3), 030532. <https://doi.org/10.1149/1945-7111/ad3398>
- Ebad, M., & Song, B.-M. (2012). *Accurate Model Predictive Control of Bidirectional DC-DC Converters for DC Distributed Power Systems*.
- Eberle, T., Jalilian, A., Weitz, N., & März, M. (2023). Performance Enhancement of a Dual Active Bridge by a Genetic Algorithm Based Routine for Optimal Parameters of a Cascade Control. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 2023-March*, 2767-2774. <https://doi.org/10.1109/APEC43580.2023.10131136>
- Eğin, G. (2019). *Elektrikli Araçların Batarya Sistemlerinde Isı Yönetimi*. Bursa Uludağ Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Bursa.
- EPDK. (2025). *Şarj Hizmeti Piyasası Aylık İstatistikleri*. Ankara: Enerji Dönüşüm Dairesi Başkanlığı.
- Erdoğan, S. (2020). Enerji, Çevre ve Sera Gazları. *Cankiri Karatekin Üniversitesi İktisadi ve İdari Bilimler Fakültesi Dergisi*, 277-303. <https://doi.org/10.18074/ckuiibfd.670673>
- Ferreira Gruner, V., Cruz Martins, D., Fiamoncini, L., Francisco Coelho, R., & Schmitz, L. (2019). *High Step-Up DC-DC Converter with Input Current Sharing Based on the Forward Converter*.

- Hamurcu, M., Çakır, E., & Eren, T. (2021). Kullanıcı Perspektifli Çok Kriterli Karar Verme ile Elektrikli Araçlarda Batarya Seçimi. *Uluslararası Muhendislik Arastirma ve Gelistirme Dergisi*, 13(2), 733-749. <https://doi.org/10.29137/umagd.906805>
- Han, T., Wang, H., Li, T., Liu, Q., & Huang, Y. (2025). MHO: A Modified Hippopotamus Optimization Algorithm for Global Optimization and Engineering Design Problems. *Biomimetics*, 10(2). <https://doi.org/10.3390/biomimetics10020090>
- He, P., & Khaligh, A. (2017). Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 3(1), 147-156. <https://doi.org/10.1109/TTE.2016.2630927>
- He, Z., Khazaei, J., & Freihaut, J. D. (2022). Optimal integration of Vehicle to Building (V2B) and Building to Vehicle (B2V) technologies for commercial buildings. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, 32. <https://doi.org/10.1016/j.segan.2022.100921>
- Hebala, O. M., Aboushady, A. A., Ahmed, K. H., Burgess, S., & Prabhu, R. (2018). Generalized Small-Signal Modelling of Dual Active Bridge DC/DC Converter. *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2018.8567014>
- Hocaoglu, G. S., Cavli, N., Kilic, E., & Danayiyen, Y. (2023). Nonlinear Convergence Factor Based Grey Wolf Optimization Algorithm and Load Frequency Control. *Proceedings - 2023 IEEE 5th Global Power, Energy and Communication Conference, GPECOM 2023*, 282-287. <https://doi.org/10.1109/GPECOM58364.2023.10175823>
- Hou, N., & Li, Y. W. (2020). Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 3148-3172. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2927930>
- Huang, J., Zhang, X., Shuai, Z., Zhang, X., Wang, P., Koh, L. H., Xiao, J., & Tong, X. (2019). Robust circuit parameters design for the CLLC-type DC transformer in the hybrid AC-DC microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(3), 1906-1918. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2835373>
- URL-1. (2025, Mayıs). Global EV Outlook: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2025> adresinden alınmıştır.
- Ieng, S., Ang, S., Huy, V., Cheng, H., Keo, S., & Choeung, C. (2025). Dingo Optimizer for Power Loss Minimization Using Optimal Power Flow. *Çinde GMSARN International Journal* (C. 19).
- Akbıyık, S. (2022, Mayıs 7). Elektrikli Arabanın Uzun Tarihi: TOGG'dan 193 Yıl Öncesi.: <https://www.indyturk.com/node/506506/t%C3%BCrki%C3%87yeden-sesler/elektrikli-araban%C4%B1n-uzun-tarihi-toggdan-193-y%C4%B1l-%C3%B6ncesi> adresinden alınmıştır.

- İsaoğulları, D. (2024). *Elektrikli Araç Şarj İstasyonları ve Yenilenebilir Enerji Kaynakları Entegrasyonunun Savunma Sanayi Alanında Uygulanabilirliğinin Araştırılması*. Sivas Cumhuriyet Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Sivas.
- Jalkanen, K., Karppinen, J., Skogström, L., Laurila, T., Nisula, M., & Vuorilehto, K. (2015). Cycle aging of commercial NMC/graphite pouch cells at different temperatures. *Applied Energy*, 154, 160-172. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.04.110>
- Jia, D., & Wang, D. (2024). Current Stress Minimization Based on Particle Swarm Optimization for Dual Active Bridge DC-DC Converter. *Actuators*, 13(10). <https://doi.org/10.3390/act13100421>
- Jiang, C., & Liu, H. (2021). A Novel Interleaved Parallel Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter with Coupled Inductor for More-Electric Aircraft. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(2), 1759-1768. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018047>
- Jiang, T., Chen, X., Zhang, J., & Wang, Y. (2013). *Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications*. IEEE.
- Jiang, T., Zhang, J., Wu, X., Sheng, K., & Wang, Y. (2015). A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(2), 757-770. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2307329>
- Jung, J. H., Kim, H. S., Ryu, M. H., & Baek, J. W. (2013). Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4), 1741-1755. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2213346>
- Kadhim, N. A., Obed, A. A., Abid, A. J., Kotb, H., & Emara, A. (2024). Optimal PV Reconfiguration Under Partial Shading Based on White Shark Optimization. *IEEE Access*, 12, 27385-27398. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3367833>
- Kayaalp, I., Demirdelen, T., Koroglu, T., Cuma, M. U., Bayindir, K. C., & Tumay, M. (2016). Comparison of Different Phase-Shift Control Methods at Isolated Bidirectional DC-DC Converter. *International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers*, 4(3), 68. <https://doi.org/10.18100/ijamec.60506>
- Kazimierczuk, M. K., Member, S., Vuong, D. Q., A Bick T Nguyen, U. S., & Weimer, J. A. (1993). *Topologies of Bidirectional PWM DC-DC Power Converters*.
- Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995). *Particle Swarm Optimization*. Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks, s. 1942-1948.
- Kerem, A. (2014). Elektrikli Araç Teknolojisinin Gelişimi ve Gelecek Beklentileri. *Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 5, 1-13.
- Kettles, D. (2015). *Electric Vehicle Charging Technology Analysis And Standards*.

- Khalid, M. R., Khan, I. A., Hameed, S., Asghar, M. S. J., & Ro, J. S. (2021). A Comprehensive Review on Structural Topologies, Power Levels, Energy Storage Systems, and Standards for Electric Vehicle Charging Stations and Their Impacts on Grid. İçinde *IEEE Access* (C. 9, ss. 128069-128094). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3112189>
- Khan, S. S., & Wen, H. (2021). A Comprehensive Review of Fault Diagnosis and Tolerant Control in DC-DC Converters for DC Microgrids. İçinde *IEEE Access* (C. 9, ss. 80100-80127). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3083721>
- Kheraluwala, M. H., Gascoigne, R. W., Divan, D. M., & Bauman, E. (1992). Performance Characterization Of A High Power Dual Active Bridge Dc/Dc Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1294–1301. <https://doi.org/10.1109/28.175280>
- Kirikci, F. M., Akyazi, O., & Kahveci, H. (2024). WSO-Optimized PID Controller Design for SEPIC Converter Voltage Stability. *8th International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium, IDAP 2024*. <https://doi.org/10.1109/IDAP64064.2024.10710743>
- Koch, G. G., Queiroz, S. S., Rech, C., Oliveira, R. C. L. F., Borges, R. A., Tognetti, E. S., & Montagner, V. F. (2016). *Design of a Robust PI Controller for a Dual Active Bridge Converter*.
- Krismer, F., & Kolar, J. W. (2009). Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(12), 2756-2768. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2027904>
- Krismer, F., & Kolar, J. W. (2010). Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3), 881-891. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2025284>
- Kumar, G. K., & Elangovan, D. (2020). Review on fault-diagnosis and fault-tolerance for DC–DC converters. *IET Power Electronics*, 13(1).
- Kundu, U., Pant, B., Sikder, S., Kumar, A., & Sensarma, P. (2018). Frequency Domain Analysis and Optimal Design of Isolated Bidirectional Series Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(1), 356-366. <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2761822>
- Lecun, Y., Bottou, E., Bengio, Y., & Haffner, P. (1998). *Gradient-Based Learning Applied to Document Recognition*.
- Lee, C. C. (1990). *Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I*. 20(2). <https://doi.org/10.1109/21.52551>

- Li, L., Xu, G., Sha, D., Liu, Y., Sun, Y., & Su, M. (2023). Review of Dual-Active-Bridge Converters With Topological Modifications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(7), 9046-9076. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3258418>
- Li, S., Chen, H., Wang, M., Heidari, A. A., & Mirjalili, S. (2020). Slime mould algorithm: A new method for stochastic optimization. *Future Generation Computer Systems*, 111, 300-323. <https://doi.org/10.1016/j.future.2020.03.055>
- Li, X., & Bhat, A. K. S. (2010). Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(4), 850-862. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2034662>
- Li, Y., Li, K., Xie, Y., Liu, J., Fu, C., & Liu, B. (2020). Optimized charging of lithium-ion battery for electric vehicles: Adaptive multistage constant current–constant voltage charging strategy. *Renewable Energy*, 146, 2688-2699. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2019.08.077>
- Liu, C., Liu, H., Cai, G., Cui, S., Liu, H., & Yao, H. (2017). Novel Hybrid LLC Resonant and DAB Linear DC-DC Converter: Average Model and Experimental Verification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(9), 6970-6978. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2682784>
- Liu, F. (2023). Design of Human Motion Training Motion Capture Model Based on Improved PSO Algorithm. *International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing, ICAISC 2023*. <https://doi.org/10.1109/ICAISC58445.2023.10200983>
- Lyu, P., Huang, J., Chen, G., & Cui, W. (2023). An Open-Circuit Fault-Tolerant Asymmetric Half-Bridge Dual-Output Converter with Topology Reconstruction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(7), 6754-6764. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3204952>
- Mirjalili, S., Mirjalili, S. M., & Lewis, A. (2014). Grey Wolf Optimizer. *Advances in Engineering Software*, 69, 46-61. <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2013.12.007>
- Muthukumar, P., Venkateshkumar, M., & Chin, C. S. (2024). A Comparative Study of Cutting-Edge Bi-Directional Power Converters and Intelligent Control Methodologies for Advanced Electric Mobility. *IEEE Access*, 12, 28710-28752. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3360267>
- Nalamati, C. S., Kumar, N., & Gupta, R. (2021). Multidirectional power flow in three-port isolated DC-DC converter for multiple battery stacks. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 29(2), 756-772. <https://doi.org/10.3906/ELK-2003-41>
- Oh, H., Kim, G. S., Hwang, B. U., Bang, J., Kim, J., & Jeong, K. M. (2024). Development of a feasible and scalable manufacturing method for PTFE-based solvent-free lithium-ion battery electrodes. *Chemical Engineering Journal*, 491. <https://doi.org/10.1016/j.cej.2024.151957>

- Ornek, R. S., Ates, O. K., Boga, A. Y., & Danayiyen, Y. (2023). X-Band Pyramidal Horn Antenna Directivity Optimization with Symbiotic Organism Search Algorithm. *Proceedings - 2023 IEEE 5th Global Power, Energy and Communication Conference, GPECOM 2023*, 519-523. <https://doi.org/10.1109/GPECOM58364.2023.10175711>
- URL-2. (2018, Nisan 25). Elektrikli Otomobillerin İlk Yılları 1837-1925: <https://oto.net/otomag/elektrikli-otomobillerin-ilk-yillari-1837-1925-7492> adresinden alınmıştır.
- Ritchie, H., Rosado, P. & Roser, M. (2023). *Energy*. <https://ourworldindata.org/energy> adresinden alınmıştır.
- Öz, N. (2024). *Elektrikli Araçlar İçin Seri-Paralel Bağlantı Kombinasyonunu Destekleyen Yeni Bir Batarya Paketi Tasarımı*. Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Özen, H. (2022). *Elektrikli Araçların Hareket Halinde İken Kablosuz Şarj Edilmesi*. Ege Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İzmir.
- Öztürk, Ö., & Çavdar, B. (2024). Otomatik Gerilim Regülatörü Sistemi Denetleyici Tasarımı için Meta-Sezgisel Algoritmaların Performansı. *Karadeniz Fen Bilimleri Dergisi*, 14(4), 2258-2289. <https://doi.org/10.31466/kfbd.1558173>
- Pavković, D., Kasać, J., Krznar, M., & Cipek, M. (2023). Adaptive Constant-Current/Constant-Voltage Charging of a Battery Cell Based on Cell Open-Circuit Voltage Estimation. *World Electric Vehicle Journal*, 14(6). <https://doi.org/10.3390/wevj14060155>
- Qi, Z., Peng, S., Wu, P., & Tseng, M. L. (2024). Renewable Energy Distributed Energy System Optimal Configuration and Performance Analysis: Improved Zebra Optimization Algorithm. *Sustainability (Switzerland)*, 16(12). <https://doi.org/10.3390/su16125016>
- Qi, Z., Tang, J., Pei, J., & Shan, L. (2020). Fractional Controller Design of a DC-DC Converter for PEMFC. *IEEE Access*, 8, 120134-120144. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3005439>
- Qin, H., & Kimball, J. W. (2012). Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(4), 2078-2084. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2165734>
- Ramya, K. C., Kumar, K. V., Rani, S. S., & Radhakrishnan, G. (2018). Ramya et al., 2018. *International Journal of Engineering and Technology*, 7, 182-185.
- Rawat, S., Choudhury, S., Saini, D. K., & Gupta, Y. C. (2024). Advancements and Current Developments in Integrated System Architectures of Lithium-Ion Batteries for Electric Mobility. İçinde *World Electric Vehicle Journal* (C. 15, Sayı 9). Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). <https://doi.org/10.3390/wevj15090394>

- Riad, A. J., Hasanien, H. M., Ullah, Z., Alkuhayli, A., & Yakout, A. H. (2024). Voltage Control of PEM Fuel Cell in a DC Microgrid Using Optimal Artificial Rabbits Algorithm-Based Fractional Order PID Controller. *IEEE Access*, 12, 89191-89204. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3419561>
- Saad, A., Engelbrecht, A. P., & Khan, S. A. (2024). An Analysis of Differential Evolution Population Size. *Applied Sciences (Switzerland)*, 14(21). <https://doi.org/10.3390/app14219976>
- Safayatullah, M., & Batarseh, I. (2020). *Small Signal Model of Dual Active Bridge Converter for Multi-Phase Shift Modulation*.
- Sanguesa, J. A., Torres-Sanz, V., Garrido, P., Martinez, F. J., & Marquez-Barja, J. M. (2021). A review on electric vehicles: Technologies and challenges. İçinde *Smart Cities* (C. 4, Sayı 1, ss. 372-404). MDPI. <https://doi.org/10.3390/smartcities4010022>
- Serhan, H. A., & Ahmed, E. M. (2018). *Effect of the Different Charging Techniques on Battery Life-time: Review*.
- Shao, S., Chen, L., Shan, Z., Gao, F., Chen, H., Sha, D., Member, S., & Dragičević, T. (2022). Modeling and Advanced Control of Dual-Active-Bridge DC-DC Converters: A Review Index Terms-DC-DC, dual active bridge (DAB), reduced-order model, generalized average model, discrete-time model, feedback control, feedforward control, model predictive control. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 37(2). <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021>
- Shao, S., Li, Y., Sheng, J., Li, C., Li, W., Zhang, J., & He, X. (2020). A modular multilevel resonant DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(8), 7921-7932. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2962032>
- Kang, L. (2025, Şubat 11). Global EV battery market share in 2024.: <https://cnevpost.com/2025/02/11/global-ev-battery-market-share-2024/#:~:text=Home%20%C2%BB%20Battery%20News-,Global%20EV%20battery%20market%20share%20in,CATL%2037.9%25%2C%20BYD%2017.2%25&text=CATL%20continued%20to%20be%20the,the%2015.9%20percent%20in%202023> adresinden alınmıştır.
- Steigerwald, R. L. (1988). A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3, s. 174-182.
- Sun, X., Wang, D., Kang, H., Shen, Y., & Chen, Q. (2021). A two-stage differential evolution algorithm with mutation strategy combination. *Symmetry*, 13(11). <https://doi.org/10.3390/sym13112163>
- Taneri, M. C., Gene, N., & Mamizadeh, A. (2019). Analyzing and Comparing of Variable and Constant Switching Frequency Flyback DC-DC Converter. *The 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*.

- Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J. L., & Hendrix, M. A. M. (2005). *Design of a Soft-Switched Three-Port Converter with DSP Control for Power Flow Management in Hybrid Fuel Cell Systems*.
- Thaliyadath, D., Kaliyaperumal, D., & Kolhe, M. L. (2024). Enhancing Transient Response in a DC-DC Converter for Electric Vehicle DC Fast Charging Applications Using Fractional-Order PI Control. *Energies*, 17(17). <https://doi.org/10.3390/en17174312>
- Tong, A., Hang, L., Li, G., Jiang, X., & Gao, S. (2018). Modeling and Analysis of a Dual-Active-Bridge-Isolated Bidirectional DC/DC Converter to Minimize RMS Current with Whole Operating Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6), 5302-5316. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2692276>
- Trojovska, E., Dehghani, M., & Trojovsky, P. (2022). Zebra Optimization Algorithm: A New Bio-Inspired Optimization Algorithm for Solving Optimization Algorithm. *IEEE Access*, 10, 49445-49473. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3172789>
- URL-3. (2025, Ocak 22). Motorlu Kara Taşıtları.: <https://data.tuik.gov.tr/Bulten/Index?p=Motorlu-Kara-Tasitlari-Aralik-2024-53463> adresinden alınmıştır.
- Villuri, R. T., Singh, M., & Beck, Y. (2022). Experimental analysis of electric vehicle's Li-ion battery with constant pulse and constant voltage charging method. İçinde *International Journal of Energy Research* (C. 46, Sayı 15, ss. 22365-22385). John Wiley and Sons Ltd. <https://doi.org/10.1002/er.8708>
- URL-4. (2024, Ocak 20). Elektrikli Araçların Gelişimi.: <https://voltla.com.tr/blog/elektrikli-araclarin-gelisimi> adresinden alınmıştır.
- Wang, C., Xiong, R., He, H., Ding, X., & Shen, W. (2016). Efficiency analysis of a bidirectional DC/DC converter in a hybrid energy storage system for plug-in hybrid electric vehicles. *Applied Energy*, 183, 612-622. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.08.178>
- Wang, L., Cao, Q., Zhang, Z., Mirjalili, S., & Zhao, W. (2022). Artificial rabbits optimization: A new bio-inspired meta-heuristic algorithm for solving engineering optimization problems. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 114. <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2022.105082>
- URL-5. (2025, Temmuz 27). Elektrikli Otomobil.: https://tr.wikipedia.org/wiki/Elektrikli_otomobil adresinden alınmıştır.
- Wilson, A. M., Hubel, T. Y., Wilshin, S. D., Lowe, J. C., Lorenc, M., Dewhurst, O. P., Bartlam-Brooks, H. L. A., Diack, R., Bennitt, E., Golabek, K. A., McNutt, J. W., Curtin, N. A., & West, T. G. (2018). Biomechanics of predator-prey arms race in lion, zebra, cheetah and impala. *Nature*, 554(7691), 183-188. <https://doi.org/10.1038/nature25479>

- Wu, J., Li, Y., Sun, X., & Liu, F. (2018). A new dual-bridge series resonant DC-DC converter with dual tank. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5), 3884-3897. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2723640>
- Xue, L., Shen, Z., Boroyevich, D., Mattavelli, P., & Diaz, D. (2015). Dual Active Bridge-Based Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle with Charging Current Containing Low Frequency Ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7299-7307. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2413815>
- Yan, Y., Bai, H., Foote, A., & Wang, W. (2020). Securing Full-Power-Range Zero-Voltage Switching in Both Steady-State and Transient Operations for a Dual-Active-Bridge-Based Bidirectional Electric Vehicle Charger. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 7506-7519. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2955896>
- Yaqoob, M., Loo, K. H., & Lai, Y. M. (2017). Extension of soft-switching region of dual-active-bridge converter by a tunable resonant tank. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9093-9104. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2654505>
- Yeganehdoust, F., Madikere Raghunatha Reddy, A. K., & Zaghib, K. (2025). Cell Architecture Design for Fast-Charging Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicles. *İçinde Batteries* (C. 11, Sayı 1). Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI).
- Yılmaz, N. (2025). *Elektrikli Araçlar İçin Şarj Sisteminin Tasarımı*. Necmettin Erbakan Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Konya.
- Yu, Z. (2017). *Large Scale Charging Of Electric Vehicles: Technology And Economy*. Cornell University, Doktora Tezi, New York.
- Zgheib, R., & Al-Haddad, K. (2017). *Comparison between Isolated and Non-Isolated DC/DC Converters for Bidirectional EV Chargers*.
- Zhang, K., Shan, Z., & Jatskevich, J. (2017). Large- and Small-Signal Average-Value Modeling of Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Considering Power Losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 1964-1974. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2555929>
- Zhang, Y., Zhang, D., Li, J., & Zhu, H. (2020). Bidirectional LCLL Resonant Converter with Wide Output Voltage Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(11), 11813-11826. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2986505>
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., & Sun, Y. (2014). Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 4091-4106. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2289913>
- Zhao, S., Zhang, T., Ma, S., & Chen, M. (2022). Dandelion Optimizer: A nature-inspired metaheuristic algorithm for engineering applications. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 114. <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2022.105075>

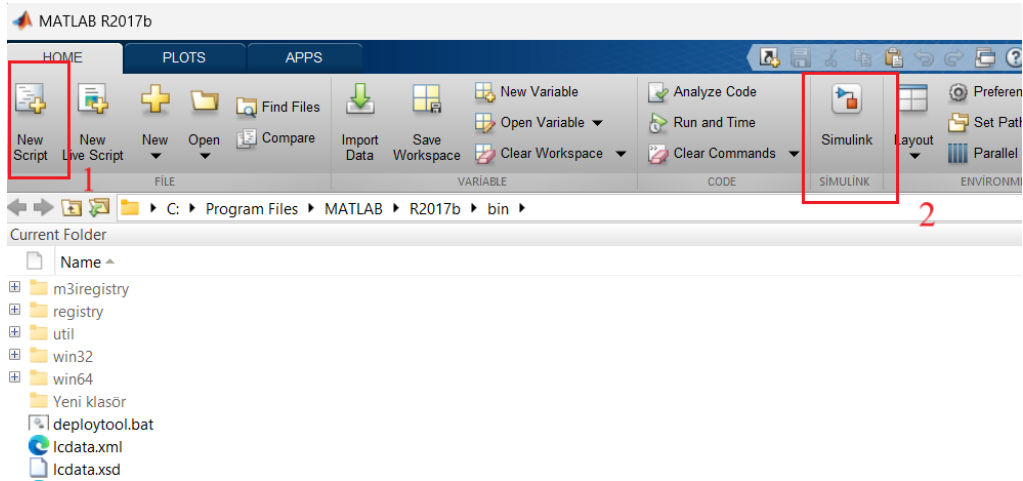
6. EKLER

6.1. Ek 1

Bu bölümde, MATLAB/Simulink ortamında DAB dönüştürücüsünün modellenmesi ile sistem kontrolünde kullanılan PI denetleyicinin kontrol parametrelerinin, HO metasezgisel optimizasyon algoritması aracılığıyla nasıl belirlendiği adım adım açıklanmıştır.

▪ 1. Adım – MATLAB Uygulamasında DAB Dönüştürücü Tasarımı

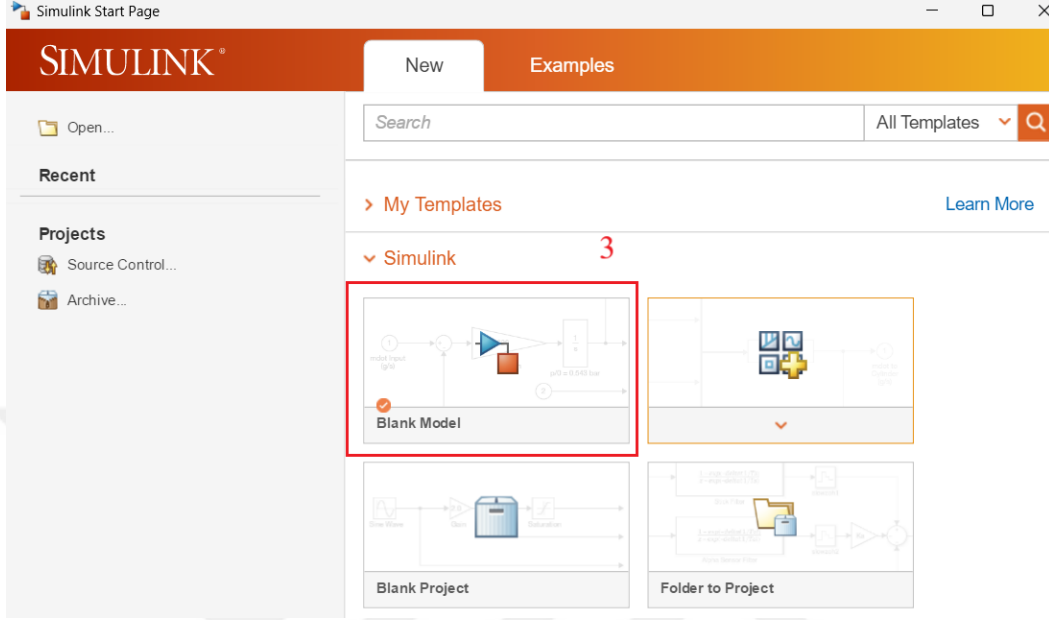
Öncelikle, MATLAB programı, <https://www.mathworks.com> adresinden temin edilerek bilgisayara kurulmalıdır. Kurulum sırasında, modelleme ve simülasyon işlemleri için gerekli olan Simulink eklentisinin de yüklenmesi gerekmektedir. Yazılım başarıyla yüklendikten sonra MATLAB başlatılır ve kullanıcıyı komut girişine olanak sağlayan varsayılan arayüz karşılar. Modelleme işlemlerine başlamak için ilk olarak, Ek Şekil 1’de (1) numara ile gösterilen “New Script” butonuna tıklanarak yeni bir kod dosyası açılmalıdır. Bu dosya, ilerleyen adımlarda kullanılacak MATLAB komutlarının yazılacağı çalışma alanı olacaktır. Ardından, Ek Şekil 1’de (2) numara ile belirtilen Simulink simgesine tıklanarak Simulink platformu başlatılır.



Ek Şekil 1. MATLAB uygulamasının arayüzü

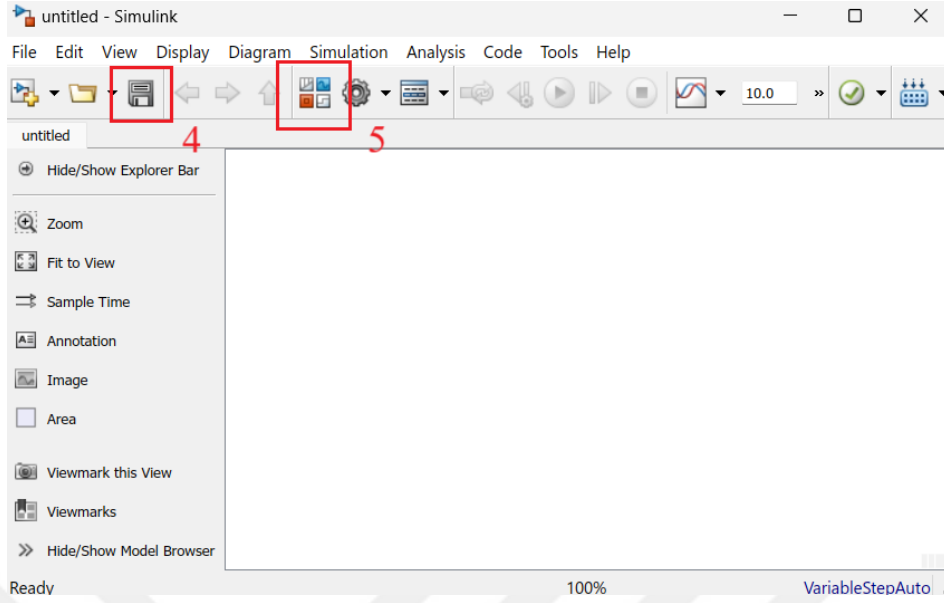
Bu işlem sonrasında kullanıcıyı, modelleme işlemlerinin gerçekleştirileceği çalışma sayfasını seçmeye yönlendiren “Simulink Start Page” (Ek Şekil 2) ekranı karşılar. Bu

ekranda, Ek Şekil 2’de (3) numara ile işaretlenmiş olan “Blank Model” seçeneği kullanılarak yeni ve boş bir modelleme sayfası açılır.



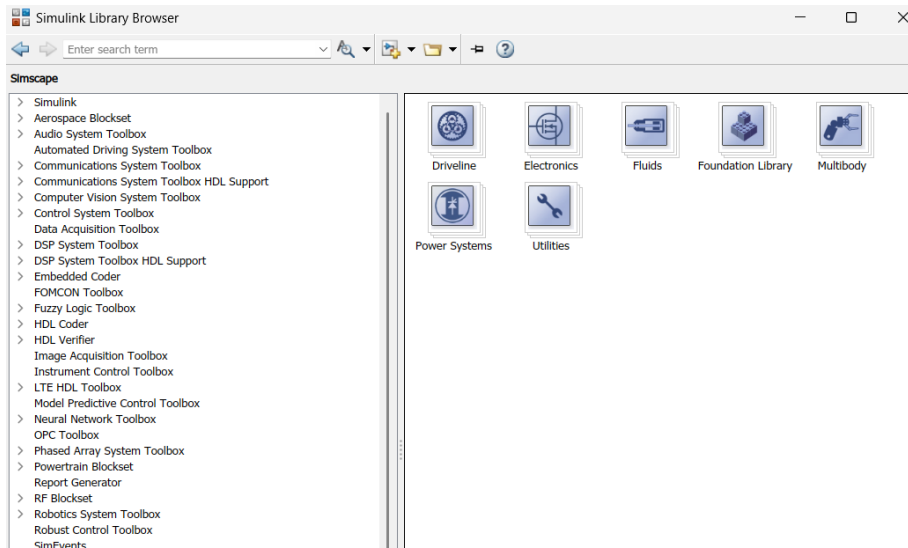
Ek Şekil 2. Simulink ortamında yeni model oluşturulması

Yeni modelleme sayfası açıldıktan sonra Ek Şekil 3’te gösterildiği gibi Simulink arayüzü üzerinde sistem devresi kurulmaya hazır hale gelecektir. Böylece bir yandan MATLAB Script dosyası üzerinden gerekli kodlar yazılabilirken, diğer yandan Simulink Model dosyası aracılığıyla sistemin fiziksel modeli oluşturulabilir. Bu aşamada, Ek Şekil 3’te (4) numara ile gösterilen “Save” butonu kullanılarak oluşturulan model dosyasının kayıt işlemi gerçekleştirilmektedir. Kayıt işlemi yapılmadan önce, örneğin ‘DAB Dönüştürücü’ adı verilen bir klasör oluşturulmalıdır. Böylece ilerleyen aşamalarda yapılan tüm düzenlemeler güvenli bir şekilde aynı klasör içinde saklanabilir. Kayıt işlemi sırasında oluşturulan modele bir isim verilmelidir (Örnek: DAB_model) ve kayıt dizini olarak önceden belirlenmiş olan ‘DAB Dönüştürücü’ klasörü seçilmelidir. ‘DAB_model’ Simulink dosyasının kaydedilmesinin ardından, Ek Şekil 3’te (5) numara ile işaretlenen “Library Browser” sekmesi aracılığıyla Simulink kütüphanesi açılır. Bu kütüphane, Dual Active Bridge (DAB) dönüştürücüsünün modellenmesinde kullanılacak olan tüm temel blokları (DA kaynaklar, transformatör, anahtarlama elemanları, kontrol sistemleri vb.) içermektedir. Kullanıcı, bu arayüz üzerinden ihtiyaç duyulan bileşenleri seçerek modelleme sayfasına sürükleyip bırakmak suretiyle sistem devresini oluşturmaya başlayabilir.



Ek Şekil 3. Simulink modeli arayüzü

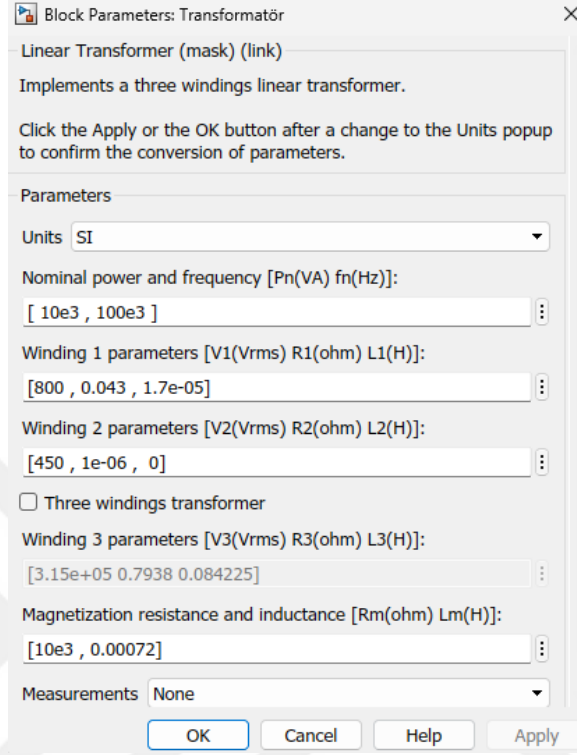
DAB dönüştürücünün modellenmesinde kullanılacak olan temel blokların kütüphane içindeki konumlarını gösteren örnek ekran görüntüsü Ek Şekil 4’te verilmiştir. Bu aşamada, DAB dönüştürücü modelinin kurulumu için gerekli olan bloklar Library Browser içerisinde seçilmelidir. Seçilen bloklar, modelleme sayfasına doğrudan sürüklenerek eklenebileceği gibi, ilgili blok üzerinde sağ tıklanarak açılan menüden “Add block to model” seçeneği kullanılarak da modele dahil edilebilir. DAB dönüştürücü devresi için kullanılan bloklar ve ‘Library Browser’ içerisinde nerede bulunabileceğine ilişkin bilgiler aşağıda verilmiştir.



Ek Şekil 4. Simulink kütüphanesinin gösterimi

- DC Voltage Source: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Fundamental Blocks → Electrical Sources
 - DC Voltage Source, sisteme sabit bir doğru akım (DA) gerilimi sağlayan kaynaktır ve DAB dönüştürücünün giriş beslemesini temsil etmektedir. İlgili blok, Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde ‘V1’ olarak isimlendirilmiştir ve devrenin girişine bağlanır.
- Series RLC Branch, Linear Transformer: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Fundamental Blocks → Elements
 - Series RLC Branch bloğu, direnç (R), endüktans (L) ve kondansatörün (C) seri bağlanarak oluşturulduğu elektriksel devre elemanını temsil etmektedir. Bloğun içi açıldığında, R, L ve C elemanlarının tekil (R, L veya C), ikili (RL, RC) ya da üç elemanlı (RLC) kombinasyonlar hâlinde kullanılması mümkündür. Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde, V1 DA gerilimine seri bağlanan ve ‘R1’ olarak adlandırılan direnç ($R = 10e^{-3} \Omega$), V1 DA gerilim kaynağına paralel bağlanan ve ‘C1’ olarak adlandırılan RC bloğu ($R = 1e^{-3} \Omega, C = 100e^{-6} F$), transformatörün primer ucuna seri bağlanan ve ‘L’ olarak adlandırılan RL bloğu ($R = 16e^{-3} \Omega, L = 15e^{-6} H$, çıkış tarafında yük olarak kullanılan ve ‘R’ olarak adlandırılan direnç ($R = 1 \Omega$) ile bu yüke paralel bağlanan ve ‘C2’ olarak adlandırılan RC bloğu ($R = 1e^{-3} \Omega, C = 1750e^{-6} F$) yer almaktadır. Burada, R1 elemanı, özellikle anahtarlama anlarında oluşabilecek ani akım geçişlerini sınırlamak amacıyla kullanılmaktadır. C1 elemanı, giriş DA gerilimini dengeleyerek gerilim dalgalanmalarını azaltmakta, içerisinde yer alan direnç ise ani akımlara karşı koruma sağlamaktadır. L elemanı, primer ve sekonder köprüler arasındaki enerjinin kontrol edilebilir biçimde aktarılmasını sağlarken, bu bloğa dâhil edilen direnç ise endüktansın gerçek davranışını modellemek amacıyla kullanılmaktadır. C2 elemanı, çıkış geriliminde oluşabilecek dalgalanmaları azaltmak için kullanılmakta, içindeki direnç bileşeni ise ani akım değişimlerine karşı sistemi korumaktadır. Linear Transformer bloğu, DAB dönüştürücüde kullanılan yüksek frekanslı izolasyon transformatörünün elektriksel karakteristiklerini doğrusal olarak modellemek için kullanılmaktadır. İlgili blok, Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde ‘Transformatör’ olarak isimlendirilmiştir.

Ayrıca Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü modelinde kullanılan yüksek frekanslı transformatörün iç yapısı Ek Şekil 5’te verilmiştir.



Ek Şekil 5. Linear Transformer bloğu parametreleri

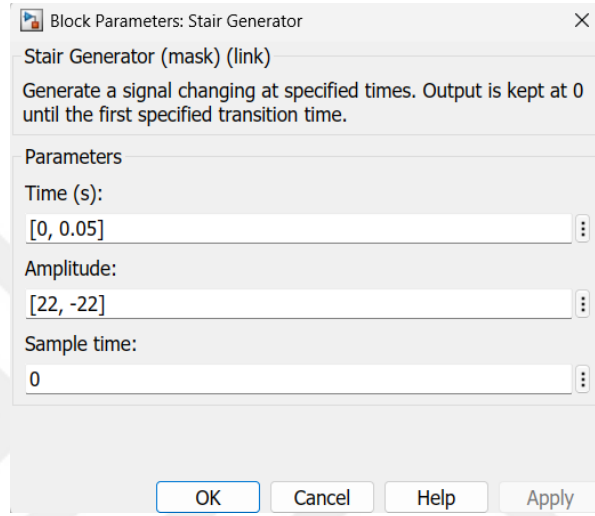
- IGBT/Diode: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Fundamental Blocks → Power Electronics
 - IGBT/Diode blokları, DAB dönüştürücülerde anahtarlama elemanı olarak kullanılan yarıiletken bileşenlerdir ve her bir köprüde dört adet olacak şekilde yerleştirilmektedir. Çalışmada kullanılan IGBT/Diode blokları sırasıyla S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7 ve S8 olarak adlandırılmış olup, bu anahtarların bağlantı yapıları Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücüye ait MATLAB/Simulink benzetiminde ayrıntılı olarak gösterilmiştir. IGBT/Diode bloklarının iç yapısındaki parametreler, Internal resistance (R_{on}) $16e^{-3}\Omega$, Snubber resistance (R_s) $1e^6\Omega$ ve Snubber capacitance (C_s) ‘inf’ olarak alınmıştır.
- Current Measurement, Voltage Measurement: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Fundamental Blocks → Measurements

- Current Measurement ve Voltage Measurement blokları, DAB dönüştürücü devresinde sırasıyla akım ve gerilim büyüklüklerini ölçerek sistemin analizinde ve kontrol geri beslemesinde kullanılmak üzere gerekli elektriksel verileri sağlamaktadır. Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde, Volt M. 1, Volt M 2, Volt M 3, Volt M. 4 olarak adlandırılan dört adet Voltage Measurement bloğu ve Current M. 1 ve Current M. 2 olarak adlandırılan iki adet Current Measurement bloğu kullanılmıştır. Volt M.1 bloğu, birinci köprünün çıkışındaki gerilim değerini; Volt M.2 bloğu, ikinci köprünün girişindeki gerilim değerini; Volt M.3 bloğu, sistemin çıkış gerilimini; Volt M.4 bloğu ise L kaçak endüktansı üzerindeki gerilim değerini ölçmek amacıyla kullanılmaktadır. Current M. 1 bloğu L kaçak endüktansı üzerinden geçen akım değerini ve Current M. 2 bloğu çıkış akım değerini ölçmek için kullanılmaktadır.
- Scope, Display, Terminator: Simulink → Sinks
 - Scope, Display ve Terminator blokları; sırasıyla simülasyon sırasında zamanla değişen ve Current Measurement ve Voltage Measurement blokları ile elde edilen sinyallerin görselleştirilmesini, anlık değerlerin sayısal olarak izlenmesini ve kullanılmayan çıkışların sonlandırılarak simülasyonun hatasız çalışmasını sağlamak amacıyla kullanılır. Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde, Current Measurement ve Voltage Measurement bloklarından elde edilen veriler ‘Gerilim ve Akım’ ve ‘Çıkış Gücü’ olarak adlandırılan iki adet scope bloğunda gösterilmektedir. Elde edilen veriler scope bloklarına Goto/From blokları kullanılarak aktarılmaktadır.
- Goto/From: Simulink → Signal Routing

Goto ve From blokları, Simulink modelinde sinyallerin bir bloktan diğerine doğrudan bağlantı yapmadan taşınmasını sağlamaktadırlar. Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde, Iref, Io, Vo, phi_deg, Gates, Vs, Vp, VL, IL, g1, g2, g3, g4, g5, g6, g7 ve g8 Goto/From olarak adlandırılan blokları kullanılmaktadır. Her bir isimde hem Goto hem de From bloğu vardır. Veri alınan bloğun çıkışına Goto bloğu bağlanmakta, bu verinin iletildiği hedef bloğun girişine ise aynı isimle tanımlanmış From bloğu yerleştirilmektedir. Goto ve From bloklarının eşleştirilmesi, her iki blokta yer alan "Goto Tag" alanı üzerinden yapılan adlandırma ile sağlanmaktadır.

- Mux/Demux, Sum, Saturation, Logical Operator, Data Type Conversion: Simulink → Commonly Used Blocks
 - Mux/Demux, Sum, Saturation, Logical Operator ve Data Type Conversion blokları; çoklu sinyalleri birleştirme veya ayırma (Mux/Demux), toplama ve çıkarma işlemleri (Sum), sinyalleri belirli sınırlar içinde sınırlama (Saturation), mantıksal işlemleri gerçekleştirme (Logical Operator) ve farklı veri tipleri arasında dönüşüm sağlama (Data Type Conversion) amacıyla kullanılmaktadır. Ek Şekil 12’de verilen DAB dönüştürücü MATLAB/Simulink benzetiminde, Mux, Mux1, Mux2, Mux3, Mux4, Mux5 ve Mux6 olarak adlandırılan Mux blokları ile ‘Demux’ olarak adlandırılan Demux bloğu kullanılmaktadır. Ayrıca ‘Sum1’ olarak adlandırılan Sum bloğu aracılığıyla Iref ve Io sinyallerinin farkı alınmaktadır. ‘Saturation1’ olarak adlandırılan Saturation bloğu ile PI/FOPI denetleyici çıkışından elde edilen faz kayması sinyali (-180, 180) arasında sınırlandırılmaktadır. Bunun yanı sıra, ‘LogicalOperator1’ ve ‘LogicalOperator2’ olarak adlandırılan Logical Operator blokları, her köprüdeki IGBT/Diode anahtarlarının ikisine ‘1’ seviyesinde, diğer ikisine ise ‘0’ seviyesinde sinyal gönderilmesini sağlayan ve ‘NOT’ mantık kapısını içeren bir kontrol yapısı olarak kullanılmaktadır. Logical Operator bloklarından çıkan sinyaller mantıksal veri türündedir. Bu sinyallerin sayısal veriye dönüştürülmesi amacıyla Ek Şekil 12’de ‘Data Type Conversion1’, ‘Data Type Conversion2’ ve ‘Data Type Conversion3’ olarak adlandırılan Data Type Conversion (double) blokları kullanılmaktadır.
- Stair Generator, Sawtooth Generator: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Fundamental Blocks → Power Electronics → Pulse & Signal Generators
 - Stair Generator, basamak şeklinde artan bir sinyal üreterek sistemin farklı giriş seviyelerine verdiği tepkileri analiz etmek amacıyla kullanılmaktadır. Bu yönüyle, yalnızca tek bir seviyede adım sinyali üretebilen klasik Step bloğundan farklı olarak, birden fazla seviyede giriş sinyali üretebilme yeteneğine sahiptir. Ek Şekil 12’de Iref akımını (22 A) üretmek için kullanılmaktadır ve bloğun iç yapısı Ek Şekil 6’da verilmiştir. Sawtooth Generator, doğrusal olarak artıp ani düşüş gösteren testere dişi sinyalleri üretmektedir. Şekil 12’de ‘SawtoothGenerator1’ ve ‘SawtoothGenerator2’ olarak adlandırılan bu blokların

ürettiği testere dişi sinyaller ile PI/FOPI denetleyici çıkışından elde edilen faz kayması sinyali karşılaştırılmaktadır. Şekil 12’de kullanılan her iki Sawtooth Generator bloğunun içindeki frekans verisi, modelin anahtarlama frekansına (100 kHz) eşittir. Ayrıca, SawtoothGenerator1 bloğunda faz değeri 0° olarak belirlenmişken, SawtoothGenerator2 bloğunda bu değer 180° olarak tanımlanmıştır.



Ek Şekil 6. Stair Generator bloğu parametreleri

- Rate Transition: Simulink → Signal Attributes
 - Rate Transition bloğu, farklı örnekleme zamanına sahip bloklar arasında veri aktarımını senkronize ve güvenli şekilde gerçekleştirmek amacıyla kullanılmaktadır. Ek Şekil 12’de, Rate Transition1 ve Rate Transition2 blokları, Iref ve Io sinyallerinden sonra yerleştirilmiştir. Her ne kadar bu bloklar kullanılmadığında devre düzgün şekilde çalışmaya devam etse de olası zamanlama uyumsuzluklarının önüne geçmek amacıyla güvenlik önlemi olarak sisteme eklenmiştir. Rate Transition bloklarında, ‘Output port sample time’ değeri $1e^{-5}$ olarak belirlenmiştir.
- PID Controller: Simulink → Continuous
 - PID Controller, sistem çıkışını istenilen referans değere yaklaştırmak amacıyla oransal, integral ve türevsel denetim bileşenlerini birleştirerek hata sinyaline dayalı kontrol sinyali üreten bir kontrol bloğudur. Detaylı anlatımı Adım 2’de verilmiştir.

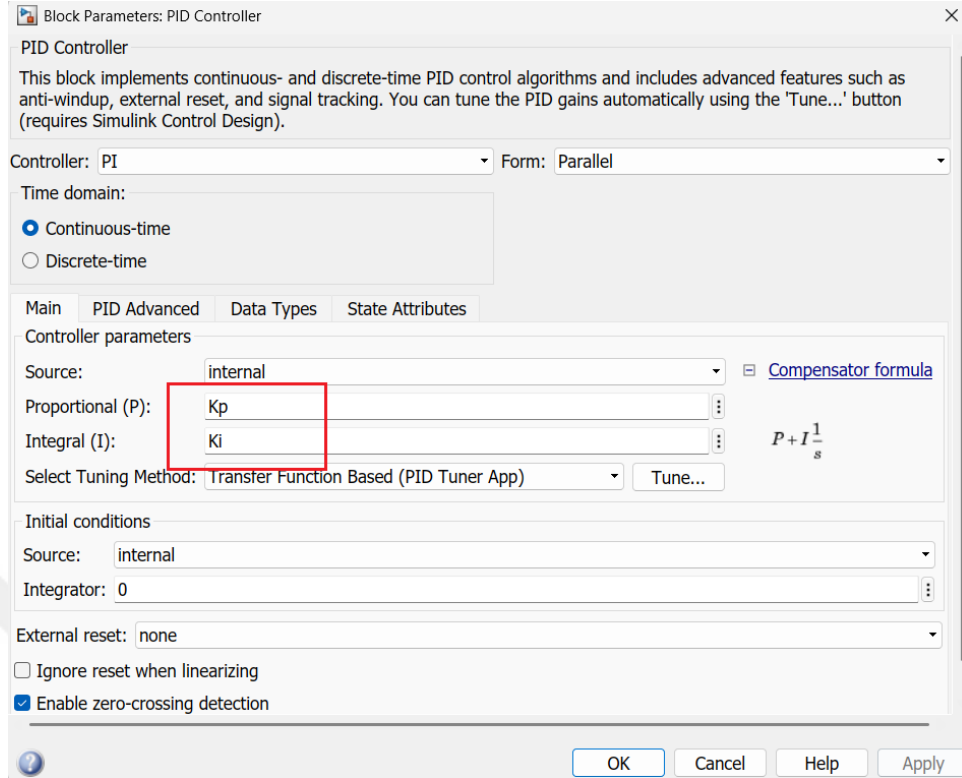
- Fcn: Simulink → User-Defined Functions
 - Fcn, giriş sinyaline belirlenen matematiksel bir ifadeyi uygulayarak işlenen çıktıyı üreten fonksiyon bloğudur. Ek Şekil 12’de Fcn1, Fcn2, Fcn3 ve Fcn4 olmak üzere 4 adet Fcn bloğu tanımlanmıştır. Sawtooth Generator bloğunun ürettiği testere dişi sinyal ile PI Denetleyici çıkışından elde edilen faz kayması sinyalinin karşılaştırılması, tanımlanan Fcn blokları ile yapılmaktadır. Fcn bloklarının içindeki matematiksel ifade $((u(1)+1)*0.5) - (0.5-u(2)/720)$ şeklindedir.
- HitCrossing: Simulink → Discontinuities
 - HitCrossing, giriş sinyali belirli bir eşik değerini geçtiği anda tetikleme üreterek olay temelli işlemleri başlatmak veya durdurmak için kullanılan bir bloktur. Ek Şekil 12’de Fcn bloklarından sonra HitCrossing1, HitCrossing2, HitCrossing3 ve HitCrossing4 olarak adlandırılan dört adet Hit Crossing bloğu kullanılmıştır.
- S-R Flip-Flop: Simulink Extras → Flip Flops
 - Fcn blokları ile yapılan karşılaştırma sonucu elde edilen sinyaller, sırasıyla Hit Crossing bloklarına ve ardından S-R Flip-Flop bloklarına yönlendirilmektedir. Ek Şekil 12’de ‘S-RFlip-Flop1’ ve ‘S-RFlip-Flop1’ olarak adlandırılmış iki adet S-R Flip-Flop bloğu kullanılmıştır. S-R Flip-Flop blokları, bu sinyalleri değerlendirerek anahtarlama sinyallerini kararlı şekilde üretmektedir. Bu yapı, kısa süreli geçici sinyal bozulmalarının önüne geçmekte ve IGBT/Diode bloklarının eşzamanlı çalışmasını sağlamaktadır.
- On/Off Delay: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Control & Measurements → Logic
 - On/Off Delay bloğu, SR flip-flop ile oluşturulan anahtarlama sinyallerinin belirli bir gecikmeyle (Dead Time) iletilmesini sağlamaktadır. Bu yapı, aynı H-köprü kolundaki anahtarların eş zamanlı iletme geçmesini engelleyerek kısa devre oluşmasının önüne geçmektedir. Ek Şekil 12’de kullanılan On Delay bloğu, IGBT’lerin anahtarlama gecikmelerini karşılayacak şekilde $150e-09$ s değerinde bir gecikme sağlamaktadır.
- Powergui: Simscape → Power Systems → Specialized Technology → Fundamental Blocks
 - Powergui bloğu, Simulink ortamında oluşturulan güç elektroniği devrelerinin zaman alanında çözülebilmesi ve analiz edilebilmesi için gerekli olan temel

simülasyon altyapısını sağlamaktadır. Ek Şekil 12’de görüleceği üzere, Powergui bloğu Continuous modda çalıştırılmaktadır. Bu durum, anahtarlama geçişlerinin ve geçici durum davranışlarının sürekli zaman çözümleyiciler aracılığıyla analiz edilmesini sağlamaktadır.

Yukarıda belirtilen bloklar, Ek Şekil 12’de verilen DAB Dönüştürücü MATLAB/Simulink devresinde gösterildiği şekilde uygun bağlantı kuralları çerçevesinde birleştirilmelidir. Devrede kullanılan bileşenlere ait parametreler, yukarıda yapılan açıklamalar ve Tablo 5’te belirtilen değerler esas alınarak uygun şekilde yapılandırılmalıdır. Bu işlem, her bir bloğun üzerine çift tıklanarak açılan parametre penceresi üzerinden gerçekleştirilmektedir.

▪ 2. Adım – PI Denetleyici Eklenmesi

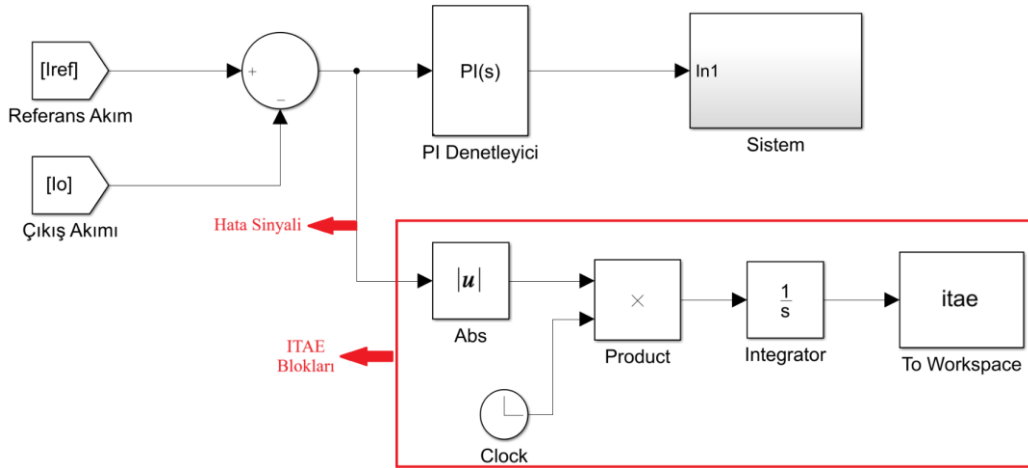
DAB dönüştürücünün MATLAB/Simulink ortamında, Ek Şekil 12’de verilen yapıya uygun şekilde modellenmesiyle, PI denetleyici bloğunun doğru biçimde yapılandırılması gerekmektedir. Ek Şekil 7’de, Simulink ortamındaki PI denetleyici bloğunun iç yapısı ayrıntılı olarak gösterilmektedir. Bu yapıda, K_p ve K_i parametrelerinin tanımlandığı alanlara doğrudan sayısal değerler yerine sırasıyla 'Kp' ve 'Ki' ifadeleri girilmelidir. Söz konusu ifadeler hem Simulink ortamında hem de algoritma kodlarında global değişken olarak tanımlandığından, optimizasyon algoritması bu parametreleri doğrudan güncelleyebilmekte ve aynı anda Simulink modeli içerisinde kullanabilmektedir. Bu nedenle, değişkenlerin hem algoritma kodlarında hem de Simulink ortamında aynı şekilde tanımlanması gerekmektedir. Böylelikle, DAB dönüştürücünün Simulink modeli ile optimizasyon algoritması arasında etkili bir haberleşme sağlanmaktadır.



Ek Şekil 7. PI Denetleyici bloğunun iç gösterimi

▪ 3. Adım – Amaç Fonksiyonu Bloklarının Eklenmesi

Optimizasyon sürecinde kontrol performansının değerlendirilmesi amacıyla, amaç fonksiyonu olarak ITAE ve ZLG kullanılmıştır. Ancak, ilgili çalışma kapsamında yalnızca ITAE amaç fonksiyonu dikkate alınarak anlatım yapılmıştır. ITAE amaç fonksiyonunun Denklem (156)'da verilen matematiksel ifadesi esas alınarak, Simulink ortamında uygun bir modelleme gerçekleştirilecek ve bu model sistemle entegre edilecektir. Ek Şekil 8'de, Simulink üzerinde modellenmiş bir ITAE amaç fonksiyonu örneği ile bu fonksiyonun sistemle olan bağlantısı gösterilmektedir. Modellemede kullanılan bloklar ile ilgili bilgiler aşağıda verilmiştir.



Ek Şekil 8. MATLAB/Simulink ITAE amaç fonksiyonunun modellemesi

- Hata Sinyali: Sum bloğu ile referans değerle çıkış değeri arasındaki fark hesaplanır.
 - Mutlak Değer: Abs bloğu ile hata mutlak değere dönüştürülür. (Simulink → Math Operation → Abs)
 - Zamanla Çarpma: Clock bloğu yardımıyla geçen süre elde edilir ve bu değer Product bloğu ile mutlak hatayla çarpılır. (Simulink → Sources → Clock)
 - İntegral Alma: Bu çarpılmış sinyalin zamanla integrali, Integrator (sürekli zamanlı) bloğu kullanılarak hesaplanır. Böylece $t|e(t)|$ ifadesinin zaman üzerinden toplam alanı elde edilerek, ITAE değeri bulunur. (Simulink → Continuous → Integrator)
 - MATLAB'a Gönderme: Hesaplanan ITAE değeri MATLAB çalışma alanına gönderilir. (Simulink → Sinks → To Workspace)
- Ek Şekil 8'de verilen ITAE amaç fonksiyonu blokları, Ek Şekil 12'de verilen DAB dönüştürücü modeline entegre edilmiştir. Simülasyon modelinde yer alan To Workspace bloğu, simülasyon sürecinde elde edilen verilerin MATLAB çalışma alanına aktarılmasını sağlamaktadır. Bu blok içerisinde yer alan değişken, amaç fonksiyonunu temsil edecek şekilde global değişken olarak 'itae' ismiyle tanımlanmıştır. Aynı şekilde, optimizasyon kodlarında da aynı isimde global bir değişken tanımlanmıştır. Bu yapı sayesinde, Simulink ortamında oluşturulan DAB dönüştürücü modeli ile algoritma kodları arasında veri alışverişi ve senkronizasyon sağlanmıştır.

▪ 4. Adım – HO Algoritmasının Uygulama Adımları (Simulink & MATLAB)

Seçilen metasezgisel algoritmanın MATLAB ortamında uygulanabilmesi için öncelikle ilgili algoritmanın kod yapısının temin edilmesi gerekmektedir. Bu işlem genel olarak açık erişimli platformlar (örneğin MathWorks File Exchange, GitHub) üzerinden gerçekleştirilir. Bu çalışmada kullanılan HO algoritmasının temel kodları, MATLAB uyumlu .m uzantılı dosyalar şeklinde temin edilmiştir. İlgili algoritma dosyaları, önceden oluşturulan “DAB Dönüştürücü” adlı klasör içerisine yerleştirilmelidir. Böylelikle, hem “DAB_model” adıyla kaydedilen DAB dönüştürücüye ait Simulink modeli hem de algoritma kodları aynı klasör altında toplanmış olur. Algoritmanın sorunsuz şekilde çalışabilmesi için, tüm işlem dosyalarının (.slx ve .m uzantılı dosyalar) aynı dizin içerisinde bulunması gerekmektedir. Genel olarak, metasezgisel algoritmaların temel kod yapıları büyük ölçüde benzerlik göstermekte olup, yalnızca algoritmaya özgü işlem adımlarında ve parametre tanımlarında küçük farklılıklar bulunmaktadır. HO algoritmasına ait .m uzantılı kod dosyalarının tanımları aşağıda verilmiştir.

- Main.m: Ana dosyadır. Tüm işlemler bu dosyadan başlatılır. Algoritma parametreleri burada tanımlanır.
- HO.m: Su Aygırı Optimizasyonu algoritmasının ana işlem döngüsünü içerir. Popülasyon güncelleme ve en iyi çözümü bulma işlemleri burada gerçekleştirilir.
- Get_Functions_details.m: Hedef fonksiyon bilgilerini çeker. Alt ve üst sınırlar bu dosyada tanımlanabilir.
- initialization.m: Başlangıç popülasyonunu rasgele oluşturur. Bireylerin ilk değerleri bu dosyada tanımlanır.
- levy.m: Algoritmada kullanılan Levy uçuşu mekanizmasının matematiksel modeli burada yer alır.

Bu dosyalar, çalışmanın yapılacağı ‘DAB Dönüştürücü’ adlı klasörde eksiksiz olarak bulunmalı ve MATLAB çalışma dizini doğru şekilde ayarlanmalıdır. Algoritmanın başarısı, belirlenen popülasyon büyüklüğü ve maksimum iterasyon sayısı gibi parametrelere doğrudan bağlıdır. Bu parametreler genellikle Ek 2’de verilen Main.m dosyasının başlangıcında tanımlanır. Ek Şekil 9’da HO algoritmasına ait Main.m dosyasında tanımlanan global değişken tanımları, popülasyon büyüklüğü (SearchAgents_no) ve maksimum

iterasyon (Max_iter) sayısı gösterilmektedir. Daha yüksek popülasyon ve iterasyon sayıları genellikle daha iyi çözüm kalitesi sağlayabilmekle birlikte, buna paralel olarak toplam hesaplama süresi de artmaktadır. Orta düzeyde karmaşıklığa sahip sistemler için, 30–50 birey ve 100–200 iterasyon aralığı uygun başlangıç değerleri olarak önerilmektedir.

```

10
11 % Simülasyon tabanlı işlevler için küresel değişkenler
12 - global Kp Ki itae
13
14 - SearchAgents_no = 50; % Popülasyon büyüklüğü
15 - Max_iter = 100;      % Maksimum iterasyon
16

```

Ek Şekil 9. Main.m dosyası kod bloğu

Optimizasyon işlemi sırasında kontrol parametrelerinin (K_p , K_i) alabileceği değer aralıkları alt ve üst sınırlar olarak tanımlanmalıdır. Bu tanımlama genellikle Ek 2’de verilen Get_Functions_details.m dosyasında yapılır. Ek Şekil 10’da HO algoritmasına ait Get_Functions_details.m dosyasında tanımlanan ilgili değer aralıkları gösterilmektedir. Burada, ‘lb’ alt sınırları, ub ise üst sınırları ifade etmektedir. Bu sınırlar global değişken olarak tanımlanan Kp ve Ki değişkenleri için belirlenmiştir. Örneğin alt sınır değerlerinde ilk eleman Kp parametresinin, ikinci eleman ise Ki parametresinin alt sınır değerini temsil etmektedir. Aynı şekilde, üst sınır değerlerinde, ilk eleman Kp parametresinin, ikinci eleman ise Ki parametresinin üst sınır değerini temsil etmektedir. Ayrıca, Ek Şekil 10’da yer alan ‘F24’ ifadesi, söz konusu değişkenlerin hangi fonksiyon altında tanımlandığını belirtirken, ‘dim’ ifadesi optimizasyon işleminde kullanılan değişken sayısını temsil etmektedir. Bu sınırlar, kontrolörün kararlı çalışabileceği mantıklı aralıklarla uyumlu olmalıdır. Geniş aralıklar arama alanını büyütürken, çok dar sınırlar algoritmanın küresel çözüm bulma yetisini kısıtlayabilir.

```

11 - case 'F24'
12 -     fobj = @F24;
13 -     dim = 2;
14 -     lb = [0.1, 0.1];
15 -     ub = [5, 10000];
16

```

Ek Şekil 10. Get_Functions_details.m dosyası kod bloğu

Optimizasyon sürecinde, algoritma kodlarının sistem modeliyle entegre şekilde çalışabilmesi için gerekli dosya yapısının doğru biçimde oluşturulması gerekmektedir. Bu doğrultuda, DAB_model.slx adlı sistem model dosyasının, ilgili kod dosyalarıyla aynı klasör içerisinde yer almasına dikkat edilmelidir. Ek 2’de verilen Get_Functions_details.m dosyasında yer alan kod bloğu, DAB_model.slx adlı sistem model dosyasının adıyla birebir eşleşecek şekilde düzenlenmelidir. Ek Şekil 11’de bu konuda tanımlanan fonksiyon ve ilgili kod bloğu gösterilmiştir. Burada, global değişkenler tekrardan tanımlanmıştır.

```

27      % Simulink tabanlı PI optimizasyonu
28      function R = F24(x)
29      -      global Kp Ki itae
30
31      -      Kp = x(1);
32      -      Ki = x(2);
33
34
35      -      [t, y] = sim('DAB_model', tt); % Simulink modeli
36
37      -      R = max(itae);
38      -      end

```

Ek Şekil 11. Get_Functions_details.m dosyası kod bloğu 2

▪ 6. Adım – En İyi Çözümün Uygulanması ve Sonuçların İncelenmesi

Çalışmanın amacı, 100 iterasyon sonucunda en optimal K_p ve K_i değerini bulmaktır. Bu doğrultuda, algoritmanın çalıştırılması sürecinde tüm işlem dosyalarının (.slx ve .m uzantılı dosyalar) aynı dizin içerisinde bulunduğu kontrol edilmelidir. Ardından, algoritmanın tüm kod dosyaları (main.m, Get_Functions_details.m, %initialization.m, HO.m, levy.m) ile DAB dönüştürücü devresinin yer aldığı ‘DAB_model.slx’ adlı Simulink dosyası açılmalıdır. Algoritmanın çalıştırılabilmesi için MATLAB ortamında, ‘EDİTÖR’ penceresinin altındaki Run komutu kullanılmaktadır. Bu işlem, daha önce açılmış olan main.m dosyası üzerinde gerçekleştirilmelidir. main.m dosyasının ‘Run’ yapılmasıyla birlikte ‘DAB_model.slx’ adlı simulink dosyasında oluşturulan DAB dönüştürücü devresi çalışmaya başlayacaktır. Optimizasyon süreci tamamlandığında, algoritmanın çıktısı olarak en iyi bireye ait parametreler elde edilir. Bu değerler Command Window, Workspace veya .xlsx uzantılı excel dosyasında kullanıcıya sunulmaktadır. Elde edilen denetleyici parametreleri, artık Simulink modeline manuel olarak aktarılabilir. Böylece denetleyici, optimize edilmiş K_p ve K_i değerleriyle çalıştırılarak sistemin yanıtı analiz edilir.

6.2. Ek 2

HO Algoritmasına ait MATLAB kodları sırasıyla aşağıda verilmiştir.

```
% Main.m Dosyasına Ait Kod
clc; % Komut penceresini temizle
clear; % Değişkenleri temizle
close all; % Tüm grafik pencerelerini kapat
% Parameters
ts = 1e-5; % Zaman adımı (Simulink için)
tt = 0.15; % Simülasyon süresi (toplam süre)
% Simülasyon tabanlı işlevler için küresel değişkenler
global Kp Ki itae % PI parametreleri ve ITAE değeri için global tanım
SearchAgents_no = 50; % Popülasyon büyüklüğü (hipopotam sayısı)
Max_iter = 100; % Maksimum iterasyon sayısı
runn = 20; % Bağımsız çalışma sayısı (tekrar sayısı)
Function_name = 'F24'; % Kullanılacak hedef fonksiyon adı
% Yakınsama eğrileri için ön bellekleme
all_convergence_curves = zeros(runn, Max_iter); % Tüm denemeler için yakınsama
matrisini hazırla
% Fonksiyon detaylarını yükle
[lb, ub, dim, fobj] = Get_Functions_details(Function_name); % Alt/üst sınırlar, boyut ve
hedef fonksiyon alınır
for j = 1:runn
% HO algoritmasını çalıştır
[Best_score, Best_pos, Convergence_curve] = HO(SearchAgents_no, Max_iter, lb, ub, dim,
fobj);
bestpositions(:, j) = Best_pos; % En iyi konumu kaydet
bestpos_score(:, j) = [Best_pos; Best_score]; % En iyi konum + skoru birlikte kaydet
all_convergence_curves(j, :) = Convergence_curve; % Yakınsama eğrisini kaydet
% Her çalışmadan sonra sonucu Excel'e yaz
filename = 'bestpositions_scores_HO_PI.xlsx'; % Kaydedilecek dosya adı
```

```

writematrix(bestpos_score, filename);          % Excel dosyasına yaz
% İlerleme bilgisini ekrana yazdır
disp(['Run #' num2str(j) ' - Best Position: ', num2str(Best_pos)]);
disp(['Run #' num2str(j) ' - Best Score: ', num2str(Best_score)]);
end
% İlk çalışmanın yakınsama eğrisini çiz
figure;
plot(all_convergence_curves(1, :), 'LineWidth', 2); % İlk çalışmanın yakınsama grafiği
title('Convergence curve of HO - Run 1');          % Grafik başlığı
xlabel('Iterations');                             % X eksen etiketi
ylabel('Best score');                             % Y eksen etiketi
grid on;                                          % Izgara aç

% Get_Functions_details Dosyasına Ait Kod
function [lb, ub, dim, fobj] = Get_Functions_details(F)
switch F
case 'F1'
fobj = @F1;                                     % F1 fonksiyonunu ata
dim = 50;                                       % Boyut (karar değişkeni sayısı)
lb = -100 * ones(1, dim);                     % Alt sınırlar
ub = 100 * ones(1, dim);                     % Üst sınırlar
% ... diğer F2 ~ F23 aynı şekilde tanımlı
case 'F24'
fobj = @F24;                                   % F24 fonksiyonu (Simulink tabanlı)
dim = 2;                                       % Boyut (Kp ve Ki)
lb = [0.1, 0.1];                             % Alt sınırlar (Kp ve Ki için)
ub = [5, 10000];                             % Üst sınırlar (Kp ve Ki için)
otherwise
error('Invalid function identifier. '); % Geçersiz fonksiyon adı hatası
end
end
% Örnek: F1 fonksiyonu
function R = F1(x)

```

```

R = sum(x.^2); % F1: Basit kareler toplamı (benchmark)
end
% Simulink tabanlı PI optimizasyonu
function R = F24(x)
global Kp Ki lambda itae % Global değişkenler tanımlanır
Kp = x(1); % Kp değeri atanır
Ki = x(2); % Ki değeri atanır
lambda = x(3); % (Eğer kullanılmıyorsa kaldırılabilir)
[t, y] = sim('System_HO_PI', tt); % Simulink modeli çalıştırılır
R = max(itae); % Amaç fonksiyonu: ITAE değerinin maksimumu
end

% HO.m Dosyasına Ait Kod
function [Best_score, Best_pos, Convergence_curve] = HO(SearchAgents, Max_iterations,
lb, ub, dim, fobj)
% Alt ve üst sınırları vektör haline getir (her değişken için)
if isscalar(lb)
lb = lb * ones(1, dim);
end
if isscalar(ub)
ub = ub * ones(1, dim);
end

% Başlatma işlemi
Positions = initialization(SearchAgents, dim, ub, lb); % Başlangıç popülasyonu
Convergence_curve = zeros(1, Max_iterations); % Yakınsama eğrisi vektörü
fitness = inf(1, SearchAgents); % Başlangıç uygunluk değerleri
% Başlangıç popülasyonunun uygunluğunu değerlendir
for i = 1:SearchAgents
fitness(i) = fobj(Positions(i, :)); % Her bireyin uygunluk değeri hesaplanır
end
[Best_score, idx] = min(fitness); % En iyi skor ve birey indeksi
Best_pos = Positions(idx, :); % En iyi konum
t = 1; % İterasyon sayacı

```

[illegible]

```

D = rand(1, dim); % Rastgele yön vektörü
NewPos = Positions(i, :) + rand() .* (LO_LOCAL + D .* (HI_LOCAL - LO_LOCAL)); %
Yeni konum
end
% Sınır kontrolü
NewPos = max(NewPos, lb); % Alt sınırdan küçükse düzet
NewPos = min(NewPos, ub); % Üst sınırdan büyükse düzelt
newFit = fobj(NewPos); % Yeni uygunluk değeri
% Eğer yeni konum daha iyi ise, güncelle
if newFit < fitness(i)
Positions(i, :) = NewPos;
fitness(i) = newFit;
end
% En iyi çözümü güncelle
if fitness(i) < Best_score
Best_score = fitness(i);
Best_pos = Positions(i, :);
end
Convergence_curve(t) = Best_score; % Yakınsama eğrisini güncelle
t = t + 1; % İterasyonu arttır
if t > Max_iterations
break; % Maksimum iterasyona ulaşıldıysa çık
end
end
end
end
end

```

%initialization.m Dosyasına Ait Kod

```

function Positions = initialization(SearchAgents_no, dim, ub, lb)
Boundary_no = length(ub); % Karar değişkeni (boyut) sayısı
% Tek sınır değeri varsa (skaler): Tüm değişkenler aynı sınır aralığında
if Boundary_no == 1
Positions = rand(SearchAgents_no, dim) .* (ub - lb) + lb; % Rastgele pozisyonlar üret

```

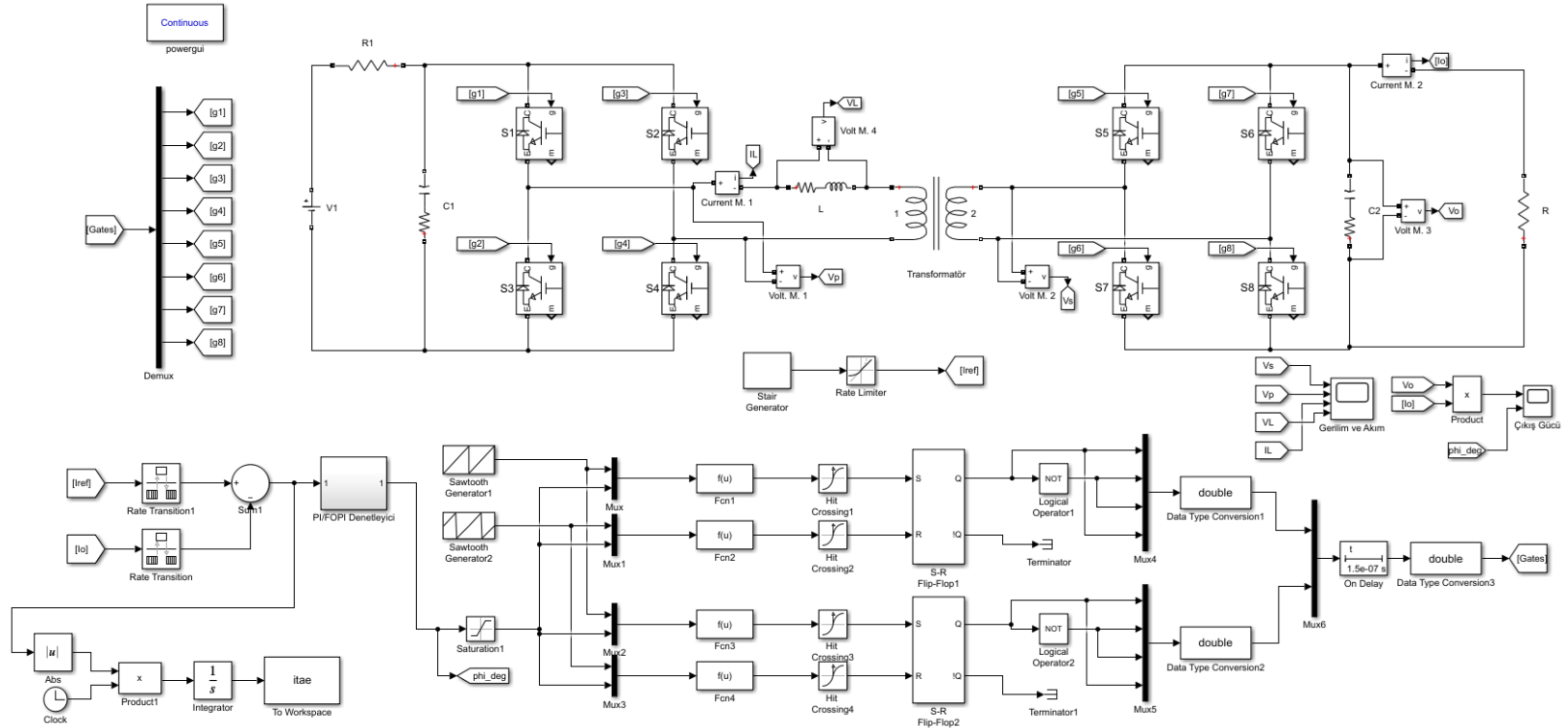
```

else
Positions = zeros(SearchAgents_no, dim); % Başlangıç için sıfır matrisi
for i = 1:dim
ub_i = ub(i); % i. değişkenin üst sınırı
lb_i = lb(i); % i. değişkenin alt sınırı
Positions(:, i) = rand(SearchAgents_no, 1) .* (ub_i - lb_i) + lb_i; % i. değişken için rastgele
değerler
end
end
end

%levy.m Dosyasına Ait Kod
function [z] = levy(n, m, beta)
% Levy uçuşu için parametre hesaplamaları
num = gamma(1 + beta) * sin(pi * beta / 2); % Pay (numerator)
den = gamma((1 + beta) / 2) * beta * 2^((beta - 1) / 2); % Payda (denominator)
sigma_u = (num / den)^(1 / beta); % U dağılımının standart sapması
u = random('Normal', 0, sigma_u, n, m); % u: Levy uçuşu için rastgele sayı
v = random('Normal', 0, 1, n, m); % v: Standart normal dağılım
z = u ./ (abs(v).^(1 / beta)); % Levy uçuş adımı (z)
end

```

6.3. Ek 3



Ek Şekil 12. MATLAB uygulamasında oluşturulan DAB devresi

6.4. Ek 4

Ek Tablo 1. Çeşitli elektrikli araç modellerine ait teknik ve performans verileri

	Motor Tipi	Motor Adedi	Motor Konumu	Motor Gücü (HP)	Motor Gücü (kW)	Motor Torku (Nm)	Maks. Hız (km/h)	0-100 (km/s)	Mimari	Menzil (km)
TOGG T10X	PMSM	Tek	RWD	218	160	350	185	7,8	-	523
Tesla Model 3	PMSM	Tek	RWD	264	194	340	200	6,1	400 V	554
Audi Q8 e-tron	PMSM	Çift	AWD	408	300	664	200	5,7	400 V	505
Nissan Leaf e+	PMSM	Tek	FWD	218	160	340	157	7,3	400 V	385
Acura Type S	PMSM	Çift	AWD	500	373	544	210	5,5	400 V	447
BMW i5 M60 xDrive	PMSM	Çift	AWD	601	448	820	230	3,8	-	516
BYD Seal	PMSM	Çift	AWD	530	395	670	180	3,8	800 V	650
Citroën ë-C3	PMSM	Tek	FWD	113	83	-	135	11	-	320
Cupra Tavascan	PMSM	Çift	AWD	340	250	545	180	5,5	400 V	517
Dacia Spring	PMSM	Tek	FWD	45	33	125	125	19,1	-	230

Ek Tablo 1'in devamı

Ford Explorer EV	PMSM	Tek	RWD	286	210	545	180	6,4	400 V	539
Jeep Avenger EV	PMSM	Tek	FWD	156	115	260	150	9	400 V	392
Kia EV9 GT-Line	PMSM	Çift	AWD	383	283	702	200	5,3	800 V	668
Lexus RZ	PMSM	Çift	AWD	313	230	435	160	5,6	400 V	354
Mercedes-Benz EQE SUV	PMSM	Tek	RWD	288	215	565	210	6,4	400 V	590
MG4 Xpower	PMSM	Çift	AWD	435	324	600	200	3,8	-	385
Nissan Ariya	PMSM	Çift	AWD	389	290	600	180	5,7	400 V	465
Opel Astra-e	PMSM	Tek	FWD	156	115	270	170	9,2	400 V	418
Peugeot e-3008	PMSM	Tek	FWD	210	157	343	170	8,8	400 V	525
Porsche Macan EV	PMSM	Çift	AWD	408	300	650	220	5,2	800 V	612
Renault 5 E-Tech	PMSM	Tek	FWD	150	110	245	150	8	400 V	410
Skoda Enyaq iV	PMSM	Çift	AWD	299	220	460	180	6,5	400 V	504

Ek Tablo 1'in Devamı

Tesla M. YJuniperSR	PMSM	Tek	RWD	218	162	420	217	7	-	568
Toyota bZ4X	PMSM	Tek	FWD	204	152	266	180	8,4	-	516
Volkswagen ID.7	PMSM	Çift	AWD	286	210	550	200	6	400 V	844
Volvo EX30	PMSM	Çift	AWD	428	315	543	180	3,6	400 V	426
Proton e.MAS 7	PMSM	Tek	RWD	160	119	320	175	6,9	400 V	345
Ford F-150 Lightning	PMSM	Çift	AWD	563	420	1050	180	4,5	400 V	483
Hyundai Ioniq 5	PMSM	Çift	AWD	325	242	605	185	5,1	800 V	481
BYD Atto 3	PMSM	Tek	FWD	204	152	310	160	7,3	-	420

Ek Tablo 2. Çeşitli elektrikli araç modellerine ait teknik ve performans verileri 2

	Batarya (kWh)	Batarya Tipi	Tüketim (kWh/100 km)	AA Şarj Gücü (kWh)	DA Şarj Gücü (kWh)	AA Şarj Süresi (saat) (%20->%80)	DA Şarj Süresi (dk) (%20->%80)	AA Şarj Bağlantı Noktası	Hızlı Şarj Bağlantı Noktası (DA)	V2X	Heat Pump
TOGG T10X	88,5	Lithium Ion	-	11	180	8	28	Tip 2	CCS	-	-
Tesla Model 3	66	Lithium Ion	13,2	11	170	6	15	Tip 2	CCS	Hayır	-
Audi Q8 e-tron	106	Lithium Ion	20,6	11	168	9	33	Tip 2	CCS	Hayır	Evet
Nissan Leaf e+	62	Lithium Ion	18	6,6	100	10	35	Tip 2	CHAdEMO	Evet	Evet
Acura Type S	102	Lithium Ion	-	11,5	190	-	42	Tip 1	CCS	-	-
BMW i5 M60 xDrive	81.3	Lithium Ion	18,2	11	205	8	30	-	-	-	-
BYD Seal	82.5	LFP	14,6	11	150	7,5	25	Tip 2	CCS2	Evet	Evet
Citroën ë-C3	44	LFP	13,8	7,4	100	6	26	Tip 2	CCS2	Hayır	Hayır
Cupra Tavascan	77	Lithium Ion	16,6	11	135	7	29	Tip 2	CCS2	-	-
Dacia Spring	27,4	Lithium Ion	11,9	7,4	50	5	56	Tip 2	CCS2	Hayır	Hayır

Ek Tablo 2'nin devamı

Ford Explorer EV	77	Li-NMC	14,3	11	170	7	25	Tip 2	CCS2	Hayır	Hayır
Jeep Avenger EV	54	Li-NMC	13,5	11	100	5,5	24	Tip 2	CCS Combo	Hayır	Hayır
Kia EV9 GT-Line	99,8	Lithium Ion	20	11	240	9	24	Tip 2	CCS Combo	Evet	Evet
Lexus RZ	71,4	Lithium Ion	20,1	7	150	10	28	Tip 2	CCS Combo	Hayır	Evet
Mercedes-Benz EQE SUV	96	Lithium Ion	17,7	9,6	170	11,5	32	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
MG4 Xpower	64	Lithium Ion	18,7	11	150	6	35	-	-	Evet	Evet
Nissan Ariya	87	Lithium Ion	21,3	7,2	130	14	40	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
Opel Astra-e	54	Lithium Ion	14,8	11	100	5,75	26	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
Peugeot e-3008	73	Lithium Ion	13,9	11	160	4,5	30	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
Porsche Macan EV	100	Lithium Ion	18	-	270	-	22	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
Renault 5 E-Tech	52	Lithium Ion	-	7,4	130	5	30	Tip 2	CCS Combo	Evet	Evet
Skoda Enyaq iV	82	Lithium Ion	16,2	11	150	7	29	Tip 2	CCS Combo	-	Evet

Ek Tablo 2'nin devamı

Tesla M. YJuniperSR	62,5	Lithium Ion	14	11	180	6	20	Tip 2	CCS2	Hayır	Evet
Toyota bZ4X	71,4	Lithium Ion	14,2	6,6	150	12	30	Tip 2	CCS2	-	Evet
Volkswagen ID.7	86	Lithium Ion	12	11	200	8	25	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
Volvo EX30	69	Lithium Ion	16,2	11	154	5	26,5	Tip 2	CCS Combo	-	Evet
Proton e.MAS 7	49,52	Lithium Ion	-	11	100	5	20	-	-	Evet	Evet
Ford F-150 Lightning	131	Lithium Ion	24	11,3	150	10	41	Tip 2	CCS Combo	Evet	Evet
Hyundai Ioniq 5	77,4	Lithium Ion	17,9	11	240	7,5	18	Tip 2	CCS Combo	Evet	Evet
BYD Atto 3	60,5	LFP	15,6	11	88	6,5	29	-	-	Evet	Evet

ÖZGEÇMİŞ

İlköğrenimini Ahmet Yahya Subaşı İlköğretim Okulu'nda bitirdikten sonra lise eğitimini 2016 yılında Tevfik Serdar Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 2017-2018 öğretim yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitimine başladı. 2021 yılında bu bölümden mezun oldu. 2022-2023 öğretim yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında tezli yüksek lisans programına başladı. 2024 yılından itibaren Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.

Yeter, E., & Hasırcı Tuğcu, Z. (2023, Temmuz 21–24). Görünür ışık haberleşmesi ve enerji hattı haberleşmesi entegrasyonundaki uygulamalar. KARADENİZ 13th International Conference on Applied Sciences, St. Petersburg, Rusya, 243.

A. Aksoy, N. Bayraklı, E. Yeter and Y. Danayiyen, "DC Microgrid Design for Aircraft," 2024 Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference (ASYU), Ankara, Türkiye, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/ASYU62119.2024.10757141.

Derin, H., Yeter, E., & Danayiyen, Y. (2024, Kasım 8–10). Parçacık sürü optimizasyonu yöntemi ile denkleştirici kat sayılarının bulunması. KARADENİZ 13th International Conference on Applied Sciences, Rize, Türkiye, 545–556.