

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ORCID : - - -

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce

Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : / /

Tezin Savunma Tarihi : / /

Tez Danışmanı :
ORCID : - - -

Trabzon

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Elif Selin KARAAĞAÇLI Tarafından Hazırlanan

**ŞARJ İSTASYONLARINDA KULLANILAN ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ
DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN PEKİŞTİRMELİ ÖĞRENMEYE DAYALI VERİMLİLİK
OPTİMİZASYONU**

**başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 20 /03 /2025 gün ve 2095 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda
DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.**

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Onur Özdal MENGİ

Üye : Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Üye : Doç. Dr. Ahmet ORHAN

Üye : Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECİ

Prof. Dr. Asim KADIOĞLU

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

“Şarj İstasyonlarında Kullanılan Çift Aktif Köprülü Dönüştürücüler İçin Pekiştirmeli Öğrenmeye Dayalı Verimlilik Optimizasyonu” isimli bu tez Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Doktora Programı kapsamında hazırlanmıştır.

Akademik hayata adım attığım ilk günden beri bilgi ve deneyimleriyle beni yönlendiren, akademik gelişimime katkıda bulunan ve her aşamada sabır ve desteğini esirgemeyen değerli danışmanım Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Yapıcı eleştiri ve önerileriyle tezime akademik olarak katkıda bulunmasının yanı sıra günlük hayatta da desteğini esirgemeyen değerli hocalarım Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECİ ve Prof. Dr. Emre ÖZKOP'a, değerli görüş ve yönlendirmeleriyle tezime katkıda bulunan Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN'a da teşekkür ederim.

Çalışmalar sırasında ve akademik tartışmalarda saat farkı olmasına rağmen toplantılara katılımı ve teşvikleriyle bana destek olan Sr. Research Associate Dr. Hakan ERDÖL ve sevgili kız kardeşim Dr. Öğr. Üyesi Eda Sena ERDÖL'e de çok teşekkür etmek isterim.

Hayatımın her anında anlayış, sabır ve manevi destekleriyle yanımda olan özellikle de bana güç veren ve her zaman inancını yitirmeyen sevgili anneme, babama, erkek kardeşime sonsuz minnettarım. En özel teşekkürüm ise bu süreçte belki de en çok fedakârlık yapan sevgili kızım Beren Defne'ye... Tüm masumiyetiyle "Anne ne zaman bitecek tezin?" diye sorduğu anlarda bile gösterdiği sabır ve anlayış benim için tarifsiz bir güç kaynağı oldu. Bilgisayar başında geçirdiğim saatlerde onunla oynayamadığım zamanların, birlikte geçiremediğimiz anların farkındayım. Yine de o, küçücük kalbinde beni hep destekledi. En yorgun anlarımda bile gülümsememi sağladı. Bu tez bir bakıma onun da fedakârlığının eseridir. Umarım ileride annesinin bu dönemde neler yapmaya çalıştığını anlayacak ve gurur duyacaktır. Seni çok seviyorum bir tanem, bu başarı senin de başarındır.

Bu tezin elektrikli araç şarj teknolojilerinin gelişimine, güç elektroniği ve yapay zekâ entegrasyonu alanındaki akademik çalışmalara katkı sağlaması en büyük arzumdur.

Elif Selin KARAAĞAÇLI

Trabzon 2025

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “Şarj İstasyonlarında Kullanılan Çift Aktif Köprülü Dönüştürücüler İçin Pekiştirmeli Öğrenmeye Dayalı Verimlilik Optimizasyonu” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ ’un sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, 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. 12/11/2025

Elif Selin KARAAĞAÇLI

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	IX
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Tezin Motivasyonu, Amacı, Katkısı, Organizasyonu	8
1.2. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar	11
2. HIZLI ŞARJ İSTASYONLARI VE ELEKTRİKLİ ARAÇLAR.....	22
2.1. Hızlı Şarj İstasyonlarında Kullanılan Dönüştürücüler	30
2.1.1. İzolesiz DA-DA Dönüştürücüler	30
2.1.2. İzoleli DA-DA Dönüştürücüler.....	32
2.1.3. Hızlı Şarj İstasyonlarında Kullanılan AA-DA Dönüştürücüler	37
2.1.4. DAB Dönüştürücülerde Kullanılan Modülasyon Teknikleri	39
3. TEK FAZLI DAB DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÇALIŞMASI VE GÜÇ AKIŞ ANALİZİ.....	44
3.1. Tek Fazlı DAB Dönüştürücü.....	46
3.1.1. Tek Fazlı DAB Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları.....	47
3.1.2. Dönüştürücüde Yumuşak Anahtarlama Geçişleri.....	50
3.1.3. Tek Fazlı DAB Dönüştürücüde iL Akımının Sürekli Durum Analizi	52
3.1.4. Ortalama Çıkış Gücü ve Ortalama Çıkış Akımı	54
3.1.5. Dönüştürücü Devre Parametrelerinin Belirlenmesi	57
3.2. DAB Dönüştürücünün Modellenmesi	59
4. ÇOK AJANLI PEKİŞTİRMELİ ÖĞRENME (MULTI AGENT REINFORCEMENT LEARNING-MARL)	64
4.1.1. MARL Teorik Temelleri ve Matematiksel Altyapısı.....	66
4.1.2. MARL Algoritmaları ve Metodolojik Yaklaşımlar	69
5. YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	72
5.1. Giriş.....	72
5.2. DAB Konvertör Verimlilik Optimizasyonu	73
5.2.1. SPS Modülasyonu Kullanılan DAB Dönüştürücünün Analizi	74

5.2.2. TPS Modülasyonu Kullanan DAB Dönüştürücünün Analizi	85
5.2.3. TPS Modülasyonunda Mod Tanımları ve Kontrol Uzayı Gösterimi.....	87
5.2.4. TPS Modülasyonlu DAB Dönüştürücüde Akım Stresi Analizi.....	99
5.2.5. TPS Modülasyonlu DAB Dönüştürücüde Aktif ve Reaktif Güç Hesabı.....	111
5.3. MARL Kontrollü TPS DAB Çevirici Tasarımı	116
6. ÖNERİLER.....	146
7. KAYNAKLAR	149
ÖZGEÇMİŞ	



Doktora Tezi

ÖZET

ŞARJ İSTASYONLARINDA KULLANILAN ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN PEKİŞTİRMELİ ÖĞRENMEYE DAYALI VERİMLİLİK OPTİMİZASYONU

Elif Selin KARAAĞAÇLI

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2025, 162 Sayfa

Bu doktora tezi elektrikli araç hızlı şarj istasyonlarında kullanılan çift aktif köprülü (DAB) dönüştürücü topolojilerinin geliştirilmesi ve verimlilik optimizasyonu üzerine odaklanmaktadır. Yapılan çalışmada DAB dönüştürücülerin matematiksel modeli ortaya konulmuş, tek faz kaydırmalı (SPS) ve üçlü faz kaydırmalı (TPS) modülasyon teknikleri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. TPS modülasyonunun altı farklı çalışma modu için detaylı matematiksel analiz gerçekleştirilmiş, akım stresi, reaktif güç ve aktif güç akışı denklemleri türetilmiştir.

Geliştirilen MARL kontrolcü, geleneksel yöntemlerle (PID, Fuzzy Logic, Optimal Control, Adaptive PID) karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre MARL kontrolcü %96.3 ortalama verimlilik sağlamış olup, PID'ye göre %52.4, Fuzzy Logic'e göre %0.21, Optimal kontrolcüye göre %1.9, adaptive PID'ye göre %3 iyileşme göstermiştir. ZVS başarı oranı %85, voltaj regülasyon hatası %5 sapma oranıyla 20V olarak elde edilmiştir. Akım stresi minimizasyonu için özel ödül fonksiyonu kullanıldığında %86.2 akım stresi azaltılarak 1.74A'e düşürülmüştür. Ayrıca MARL yaklaşımının elektrikli araç şarj istasyonlarındaki değişken yük profillerine uyum sağlayabileceği gösterilmiştir. Sonuç olarak bu tez elektrikli araç şarj teknolojilerinin gelişimine önemli katkılar sunmakta ve yüksek verimli şarj istasyonlarının tasarımı için pratik çözümler ortaya koymaktadır.

Anahtar Kelimeler: Elektrikli araç şarj istasyonu, DAB, MARL, Pekileştirmeli öğrenme, Yapay zekâ

PhD. Thesis

SUMMARY

REINFORCEMENT LEARNING-BASED EFFICIENCY OPTIMIZATION FOR DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTERS IN CHARGING STATIONS

Elif Selin KARAAĞAÇLI

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Program
Supervisor: Prof. Halil İbrahim OKUMUŞ
2025, 162 Pages

This doctoral thesis focuses on the development and efficiency optimization of dual active bridge (DAB) converter topologies used in fast charging stations for electric vehicles. In this study, the mathematical model of the DAB converter was presented, and single-phase shift (SPS) and triple-phase shift (TPS) modulation techniques were comparatively analyzed. A detailed mathematical analysis was conducted for the six different operating modes of the TPS modulation, deriving equations for current stress, reactive power, and active power flow.

The developed MARL controller was compared with traditional methods (PID, Fuzzy Logic, Optimal Control, Adaptive PID). According to the results obtained, the MARL controller achieved an average efficiency of %96.3, showing improvements of %52.4 over PID, %0.21 over Fuzzy Logic, %1.9 over Optimal Control, and %3 over Adaptive PID. The ZVS success rate was %85, and the voltage regulation error was achieved as 20V with a %5 deviation. When a special reward function was used for minimizing current stress, the current stress was reduced by %86.2 to 1.74A. Additionally it was demonstrated that the MARL approach can adapt to variable load profiles in electric vehicle charging stations. In conclusion, this thesis makes significant contributions to the advancement of electric vehicle charging technologies and provides practical solutions for the design of high efficiency charging stations.

Key Words: Electric charging station, DAB, MARL, Reinforcement learning, Artificial intelligence

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1. Elektrikli araçlar için temel on-board ve off-board şarj sistem yapısı	3
Şekil 2. DA hızlı şarj istasyonu temel blok diyagramı	4
Şekil 3. Farklı tipteki transformatörler: (a) DFT, (b)KHT, (c)HT	4
Şekil 4. Hızlı şarj istasyonları (a) DA-DFT tabanlı şarj istasyonu, (b) DA-KHT tabanlı şarj istasyonu	5
Şekil 5. Elektrikli araç şarj alt yapısında kullanılan topolojilerin sınıflandırılması	7
Şekil 6. İzole çift yönlü da-da dönüştürücüdeki temel yapıların blok diyagramı	7
Şekil 7. Elektrikli araçlarda şarj yöntemlerinin sınıflandırılması	22
Şekil 8. Elektrikli araçlarda on-board ve off-board şarj sistem yapısı	27
Şekil 9. İzolesiz DA-DA dönüştürücü örnek topolojileri	32
Şekil 10. İzoleli rezonans DA-DA dönüştürücü örnek topolojileri	34
Şekil 11. İzoleli DAB dönüştürücü örnek topolojileri	35
Şekil 12. İzoleli rezonans DAB topoloji örnekleri	36
Şekil 13. İzoleli PSFB dönüştürücü topolojisi	37
Şekil 14. AA-DA doğrultucu topoloji örnekleri	38
Şekil 15. SPS modülasyon şeması	40
Şekil 16. EPS modülasyon şeması	41
Şekil 17. DPS modülasyon şeması	42
Şekil 18. TPS modülasyon şeması	43
Şekil 19. Temel bir AA sisteminde güç akışı	44
Şekil 20. (a) Tek fazlı DAB dönüştürücü (b) ileri yön güç akışı ($V_1 > V_2$) için dalga şekilleri	46
Şekil 21. SPS modülasyonunda anahtarlama işaretleri ve tek fazlı DAB dönüştürücünün akım ve gerilim dalga şekilleri $V_1 > V_2$	48
Şekil 22. (a) Aralık A için akım geçişi, (b) Aralık B için akım geçişi	49
Şekil 23. (a) Aralık C için akım geçişi, (b) Aralık D için akım geçişi	50
Şekil 24. Anahtarlama işaretlerine eklenen ölü zaman bölgeleri ve ZVS uygulama noktaları	51
Şekil 25. ZVS Aralık $A \rightarrow B$ 'de akım geçiş yönü	51
Şekil 26. Endüktör akımı dalga şekli	52
Şekil 27. Düşürücü çalışma modunda farklı yükler için endüktör akımı dalga şekilleri	54
Şekil 28. Düşürücü modda çalışmada endüktör ve çıkış akımı dalga şekilleri	55

Şekil 29. Ortalama model denklemlerini elde etmek için kullanılan devre şeması.....	60
Şekil 30. MARL yapısı.....	65
Şekil 31. SPS modülasyonu için kullanılan DAB simulink modeli	74
Şekil 32. SPS modülasyonu kullanılan DAB dönüştürücü benzetim sonuçları	75
Şekil 33. SPS modülasyonlu DAB dönüştürücüde faz kayması-güç ilişkisi.....	76
Şekil 34. DAB dönüştürücü akım stresi detaylı analizi.....	78
Şekil 35. DAB konverter ZVS çalışma bölgeleri	79
Şekil 36. DAB konverter verimlilik analizi ve kayıp dağılımı.....	80
Şekil 37. SPS modülasyonlu DAB konverterde yük modellemeli analiz (a) Çıkış gerilimi, (b) Çıkış akımı, (c) Çıkış gücü	83
Şekil 38. SPS modülasyonlu DAB konverterde farklı yük tiplerinin performans karakteristikleri (a) Akım THD karşılaştırması (b) Yük oranına bağlı verimlilik değişimi	84
Şekil 39. TPS anahtarlama yapısı, gerilim ve akım dalga şekilleri	86
Şekil 40. Altı farklı çalışma modunun dalga formları	87
Şekil 41. TPS modülasyonu için kullanılan DAB simulink modeli.....	91
Şekil 42. TPS modülasyonu kullanan DAB dönüştürücü benzetim sonuçları	92
Şekil 43. Farklı modlarda çalışan TPS modülasyonu analizi	93
Şekil 44. Akım stresi ($D1=0.5$, $k=1$ sabitken) $D2$ ve $D3$ 'e göre değişimi).....	101
Şekil 45. İletim gücünün ($D1=0.5$, $k=1$ sabitken) $D2$ ve $D3$ 'e göre değişimi	102
Şekil 46. $D1$ değişiminin akım stresine etkisi ($P = 0.5$).....	103
Şekil 47. Gerilim Dönüşüm Oranı $k = 1$ için SPS ve TPS Modülasyonlarının Güç-Akım Stresi Performans Karşılaştırması	104
Şekil 48. DAB dönüştürücünün farklı yük tipleri altında karakterizasyonu: (a) I-V karakteristikleri, (b) P-V karakteristikleri, (c) nominal güçte verimlilik karşılaştırması, (d) kayıp bileşenlerinin dağılımı	107
Şekil 49. Kademeli ve periyodik yük değişimlerinin DAB performansına etkisi	110
Şekil 50. Farklı gerilim oranları için aktif güç – faz kayma açısı değişimi.....	114
Şekil 51. Faz kayma açısının aktif ve reaktif güce etkisi	115
Şekil 52. Farklı gerilim oranları için aktif-reaktif güç ilişkisi.....	116
Şekil 53. MARL kontrollü DAB çevirici şeması	118
Şekil 54. Akım stresi için kullanılan algoritma adımları.....	122
Şekil 55. Reaktif güç minimizasyonunda kullanılan algoritma adımları	127
Şekil 56. TPS-DAB konverter için MARL ve geleneksel kontrol algoritmaları verimlilik performansı.....	128
Şekil 57. MARL ve geleneksel kontrol yaklaşımlarının verimlilik performansları (yüksüz durum için).....	129

Şekil 58. TPS-DAB Konverteri için geliştirilen MARL ve geleneksel kontrol algoritmalarının güç aktarım kapasitesi ve akım stresi ilişkisi	131
Şekil 59. Kontrol algoritmalarının ZVS başarı oranı karşılaştırılması.....	132
Şekil 60. Kontrol algoritmalarının ortalama voltaj regülasyon hatası karşılaştırılması (Hedef:400V).....	134
Şekil 61. MARL kontrolcünün test performans analizi.....	135
Şekil 62. MARL kontrolcünün 250 bölümlük eğitim süreci performans analizi, (a) Bölüm ödülleri, (b) Sistem verimliliği, (c) ZVS başarı oranı, (d) Güç takip hatası.....	137
Şekil 63. Akım stresi minimizasyonu odaklı kontrol algoritmalarının karşılaştırmalı performans analizi	138
Şekil 64. Stress-optimize MARL yaklaşımı için ortalama verimlilik karşılaştırılması	140

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. On-board ve off-board şarj özelliklerinin karşılaştırılması	23
Tablo 2. Şarj istasyon tasarımı standartları	24
Tablo 3. DA hızlı şarj sistemlerinde kullanılan standartlar	25
Tablo 4. Şarj istasyonlarının SAE standartlarına göre güç seviyelerine dayalı sınıflandırılması	26
Tablo 5. Elektrikli araçlarda kullanılan pillerin özellikleri	29
Tablo 6. Günümüz piyasasındaki elektrikli araçlar ve temel özellikleri	29
Tablo 7. Bölgelere göre aktif olan anahtarlar	48
Tablo 8. Tüm çalışma aralıkları için endüktör akımı eğimleri ve zaman aralıkları	52
Tablo 9. DAB dönüştürücünün elektriksel parametreleri	75
Tablo 10. DAB dönüştürücülerde farklı güç seviyelerinde faz kayması ve açı değerleri	77
Tablo 11. DAB dönüştürücünün elektriksel parametreleri	82
Tablo 12. Farklı araştırmalara göre Mod kısıtlamaları	87
Tablo 13. TPS modülasyon için faz kaydırma sınırları	89
Tablo 14. TPS modları için iletim gücü denklemleri	89
Tablo 15. TPS modülasyon için kullanılan DAB dönüştürücü parametreleri	91
Tablo 16. TPS analizi için kullanılan sistem parametreleri	96
Tablo 17. Akım stresi hesaplama formülleri	100
Tablo 18. Farklı yükler altında DAB konverter çalışma modeli için kullanılan sistem parametreleri	106
Tablo 19. Aktif ve reaktif güç modeli için kullanılan devre parametreleri	114
Tablo 20. Akım stresi algoritmasında kullanılan denklemler	120
Tablo 21. Reaktif güç minimizasyonu algoritmasında kullanılan denklemler	126
Tablo 22. Tezin literatürle karşılaştırılması	141

SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ

DFT	: Düşük Frekanslı Transformatör
KHT	: Katı hal transformatörü
HT	: Hibrit transformatör
EV	: Elektrikli Araç
DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım
SPS	: Single Phase Shift (Tek Faz Kayması)
DPS	: Dual Phase Shift (Çift Faz Kayması)
EPS	: Extended Phase Shift (Genişletilmiş Faz Kayması)
TPS	: Triple Phase Shift ((Üçlü Faz Kayması))
ZVS	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama
CC	: Sabit Akım
CV	: Sabit Gerilim
D_1	: Primer Taraf İç faz Kaydırma Oranı
D_2	: Dış Faz Kaydırma Oranı
D_3	: Sekonder Taraf İç faz Kaydırma Oranı
DAB	: Dual Active Bridge (Çift Aktif Köprü)
MARL	: Çok Ajanlı Pekiştirmeli Öğrenme

1. GENEL BİLGİLER

İklim değışiklikleri sebebiyle artan endişeler ve sürdürülebilir enerji sistemlerine geçişe yönelik acil ihtiyaç karşısında ulaştırma sektörünün elektrifikasyonu çok önemli bir alternatif olarak ortaya çıkmıştır. Bu sektör sera gazı emisyonlarına, hava kirliliğine ve sınırlı fosil yakıt kaynaklarına olan bağımlılığın azalmasına önemli bir katkıda bulunmaktadır. Bu nedenle petrole çalışan araçlardan elektrikli araçlara geçiş, çevresel etkinin azaltılması ve halk sağlığının iyileştirilmesi yönünden kritik bir adımı temsil etmektedir.

Elektrikli araçların dünya çapında benimsenmesinde son yıllarda önemli ölçüde hızlandı. Bu artış daha temiz ulaşım seçeneklerine yönelik artan farkındalığın ve yasal düzenlemelerin bir sonucudur. Pandemi nedeniyle küresel otomobil satışı yaklaşık %16 oranında düşmesine rağmen elektrikli araç satışları 2020’de %41 büyüme kaydetmiştir. 2021 yılının ilk çeyreğinde ise küresel elektrikli otomobil satışları 2020’nin aynı dönemine göre yaklaşık %140 artış göstermiştir. Bu büyüme elektrikli araçlara yönelik artan tüketici ve endüstri ilgisini göstermekte ve bu ilgi günümüzde hızla yükselmektedir (IEA, 2021). Ancak bu olumlu gelişmelere rağmen, elektrikli araçlar hala küresel hafif araç pazarının nispeten küçük bir payını temsil etmektedir. Bu pay her ne kadar ivme kazansa da elektrikli araçların yaygın kullanımında hala önemli zorluklar bulunmaktadır.

Elektrikli araçların (EV) yaygın olarak benimsenmesini engelleyen birkaç sebep bulunmaktadır. Bunların başlıcaları yüksek ön maliyet, sürüş menzili konusundaki kaygılar ve şarj altyapısının sınırlı kullanılabilmesidir. EV’lerin maliyeti büyük ölçüde kullandıkları lityum iyon (Li-ion) pillerin maliyeti nedeniyle geleneksel araçlardan önemli ölçüde daha yüksek kalmaya devam etmektedir. Li-ion pil teknolojisindeki gelişmeler maliyetleri düşürmüş olsa da bu piller enerji yoğunluğu ve performans açısından hala sınırlıdır. Li-ion pillerin enerji yoğunluğu 200 ila 300 Wh/kg arasına ulaşmış olmasına rağmen yaklaşık 12.000 Wh/kg enerji yoğunluğuna sahip petrol bazlı yakıtların çok altında kalmaktadır (Cano, ve diğerleri, 2018; Manzetti & Mariasiu, 2015). Bu fark EV’ler için daha kısa sürüş menzillerine sahip olmasına yol açmakta ve geleneksel içten yanmalı araçların sunduğu rahatlık ve esnekliğe ihtiyaç duyan potansiyel alıcılar için önemli bir dezavantaj oluşturmaktadır.

Pil performansı tek zorluk değildir. EV’ler için gerekli şarj altyapısı hala birçok bölgede yeterince gelişmemiştir. AA Seviye 1 ve Seviye 2 şarj cihazları gibi ev şarj çözümleri ve gece şarjı tipik günlük işe gidiş gelişler için yeterli olsa da uzun yolculuklardaki

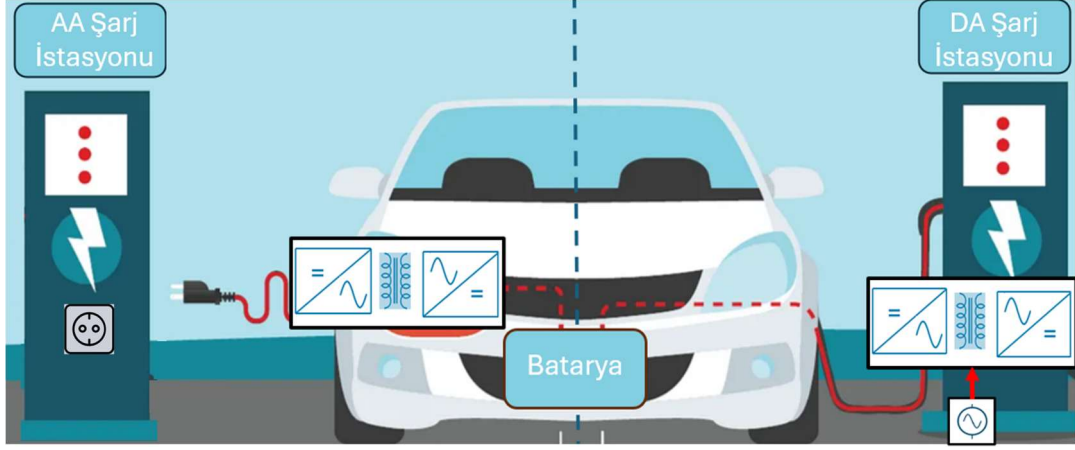
sürücülerin ihtiyaçlarını karşılamada uygun bir çözüm olmamaktadır. Hızlı şarj istasyonlarının yaygın bir ağının bulunmaması, potansiyel EV sahipleri için büyük bir endişe olan menzil kaygısını daha da artırmaktadır.

Bu endişeleri gidermek için güvenilir ve yaygın hızlı şarj altyapısının geliştirilmesi hayati önem taşımaktadır. Ultra hızlı şarj istasyonları EV'leri uzun mesafeli seyahatlerde daha kullanışlı hale getirmek için gereken hızlı şarj imkanlarını sağlamak üzere tasarlanmaktadır. Bu istasyonlar geleneksel benzin yakıt ikmalinin rahatlığını örnek alarak EV'lerin hızlı bir şekilde şarj edilmesini ve minimum bekleme süresiyle seyahate devam edilmesini hedeflemektedir.

Elektrikli araçlar için şarj sistemleri, şarjın nasıl gerçekleştiği ve şarj cihazının konumuna göre “araç içi/dahili (on-board)” ve “araç dışı/harici (off-board)” olmak üzere ikiye ayrılır. Her iki sistemin de kendine özgü avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır.

On-board (dahili) şarjda aracın üzerinde yer alan bir elektronik devre alternatif akımı (AA) doğru akıma (DA) dönüştürerek bataryayı şarj eder. Bu şarj cihazları daha küçük güç kapasitesine sahiptir ve bu durum şarj hızını önemli ölçüde sınırlar. Genellikle ev tipi olarak adlandırılan bu cihazlar AA şarj istasyonları ile uyumlu çalışır. Dahili şarj cihazları özellikle evde veya halka açık AA şarj noktalarında gece boyu şarj için ideal çözümdür. Bu cihazlar aracın bir parçası olduğundan hem ek maliyet yaratır hem de araç ağırlığını artırır. Ancak herhangi bir AA prizde kullanılabilmesi ve ekstra şarj cihazı gerektirmemesi sayesinde kullanımı kolay ve avantajlıdır.

Off-board (harici) şarj araç dışındaki bir istasyon üzerinden aracın şarj edildiği bir sistemdir. Bu cihaz elektrik enerjisini AA'dan DA'ya dönüştürerek aracı şarj eder. Yüksek güçte şarj için tasarlanan bu cihazlar 50 kW, 100 kW ve 350kW gibi yüksek kapasitelerde şarj imkânı sağlar. Buda dahili şarj sistemine göre çok daha hızlı şarj olanağı sunar. Genellikle uzun mesafeli yolculukta zaman tasarrufu için tercih edilir. Off-board şarj cihazlarının ilk kurulum maliyeti on-board sistemlere göre daha düşük olmasına rağmen bu sistemlere erişim daha kısıtlıdır. Bu sistemlerin kullanım noktaları her geçen gün artmasına rağmen henüz yeterli seviyeye ulaşmamıştır. Şekil 1’de elektrikli araçlar için on-board ve off-board şarj sistemleri gösterilmektedir.



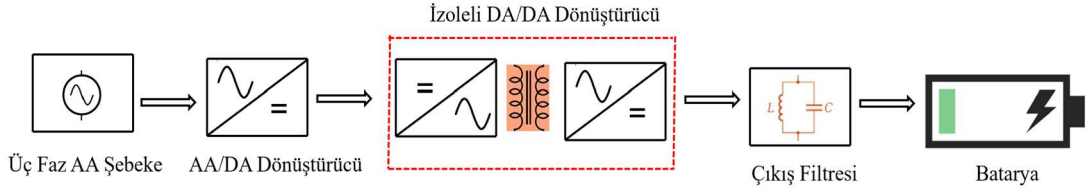
Şekil 1. Elektrikli araçlar için temel on-board ve off-board şarj sistem yapısı

AA şarjda şebekeden gelen alternatif akım, araç üzerindeki on-board sistemi ile doğru akıma dönüştürülerek depolanır. Bu süreçte önemli kayıplar meydana gelir. DA şarjda ise bu dönüşüm araç dışında (off-board) şarj istasyonlarında gerçekleştirilir ve doğrudan araç bataryasına DA akım iletilir. Buradaki dönüşümde verimliliği istasyon içindeki kullanılan devreler sayesinde maksimum seviyeye getirecek şekilde optimize etmek daha kolaydır.

Dönüşüm süreçlerinde elektrik enerjisinin ısıya dönüşümüyle de kayıplar meydana gelir. AA şarjda bu ısı kaybı araç üzerinde daha belirgin olurken DA şarjda istasyondaki yüksek güçlü ve verimli ekipmanlar sayesinde en aza indirilebilir.

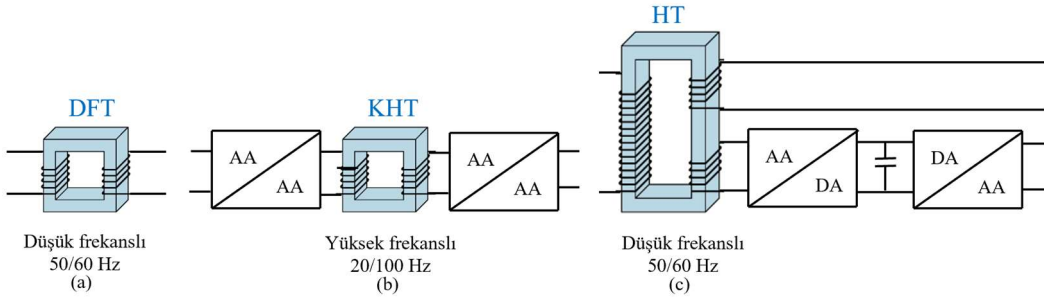
Bu tez kapsamında araç dışında (off-board) şarjı sağlayan DA şarj istasyonları ele alınacaktır. Günümüzde elektrikli araçların şarjı için kullanılan DA hızlı şarj istasyonları iki ana yapıdan oluşur. Bu istasyonlar temel olarak bir AA/DA dönüştürücü ve izole edilmiş DA-DA dönüştürücüyü içermektedir. Şekil 2’de temel bir hızlı şarj istasyonu topolojisi gösterilmiştir.

EV araçlar için hızlı şarj istasyonlarının gelişimiyle birlikte düşük frekanslı trafolar yerine katı hal transformatörleri kullanılmaya başlanmıştır. Bu sayede yeni mikro şebekelerde verimlilik artırılmış ve hacim küçültülmüştür. Gittikçe artan talep ve hizmet süresinin kılmasını sağlamayı amaçlayan bu ultra hızlı şarj istasyonlarında, şarj süresi 30 dakikadan az olup, mikro şebeke gücü 350 kW’a kadar çıkabilmektedir. (Seyedamin, El, & Martinez, 2022)



Şekil 2. DA hızlı şarj istasyonu temel blok diyagramı

Mevcut şebeke yapısı genellikle konutlar ve küçük ticari tesisler için tasarlanmıştır. Şarj istasyonları bu şebekeyi aşırı yükleyebilir ve istasyonların yüksek güç ihtiyaçlarını (250-350kW) şebekenin karşılamasını mümkün değildir. Bu nedenle şarj istasyonu mikro şebekesinin orta gerilimli bir AA hat tarafından beslenmesi zorunludur. Bu hatlar genellikle orta gerilim seviyelerinde çalışır (11kV, 15kV, 33kV gibi). Elektrikli araçların batarya şarj sistemleri bundan daha düşük gerilimlere ihtiyaç duyar (400-800 V). EV şarj sistemi için yüksek olan bu gerilimi düşürmek güvenli ve kontrollü bir şekilde güç aktarımı yapabilmek için transformatörler kullanılır. Bu iki sistem arasındaki bağlantı düşük frekanslı bir transformatör (DFT) ya da bir katı hal transformatörü (KHT) ile sağlanabilir. Bu yapıların hibrit (HT) şekilde kullanıldığı çalışmalar mevcuttur (Deb, Sing, Brooks, & Bai, 2021). Burada bahsedilen katı hal transformatörünü (KHT) yüksek gerilim değerleri arasında DA dönüşüm yapabilen farklı anahtarlama dönüştürücüler olarak düşünülebilir. Şekil 3'te bahsedilen transformatör türleri gösterilmektedir (Zheng, ve diğerleri, 2022).



Şekil 3. Farklı tipteki transformatörler: (a) DFT, (b) KHT, (c) HT

DFT'ler yüksek kurulum maliyetinin yanı sıra boyut olarak da oldukça büyüktür. Bu trafoların giriş ve çıkışındaki gerilim ve akım değerlerinin kontrol edilebilme imkânı da yoktur (Huber & Kolar, 2019). Buna alternatif bir çözüm olarak DFT'lerin çıkışına bir güç elektroniği dönüştürücüsü eklenerek HT transformatörü geliştirilmiştir. Bu dönüştürücü sayesinde yüksek gerilimli DA sistemlerine enerji depolama sistemlerinin entegrasyonu ve

İkinci güç dönüşümü aşamasında ise güç faktörü düzeltmeden (power factor correction (PFC)) sorumlu AA/DA yapıları mevcuttur. Bu güç aşamasında dönüştürücü üç fazlı giriş AA gerilimini güç kalitesini gözeterek sabit bir DA gerilimine tek veya çift yönlü olarak doğrultur. Bu süreçte çeşitli dönüştürücüler kullanılır. Aktif darbe genişlik modülasyonlu doğrultucu olarak da adlandırılan AFE (aktif ön uçlu) doğrultucular yüksek güvenilirliği ve basit devre yapısı nedeniyle sıklıkla tercih edilir. Bu doğrultucular yükseltme (Lee, Lee, & Hyun, 2001), düşürme (Graovac & Katic, 2001) ve düşürme-yükseltme (Singh, Singh, Chandra, & Al-Haddad, 2011) çalışma modlarında kullanılabilir. Sistem modülerliğini

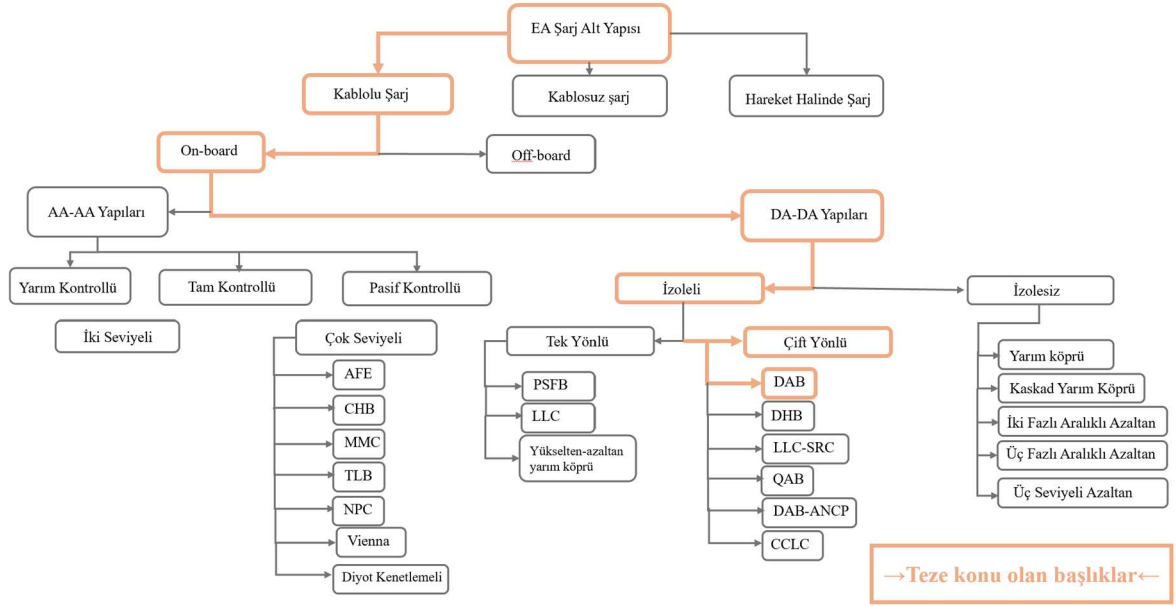
koruyabilen diğer basit topolojiler arasında yarım köprü, tam köprü ve dört anahtarlı düşürme-yükseltme dönüştürücüler yer alır (Nassary, Vidal-Idiarte, & Calvente, 2022). Önerilen diğer topolojiler ise kademeli H köprüsü (CHB) dönüştürücü (Barresi, ve diğerleri, 2023), modüler çok seviyeli (MMC) dönüştürücü (Lin, Jovcic, Nguefeu, & Saad, 2016), üç seviyeli yükseltici (TLB) dönüştürücü (Yaramasu & Wu, 2011), nötr nokta kelepçeli (NPC) dönüştürücü (Tan, Deng, & Liu, 2014) ve Vienna doğrultucu (VR)'dur (Hang, Zhang, Tolbert, & Lu, 2013). AA/DA dönüştürücüler hakkında daha kapsamlı bilgiye (Friedli, Hartmann, & Kolar, 2014) ve (Kolar & Friedli, 2013) araştırmalarından ulaşılabilir.

Üçüncü son güç aşamasında AA/DA doğrultucu çıkışından elde edilen sabit DA gerilimini elektrikli araç bataryasını şarj edebilecek seviyeye getiren DA-DA dönüştürücüler bulunur (He & Khaligh, 2017). Bu aşamadaki dönüştürücüler tek yönlü veya çift yönlü olarak ayrılabilirdiği gibi galvanik olarak izolasyonlu veya izolasyonsuz olarak da sınıflandırılabilir. Şarj istasyonlarında genellikle izolasyonlu dönüştürücüler tercih edilmektedir.

Tek yönlü izolasyonlu DA-DA dönüştürücü örnekleri şunlardır: Faz kaydırmalı tam köprü (PSFB) dönüştürücü (Métayer, ve diğerleri, 2023), LLC rezonans dönüştürücü (Rashidi, ve diğerleri, 2020) ve yükselten-azaltan üç seviyeli yarım köprü dönüştürücüler (Wu, Wang, & Luo, 2021).

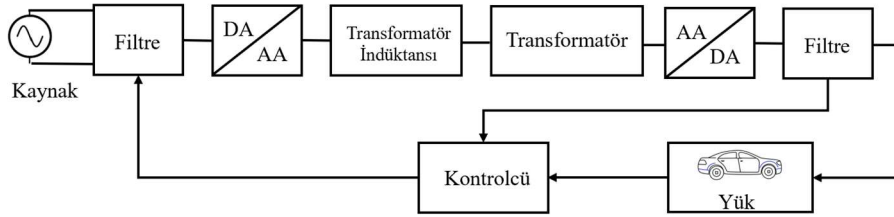
Çift yönlü izolasyonlu DA-DA dönüştürücü örnekleri ise şöyledir: Çift aktif köprü (DAB) dönüştürücüler (Liu, Hu, Wang, Gang, & Li, 2024), çift yarım köprü (DHB) dönüştürücüler (Bez, Han, & Corradini, 2018), LLC seri rezonans (LLC-SRC) dönüştürücüler (Zhu, Guo, & Jia, 2022), dört aktif köprü (QAB) dönüştürücüler (Costa, Buticchi, & Liserre, 2017), DAB tabanlı aktif NPC (DAB-ANPC) (Cao, ve diğerleri, 2023) ve CLLC dönüştürücüler (Rezayati, Tahami, Schanen, & Sarrazin, 2022).

Galvanik olarak izolasyonlu DA-DA dönüştürücülerin kapsamlı sınıflandırılmasını bu çalışmada bulmak mümkündür (Chub, Vinnikov, Blaabjerg, & Peng, 2016). İzolasyonsuz DA-DA dönüştürücü örnekleri ise şunlardır: Azaltan (buck) dönüştürücü (Truong, Dung, Liu, & Chiu, 2023), yarım köprü dönüştürücü (Du, Zhou, Bai, Lukic, & Huang, 2010), kaskad yarım köprü dönüştürücü (Du, Zhou, Bai, Lukic, & Huang, 2010), iki fazlı aralıklı azaltan (Esteki, Poorali, Adib, & Farzanehfard, 2015), üç fazlı aralıklı azaltan (Rivera, ve diğerleri, Electric Vehicle Charging Infrastructure : From Grid to Battery, 2021), üç seviyeli azaltan (Grbović, Delarue, Moigne, & Bartholomeus, 2010). Şekil 5'te elektrikli araçlar şarj alt yapısında kullanılan devre topolojilerinin sınıflandırılması verilmiştir.



Şekil 5. Elektrikli araç şarj alt yapısında kullanılan topolojilerin sınıflandırılması

Çift yönlü izoleli DA-DA dönüştürücü topolojileri bu tezin odak noktasını oluşturmaktadır. Bu topolojiler son yıllarda özellikle yenilenebilir enerji ve elektrikli araç teknolojilerinde yaygın kullanım alanı bulmuştur. Galvanik izolasyonlu çift yönlü DA-DA dönüştürücü topolojilerindeki elemanların genel blok diyagramı Şekil 6’da gösterilmiştir.



Şekil 6. İzole çift yönlü da-da dönüştürücüdeki temel yapıların blok diyagramı

Şekil 6’daki DA/AA dönüştürücü bloğu yarı iletken anahtar elemanlarından oluşan bir yapıdır. 10 kHz’den 350 kHz’e kadar çalışan yüksek frekanslı bir transformatöre AA gücü sağlar (Jafari, Nikoo, Karakaya, & Matioli, 2020). AA/DA dönüştürücü bloğu ise anahtarlama elemanları kullanarak ilgili çıkış terminaline DA gücü sağlar (Doncker, Divan, & Kheraluwala, 1991). Her iki dönüştürücüde de çift yönlü güç akışına izin veren tam köprü, yarım köprü veya itme-çekme devre yapıları kullanılır. Yüksek frekans transformatörlerindeki kaçak endüktansı gösteren transformatör indüktansı bloğu hem enerji

depolamayı sağlar hem de anahtarlama akımı dalga formlarını değiştirerek düşük anahtarlama kayıplarına olanak sağlar. Bu yapı her dönüştürücüde kullanılmamakla birlikte pratikte bunlar transformatörün parazitik elemanları olarak gösterilir. Yüksek gerilim transformatörleri sistemin güvenli çalışması için gerekli galvanik izolasyonu sağlar. Transformatör bloğu sayesinde yüksek bir gerilim dönüşüm oranı sunar. Böylece mevcut çıkış gerilimine ek olarak bir gerilim dönüşüm oranı da elde edilebilir. Bu trafo dönüştürme oranı kullanılarak dönüştürücünün uç görev çevrim noktalarında çalışması engellenebilir. Bu tezde incelenen izoleli DA-DA dönüştürücüsü olan dual active bridge (DAB) ise başka bir bölümde detaylı olarak ele alınacaktır.

1.1. Tezin Motivasyonu, Amacı, Katkısı, Organizasyonu

Elektrikli araçların küresel ölçekte hızla yaygınlaşması sürdürülebilir ulaşım sistemlerine geçişte kritik bir dönüm noktasını temsil etmektedir. Ancak bu geçişin başarılı olabilmesi için yüksek performanslı, verimli ve güvenilir şarj altyapılarının geliştirilmesi kaçınılmaz bir gerekliliktir. Hızlı şarj istasyonları elektrikli araç kullanıcılarının en önemli beklentisi olan şarj süresinin minimize edilmesi ihtiyacına yanıt vermektedir. Bu istasyonların kalbi konumundaki DA-DA dönüştürücülerin performansı ise sistemin genel verimliliğini, işletme maliyetlerini ve kullanıcı deneyimini doğrudan etkilemektedir.

Çift aktif köprü (DAB) dönüştürücüler çift yönlü güç akışı, yüksek güç yoğunluğu ve galvanik izolasyon özellikleri sayesinde hızlı şarj uygulamalarında öne çıkan bir topoloji olarak karşımıza çıkmaktadır. Ancak bu dönüştürücülerin potansiyelinden tam olarak yararlanabilmek için gelişmiş modülasyon teknikleri ve akıllı kontrol stratejileri gerekmektedir. Geleneksel tek faz kaydırmalı (SPS) modülasyon yöntemleri basit kontrol yapısı sunmakla birlikte geniş gerilim aralıklarında ve değişken yük koşullarında reaktif güç sirkülasyonunun artması, akım stresinin yükselmesi ve verimlilik düşüşü gibi önemli dezavantajlar barındırmaktadır. Bu sınırlamalar özellikle 350 kW ve üzeri ultra hızlı şarj istasyonlarında kritik performans kayıplarına yol açmaktadır.

Üçlü faz kaydırmalı (TPS) modülasyon tekniği üç bağımsız kontrol parametresi sunarak reaktif güç minimizasyonu, akım stresi azaltımı ve geniş yumuşak anahtarlama (ZVS) bölgesi gibi önemli avantajlar sağlamaktadır. Ancak TPS modülasyonunun üç boyutlu kontrol uzayı geleneksel kontrol yöntemlerinin optimize edemeyeceği karmaşıklık düzeyindedir. Her bir parametre kombinasyonunun sistem performansı üzerindeki etkisi

doğrusal olmayan dinamikler içermekte ve bu durum klasik kontrol yaklaşımlarının yetersiz kalmasına neden olmaktadır. Bu noktada öğrenme kapasitesi ve adaptif karar verme yeteneğine sahip yapay zekâ tabanlı kontrol stratejilerine ihtiyaç doğmaktadır.

Bu doktora tezinin temel amacı elektrikli araç hızlı şarj istasyonlarında kullanılan DAB dönüştürücülerin verimlilik optimizasyonunu sağlayacak yenilikçi kontrol stratejileri geliştirmektir. Bu kapsamda TPS modülasyonunun sunduğu çok boyutlu kontrol uzayını etkin bir şekilde kullanabilecek çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme (MARL) tabanlı akıllı kontrol algoritmaları tasarlanmıştır.

Tezin spesifik hedefleri şu şekilde sıralanabilir:

(1) DAB dönüştürücülerin SPS ve TPS modülasyon teknikleri ile detaylı matematiksel modellemesinin yapılması ve her bir modülasyon tekniğinin performans karakteristiklerinin kapsamlı analizi,

(2) TPS modülasyonunda reaktif güç akışı, akım stresi ve ZVS koşullarının optimizasyonunu sağlayacak analitik çözümlerin geliştirilmesi,

(3) Çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme mimarisi kullanarak, her bir TPS kontrol parametresini (D_1 , D_2 , D_3) bağımsız öğrenme ajanlarıyla optimize eden ve ajanlararası koordinasyonu sağlayan yeni nesil bir kontrol stratejisinin tasarımı,

(4) Geliştirilen MARL kontrol sisteminin geleneksel kontrol yöntemleri (PID, Fuzzy Logic, Optimal Control, Adaptive PID) ile kapsamlı performans karşılaştırmasının yapılması,

(5) Değişken yük koşulları ve farklı gerilim seviyelerinde sistemin davranışının analiz edilmesi ve kontrol algoritmasının sağlamlığının doğrulanması.

Bu tez çalışması elektrikli araç şarj altyapısı ve güç elektroniği alanlarına çok boyutlu özgün katkılar sunmaktadır. Teorik açıdan TPS modülasyonunun altı farklı çalışma modu (Mod 1-6) için detaylı matematiksel analiz gerçekleştirilmiş ve her modda akım stresi, reaktif güç ve aktif güç akışını tanımlayan kapsamlı denklemler türetilmiştir. Farklı gerilim dönüşüm oranları (k) ve faz kayma açıları için P-Q diyagramları oluşturularak, DAB dönüştürücünün işletim sınırları ve güç aktarım kapasitesi net bir şekilde ortaya konulmuştur. Metodolojik katkılar açısından güç elektroniği sistemlerinin kontrolünde ilk kez çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme yaklaşımı TPS-DAB dönüştürücüler için sistematik olarak uygulanmıştır. Üç bağımsız ajan arasında koordineli öğrenme sağlayan ve çoklu hedefleri (verimlilik, ZVS optimizasyonu, akım stresi minimizasyonu) eşzamanlı optimize eden yenilikçi bir MARL mimarisi geliştirilmiştir. Deneyim tekrarı mekanizması ve hedef

ağ güncellemesi ile öğrenme kararlılığı artırılmış, epsilon-greedy keşif stratejisi ile yerel optimum noktalarından kaçınılması sağlanmıştır.

Yapılan çalışmaların pratik katkıları da önemlidir. Geliştirilen kontrol algoritması gerçek zamanlı uygulamalar için uygun hesaplama karmaşıklığına sahiptir ve farklı şarj istasyonu konfigürasyonlarına kolayca uyarlanabilir. Akım stresi minimizasyonu için özel ödül fonksiyonu kullanıldığında, %86 oranında akım stresi azaltımı sağlanarak sistem bileşenlerinin termal yükü minimize edilmiş ve komponent ömrü uzatılmıştır. Sistem 800V giriş gerilimi ve 200-400V değişken çıkış gerilimi aralığında stabil çalışma göstererek hem mevcut batarya sistemleri hem de yeni nesil batarya teknolojileri için uygun bir çözüm sunmaktadır.

Bu çalışmanın bilimsel katkıları elektrikli araç şarj altyapısının geliştirilmesinde yeni bir paradigma oluşturmaktadır. Önerilen MARL tabanlı kontrol yaklaşımı sadece DAB dönüştürücülerle sınırlı kalmayıp çok seviyeli dönüştürücüler, matriks dönüştürücüler ve modüler çok seviyeli dönüştürücüler (MMC) gibi diğer karmaşık güç elektroniği topolojilerinde de uygulanabilir potansiyele sahiptir.

Bu tez altı ana bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm, elektrikli araç şarj altyapısının önemini, DAB dönüştürücülerin rolünü ve tezin motivasyonunu ortaya koymaktadır. Ayrıca, literatürdeki ilgili çalışmalar detaylı olarak incelenerek mevcut yöntemlerin avantajları ve sınırlamaları tartışılmaktadır. İkinci bölümde hızlı şarj istasyonlarının genel yapısı, elektrikli araç şarj standartları ve şarj istasyonlarında kullanılan farklı dönüştürücü topolojileri ele alınmaktadır. İzolesiz ve izoleli DA-DA dönüştürücüler, AA-DA dönüştürücüler ve DAB dönüştürücülerde kullanılan modülasyon teknikleri (SPS, EPS, DPS, TPS) sistematik olarak incelenmektedir. Üçüncü bölümde tek fazlı DAB dönüştürücünün detaylı çalışma prensiplerini sunmaktadır. Dönüştürücünün çalışma aralıkları, yumuşak anahtarlama geçişleri, endüktör akımının sürekli durum analizi, ortalama çıkış gücü hesaplamaları ve devre parametrelerinin belirlenmesi matematiksel olarak modellenmiştir. DAB dönüştürücünün durum-uzay modeli ve ortalama model denklemi türetilmiştir. Dördüncü bölüm çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme teorisinin teorik temellerini kapsamaktadır. MARL'in matematiksel altyapısı, Markov Karar Süreçleri (MDP), Q-learning algoritması, deneyim tekrarı mekanizması ve hedef ağ güncelleme stratejileri detaylı olarak açıklanmaktadır. MARL algoritmaları ve metodolojik yaklaşımlar, güç elektroniği uygulamaları bağlamında ele alınmaktadır. Beşinci bölüm tezin özgün çalışmalarını içermektedir. SPS modülasyonu kullanılan DAB dönüştürücünün kapsamlı analizi (faz kayması-güç ilişkisi, akım stresi, ZVS

bölgeleri, verimlilik analizi, farklı yük tipleri) sunulmaktadır. TPS modülasyonu kullanılan DAB dönüştürücünün farklı modlardaki (Mod 1-6) çalışması, akım stresi analizi ve aktif-reaktif güç hesapları detaylı olarak incelenmektedir. MARL kontrollü TPS-DAB çevirici tasarımı, ödül fonksiyonu yapısı, ajan mimarisi ve eğitim süreci ile sunulmaktadır. Geliştirilen MARL kontrolcünün geleneksel kontrol yöntemleriyle (PID, Fuzzy, Optimal, Adaptive PID) kapsamlı performans karşılaştırmaları, farklı metrikler (verimlilik, akım stresi, ZVS başarı oranı, voltaj regülasyon hatası) üzerinden yapılmaktadır. Altıncı bölümde gelecek araştırmalar için öneriler sunulmaktadır.

1.2. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Yaygınlaşan elektrikli araçların ihtiyacını karşılayabilmek adına hızlı ve verimli şarj alt yapısı giderek daha kritik bir öneme sahip olmaktadır. İstasyonların içinde bulunan topolojilerin yanı sıra istasyonların verimliliği, maliyeti, çeşitleri, tasarımı, boyutları, konumlandırılması gibi pek çok farklı noktada araştırmalara konu olmuştur.

(Rafi & Bauman, 2021) yaptıkları çalışmada, enerji depolama sistemleri (EDS) ile donatılmış hızlı şarj istasyonlarını incelemişlerdir. Çalışmalarında dört farklı EDS seçeneğini (batarya, volan, hidrojen ve hibrit batarya-volan) kullanan mimarileri verimlilik, hacim ve maliyet açısından karşılaştırılması yapılmış ve izolasyon gereksinimlerini ele almışlardır.

(Valedsaravi, Aroudi, & Martínez-Salamero, 2022) çalışmalarında DA ultra şarj istasyonları ve SST yapıları detaylı olarak incelenmiştir. SST tabanlı ultra hızlı şarj istasyonlarında kullanılan dönüştürücüleri, topolojileri ve çalışma kurgusunu, giriş güç bağlantılarını, çıkış portlarını sınıflandırmıştır. Ayrıca SST'lerin özellikleri, uygulamaları ve bu transformatörlerin şarj istasyonunda nasıl kullanılabileceği ifade edilmiştir. Araştırma son üç yıl içerisindeki SST tabanlı ultra şarj istasyonları ile ilgili çalışmaların bir derlemesini sunmuş ve SST tabanlı yeni bir topoloji geliştirmişlerdir. Bu sistemlerdeki enerji yönetimi, stabilite ve kontrol zorlukları gibi konulara değışmişlerdir.

(Franzese, ve diğerleri, 2023) makalesinde EV'ler için ultra hız şarj istasyonlarının akıllı şebekeler üzerindeki rolünü ve dağıtım şebekesi üzerindeki etkilerini ele almıştır. Ayrıca farklı dönüştürücü topolojilerinin performanslarını; güç faktörü, bileşen sayısı, kayıplar, kontrol karmaşıklığı gibi parametreler açısından karşılaştırmıştır.

(Sawant & Zambare, 2024), çalışmalarında EV'ler için hızlı şarj istasyonlarının tasarımı, optimum boyutlandırılması, konumlandırma stratejilerini, şarj süresi ve maliyetini azaltma konularını incelemiştir. 2000-2023 yılları arasında yayınlanmış çok sayıda makaleyi analiz ederek mevcut teknolojileri ve standartları değerlendirmiş literatürdeki boşlukları ortaya koymuştur.

Hızlı şarj istasyonlarında kullanılan tek fazlı veya üç fazlı olan çift aktif köprü (Dual Active Bridge, DAB) dönüştürücüler iki topoloji halinde ilk kez 1990'lı yıllarda ortaya çıkmıştır (Doncker, Divan, & Kheraluwala, 1991). Bu çalışmada devrenin çalışma prensibinin yanı sıra tek faz kaydırmalı (Single Phase Shift, (SPS) adlı yeni bir modülasyon tekniği de ele alınmıştır. SPS tekniği işlem kolaylığı sayesinde bu alanda en çok kullanılan modülasyon yöntemi haline gelmiştir.

SPS modülasyon ile yapılan ilk çalışmalarda, kontrol edilen dönüştürücünün çalışma şekli ve yumuşak anahtarlama analizleri detaylı olarak incelenmiştir (Kheraluwala, Gascoigne, Divan, & Baumann, 1992). Bu araştırma temel anahtarlama karakteristiklerini ortaya koyması açısından literatüre önemli katkı sağlamıştır. Ancak değişken yük koşulları altındaki performans analizinin sınırlı kalması ve dolaşım akımı probleminin yeterince ele alınmaması, çalışmanın eksik yönleri olarak değerlendirilmektedir. Sonraki süreçte yük koşulları altında dönüştürücünün uygulanması, ölü zaman etkisi ve sürekli durum analizlerine yoğunlaşan bir çalışma gerçekleştirilmiştir (Mi, Bai, Wang, & Gargies, 2008). DAB dönüştürücülerde güç kontrolü için en pratik yöntem olan SPS modülasyon tekniğini kullanarak yapılan bu çalışmada verimliliği arttırmaya yönelik farklı teknikler ortaya koyulmuştur (Rodríguez, Vázquez, Lamar, Hernando, & Sebastián, 2015). Uygulanan modülasyon işlem kolaylığı nedeniyle yaygın olarak kullanılmıştır. Ancak bu tekniğin sınırlı yumuşak anahtarlama bölgesi sunması ve yüksek güç uygulamalarındaki performans kısıtları, yeni modülasyon tekniklerinin geliştirilmesini gerekli kılmıştır.

DAB dönüştürücü üzerindeki yumuşak anahtarlama bölgelerini genişletebilmek için çeşitli modülasyon stratejileri geliştirilmiştir. Bunun için faz kaydırma önemli olduğundan modülasyon sisteminin serbestlik derecesini geliştirmek amacıyla bir veya iki ek faz bileşeni eklenerek dolaşım akımı azaltılmaya çalışılmıştır. Bu amaçla genişletilmiş faz kaydırma (Extended Phase Shift-EPS), ikili faz kaydırma (Dual Phase Shift-DPS) ve üçlü faz kaydırma (Triple Phase Shift (TPS) modülasyon teknikleri geliştirilmiştir.

SPS modülasyonunda iki tam köprü çıkışında %50 görev döngülü kare dalga (pozitif ve negatif gerilim sürelerinin eşit olduğu iki seviyeli kare dalga) formunda bir gerilim

üretir. Güç transferi yapabilmek için bu iki gerilimin fazı kaydırılır. Faz kaydırma açısının değeri, iletim gücünün yönünü ve büyüklüğünü belirler (Duong & Choi, 2022). EPS modülasyonda ise bir köprü çıkışında üç seviyeli bir dalga formu (pozitif, negatif ve sıfır seviyelerinde) üretirken diğeri iki seviyeli kare dalga şeklindedir. Bu çalışmanın amacı DAB performansını, verimliliğini, kontrol esnekliğini ve ZVS aralığını bu modülasyon yöntemi ile genişletmektir (Naayagi, Forsyth, & Shuttleworth, 2015). Ancak kontrol karmaşıklığının artması ve yüksek güç uygulamalarında optimizasyon zorluklarının tam olarak çözülememesi çalışmanın sınırlayıcı yönleri olmuştur.

DPS modülasyon EPS modülasyona benzer ve her iki köprü çıkışında da üç seviyeli dalga formuna sahiptir. Ancak her iki taraftaki faz kayma oranları farklı olabilir (Bai & Mi, 2008). Kontrol esnekliği diğeri modülasyon yöntemlerine göre artarken işlem karmaşıklığı da yükselmiştir.

(Kim, Rosekeit, Sul, & Doncker, 2011) çalışmalarında DPS modülasyon yöntemini kullanarak üç seviyeli DAB dönüştürücünün detaylı analizini gerçekleştirmiştir. Yapılan analizler her çalışma bölgesinin kendine özgü bir gerilim stresi ve güç aktarım karakteristikleri açıklanmıştır. Bu bölgeler arasındaki kritik koşullar belirlenmiştir. Son olarak her anahtar üzerindeki gerilim stresini azaltmak için bir kontrol algoritması önerilmiştir (Liu, Chen, Duan, & Zhu, 2017). Bununla birlikte sistemin dinamik performansının ve geçiş rejimi davranışının yeterince incelenmemesi çalışmanın eksik yönü olarak değerlendirilebilir. Başka bir çalışmada ise DAB dönüştürücüler için optimize edilmiş bir DPS modülasyon tekniği kullanılarak tam yük altında sıfır gerilim anahtarlama bölgesi genişletilmeye çalışılmıştır (Li, Xu, Xiong, Liu, & Su, 2022).

TSP modülasyon yönteminde DSP modülasyonuna benzer şekilde her iki köprünün çıkışı üç seviyeli dalga formundadır. Her iki taraftaki faz açıları farklı olabilmekte bu da üç serbestlik derecesinin kontrol edilebilmesini sağlamaktadır. İşlem karmaşıklığı oldukça fazladır. (Huang, Wang, Li, & Lei, 2016) çalışmalarında önceki modülasyon şemalarından farklı olarak TPS kontrolünün birleşik bir analizinden üretilen bir modülasyonla tam yük altında geniş bir yumuşak anahtarlama bölgesi elde etmişlerdir. Ayrıca düşük yüklerdeki iletim ve bakır kayıplarını da minimize etmeyi başarmışlardır. Bir sonraki yılda çıkan (Muthuraj, Kanakesh, Das, & Panda, 2017) çalışmada ise geleneksel DAB dönüştürücüsünün sekonder tarafına eklenen yardımcı endüktanslı bir devre topolojisinin kontrolünde TPS modülasyonu kullanmıştır.

Modülasyon tekniklerinin hibrit olarak kullanıldığı çeşitli çalışmalar literatürde mevcuttur. (Shen, Sun, Li, Wu, & Wang, 2016) çalışmalarında transformatörün orta ucunu ikiye bölünmüş ve çıkış kapasitesinin orta noktası arasına bir endüktans eklenmiş modifiye bir DAB dönüştürücü için EPS ve TPS modülasyonun avantajları birleştirilerek oluşturulmuş yeni hibrit bir modülasyon tekniği (HPS) önermiştir. Çalışmanın temel amacı tüm güç anahtarlarının geniş bir çalışma aralığında sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) yapabilmesini sağlamaktır. Önerilen topoloji ve kontrol stratejisi özellikle hafif yük koşullarında geleneksel yöntemlere kıyasla daha iyi bir performans göstermiştir. Ancak sistemin maliyet etkinliği ve pratik uygulanabilirliği konularının yeterince incelenmemesi çalışmanın sınırlayıcı yönleri olarak öne çıkmaktadır.

DPS ve EPS yöntemlerindeki karmaşık hesaplar ve uygulama zorlukları zamanla yeni hibrit model modülasyon tekniklerine odaklanılmasına yol açmıştır. Bu sorunların çözümü için akım stresi optimize edilmiş (CSO) şemalar önerilmiştir. Yapılan bir çalışmada birleştirilmiş faz kaydırma (UPS) kontrolü ile birleştirilen bir CSO şeması kullanılmıştır. Bu yeni yaklaşım endüktans uyumsuzluğuna karşı daha az duyarlı olması, ek sensör gerektirmemesi ve hesaplama yükünü azaltması gibi önemli avantajlar sağlamıştır (Hou, Song, & Wu, 2016).

Bir diğer çalışmada tek fazlı katı hal transformatörü (SST) için yeni bir topoloji ve optimizasyon stratejisi önerilmiştir. EPS modülasyonuna dayalı yeni bir hibrit kontrol stratejisi geliştirmişler. Önerilen topoloji anahtarlama elemanlarının çoklu kullanımıyla cihaz sayısını azaltmayı ve ara bara elektrolitik kapasitörlerini ortadan kaldırmayı başarmıştır. Temel amaç IGBT ve endüktansların ortalama iletim akımlarını minimize etmek ve kayıpları azaltılmaktır. Araştırmacılar endüktans akımı ve iletim gücü arasındaki ilişkinin matematiksel modelini çıkararak farklı gerilim kazançları ve çıkış güçleri için en düşük ortalama akım kontrolünü sağlayan bölümlendirilmiş bir modülasyon yöntemi geliştirmişlerdir (Sun, Wang, Qi, & Liu, 2020).

Mevcut modülasyon şemaları yumuşak anahtarlama koşullarını genellikle akım polaritesi veya komütasyon enerjisine dayandırmaktadır. Bu yaklaşım seri bağlı SiC Mosfet (S-SiC) kullanan orta gerilim DAB dönüştürücüler için uygulanabilir olmadığı ifade edilmiştir. Bu nedenle araştırmacılar bir gerilim oranı ve iletim gücü aralığında sıfır gerilim anahtarlama sağlamayı sağlamak için geliştirilmiş yeni bir faz kaydırma modülasyonu olan EPS'yi önerdi. Bu yöntemde manyetize edici akım ve gerilim oranı ile ilişkili yardımcı bir yumuşak anahtarlama etkisi ortaya çıkarılmaya çalışılıp, yumuşak anahtarlama analizleri yapılmıştır.

Yumuşak anahtarlama sınırlarına bağlı olan faz kaydırma oranı kombinasyonları genişletilip bu yardımcı anahtarlama etkisiyle anahtar parametreleri iyileştirmeye çalışılmıştır. Çalışmalar sonucunda S-SiC üzerindeki kayıpları azaltılmış ve hafif yüklerde dönüştürücü verimliliği artırılmıştır (Chen, Yang, Li, Li, & He, 2024).

DAB dönüştürücünün modellenmesi üzerinde birçok çalışma yapılmıştır. Diğer DA-DA topolojilere göre DAB'daki transformatörün varlığı bu dönüştürücünün modellenmesini zorlaştırmaktadır. Trafo üzerindeki alternatif akımın varlığı klasik durum uzay ortalaması modelleme yöntemlerinin doğrudan kullanılmasını engeller. Bu sorunu çözmek için iki modelleme yöntemi geliştirilmiştir.

Birinci yöntem karmaşık bir sinyali daha basit sinüs ve kosinüs dalgaların toplamı olarak ifade eden Fourier serisindeki seçilmiş terimler yöntemidir. Bu yöntemde trafo üzerindeki akımın alternatif bileşenlerini yakalamak için tüm Fourier serisi terimleri yerine sinyalin karakteristiğini en iyi temsil eden belirli terimler seçilir. Böylece dönüştürücünün farklı frekanslardaki davranışlarını izlemek kolaylaşır. Bu analizi durum uzay ortalaması yöntemi ile yapmak mümkün değildir.

İkinci yöntem ise detaylı dalga formları ile hesaplama yaklaşımıdır. Bunda ise bir PWM döngüsünde köprü gerilimlerinin modülasyonuna bağlı olarak trafo akımının değişimi ve bara kapasitörünün yükü detaylı olarak hesaplanır (Shi, Sun, Wu, & Li, 2020).

Literatürde bu akımı ihmal eden ve geleneksel ortalama alma yöntemleriyle modelleme yapan çalışmalar da mevcuttur (Krishnamurthy & Ayyanar, 2007). Bu şekildeki modelleme basit olsa da trafo dinamiklerini yansıtmadığından denetleyici tasarımında dezavantajlara yol açar. Bu dezavantajı gidermek için endüktans akımının dahil edildiği ayrık zamanlı modelleme (Verghese, Elbuluk, & Kassakian, 1986) ve trafo akım dinamiğinin korunduğu sürekli zamanlı modelleme de (Qin & Kimball, 2012) DAB dönüştürücüler için kullanılmıştır.

Zaman için de DAB modellemesini yapan çeşitli çalışmalar mevcuttur. (Krismer & Kolar, 2009) makalelerinde DAB dönüştürücünün dinamik özelliklerini daha iyi anlamak için giriş-çıkış filtre dinamiklerini de hesaba katarak küçük sinyal modeli oluşturulmuş ve bunu dijital sinyal işleyici (DSP) üzerinde uygulanmıştır. Küçük sinyal modeli kontrol sistemi tasarlayanların sistemin kararlılığını sağlamak ve tepki sürelerini optimize etmek için gerekli transfer fonksiyonlarını elde etmelerini sağlar. Bu çalışmada önerilen esnek kontrol yapısı optimize edilmiş modülasyon ve kontrol algoritmaları için bir temel oluşturmuştur.

(Cuoghi, ve diğeri, 2024), EV şarjı için modüler girişli (IPOP) DAB dönüştürücülerin ayırık zamanlı modellemesi ve kontrolünü incelemişlerdir. Çalışmanın amacı değişken yük koşullarında etkili bir kontrol performansı elde etmek ve paralel modüller arasında dengeli akım paylaşımını sağlamaktır. Araştırmacılar kullandıkları modelde denetleyici parametrelerinin adaptif olarak ayarlanması için yeni bir yöntem geliştirmişlerdir. Çift faz kaydırma modülasyonu kullanarak DAB dönüştürücüdeki akım stresini sabit akım (CC), sabit gerilim (CV) ve güç modu batarya şarjı için bütünleşik bir kontrol stratejisiyle azaltmışlardır. Geliştirdikleri strateji yük koşullarına bağlı olarak CC, CV ve güç kontrolü sırasında otomatik geçiş yapabilmektedir. Çalışma paralel PI kontrolü ve klasik çevrimdışı model tabanlı kutup yerleştirme metodolojisine göre avantajlarını ortaya koymaktadır.

DAB dönüştürücünün kontrolü geçen yıllar içinde gelişen modelleme yöntemleriyle önemli ölçüde ilerleme kaydetmiştir. Fakat en temel şekilde dönüştürücü kontrolü için tek çevrimli gerilim ya da akım beslemeli kontrol şemaları kullanılmıştır. Gerilim geribeslemeli kontrol tek yönlü güç akışında çıkış geriliminin düzenlenmesi için kullanılmaktadır. Akım beslemeli kontrol ise çift yönlü güç akışını sağlamak için daha etkili bir çözüm sunar. Bu iki kontrol yöntemi de değişken yük şartlarında istenilen performansı tam olarak sağlayamadığından araştırmalar dönüştürücünün dinamik yanıtını ve statik performansını arttıracak kontrol yöntemleri üzerine yoğunlaşmıştır. Değişken yükler karşısında daha yüksek performans gösterdiklerinden gerilim beslemeli yapılar tercih edilir hale gelmiştir.

İlk DAB dönüştürücünün geliştirilmesinden sonraki yıllarda kontrol teknikleri üzerine irdemeler gerçekleştirilmiştir. Bir çalışmada genişletilmiş akım kontrolü (Extended Current Control), sabit faz kaydırma kontrolü (Constant Phase Shift Control) ve sinüzoidal akım kontrolü (Sinusoidal Current Control) olmak üzere üç farklı kontrol yöntemi kullanılarak yumuşak anahtarlama yöntemi ile giriş akımındaki harmonik bozulmaları azaltılmış, güç faktörünün kontrolü sağlanmaya çalışılmış ve verimlilik artırılmıştır. Ancak düşük giriş akımlarında yumuşak anahtarlama bölgelerinin sınırlı olması nedeniyle güç faktörünün kontrolü zorlaşmıştır (Kheraluwala & Doncker, 1993).

2000'li yılların başında yüksek güç uygulamalarında sıfır gerilim/sıfır akım (ZVZCS) anahtarlama dönüştürücü kullanımı topoloji ve kontrol kolaylığı sebebiyle yaygındı. Ancak transformatörün kaçak endüktansı ile çıkış doğrultucuları arasında verimli bir bağlantı kurulamıyordu. Bunun yanı sıra çıkıştan geriye geri akan dolaşım enerjisi de oldukça yüksekti. Bu durum hem iletim kayıplarını artırıyor hem de yüksek akım dalgalanmalarına

sebepe oluyordu. Bu sorunlara çözüm bulmak amacıyla yapılan çalışmada DAB dönüştürücülerdeki geri besleme enerji sorununu ortadan kaldırmaya yönelik olmuştur. Önerilen yeni kontrol şeması çıkış köprüsündeki anahtarların anahtarlama sırasını değiştirerek topolojideki tüm anahtarlarla yumuşak anahtarlama yapıp dolaşım enerjisini ortadan kaldırmıştır (Zhang, Xu, & Qian, 2001).

DAB için gözlemci tabanlı kontrol (OBC) sistemi (Nguyen, Fujita, Bui-Dang, & Ta, 2016) tarafından incelenmiştir. Bu doğrusal olmayan yöntemde akımın doğrusal ve karesel bileşenleri tahmin edilmekteydi. Yüksek doğruluk oranına sahip olması ve çok yüksek örnekleme frekansı gerektirmemesine rağmen karmaşık işlem yapısı bir dezavantaj oluşturmıştır. Sonrasında DAB için bir azaltılmış dereceli gözlemci tabanlı kontrol (OBC) stratejisi önerilmiştir. Bu çalışmanın temel amacı ise sistemdeki iletim kayıplarını azaltabilmek için primer taraftaki gerilim ve akım arasındaki faz farkını minimum seviyede tutmak ve iki taraf arasındaki aktif güç aktarımını yönetmektir. Çalışmada akım durumlarını tahmin etmek ve iki akım bileşenini ayrı ayrı kontrol etmek için iletim akımının doğrudan ve karesel bileşenlerini kullanarak azaltılmış mertebeden bir gözlemci geliştirilmiştir. Sonuçlar gerilim modu denetimi yapan VMC sistemlere kıyasla daha iyi dinamik performans göstermiş yüksek güç aralığında verimi %7.2'ye kadar artırmıştır (Nguyen, Fujita, Bui-Dang, & Ta, 2018). Bununla birlikte bir Boost-SRC devresinde GaN transistörleri kullanılarak OBC yöntemiyle kontrol edilen uygulamalı bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Araştırmada anahtarlama frekansının 900 kHz'lere kadar çıkabildiği yüksek güçlü araçlarda uygulanabilirliğini göstermiştir. (Minli & Hao, 2022).

2015'te yayınlanan bir çalışmada DAB dönüştürücü için model öngörülü kontrol (Model Predictive Control, MPC) yöntemi ile bir modülasyon stratejisi geliştirilmiştir. Güç akışını kontrol etmek için kullanılan üç farklı teknik incelenmiştir. Bunlar tek faz kaydırma, üçgen modülasyon ve genişletilmiş faz kaydırmadır. Her modülasyon farklı bir güç seviyesinde daha iyi bir performans gösterse de geniş yük koşulları uygulandığında sınırlamalarla karşılaşmıştır. Bu sorunu çözmek için modülasyon yöntemleri birleştirilmiş ve MPC kullanılarak gerçek zamanlı olarak en uygun stratejinin dinamik seçimi sağlanmış, böylece dönüştürücünün verimliliği artırılmıştır (Yade, Gauthier, Lin-Shi, Gendrin, & Zaoui, 2015).

Son yıllarda bu modülasyon yöntemi üzerinde (Han, Liao, & Yang, 2024) tarafından yapılan çalışmada sigma yapısına dayalı DAB-LLC hibrit çift yönlü dönüştürücülerde güç dağılım ilişkisini dengelemek ve dinamik performansı iyileştirmek için yeni bir model

öngörülü (MPC) stratejisi sunmuşlardır. Bu strateji DAB devresinde güç tahmini yaparak bu tahminleri MPC ile birleştirip, güç dağılım dengesi hedefini doğrudan bu tahminlerle sağlamıştır. Bu tür DAB dönüştürücülerin iç alt modüllerinin güç dağılım ilişkisi üzerine sınırlı sayıda çalışma bulunması ve MPC tekniklerinin sigma yapılı dönüştürücülerde değil genellikle tek dönüştürücülerde kullanılması nedeniyle mevcut literatüre katkı sağlamışlardır.

(Xia, ve diğerleri, 2020), DAB dönüştürücülerin kapalı kontrolü için geliştirilmiş bir doğrusal karesel regülatör (LQR) yaklaşımı sunmuştur. Bu yaklaşımı doğrusal matris eşitsizlikleri ile birleştirerek yeni bir kontrol stratejisi (LMI-LQR) geliştirmişlerdir. Önerilen yapı farklı çalışma noktalarındaki belirsizlikleri kapsayan çoklu tesisler için iyi bir kararlılık sağlamıştır. Dinamik performansı daha da arttırmak için çıkış akımını kontrol döngüsüne dahil etmişlerdir. Araştırmacılar geleneksel tek-PI, çift-PI ve önerdikleri LMI-LQR kontrolleri karşılaştırmışlardır. Sonuçlar geliştirdikleri kontrolün yük adımı değişimi, başlangıç süresi ve çıkış referans gerilimi değişimi gibi çeşitli senaryolarda hızlı geçici tepki ve sistem dayanıklılığı açısından üstünlük sağladığını göstermiştir.

(Bagheri, N. Guler, & Bayhan, 2023), DAB dönüştürücüler için ESP modülasyonu altında yenilikçi bir adaptif süper bükülme kayan mod kontrolü (ASTSMC) önermişlerdir. Araştırmacılar geliştirdikleri optimizasyon algoritmasıyla hem geri akış gücünü hem de indüktör akım stresini eş zamanlı olarak minimize etmeyi başarmışlardır. Önerilen yöntemde dış faz kayma oranını için ASTSMC'yi, iç faz kayma oranı için ise çevrimdışı bir optimizasyon (OFFO) kullanmışlardır. Sistem yük akımı bozulmaları ve giriş gerilim değişimlerinin bozucu etkilerine karşı güçlü bir performans sergilemiş, geçici rejim performansını iyileştirmiş ve sistem yanıt süresini azaltmıştır.

(Fu, Jing, & Ren, 2023) çalışmasında, DAB dönüştürücülerdeki parametre belirsizliklerinden kaynaklanan performans sorunlarını çözmek için tahmin modeline yeni bir terim eklemiştir. Bu terim parametre belirsizliğinin kontrol performansı üzerindeki etkisini önemli ölçüde azaltmıştır. Araştırmada yük akımı sensörünü kaldırarak kontrol sistemini basitleştirmişlerdir. Çalışmada ilk kez EPS modeline dayalı ve düşük karmaşıklığa sahip bir model öngörülü kontrol yöntemi (RMPC) önerilmiş ve bu yöntem gürbüz model öngörülü güç kontrolü (MPPC) temel alınarak geliştirilmiştir.

(Jean-Pierre, 2022), TPS kontrol yöntemine dayanan kapsamlı bir güç kaybı optimizasyon stratejisi geliştirmişlerdir. Çalışmalarında RMS akım minimizasyonu gibi tek bir kayıp bileşenine odaklanan mevcut yaklaşımların aksine anahtarlama, iletim, nüve ve

sargı kayıplarını kapsayan toplam sistem kayıplarını amaç fonksiyonu olarak tanımlamış ve üç farklı çalışma bölgesi için detaylı matematiksel modellemeler yapmışlardır. Yüksek güç bölgesinde Lagrange çarpanları yöntemiyle global optimizasyon elde ederek kapalı form ifadeler türetmişlerdir. Düşük ve orta güç bölgelerinde ise parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritması kullanarak sayısal optimum değerleri hesaplamışlardır. Deneysel sonuçlar önerilen yöntemin özellikle düşük güç koşullarında geleneksel SPS yöntemine göre %14,51 oranında verimlilik iyileşmesi sağladığını ve çift faz kayması (DPS) yöntemine kıyasla da üstün performans gösterdiğini ortaya koymuşlardır.

(Harrye, Abdalla, & A.Mahasneh, 2023), makalelerinde altı TPS anahtarlama modu ve tamamlayıcıları için güç denklemleri aktarım aralıkları ve ZVS koşulları temel bileşen yaklaşımı kullanılmadan türetilmiştir. Araştırmacılar reaktif gücü minimize etmek için genel bir optimizasyon algoritması geliştirmiş ve 100 kW'lık simülasyon ile 568 W'lık deneysel prototip üzerinde doğrulamıştır. Sonuçlar özellikle düşük güç seviyelerinde TPS kontrolünün önemli avantajlar sağladığını göstermiştir. Farklı modların güç transfer kapasiteleri ortaya koyulmuş ve yalnızca mod 6'nın tam çalışma aralığında (-1 p.u.'dan +1 p.u.'ya) güç transferi yapabildiğini gösterilmiştir.

(Zhang, Liu, Li, Huang, & Chen, 2024), yaptıkları çalışmada DAB dönüştürücülerinde geri akış gücü optimizasyonu ve sıfır gerilim anahtarlama ZVS arasındaki iş birliğini ele alan bir modülasyon yöntemi önermektedir. Düşük, orta ve yüksek güç aralıklarını kapsayan bu strateji faz kayması oranları arasındaki ilişkiyi sistematik biçimde tasarlayarak primer ve sekonder taraf geri akış güçlerini optimize etmektedir. Buna ek olarak optimizasyon stratejisine entegre edilen bir faz kayması oranı düzenleme faktörü sayesinde geri akış gücü azaltılırken primer ve sekonder taraf güç anahtarlarının ZVS gerçekleştirmesi sağlanmaktadır. Geliştirilen yöntem 500W'lık bir DAB prototipi üzerinde deneysel olarak doğrulanmıştır.

(Kuo S. , ve diğerleri, 2024) çalışmalarında elektrikli araç batarya şarj uygulamaları için geniş çıkış voltaj aralığında (250-750 V) yüksek verimli çift aktif köprü dönüştürücü tasarımı sunmaktadır. Çalışmada TPS modülasyonuna dayalı optimal bir kontrol yaklaşımı önerilmiştir. Hafif yüklerde tüm anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlama (ALL-ZVS) modunu yüksek yüklerde ise minimum tepe akımı modunu kullanarak anahtarlama ve iletim kayıplarını minimize etmektedir. Bu iki mod arasındaki geçişi düzgünleştirmek için yeni mod tanımlanmış ve mod seçimi için yakınsak bir yaklaşım geliştirilmiştir. Küçük sinyal analizi kapsamında genel ortalama modelleme (GAM) yöntemi kullanılarak farklı TPS

modları (Case 1 SM1, Case 2 SM1, Case 1 SM3*, Case 2 SM3*) için transfer fonksiyonları türetilmiş ve devre kararlılığı doğrulanmıştır. 15 kW prototip üzerinde gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda %97.7 tepe verim elde edilmiş ve özellikle 750 V/1 kW çalışma noktasında ALL-ZVS modu ile %26.93 verim iyileştirmesi sağlanmıştır.

(Cui, Zhang, Wang, & Zhang, 2025) yayınlarında DAB dönüştürücülerde üçlü faz kayması (TPS) tabanlı geliştirilmiş bütünleşmiş optimizasyon stratejisi (EIOS-TPS) önermişlerdir. Bu yaklaşımda güç iletim gereksinimi eşitlik kısıtı olarak formüle edilmiştir. ZVS ve mod sınır koşulları eşitsizlik kısıtları olarak dahil edilmiştir. Karush-Kuhn-Tucker (KKT) koşulları kullanılarak optimal faz kayması parametreleri elde edilmiştir. Düşük güç bölgesinde tam aralık ZVS ve düşük akım stresi sağlamak için λ modülasyon faktörü tanıtılmıştır. 1176 W güçteki deneysel prototip ile doğrulanan yöntem tüm yük aralığında tam ZVS gerçekleştirirken düşük akım stresi korumuş, düşük güç bölgesinde buck modunda %2.2, boost modunda %2.0'a kadar verim iyileştirmesi sağlayarak %96.5 tepe verimine ulaşmıştır. Aynı araştırmacılar sonraki çalışmalarında (Cui, Zhang, Wang, & Zhang, 2025) DAB dönüştürücünün yapısal simetrisinden faydalanan simetrik optimizasyon stratejisi (SOS-TPS) geliştirmişlerdir. İleri buck çalışma moduna odaklanan bu yöntemde indüktör RMS akımını minimize etmek için ZVS kısıtları ve çalışma modu koşulları içeren bir optimizasyon çerçevesi oluşturulmuştur. Orta güç bölgesinde doğal olarak tam ZVS sağlanırken, düşük güçte λ modülasyon faktörü ile tam ZVS elde edilmiş, yüksek güçte ise geleneksel SPS modülasyonuna geçiş yapılmıştır. 2.3 kW deneysel prototiple doğrulanan strateji ultra-geniş gerilim dönüşüm oranlarında tam yük aralığında tüm anahtarlar için ZVS sağlarken RMS akımı önemli ölçüde bastırmış ve %97.3 maksimum verim elde etmiştir. Her iki çalışmada da önerilen yöntemler donanım değişikliği gerektirmemesi, kapalı form analitik ifadeler sunması ve gerçek zamanlı hesaplamaya uygun olması nedeniyle pratik uygulamalar için yüksek taşınabilirlik göstermektedir.

Elektrikli araçların hızlı şarj sistemlerinde verim optimizasyonu hem enerji maliyetleri hem de sistem performansı açısından kritik öneme sahiptir. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde verim iyileştirme konusunda çeşitli eksikliklerin olduğu tespit edilmiştir. Özellikle yüksek güç seviyelerinde çalışan DAB dönüştürücülerde anahtarlama ve iletim kayıplarının minimize edilmesi için önerilen modülasyon tekniklerinin çoğu ideal koşullar altında test edilmiş olup gerçek çalışma şartlarındaki performansları yeterince değerlendirilmemiştir. Ayrıca dönüştürücü topolojilerinin optimizasyonunda verim-maliyet

dengesi yeterince gözetilmemiş önerilen yapıların endüstriyel uygulanabilirliği sınırlı kalmıştır.

Verim iyileştirme çalışmalarında farklı çalışma koşulları altında sistemin dinamik davranışı yeterince incelenmemiştir. Özellikle değişken yük profilleri, sıcaklık değişimleri ve şebeke dalgalanmaları gibi gerçek çalışma koşullarının verim üzerindeki etkileri kapsamlı olarak ele alınmamıştır. SiC ve GaN gibi geniş bant aralıklı yarı iletkenlerin kullanımında, yüksek anahtarlama frekanslarında ortaya çıkan kayıpların modellenmesi ve optimizasyonu konusunda da araştırma boşlukları bulunmaktadır.

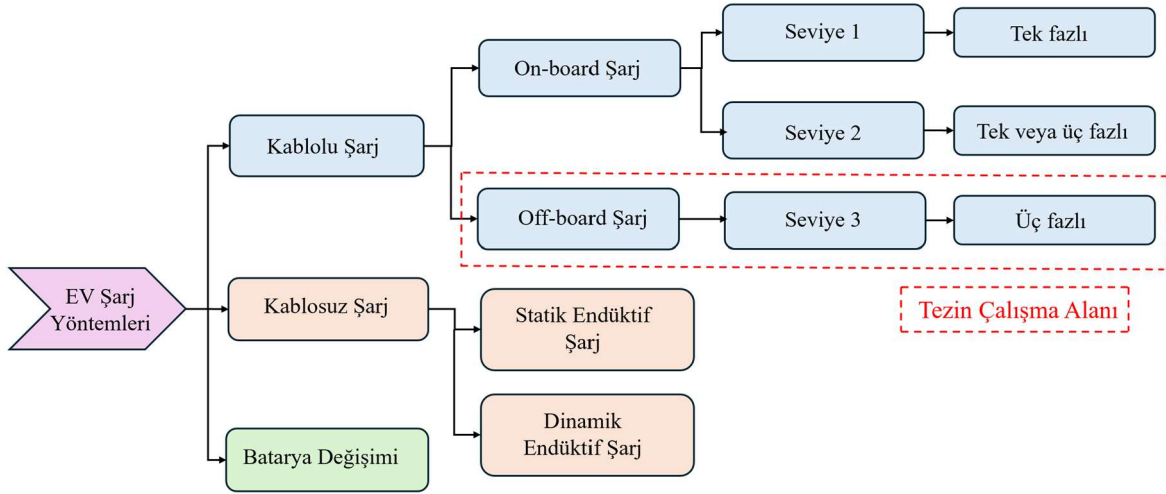
Verim artırma stratejilerinin önemi özellikle yüksek güçlü şarj uygulamalarında kritik bir seviyeye ulaşmaktadır. Sistemin toplam verimliliğindeki küçük iyileştirmeler bile yıllık enerji maliyetlerinde önemli tasarruflar sağlayabilmektedir. Örneğin, 350kW gücündeki bir şarj istasyonunda %1'lik bir verim artışı yıllık işletme maliyetlerinde binlerce liralık tasarruf anlamına gelmektedir. Ayrıca yüksek verim sadece enerji tasarrufu sağlamakla kalmayıp sistemin soğutma gereksinimlerini de azaltmakta bu da toplam sistem maliyetini ve karmaşıklığını düşürmektedir.

Mevcut literatürde verim optimizasyonu için geliştirilen kontrol algoritmalarının gerçek zamanlı uygulanabilirliği ve hesaplama yükü konularında da eksiklikler bulunmaktadır. Özellikle adaptif kontrol ve model öngörülü kontrol gibi gelişmiş stratejilerin pratik implementasyonunda karşılaşılan zorluklar yeterince ele alınmamıştır. Bunun yanı sıra çoklu modül yapılarında modüller arası güç paylaşımının verim üzerindeki etkisi ve optimizasyonu konusunda da kapsamlı çalışmalara ihtiyaç duyulmaktadır. Sistem verimliliğinin uzun vadeli değişimi ve yaşlanma etkilerinin analizi de literatürde yeterince incelenmemiş konular arasındadır. Özellikle güç elektroniği elemanlarının ve pasif komponentlerin yaşlanma etkilerinin verim üzerindeki etkisi ve bu etkileri minimize edecek stratejilerin geliştirilmesi konusunda araştırma boşlukları bulunmaktadır. Ayrıca farklı batarya teknolojileri için optimize edilmiş şarj profillerinin verim üzerindeki etkileri ve bu profillerin dinamik optimizasyonu konuları da detaylı olarak incelenmesi gereken alanlar olarak öne çıkmaktadır.

Gelecekteki çalışmalarda, özellikle yapay zekâ ve optimizasyon algoritmalarının verim iyileştirme stratejilerinde kullanımı ve gerçek zamanlı adaptif kontrol yöntemlerinin geliştirilmesi önem taşımaktadır. Bu alanlardaki gelişmeler elektrikli araç şarj sistemlerinin daha verimli, ekonomik ve sürdürülebilir hale gelmesine katkı sağlayacaktır.

2. HIZLI ŞARJ İSTASYONLARI VE ELEKTRİKLİ ARAÇLAR

Elektrikli araçların her geçen gün içten yanmalı motorlu araçlara göre daha fazla tercih edilmektedir. Bunun başlıca sebebi verimliliğidir. İçten yanmalı motorlarda enerjinin büyük kısmı ısıya dönüşürken elektrikli motorlar enerjiyi doğrudan harekete çevirerek daha yüksek verimlilik sağlar. Elektrikli araçların sıfır emisyonla çalışması onları çevre dostu bir seçenek yapar. Buna ek olarak gürültü kirliliğini azaltan sessiz çalışma prensipleri ve daha düşük bakım gereksinimleri açısından da elektrikli araçlara talep artmaktadır. Düşük enerji maliyetleri de sürücülerin tercih sebepleri arasındadır. Bu avantajlar sayesinde elektrikli araçlar ve makineler geleceğin teknolojisi olarak kabul görmektedir. Literatürde çeşitli elektrikli araç şarj yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin şematik gösterimi ve çalışmanın konusu Şekil 7’de gösterilmiştir (Kilicoglu & Tricoli, 2023).



Şekil 7. Elektrikli araçlarda şarj yöntemlerinin sınıflandırılması

Kablolu şarj enerji kaynağı ve EV arasında fiziksel bir bağlantı oluşturarak yapılır. Şarj sistemi araç içi (on-board) veya araç dışı (off-board) olarak ikiye ayrılır. Bu yöntemin avantajları kullanım kolaylığı, yüksek verim ve AA veya DA şarj seçenekleri sunmasıdır. Elektrikli araçların kablolu şarj sistemlerinde kullanılan araç içi ve araç dışı şarj yöntemlerinin karşılaştırılması Tablo 1’de verilmiştir (Nour, Chaves-Ávila, Magdy, & Miralles, 2020) (Habib, Khan, Abbas, & Tang, 2018).

Kablosuz şarj sistemleri EV’lere güç aktarmak için elektromanyetik bir alan kullanır. Güç iletimi yol üzerine yerleştirilen bir bobin ile araçtaki bobin arasında akım geçişiyle

oluşan manyetik alan sayesinde gerçekleşir (Mastoi, ve diğerleri, 2022). Bu sistemler statik ve endüktif şarj olarak ikiye ayrılır. Statik şarj sırasında araç istasyonda sabit, dinamik şarj sırasında ise hareket halindedir. Kablosuz şarj kullanım kolaylığı sağlar ve her türlü hava koşulunda iletkenlik sağlayacak bir ara yüz gerektirmediği için güvenlidir. Ancak kablolu şarj sistemlerine göre daha düşük güç yoğunluğuna ve yüksek güç kaybına sahiptir. Bu sebeple verimlilikleri düşüktür (Nour, Chaves-Ávila, Magdy, & Miralles, 2020) (Habib, ve diğerleri, 2018).

Üçüncü şarj yöntemi olan batarya değişimi araç sahiplerinin pil değiştirme istasyonlarında boş bataryalarını dolularıyla değiştirmesidir. Bu yöntem şebekede oluşacak aşırı yük talebini önlemede faydalı olsa da yüksek maliyeti ve mevcut pil güvenliği standartları nedeniyle uygulaması oldukça zordur (Sun, Li, Wang, & Li, 2020).

Tablo 1. On-board ve off-board şarj özelliklerinin karşılaştırılması

Özellik	On-board şarj (dahili şarj)	Off-board şarj (dahili şarj)
Yerleşim	Araç üzerinde yer alır	Şarj istasyonunda yer alır
Şarj süresi	Değişmekle beraber 8-10 saat arasında sürebilir.	Değişmekle beraber genellikle (%80 şarjı 30 dakika içerisinde)
Güç kapasitesi	Genellikle düşük güç kapasitesi (3.3 kW, 7.2kW vb.)	Yüksek güç kapasitesi (50 kW, 100 kW, 350 kW vb.)
Maliyet	Araç maliyetine dahildir. Bu özellikteki araçların maliyetini arttırır.	Kamuya aittir. Başlangıçta kurulum maliyeti yoktur. Kullanılan miktarda şarj ücreti alınır.
Kullanım alanları	Evde veya halka açık AA şarj noktalarında	Halka açık hızlı şarj istasyonlarında (oto yollar, benzin istasyonları vb.)
Avantajları	Herhangi bir AA prizde kullanılabilir extra bir taşınabilir şarj cihazı gerektirmez.	Kısa sürede şarj imkânı sağlar. Uzun yolculuklar için idealdir.
Dezavantajları	Düşük güçte uzun sürede şarj eder.	İstasyonlar yaygınlaşmadığı için erişimi kısıtlıdır. Şarj maliyeti yüksek olabilir.
Verimlilik	Daha düşük	Daha yüksek
Kontrol	Karmaşık	Basit

Şarj istasyonlarında araç ve istasyon uyumluluğunu sağlamak küresel pazarda standartlaşma, elektriksel güvenlik, ekipman koruma, enerji yönetimi, kullanım kolaylığı ve pazar gelişimi için çeşitli standartlar belirlenmiştir. Otomotiv endüstrisinde önde gelen standart geliştirme kuruluşları arasında ABD'deki Otomotiv Mühendisleri Derneği (SAE), Avrupa'daki Uluslararası Standartlar Organizasyonu (ISO) ve Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC), Japonya'daki Japonya Havacılık Elektroniği (JAE) ve Japan–SAE (JSAE), Çin'de ise (GB/T) bulunmaktadır (Rivera, ve diğerleri, 2021).

Şarj istasyonu tasarımında kullanılan IEC ve SAE standartları ve bunların kullanım alanları Tablo 2’de özetlenmiştir. IEC 62196 standardı DA hızlı şarj için çeşitli araç kuplör tasarımlarını tanımlar (Kumar, Usman, & Rajpurohit, 2021). CHAdeMO standardı Japonya menşeli olup dünya çapında yaygın kullanıma sahiptir. GB/T standardı Çin’deki tüm araçlar için zorunludur. CSS Tip 1 Amerika’da ve CSS Tip 2 ise Avrupa ülkelerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Tesla markası kendi araçları için özel Tesla standardı kullanır. Bu beş standardın özellikleri Tablo 3’te detaylı olarak verilmiştir (Rivera, ve diğerleri, 2021). Tablodaki hızlı şarj cihazları, daha uzun menzilli bataryaların geliştirilmesi ve farklı gerilim seviyesi ihtiyaçları doğrultusunda zaman içinde önemli değişiklikler geçirmiştir.

Tablo 2. Şarj istasyon tasarımı standartları

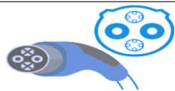
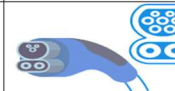
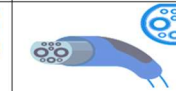
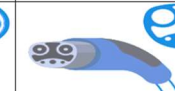
İlgili Olduğu Alan	IEC Standartları	SAE Standartları
Şarj fişleri, soket ve konnektörler, iletken şarj seviyeleri ve modları	IEC 62196	SAE 1772
PHEV’ler için iletişim	IEC 61851	J2931/1
Kablosuz güç aktarımı iletişimi	IEC 61980	SAE J2954
DA şarj iletişimi	IEC 61851-24	SAE J2847/2
Şarj cihazı verimliliği ve güç kalitesi	IEC 61851	SAE J2894
İletişim güvenliği	IEC 15118	J2931/7
Elektromanyetik girişim bastırma	IEC 60940	SAE J2954
Harmonik enjeksiyon	IEC 1000-3	SAE J2894

Piyasada hem yerli hem de yabancı firmaların AA ve DA hızlı şarj imkânı sağlayan farklı özelliklere sahip çok sayıda şarj istasyonu bulunmaktadır. Yurt dışında ABB Terra 53, Tritium Veefil-RT, Tesla Süper Şarj, EVTEC ve ABB Terra HP yaygın olarak kullanılırken,

yurt içinde ise TruGo, Sharz.net, Ionity, Voltron, ZES ve Eşarj markalarının modelleri tercih edilmektedir.

Elektrikli araç şarj cihazları AA ve DA olmak üzere iki tipe sahiptir. Bu cihazlar güç seviyelerine göre Seviye-1, Seviye-2 ve Seviye-3 şeklinde sınıflandırılır. AA şarj cihazları düşük güç yoğunluğu nedeniyle daha uzun şarj süreleri sunar ve Seviye-1 ile Seviye-2 şarj için uygundur. DA şarj cihazları hızlı şarj imkânı sağlar fakat yüksek kurulum maliyeti ve bakım zorlukları sebebiyle çoğunlukla ticari şarj istasyonlarında tercih edilir. Yüksek güç yoğunluğu sayesinde Seviye-3 şarj için ideal çözümdür. Seviye-1 ve Seviye-2 şarj dahili şarj sistemlerinde kullanılırken, Seviye-3 şarj harici şarj sistemlerinde kullanılır.

Tablo 3. DA hızlı şarj sistemlerinde kullanılan standartlar

		 CCS-1	 CCS-2	 GB/T	
Maksimum Güç	400 kW	350 kW	350 kW	237.5 kW	350 kW
Tipik Güç	50 kW	312 kW	350 kW	60 kW	250 kW
Çıkış Gücü	50-1000 V	200-1000 V	200-1000 V	250-950 V	300-480 V
Maksimum Akım	400 A	500 A	500 A	250-400 A	800 A
Haberleşme	CAN	PLC	PLC	CAN	CAN
Üretim Yeri	Küresel	Amerika Kore	Avrupa Avustralya	Çin Hindistan	Küresel
İlişkili Standart	IEC 61851-23/4 IEC 62196-3 JEVS G105-1993	IEC 61851-23/24 IEC 62196-3 SAE J1772-2017	IEC 61851-23/24 IEC 62196-3	GB/T 20234-3-2015 IEC 62196-3	IEC 62196-3
Soket Girişleri					

Tablo 4’te şarj istasyonları SAE standartlarına göre güç seviyelerine dayalı olarak üç kategoride sınıflandırılmıştır (J1772, 2023). Veriler, (Khalid, Khan, Hameed, Asghar, & Ro, 2021) (Tu, Feng, Srdic, & Lukic, 2019) (Habib, Khan, Abbas, & Tang, 2018) kaynaklarından elde edilmiştir.

Son yıllarda elektrikli araç şarj sürelerinin kısaltılması için DA ultra hızlı şarj üzerindeki araştırmalar hız kazanmıştır. 400kW veya daha yüksek güçte tasarlanan bu şarj sistemlerinin bir EV bataryasını 10 dakikadan kısa sürede şarj edebilmesi hedeflenmektedir. Ancak bu teknoloji şebekede oluşan ek yük, batarya yapısı ve güvenlik gibi çözülmesi gereken önemli konuları beraberinde getirmektedir.

Gelişen teknolojilerle birlikte elektrikli araçlar, sıvı yakıtla çalışan araçlara olan üstünlükleri sayesinde güçlü bir rakip haline gelmiştir. Elektrikli araçlar hibrit elektrikli araçlar ve tam elektrikli araçlar olarak ikiye ayrılır. Hibrit araçlar hem sıvı yakıt hem de elektrik motorlarını kullanır. Tam elektrikli olan araçlar ise itme gücünü doğru akım enerji kaynağından sağlar. Bu enerji kaynağı olarak batarya grubu, süperkapasitörler veya yakıt hücreleri kullanılabilir.

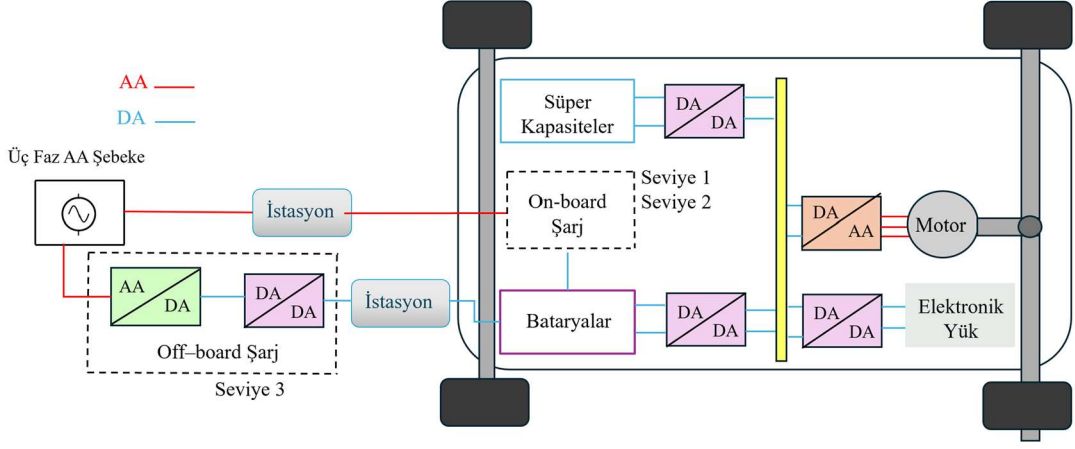
Tablo 4. Şarj istasyonlarının SAE standartlarına göre güç seviyelerine dayalı sınıflandırılması

Güç Seviyesi Türleri	Şarj Cihazı Konumu	Tipik Kullanım	Güç Seviyesi (kW)	EV Tipi, Şarj Süresi (saat)
Seviye 1 (AA) Vaa: 230 (AB) Vaa: 120 (ABD)	Tek faz araç üstü	Konut	1.4 kW (12 A) 1.9 kW (20 A)	PHEV'ler (5-15 kWh) 4 – 11 saat EV'ler (16-50 kWh) 11 – 36 saat
Seviye 2 (AA) Vaa: 400 (AB) Vaa: 240 (ABD)	Tek veya üç fazlı araç üstü	Konut ve işyeri (Özel ve halka açık şarj)	4 kW (17 A) 8 kW (32 A) 19.2kW (80 A)	PHEV'ler (5-15 kWh) 1 – 4 saat EV'ler (16-30 kWh) 2 – 6 saat EV'ler (3 - 50 kWh) 2 – 3 saat
Seviye 3 (DC) 208 Vda 600 Vda	Üç fazlı araç dışı	İstasyon (Halka açık ve ticari şarj)	50kW 350kW	EV'ler (20-50 kWh) 0.4 - 1 saat 0.2 - 0.5 saat

Not: PHEV: Plug-in hibrit elektrikli araç, AB: Avrupa Birliği, ABD: Amerika Birleşik Devletleri

Şekil 8’de görüldüğü gibi şarj hem AA hem DA olarak yapılabilir. AA şarjı yerleşik cihazlarda Seviye-1 ve Seviye-2 şarjını temsil ederken DA şarjı araç dışı Seviye-3 şarjını kapsamaktadır. Seviye-1 ve Seviye-2 şarj sistemleri sınırlı güç seviyeleri ve uzun şarj sürelerine sahiptir. EV’lerin kendi yerleşik şarj cihazları bulunduğu bu sistemler doğrudan araca bağlanabilir. Seviye-3 şarj sistemlerinde ise yüksek güç akışı söz konusu olduğundan şarj cihazları aracın ağırlığını ve hacmini arttırmamak ve güvenlik nedeniyle dışarıya yerleştirilmiştir (Upputuri & Subudhi, 2024). Batarya ve süperkapasitörlerden oluşan bu yapıda batarya ana enerji kaynağı olarak görev yaparken süper kapasitör yedek enerji kaynağı işlevini üstlenmektedir. Her iki bileşen de hem DA-DA çeviriciler hem de doğrudan ortak bir DA baraya bağlanabilmektedir (Wang, Wang, Li, & Chen, 2020). Bu sistem yapısında süperkapasitörler ani akım değişimlerinde tampon görevi görerek bataryanın ömrünü uzatır. Bataryaların şarj ve deşarj akımları belirli bir seviyede sınırlı

olduğundan bu sınırların korunması olası sorunların önlenmesi açısından kritik önem taşımaktadır.



Şekil 8. Elektrikli araçlarda on-board ve off-board şarj sistem yapısı

Elektrikli araçlarda tahrik sistemine güç sağlayan piller bu sektördeki kritik önemi nedeniyle son dönemde araştırmaların odak noktası haline gelmiştir (Zhao, Guo, & Chen, 2024). Pil teknolojisindeki gelişmeler sayesinde çeşitli pil türleri ortaya çıkmıştır. Elektrikli araçlarda en yaygın kullanılan piller kurşun asit piller, nikel metal hidrit (Ni-MH) piller ve lityum iyon pillerdir (Nykvist & Nilsson, 2015).

İlk 1800'lerde ortaya çıkan ve günümüzde de kullanılmaya devam eden kurşun asit piller güvenilir yapısı, kolay bulunabilirliği ve uygun maliyetiyle öne çıkmaktadır (Reddy, 2011). Kurşunun insan sağlığına olan zararları göz önüne alındığında bu pillerin en büyük dezavantajları üretim zorlukları, kullanım kısıtlamaları ve geri dönüşüm gereksinimleri olmuştur. Bununla birlikte Avrupa Birliği ve Amerika'da bu pillerin toplanma ve geri kazanım oranı %99'un üzerine ulaşmıştır (May, Davidson, & Monahov, 2018). Bu piller aynı kütle veya hacimdeki lityum iyon pillere karşılaştırıldığında düşük özgül enerji ve enerji yoğunluğu nedeniyle daha az enerji depolayabilmektedir. Bu sebeple günümüzde çoğunlukla düşük hızlı elektrikli araçlarda tercih edilmektedir.

Nikel metal hibrit piller (Ni-MH), nikel hidroksit ve potasyum hidroksit çözeltilerinden oluşan plakalara sahiptir. Farklı elektrot malzemeleri kullanılarak üretilen çeşitli türleri vardır (nikel-demir (Ni-Fe), nikel-kadmiyum (Ni-Cd), nikel-çinko (Ni-Zn), Ni-MH ve nikel-hidrojen (Ni-H₂)) (Hannan, Hoque, Mohamed, & Ayob, 2017). Bu piller arasından Ni-MH tipi elektrikli araçlarda en yaygın kullanılan türdür (Khaligh & Li, 2010). Kurşun asit pillere göre daha yüksek özgül enerji ve enerji yoğunluğuna sahiptirler. Ancak

diğer pillere göre yüksek sıcaklığa maruz kaldıklarında kendilerini deşarj etmeleri ve şarj verimliliklerinin daha az olması dezavantajlarıdır. Patent kısıtlamaları nedeniyle bu pillerin elektrikli araçlarda kullanımı sınırlıdır (Chen & Sen, 2016).

Lityum iyon piller yüksek güç depolama kapasitesi, uzun çevrim ömrü, düşük öz deşarj oranı, yüksek enerji verimi ile küçük ve hafif yapıları en önemli avantajlarıdır (Manzetti & Mariasiu, 2015). Bu pillerinde pozitif elektrotta kullanılan malzemelere göre farklı çeşitleri bulunmaktadır (lityum kobalt oksit, lityum mangan oksit, lityum demir fosfat, lityum nikel mangan kobalt oksit vb.). Bunlar arasında lityum demir fosfat pillerin yüksek deşarj akımı ve diğerlerine göre daha düşük maliyeti olduğu bilinmektedir (Hannan, Hoque, Mohamed, & Ayob, 2017). Bu özellikler lityum iyon pilleri elektrikli araçlar için oldukça uygun kılacaktır. Elektrikli araçlar için pil seçiminde en önemli kriterler maliyet ve performanstır. Tablo 5’te elektrikli araçlarda kullanılan en yaygın piller özellikleri verilmiştir (Amin, Apostolos, Srithar, Ricardo, & Vahid, 2017) (Yong, Ramachandaramurthy, Tan, & Mithulananthan, 2015) (Ding, Cano, Yu, & Chen, 2019). Tablo 6’da ise piyasadaki bazı araçların pil kapasitesi, sürüş menzili gibi özellikleri gösterilmiştir (Safayatullah, Elrais, Ghosh, Rezaii, & Batarseh, 2022). Sürüş menzilinin iklim koşulları ve ulaşım altyapıları gibi birçok dış etken olduğu göz önüne alınarak ortalama değerler verilmiştir.

Elektrikli araçlarda şarj işleminde önemli faktörlerden biri istasyon ve araç arasındaki konnektör ve kablolardır. Konnektör tipleri belirli standartlara göre düzenlenmiştir. Hızlı şarj istasyonlarında kullanılan kablolar yüksek akım ve gerilimleri güvenli bir şekilde iletebilecek özelliklere sahip olmalıdır. Bu nedenle kabloların akım kapasitesi, voltaj dayanımı, ısı direnci, soğutma sistemi, yalıtımı ve bulundukları bölgelerin enerji alt yapısına uyumluluğu gibi birçok özelliği dikkatlice değerlendirilmelidir.

DA şarj istasyonları güvenlik açısından çeşitli önemli konuları gündeme getirmiştir (Mohammadi, Ajaei, & Stevens, 2019). Güç transferi sırasında artan akımın neden olduğu kayıplar da önem taşımaktadır. Bir istasyondaki dikkat edilmesi gereken hususları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Yük tahmini
- Kontrol aşamaları
- Güç sistemi kararlılığı
- Mikro şebeke zorlukları
- Güç kaybı ölçümü
- Optimum şart ve EMI gürültü filtre boyutu

Tablo 5. Elektrikli araçlarda kullanılan pillerin özellikleri

Pil Türü	Özgül Enerji (Wh/kg)	Verim %	Döngü	Avantajlar	Dezavantajlar
Kurşun Asit	30-50	70-90	2000-4500	Düşük maliyet, güvenilirlik, yaygınlık	Düşük özgül enerji, kullanım ömrü, yüksek bakım maliyeti
Nikel Metal Hidrit	50-70	50-80	500-3000	Yüksek özgül enerji, yüksek enerji yoğunluğu	Yüksek maliyet, deşarj sırasındaki verim kaybı
Lityum Kobalt Oksit	150-190	80-90	500-1000	Yaygın kullanım, yüksek güç ve enerji yoğunluğu	Düşük güvenlik, yüksek maliyet, orta çevrim ömrü
Lityum Manganez Oksit	100-135	85	500-1000	Yüksek güç yoğunluğu, çok iyi termal kararlılık	Orta çevrim ömrü, daha düşük enerji
Lityum Nikel Manganez Kobalt Oksit	140-180	90-95	1000-2000	Yüksek güç-enerji yoğunluğu, yüksek verim, iyi çevrim ömrü	Tekrarlanan çevrimler sırasında yapısal dengesizlikler

Tablo 6. Günümüz piyasasındaki elektrikli araçlar ve temel özellikleri

EA Model	Batarya Kapasitesi (kWh)	Batarya Gerilimi (V)	Menzil (mil)	50 kW için Şarj süresi (dk)	Konnektör tipi	Şarj Gücü: AA 1-faz/ AA 3-faz/ DA hızlı
Honda e2020	35.5	-	138	40	CCS, Tip-2	6.6/6.6/56
Volkswagen e-golf	35.8	323	144	60	CCS, Tip-2	6.6/6.6/100
Nissan Leaf	40	350	168	60	CHAdemo, Tip-2	3.6/3.6-50
BMW I3	42.2	352	191	50	CCS, Tip-2	7.4/11/155
Renault Zoe R110 Ze50	52	400	245	50	CCS, Tip-2	7.4/22/46
Lexus UX 300e	54.3	-	196	40	CHAdemo, Tip-2	6.6/6.6/50
Tesla model 3	55-82	350	278-360	40-60	Süperşarj	7.4/11/250
SKODA enyaq iV	62	-	256	50	CCS, Tip-2	50 7.2/11/100
Kia Niro	64	327	283	75	CCS, Tip-2	7.2/7.2/77
Mercedes EQA	66.5	405	263	50	CCS, Tip-2	7.4/11/100
Tesla model S	75-100	350	283-388	60	Süperşarj	7.4/16.5/100-200
Porsche Taycan	79.2	800	254	60	CCS, Tip-2	7.4/11/225
Volkswagen ID4	82	365	310	60	CCS, Tip-2	7.4/11/125
Audi E-tron 95	95	400	249	60	CCS, Tip-2	7.4/11/115
Tesla model X	100	350	233-315	60	Süperşarj	7.4/16.5/100-200

2.1. Hızlı Şarj İstasyonlarında Kullanılan Dönüştürücüler

Bir DA hızlı şarj istasyonunda bulunan AA/DA ve DA-DA güç dönüştürücüleri farklı kontrol hedeflerine sahiptir. Bu hedefler doğrultusunda literatürde yapılan çok sayıda araştırma sonucunda belirli standartlar oluşturulmuştur.

AA/DA güç dönüştürücülerinin gerilim seviyesi dönüşümü sırasında yüksek gerilim (HVDC) ve alçak gerilim (LVDC) arasındaki geçişi kontrol edip farklı gerilim seviyelerinin uyumunu sağlaması sistemin güvenliği ve verimliliği açısından önemlidir. Bu dönüştürücüler aynı zamanda şebeke akımının THD'sini (Toplam harmonik bozulumu) %5'in altında tutmak (IEEE519, 1993), şebeke senkronizasyonu kriterlerini sağlamak ve şebeke ile uyumlu bir güç akışı oluşturarak güç kalitesini artırmakla sorumludur.

Diğer görevleri arasında üç fazlı şebeke akımını dengede tutmak, şebeke gerilim dalgalanmalarını telafi etmek, arıza akımını sınırlamak, çift yönlü güç akışı sağlamak, şebeke tarafında birim güç faktörünü korumak ve şebekeye reaktif güç enjekte etmek veya tüketmek için farklı güç faktörlerini kullanmak yer alır (Tashakor, Arabsalmanabadi, Ghanbari, Farjah, & Götz, 2020).

DA-DA güç dönüştürücülerinin temel amaçları LVDC bağlantı gerilimini referans bir değerde sabit tutmak, anahtarlar üzerindeki stres ve kayıpları azaltmak, galvanik izolasyonu sağlamak, birincil ve ikincil köprü arasındaki faz açısını ayarlayarak çift yönlü güç akışını gerçekleştirmektir.

2.1.1. İzolesiz DA-DA Dönüştürücüler

İzolesiz bu dönüştürücüler AA/DA güç aşamasından önce hat frekanslı transformatör bulunan hızlı şarj istasyonları için uygundur. DA hızlı şarjda DA-DA dönüştürücünün giriş tarafındaki gerilim genellikle elektrikli araçtaki batarya geriliminden yüksektir. Bu nedenle teorik olarak tek fazlı bir azaltan dönüştürücü kullanmak yeterli görünse de bu dönüştürücüyle ilgili iki önemli sorun bulunmaktadır.

Birincisi DA-DA dönüşüm aşamasında şarj/deşarj sırasında oluşabilecek kayıpların azaltılması ve batarya ömrünün uzatılması için akımda oluşabilecek dalgalanmaların minimum seviyede tutulması gerekir (Uddin, Moore, Barai, & Marco, 2016). Bunu başarmak için dönüştürücü indüktörünün yeterince büyük olması gerekir fakat bu durum güç yoğunluğunun azalmasına sebep olur. İkincisi bu dönüştürücüde tüm akım yalnızca bir anahtar üzerinden taşındığı için güç kapasitesi sınırlıdır.

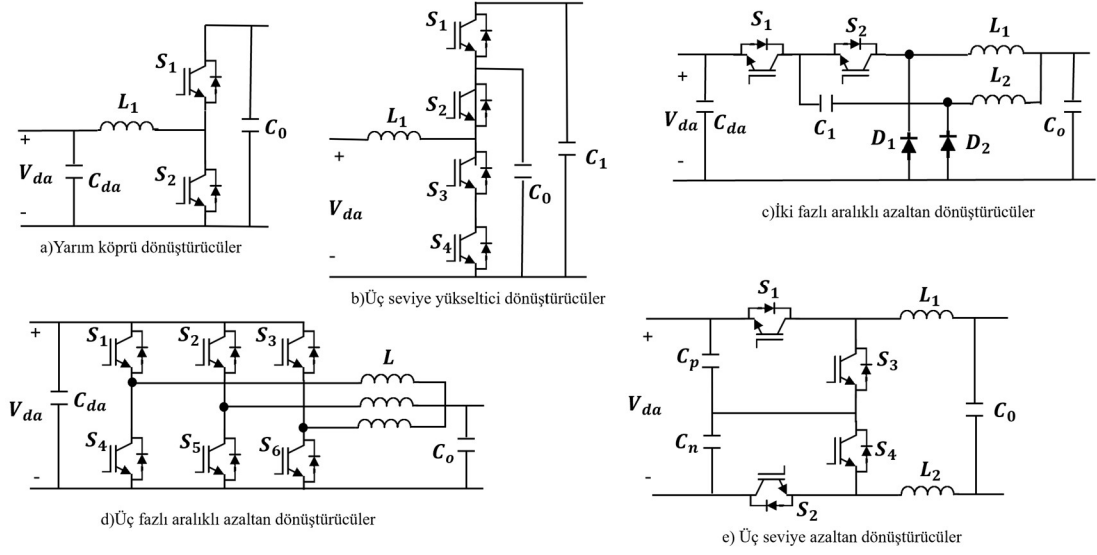
Tek indüktörlü azaltıcı dönüştürücülere kıyasla çok indüktörlü aralıklı azaltan (interleaved buck IBC) dönüştürücülerin birçok avantajı vardır. Bunlar azaltılmış akım dalgalanması, küçük indüktör hacmi, gelişmiş modülerlik, güç yönetimi ve daha iyi bir termal performanstır. Fakat EV hızlı şarj gibi yüksek gerilimli uygulamalarda kullanılan anahtarlar nedeniyle yüksek anahtarlama kayıpları da mevcuttur (Garcia, Zumel, Castro, & Cobos, 2006).

Şekil 9a ve 9b’de tek indüktörlü dönüştürücü örnekleri verilmiştir. Tek indüktörlü dönüştürücüler kendi içinde yarım köprü dönüştürücüler, Cuk dönüştürücü, Sepic/Luo dönüştürücü gibi temel topolojilere ya da iç içe geçmiş yarım köprü dönüştürücü gibi türetilmiş topolojilere sınıflandırılabilir. (Pinto J. G., ve diğerleri, 2013) 10 kW gücündeki bir sistem için yaygın kullanılan yarım köprü dönüştürücünün performansını Cuk ve SEPIC dönüştürücülerle karşılaştırılmıştır. Sonuçlar çift yönlü çalışabilme esnekliği de sağlayan yarım köprü dönüştürücülerin, az sayıda bileşen kullanması ve anahtar ile diyotlar üzerindeki düşük akım stresi sayesinde daha verimli çalışabildiğini göstermiştir.

İzole olmayan iki fazlı bir aralıklı azaltan dönüştürücü, Şekil 9c’de gösterilmiştir. Literatürde anahtarlama kayıplarının azaltılması ve akım dalgasını minimuma indirmek gibi performans iyileştirmeleri için çeşitli IBC mimarileri üzerinde çalışmalar yapılmıştır (Lee, Cho, & Moon, 2012) (Esteki, Poorali, Adib, & Farzanehfard, 2015) (Pan, Chuang, & Chu, 2014).

Şekil 9d’de ABB Terra HP150 ultra hızlı şarj cihazında kullanılan üç fazlı aralıklı azaltan dönüştürücü gösterilmektedir (Rivera, ve diğerleri, 2021). Üç modülden oluşan bu dönüştürücüde altı anahtar ve üç indüktör kullanılmıştır. Bu yapı fazlar arasında dengeli güç paylaşımı, yüksek güç, düşük akım dalgalanması ve modülerlik gibi avantajlar sağlamaktadır. Ancak faz sayısının artmasıyla benzer faz özellikleri elde etmek zorlaşmaktadır. Her fazdaki kayıplar farklı olabilmekte ve bu durum fazlar arasındaki ortalama akımı etkileyebilmektedir. Bu nedenle bu çeviricide akımı eşitleme önemlidir (Tan, Wu, Rivera, & Yaramasu, 2016).

Şekil 9e’de (Monteiro, ve diğerleri, 2019) çalışmasında kullandıkları üç seviyeli azaltan dönüştürücü gösterilmektedir. Bu çalışmada, kontrol yöntemindeki anahtarlama frekansını iki katına çıkararak akım dalgalanmasını önemli ölçüde azaltmışlardır.



Şekil 9. İzolesiz DA-DA dönüştürücü örnek topolojileri

2.1.2. İzoleli DA-DA Dönüştürücüler

Hızlı şarj istasyonlarının temel amacı elektrikli araç bataryalarını kısa sürede şarj etmektir. Bu istasyonlardaki DA hızlı şarj üniteleri yüksek güç seviyelerinde çalışarak şarj süresini 20-40 dakikaya kadar düşürmüştür. Etkin ve faydalı şekilde kullanılsalar da kısa sürede yüksek güç talebi oluşturdukları için elektrik şebekesi üzerinde olumsuz etki yaratabilmektedirler. Bu sebeple bu istasyonlarda kullanılan DA-DA topolojileri şebeke yükünü dengelemek ve enerji kalitesini arttırmak açısından kritik öneme sahiptir (Pinto J. G., ve diğerleri, 2019). Bu dönüştürücüler dört temel kategoriye ayrılır: Rezonans dönüştürücüler, DAB dönüştürücüler, DAB rezonans dönüştürücüler ve faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücüler.

Rezonans dönüştürücüler, rezonans indüktör ve kapasitör içeren yumuşak anahtarlama sağlayan izoleli DA-DA dönüştürücülerdir. Yumuşak anahtarlama teknolojisi sayesinde bu sistemler düşük anahtarlama kayıpları, geniş yük ve gerilim aralığında yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim (EMI), yüksek frekansta üstün performans ve kompakt transformatör boyutu gibi önemli avantajlar sunar.

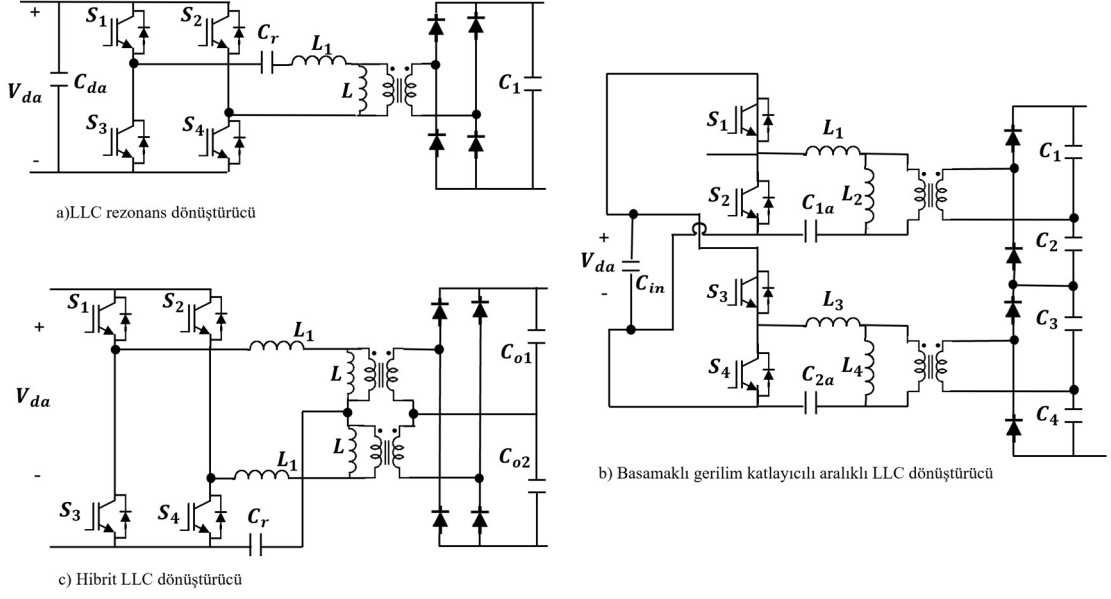
Dönüştürücünün kazancı rezonans tank kazancına, anahtarlama kazancına ve transformatör dönüştürme oranına bağlıdır. Bu avantajlara rağmen tasarımı oldukça karmaşıktır. Dönüştürücü çıkışı doğrudan bağlı olduğu bataryanın doğrusal olmayan bir yük özelliği gösteren SoC ve şarj profiline bağlıdır. Bu nedenle tasarım parametrelerinin

optimize edilmesi büyük önem taşır. (Deng, Li, Hu, Mi, & Ma, 2014) çalışmalarında kullanılan LLC rezonans dönüştürücü devresi topolojisi Şekil 10a'da görülmektedir. Araştırmada lityum iyon pil şarj sistemlerinde kullanılan LLC topolojisi analiz edilmiş ve bir tasarım metodolojisi önerilmiştir. LLC topolojisi çoklu rezonans bileşenleri ve farklı çalışma modları nedeniyle analiz oldukça karmaşık bir yapıya sahiptir (Lazar & Martinelli, 2001).

Şekil 10b'de gösterilen yapının kullanıldığı çalışmada frekans kontrolü ile daha geniş bir çıkış gerilimi aralığı elde edebilmek için iç içe geçmiş LLC devreleriyle farklı bir topoloji önermişlerdir. Gerilimi yükseltmek için eklenen devrele transformatörlerin parazitik kapasitelerini önemli ölçüde azaltmış ve tankın kalite faktörünü artırmıştır. Araştırmacılar parazitik kapasitelerden kaynaklanan ikinci rezonans frekansını yüksek bir değere kaydırarak dönüştürücünün çalışma aralığını genişletmişlerdir (Shahzad, Iqbal, & Taib, 2018).

Bir diğer çalışmada düşük gerilim ve az yük koşullarında verimliliği arttırmak için ek anahtarlama gerektirmeden farklı modülasyon şemalarıyla mod değişimi yapabilen üç modda (tam köprü, çift fazlı yarım köprü LLC ve tek fazlı yarım köprü LLC) bir topoloji önerilmiştir. Şekil 10c'de gösterilen devrede transformatörün kaçak endüktansının etkin kullanımı ve çift fazlı yapılar, güç elektroniği sistemlerinde hem boyut küçültme hem de verimlilik artırma potansiyeli sunmaktadır. Literatürde rezonans dönüştürücülerle ilgili farklı devre topolojileri üzerinde çalışmalar yapılmıştır (Haga & Kurokawa, 2017) (Li, Lee, Li, & Liu, 2017) (Zahid, Dalala, Chen, Chen, & Lai, 2015).

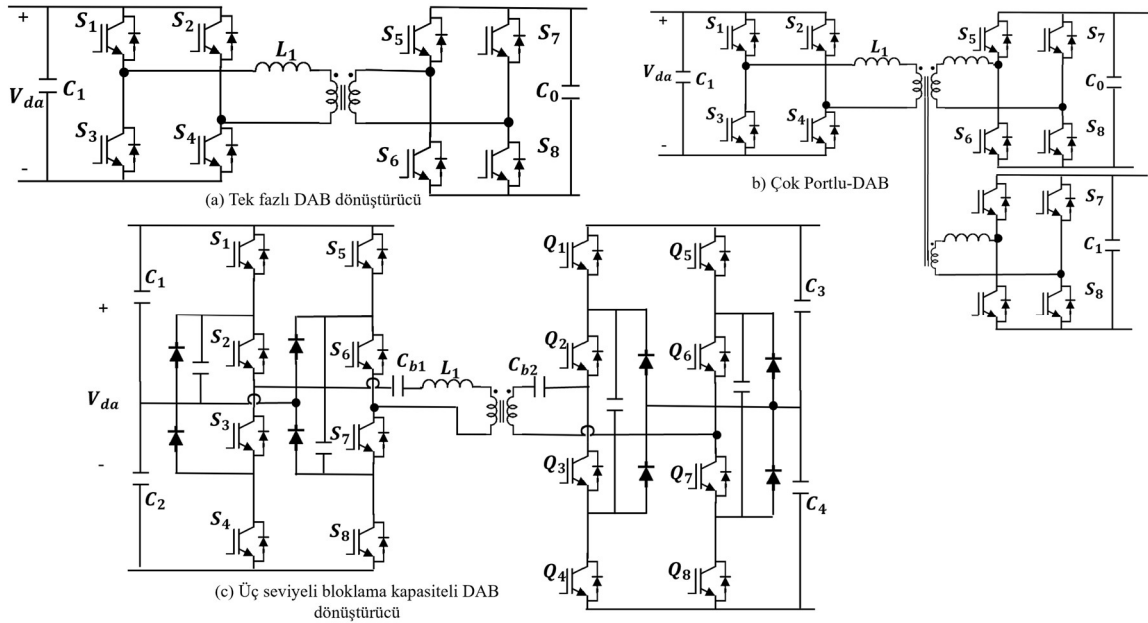
İzoleli dönüştürücü topolojilerden biri DAB (dual active bridge) dönüştürücüdür. Bu dönüştürücü yüksek verimlilik, esnek kontrol ve çift yönlü enerji akışı özellikleriyle yenilenebilir enerji sistemleri, elektrikli araç teknolojileri ve güç depolama uygulamalarında ön plana çıkmaktadır. Şekil 11a'da gösterilen geleneksel dönüştürücü yapısı galvanik izolasyon, doğal yumuşak anahtarlama, geniş giriş gerilimi aralığı ve esnek kontrol mekanizmaları sunarak sistemlerin performansını arttırmaları. Çift yönlü güç akışı iki köprünün gerilimleri arasındaki faz kayma açısının kontrolü ile sağlanır. (Doncker, Divan, & Kheraluwala, 1991) Faz açısı hesaplamalarında tek (SPS), çift (DPS) ve üç faz kaydırmalı (TPS) modülasyon teknikleri kullanılır. Her bir teknik özellikle hafif ve orta yük koşullarında sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) sağlamak için kullanılır ve kendine özgü avantaj ve dezavantajlara sahiptir.



Şekil 10. İzoleli rezonans DA-DA dönüştürücü örnek topolojileri

Şekil 11b’de çoklu bağlantı noktası olan DAB dönüştürücünün örneği gösterilmiştir. Önerilen topoloji DA bağlantı ve manyetik bağlanma yöntemlerini birleştirerek her ikisinin de avantajlarından yararlanır. DA bağlantı yöntemi enerji depolamak için kapasitörleri kullanarak kaynakları bir DA barada birleştirir. Ancak farklı kaynak gerilimleri arasındaki dönüşüm oranları ihtiyacı bazı kısıtlamalara yol açar. Manyetik bağlama yöntemi ise çok sargılı bir transformatör kullanarak galvanik izolasyon sağlar ve geniş gerilim aralığındaki kaynakları bağlayabilir. Bu topoloji basit yapısı, düşük maliyeti ve az sayıda güç elektroniği elemanı gerektirmesi nedeniyle avantajlıdır (Tao, Kotsopoulos, Duarte, & Hendrix, 2006).

Şekil 11c’de gösterilen önerilen dönüştürücüde geleneksel DAB dönüştürücüsünden farklı olarak transformatörün iki sargısına seri biçimde iki bloklama kapasitörü eklenmiştir. Devredeki iki köprü dört çalışma modunda çalışıp dört farklı genlikte kare dalga üretebilmektedir. Bu tasarım sayesinde dönüştürücü çıkışında geniş bir gerilim aralığı elde edilmiştir. Transformatör üzerindeki RMS akımını en aza indirmek için özel bir çalışma modu seçme algoritması geliştirilmiştir. Bu seçilen mod sayesinde enerji kayıpları azaltılmış ve verimlilik yükseltilmiştir (Xuan, Yang, Chen, Liu, & Hao, 2019).

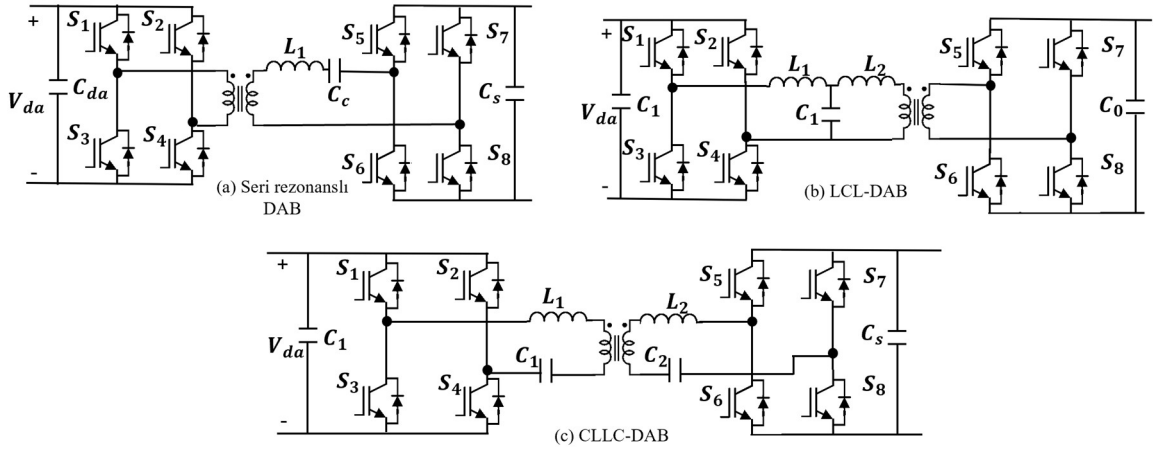


Şekil 11. İzoleli DAB dönüştürücü örnek topolojileri

Literatürde gelişmiş modülasyon şemaları ile batarya şarj ederken sıfır gerilimde anahtarlama aralığını genişletmek için rezonans tankı kullanan DAB dönüştürücülerde incelenmiştir (Twina R. P., Thrimawithana, Madawala, & Baguley, 2015). Şekil 12a'da seri rezonanslı DAB devresinin şekli gösterilmiştir. Bu devre şemasını kullanan çalışmada geniş aralıklı gerilim kazancı ve çıkış akımı üzerindeki reaktif gücü sıfırlayabilmek için yumuşak anahtarlama bölgesinde çalışabilen seri rezonans dönüştürücülü DAB dönüştürücü için dört serbestlik dereceli bir modülasyon şeması önerilmiştir. Bu şema ile tank üzerindeki akım minimize edilmiş ve reaktif güç kaynaklı iletim kayıpları azaltılmıştır. Optimum ölü zaman aralığı ve modülasyon parametreleri sayesinde tam aralıklı bir yumuşak anahtarlama sağlanmış böylece verimde artış elde edilmiştir (Yaqoob, Loo, & Lai, 2019).

Şekil 12b'de dönüştürücünün reaktif güç gereksinimini azaltmak için rezonanslı bir DAB topolojisi gösterilmiştir. Bu topolojide köprü akımlarının büyüklükleri azaltılarak anahtarlama ve bakır kayıplarının minimizasyonu hedeflenmiştir. Bunun için transformatörün kaçak indüktansını içeren ayarlanmış bir LCL yapısı kullanılmıştır. Her köprünün eşit PWM işaretleri ile sürüldüğü ve sabit bir faz kayma açısının kullanıldığı bu devrede güç akışının yönü ve büyüklüğünü düzenlemek için basit bir modülasyon uygulanmıştır. Teorik analizler 2,5 kW'lık bir prototip ile desteklenerek yüksek bir verim elde edilmiştir. (Twina R. , Thrimawithana, Madawala, & Baguley, 2014).

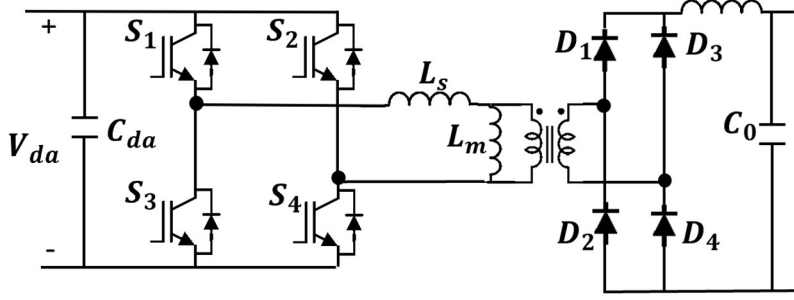
Şekil 12c’de tam köprü CLLC-DAB dönüştürücü devresi görülmektedir. Bu topolojinin incelendiği çalışmada yarım köprü CLLC-DAB, tam köprü CLLC-DAB, yarım köprü DAB ve tam köprü DAB topolojileri EV şarj cihazları için uygunluk açısından karşılaştırılmıştır. Bu devreler verimlilik, yumuşak anahtarlama bölgeleri, tasarım ve kontrolleri, bileşen seçimleri ve güç yoğunlukları açısından ayrıntılı incelenmiştir. 1 kW’lık güç değerine sahip dönüştürücü prototipleriyle yapılan deneysel çalışmalar sonucunda şarj ve deşarj modunda en yüksek verimi yarım köprü-DAB dönüştürücüler göstermiştir. CLLC devrelerinin diğer DAB devrelerine göre daha yüksek verime sahip olmasının nedeni DAB devrelerindeki anahtarların hafif yük koşulları altında yumuşak anahtarlama bölgesinden çıkmasıdır. Ayrıca genel olarak yarım köprülül devrelerdeki verim daha az anahtar içermelerinden dolayı anahtarlama kayıplarının azlığına bağlanmaktadır (He & Khaligh, 2017).



Şekil 12. İzoleli rezonans DAB topoloji örnekleri

Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücülerin (PSFB) temeli DAB dönüştürücülere dayanmaktadır. DAB dönüştürücülerden farklı olarak sekonder taraftaki anahtarlar güç akışını tek yönde sağlayan diyotlarla değiştirilmiştir. Primer tarafta uygulanabilen yumuşak anahtarlama özelliği, sabit frekanslı basit bir PWM kontrolü, modüler yapısı, düşük elektromanyetik girişimi ve cihazlardaki akım stresi sayesinde şarj cihazlarında tercih edilen bir topoloji haline gelmiştir. Fakat sekonder taraftaki diyotların sert anahtarlama maruz kalması ve düşük akımlarda sıfır gerilimde anahtarlamanın (ZVS) mümkün olmaması gibi dezavantajları yüksek verimlilik gerektiren EV uygulamalarında dikkat edilmesi gereken hususlardır. Güç akışı primer taraftaki anahtarlar arasındaki faz değişimi ile sağlanır

(Kanamarlapudi, Wang, Kandasamy, & So, 2018). Şekil 13'te bu topolojinin devre şeması görülmektedir.



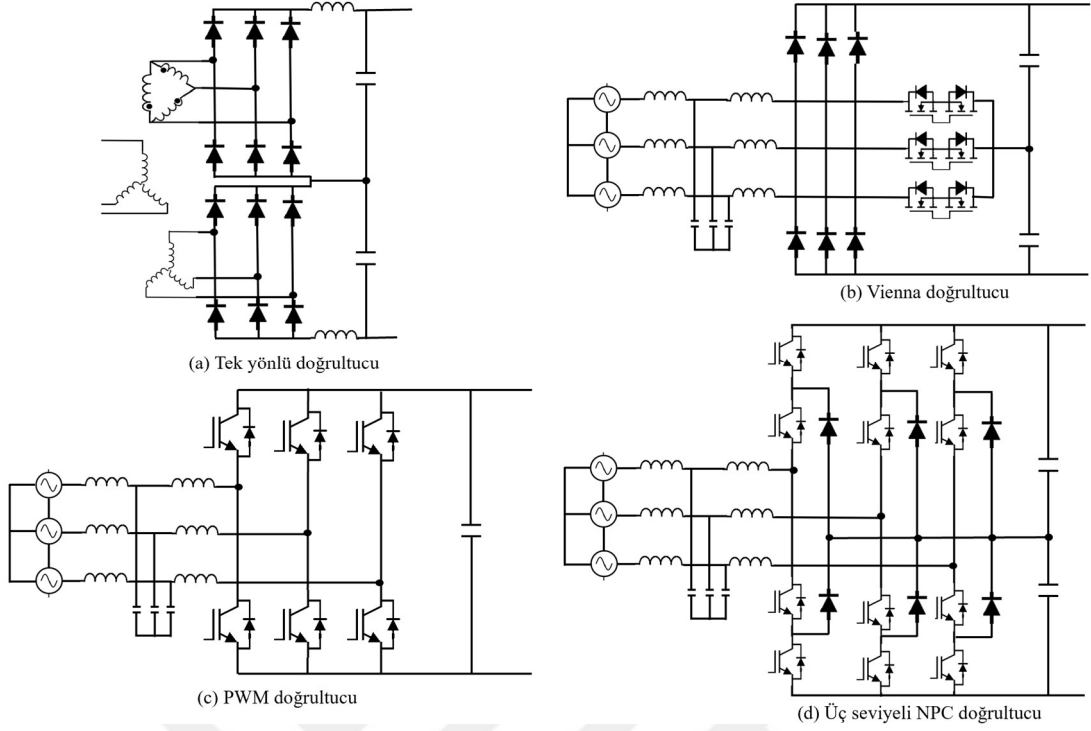
Şekil 13. İzoleli PSFB dönüştürücü topolojisi

2.1.3. Hızlı Şarj İstasyonlarında Kullanılan AA-DA Dönüştürücüler

Bu bölümde güç akış yönüne göre tek ve çift yönlü şarj sistemlerinde kullanılan AA/DA topolojilerinden bazıları incelenmiştir. Tek yönlü çalışan topolojiler yalnızca doğrultucu görevi görürken çift yönlü güç akışına sahip topolojiler iki işlev görmektedir. Şebekeden araç şarjı sırasında doğrultucu, bataryadan şebekeye enerji akışı olduğu deşarj durumunda ise evirici olarak çalışmaktadır.

Tek yönlü çalışan doğrultucularda çoğunlukla kontrolsüz diyot köprüsü doğrultucular (Yılmaz & Krein, 2013) veya Vienna doğrultucular kullanılır. Şekil 14a'da görülen doğrultucu basit uygulanabilirliği ve düşük maliyeti nedeniyle tek yönlü uygulamalarda sıkça tercih edilir. Ancak harmonik bozulma oranı yüksek olduğundan aktif ya da pasif filtreler ihtiyacı duyar (Bai & Lukic, 2013). Bu doğrultucu şebekeden gelen talebi azaltmak amacıyla yapılan bir çalışmada çift yönlü arttırıp-azaltan bir DA-DA dönüştürücüyle birlikte 1,1 MW'lık bir şarj istasyonu prototipi için önerilmiştir. Yardımcı gerilim kaynağı AA/DA dönüşüm aşamasında giriş akımını şekillendirmek, harmonikleri azaltmak ve güç kalitesini iyileştirmek için altılı diyot gruplarının ortasına yerleştirilmiştir. Daha iyi bir DA-DA dönüşümü elde etmek için ise DA bağlantı kapasitörlerinin üzerindeki gerilim değişimlerini azaltan farklı bir frekans stratejisi uygulamıştır (Bai, Yu, & Lukic, 2010).

Şekil 14b'de görülen Vienna doğrultucu temelde yüksek güç yoğunluğuna sahip üç seviyeli ve yaygın kullanılan bir topolojidir. Çift yönlü kullanılmadığı durumlarda %94-98'lik verimlilik sağlayabildiği için hızlı şarj sistemlerinde sıklıkla tercih edilmektedir. Üç seviyeli yapısı sayesinde diğer topolojilere kıyasla düşük anahtarlama frekansı, düşük güç kayıpları ve düşük harmonik değerleriyle çalışır (Saadaoui, Ouassaid, & Maaroufi, 2023).



Şekil 14. AA-DA doğrultucu topoloji örnekleri

Literatürde birçok çift yönlü çalışan doğrultucu topolojisi bulunmaktadır. Şarj istasyonlarında yaşanan gelişmelerle birlikte çift yönlü güç akışı sağlayan bu topolojilere olan ilgi artmaya başlamıştır. Şekil 14c’de gösterilen PWM doğrultucu temelde üç faz iki seviyeli topoloji yapısındadır. Bu topoloji çift yönlü enerji akışı, kolay kontrol edilebilirlik, yüksek güç faktörü ve düşük THD sağlaması açısından avantajlıdır (Saadaoui, Ouassaid, & Maaroufi, 2023). Fakat iki seviyeli PWM doğrultucular üç ya da çok seviyeli doğrultucular kadar iyi bir çıkış gerilim dalga formuna sahip olmadığından girişte filtre için bir indüktör bulundurulur.

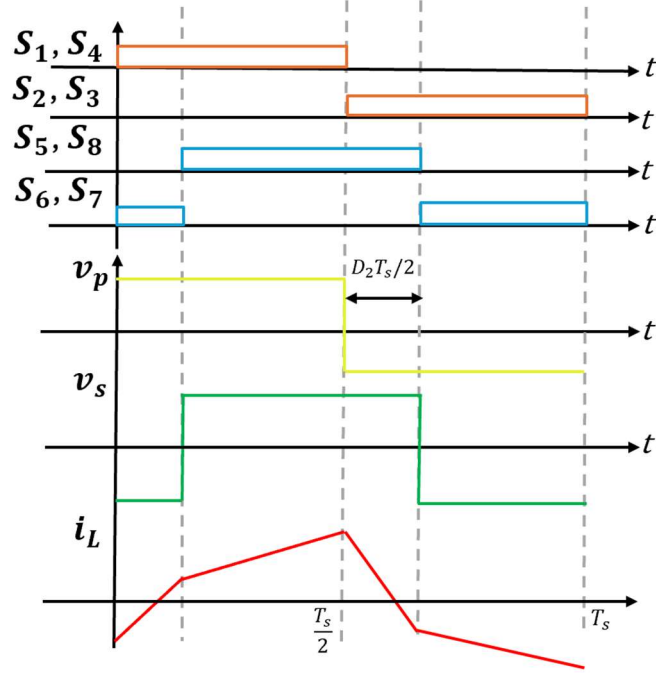
Şekil 14d’de üç seviyeli NPC (nötr nokta kelepçeli) doğrultucu topolojisi görülmektedir. Üç seviyeli yapısı sayesinde iki seviyeli dönüştürücülere kıyasla daha düşük harmoniklere sahiptir. Topolojideki bölünmüş DA barası, çeşitli yüklerin nötr noktası veya negatif-pozitif baralar arasında farklı gerilimlerle beslenmesine olanak sağlar. Ancak bu durum DA çıkış geriliminde dengesizliklere yol açar. Bu dengesizliklerin önlenmesi için ek kontrol yöntemleri ve modülasyon teknikleri gereklidir. Bunun yanında daha fazla anahtarlama elemanı kullanımı maliyeti yükseltir (Aretxabaleta, Alegría, Andreu, Kortabarria, & Robles, 2021).

2.1.4. DAB Dönüştürücülerde Kullanılan Modülasyon Teknikleri

DAB dönüştürücüler yumuşak anahtarlama yaparak yüksek güç yoğunluğunda ekstra bir bileşen kullanmadan çalışabilirler. Yumuşak anahtarlamanın değişken yük koşullarında gerçekleştirilebilmesi için faz kaydırma yöntemleri geliştirilmiştir (Kheraluwala & Doncker, 1993). Bu yöntemler DAB çeviricideki anahtarların arasında üç farklı faz kaydırma aralığını kullanarak birbirinden ayrılmaktadır. Yüksek gerilim tarafındaki (primer) anahtarlar arasındaki iç faz kayma oranı D_1 , alçak gerilim tarafındaki (sekonder) anahtarlar arasındaki iç faz kayma oranı D_3 ve iki köprü arasındaki dış faz kayma oranı ise D_2 'tür.

Tek Faz Kaydırma (Single Phase Shift, SPS) Modülasyonu: Tek Faz Kaydırma (SPS) modülasyonu, en basit ve yaygın kullanılan modülasyon stratejisidir. Şekil 15'ten de görüldüğü gibi $D_1 = 0$, $D_3 = 0$ ve $D_2 \neq 0$ 'dır. Yalnızca tek serbestlik derecesine sahip olduğu için uygulanması kolaydır. Burada anahtarlama periyodu T_s olarak gösterilmiştir. Yüksek gerilim tarafındaki anahtarlar ($S_1 - S_4$), alçak gerilim tarafındaki anahtarlar ($S_5 - S_8$)'dir. SPS yönteminde her iki köprüdeki anahtarlar aralarında faz farkı olan %50 doluluk oranına sahip kare dalgalar yardımıyla anahtarlanır. İletilen gücün yönü ve büyüklüğü bu faz kayma oranı ile ayarlanır.

SPS modülasyonu ile kontrol uygulama kolaylığı ve yüksek dinamik yapısıyla sıklıkla tercih edilmektedir (Chen, ve diğerleri, 2021). Ayrıca anahtarlama işaretlerinin simetrik olması ve gücün tek bir bileşenle kontrol edilmesi sayesinde karışık matematiksel denklemlere ihtiyaç duymazlar. Bunların yanı sıra ZVS için gerekli olan sınırlı faz kaydırma oranı sebebiyle değişken yük koşullarında kullanımı kısıtlıdır. Transformator üzerindeki gerilim dönüşümünün oranının bir olmadığı durumlarda kaçak endüktans üzerinde sirkülasyon akımları oluşur. Buda anahtarlama sırasında akım streslerini arttırır (Kumar, Kumar, Bhat, & Agarwal, 2017).

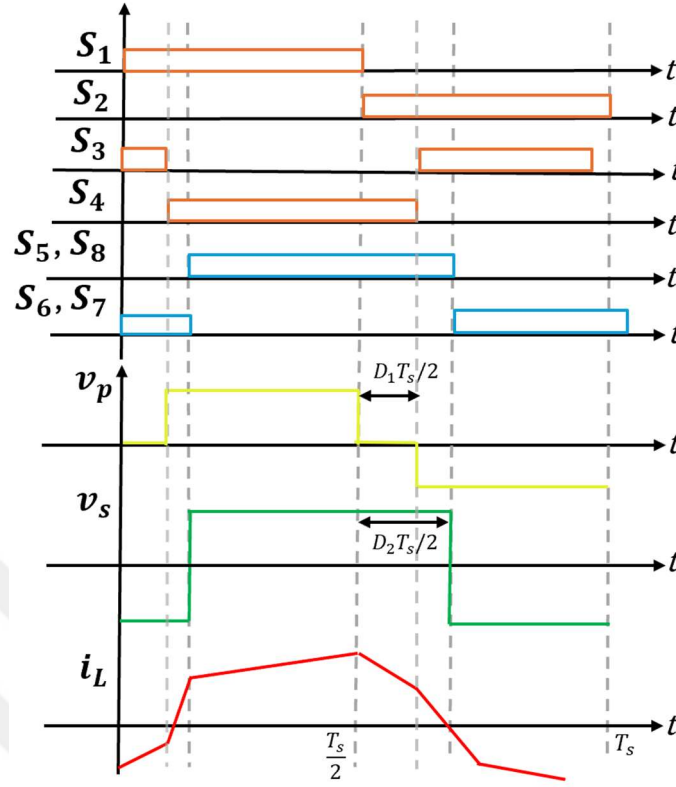


Şekil 15. SPS modülasyon şeması

Genişletilmiş Faz Kaydırma (Extended Phase Shift, EPS) Modülasyonu: Genişletilmiş faz kaydırma (EPS) modülasyonu, SPS modülasyonunun geliştirilmiş halidir. Bu modülasyon yönteminde bir iç (D_1) bir de dış (D_2) kayma oranı mevcuttur. İç kayma oranı herhangi bir köprüye uygulanabilir. Şekil 16'da primer tarafına uygulanmıştır. Aynı şekilden görüldüğü gibi primer taraftaki anahtarlar arasında D_1 oranı varken, sekonder köprüdeki anahtarlar arasında böyle bir oran yoktur. Ayrıca iki köprü arasında da D_2 oranı vardır.

Bu modülasyon yöntemi D_1 ve D_2 değerlerinden dolayı iki serbestlik derecesine sahiptir. Bununla birlikte D_1 sebebiyle uygulandığı yüksek gerilim köprüsü tarafında oluşan gerilim üç seviyeli olur.

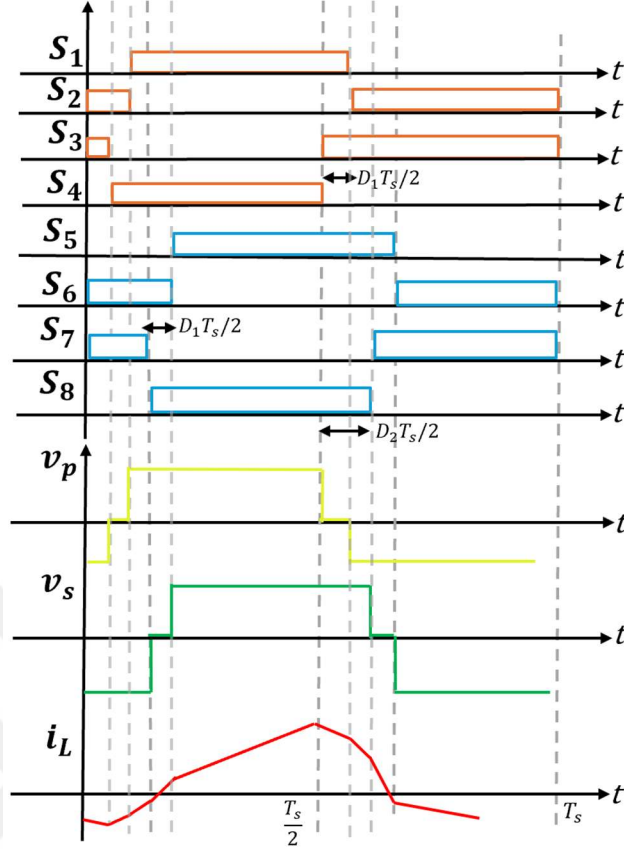
SPS modülasyonundan farklı olarak ilk köprüde bir iç faz kayma oranı vardır. Bu D_1 oranıyla SPS modülasyonunda oluşan sirkülasyon akımının azaltılması sağlanmıştır. Bu sayede ZVS aralığı genişletilerek verimlilik artırılmıştır. Güç akış yönünü ise D_2 oranına bağlı olarak değiştirilir (Zhao, Yu, & Sun, 2012). EPS modülasyonundaki denklemler ve anahtarlama sıralamaları SPS yöntemine göre daha karışıktır. Bu denklemleri sadeleştirmek ZVS aralığını genişletmek, iletilen gücün verimini arttırmak, akım stresini azaltmak gibi problemlere karşı pek çok araştırma yapılmıştır (Dai, ve diğerleri, 2020) (Xu, ve diğerleri, 2021).



Şekil 16. EPS modülasyon şeması

Çift Faz Kaydırma (Double Phase Shift, DPS) Modülasyonu: Çift faz kaydırma (DPS) modülasyonu EPS modülasyonundan farklı olarak D_2 'nin yanısıra birbirine eşit iki iç faz kaydırma oranına sahiptir ($D_1 = D_3 \neq 0$). Şekil 17'de ise DPS modülasyon şemasında bu oranlar gösterilmiştir.

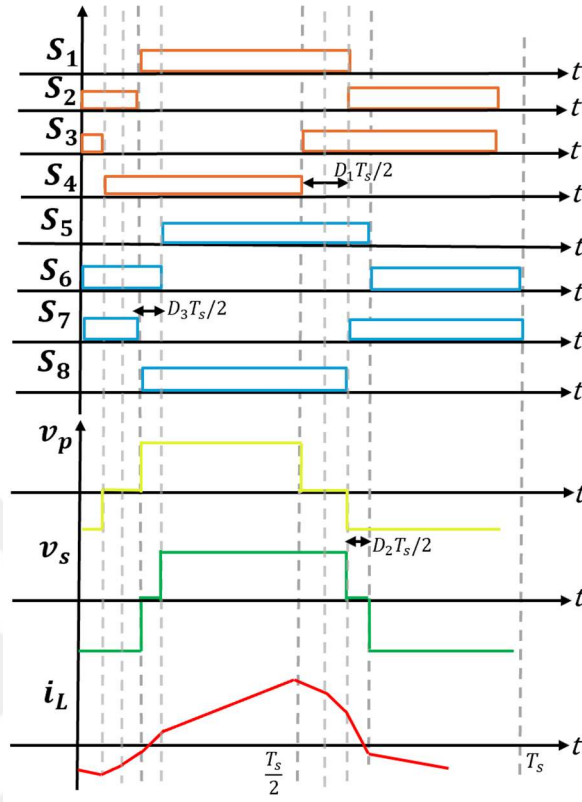
DPS modülasyonunun SPS modülasyonuna göre bazı avantajları vardır. Akım stresleri daha azdır. Sistem daha verimli çalışır. Çıkış kapasitörlerinin değeri daha azdır. ZVS aralığı daha geniştir. Yük akımının anlık değişimleri daha istikrarlıdır (Li, Xu, Xiong, Liu, & Su, 2022). EPS ile kıyaslandığında ise her iki köprüde de bir iç faz kayma oranı olduğu için gerilim ya da güç iletimi yönünde bir değişim beklenmez. Her iki köprüdeki faz kayma oranları eşit olduğundan uygulanabilirliği daha kolaydır (Bai & Mi, 2008).



Şekil 17. DPS modülasyon şeması

Üçlü Faz Kaydırma (Triple Phase Shift Modulation, TPS): TPS modülasyonu üç farklı ayarlanabilir faz kaydırma oranına sahiptir ($D_1 \neq D_2 \neq D_3 \neq 0$). DPS modülasyonundaki iç faz kayma oranlarının birbirinden farklı yapılmasıyla bu modülasyon TPS modülasyona dönüşür. Bu modülasyonun genel amacı ZVS aralığını arttırmak ve akım streslerini azaltmaktır (Krismer & Kolar, 2012). Şekil 18’de bu modülasyon şeması gösterilmiştir. DPS modülasyonuna benzer şekilde primer ve sekonder gerilimler üç seviyelidir. Üç serbestlik derecesiyle daha esnek bir modülasyondur. Fakat SPS tek faz kaydırma kontrolüyle, EPS ve DPS iki faz kontrolüyle çalışırken TPS’de üç faz kaydırmada kontrol edilmelidir. Denklem çözümlerinin fazlalığından kontrol ve hesaplamalar diğer modülasyon yöntemlerine göre fazladır. TPS modülasyonu SPS, EPS ve DPS modülasyonlarının geliştirilmiş bir versiyonu olarak görülebilir. Bu nedenle TPS modülasyonu üzerine yapılacak analiz diğer modülasyon türlerinin geliştirilmesine yardımcı olacaktır. Ancak, TPS modülasyonu modülasyondaki üç serbestlik derecesinden kaynaklanan uygulama zorluklarından muzdariptir (Li, Zhang, Lin, Sun, & Mao, 2023) (Tang, ve diğerleri, 2021).

Modülasyon yöntemleriyle ilgili yapılan çalışmaları değerlendirme kısmı giriş bölümünde anlatılmıştır.

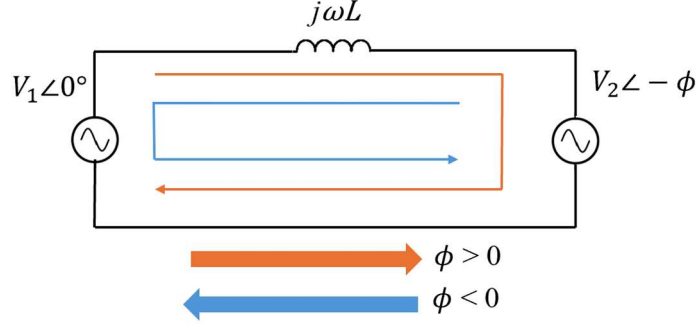


Şekil 18. TPS modülasyon şeması

Modülasyon Yöntemi	Faz Kayma Oranı	Avantajlar	Dezavantajlar
SPS	1	• Uygulama kolaylığı • Hızlı ve dinamik çalışma	• Büyük dolaşım akımı • Yüksek RMS değerleri ve güç kaybı
DPS	2	• Uygulama kolaylığı • Hızlı ve dinamik çalışma • Daha geniş ZVS aralığı, daha yüksek verim	• Orta ve büyük yüklerde daha fazla güç kaybı • Tüm ZVS aralıklarını sağlayamaz
EPS	2	• Daha geniş ZVS aralığı • Daha yüksek verim	• Düşük yüklerde yüksek güç kaybı • Yavaş dinamik yanıt
TPS	3	• SPS, EPS ve DPS' nin genelleştirilmiş hali • Tam ZVS aralığı sağlayabilir.	• Uygulaması karışık • Dinamik yanıtı yavaş • Optimizasyonu zor

3. TEK FAZLI DAB DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÇALIŞMASI VE GÜÇ AKIŞ ANALİZİ

Şekil 19’da temel bir AA sistemindeki güç akış senaryoları gösterilmiştir.



Şekil 19. Temel bir AA sisteminde güç akışı

Modern endüstriyel uygulamalarda, otomotiv sistemlerinde ve mikro şebekelerde DA güç kaynaklarının çift yönlü güç akışı sağlaması giderek önem kazanmaktadır. Çift aktif köprülü dönüştürücü sistemlerindeki güç akışının kontrolü AA güç sistemlerindeki benzer bir prensiple gerçekleştirilir. Geleneksel AA güç sistemlerinde endüktans üzerinden birbirine bağlanan iki gerilim kaynağı bulunur. Bu iki kaynak gerilimi sinüzoidal formda olup matematiksel olarak

$$v_1(t) = V_1 \cos(\omega t) \quad , \quad v_2(t) = V_2 \cos(\omega t - \phi) \quad (3.1)$$

şeklinde yazılabilir. V_1 ve V_2 gerilimlerin etkin değerlerini, t zamanı, ω sistemin açısıl frekansını ve ϕ iki kaynak arasındaki faz farkını gösterir. Bu gerilimler fazör olarak

$$\tilde{V}_1 = V_1 \angle 0^\circ \quad , \quad \tilde{V}_2 = V_2 \angle -\phi \quad (3.2)$$

şeklinde gösterilir. Sistemin çalışma prensibi kaynaklar arasındaki faz farkının kontrolüne dayanır. Birinci gerilim kaynağı ($v_1(t)$) referans alınarak sıfır derece faz açısında çalışırken ikinci kaynağın ($v_2(t)$) faz açısı değiştirilerek güç akışı kontrol edilir. İkinci kaynağın faz açısının pozitif olması ($\phi > 0$) güç akışı birinci kaynaktan ikinci kaynağa doğru gerçekleşir. Bu durumda birinci kaynak üretici ikinci kaynak tüketici rolü üstlenir. İkinci kaynağın faz açısı negatif olduğunda ($\phi < 0$) ise güç akışı tersine döner. İkinci kaynaktan birinci kaynağa doğru akar. Bu durumda ikinci kaynak üretici birinci kaynak tüketici konumuna geçer.

Sistemde güç çıkış seviyesi endüktans değeri ve faz farkı ayarlanarak kontrol edilir. Bu kontrol mekanizması modern güç elektroniği uygulamalarında özellikle yenilenebilir enerji sistemleri ve elektrikli araç şarj istasyonları gibi uygulamalarda verimli ve kontrollü güç transferi sağlamak için kullanılmaktadır.

Bu sistemde akım değeri,

$$i(t) = \frac{v_1(t) - v_2(t)}{j\omega L} \quad (3.3)$$

$$i(t) = \frac{v_1(t)}{\omega L} \sin(\omega t) - \frac{v_2(t)}{\omega L} \sin(\omega t - \theta) \quad (3.4)$$

şeklindedir. İkinci kaynağın gücünü hesaplamak için aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$p_2 = v_2(t) \cdot i_2(t) \quad (3.5)$$

$$p_2 = v_2(t) \cos(\omega t - \theta) \left(\frac{v_1(t)}{\omega L} \sin(\omega t) - \frac{v_2(t)}{\omega L} \sin(\omega t - \theta) \right) \quad (3.6)$$

Bu gücün ortalaması aşağıdaki denklemlerle hesaplanabilir.

$$P_{avg} = \int_0^T p_2(t) dt \quad (3.7)$$

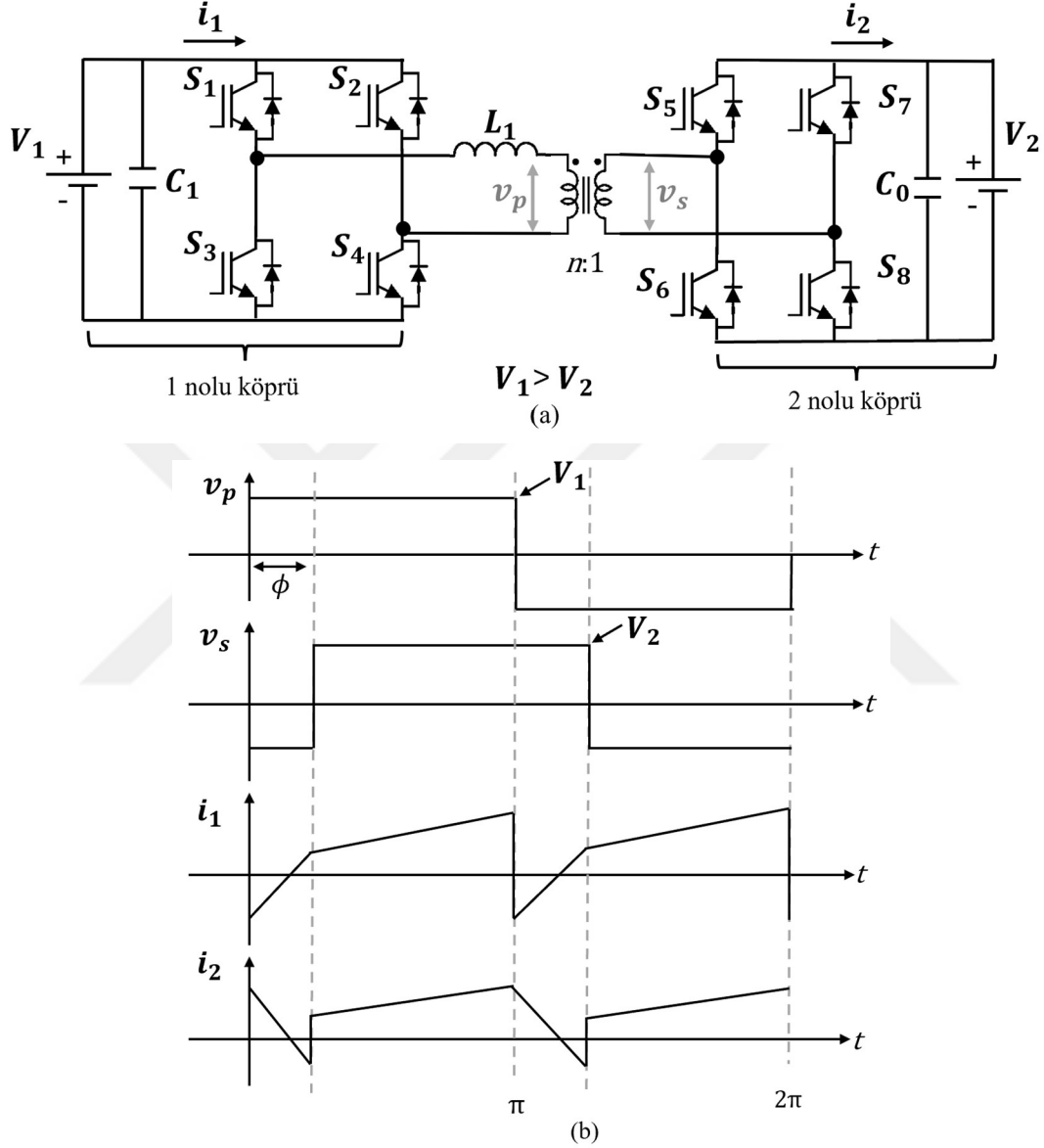
$$P_{avg} = \frac{V_1 V_2}{2\omega L} \frac{1}{T} \int_0^T \cos(\omega t - \theta) \sin(\omega t) dt \quad (3.8)$$

$$P_{avg} = \frac{V_1 V_2}{2\omega L} \sin(\theta) \quad (3.9)$$

Denklem 3.9'a göre ortalama güç ifadesi, iki kaynak arasındaki faz farkına bağlıdır. Bu faz açısının değiştirilmesiyle aktarılan ortalama güç değeri kontrol edilebilir.

Şekil 20 (a)'da örneği verilen DAB dönüştürücülerde klasik sistemden farklı olarak kaynaklar birbirine bir transformatör üzerinden bağlanır. Transformatörün primer tarafına indirgenmiş toplam kaçak endüktans değeri ise hat reaktasına karşılık gelir. Transformatör uçlarındaki gerilimler sinüzoidal değil kare dalga formundadır. Kare dalga AA gerilimlerinin fazı köprülerdeki farklı anahtarlama yöntemleri sayesinde değiştirilebilir. Transformatörün bakır kayıpları da ihmal edilirse bir numaralı (V_1) kaynağının sağladığı ortalama güç ile iki

numaralı (V_2) kaynağın harcadığı ortalama güç eşit olacaktır. Kaçak endüktans değeri de reaktif bir bileşen olduğundan ortalama güce etkisi yoktur. Bu durumda ilk köprünün çıkış gerilimi ikinci köprü çıkış geriliminden ileride ise güç akışı 1 nolu köprüden 2 nolu köprüye doğru olacaktır.



Şekil 20. (a) Tek fazlı DAB dönüştürücü (b) ileri yön güç akışı ($V_1 > V_2$) için dalga şekilleri

3.1. Tek Fazlı DAB Dönüştürücü

Tek fazlı Çift Aktif Köprü (DAB) dönüştürücüler yüksek gerilim ve alçak gerilim tarafları arasında çift yönlü güç akışı sağlayan sistemlerdir. İki aktif köprüde toplam sekiz

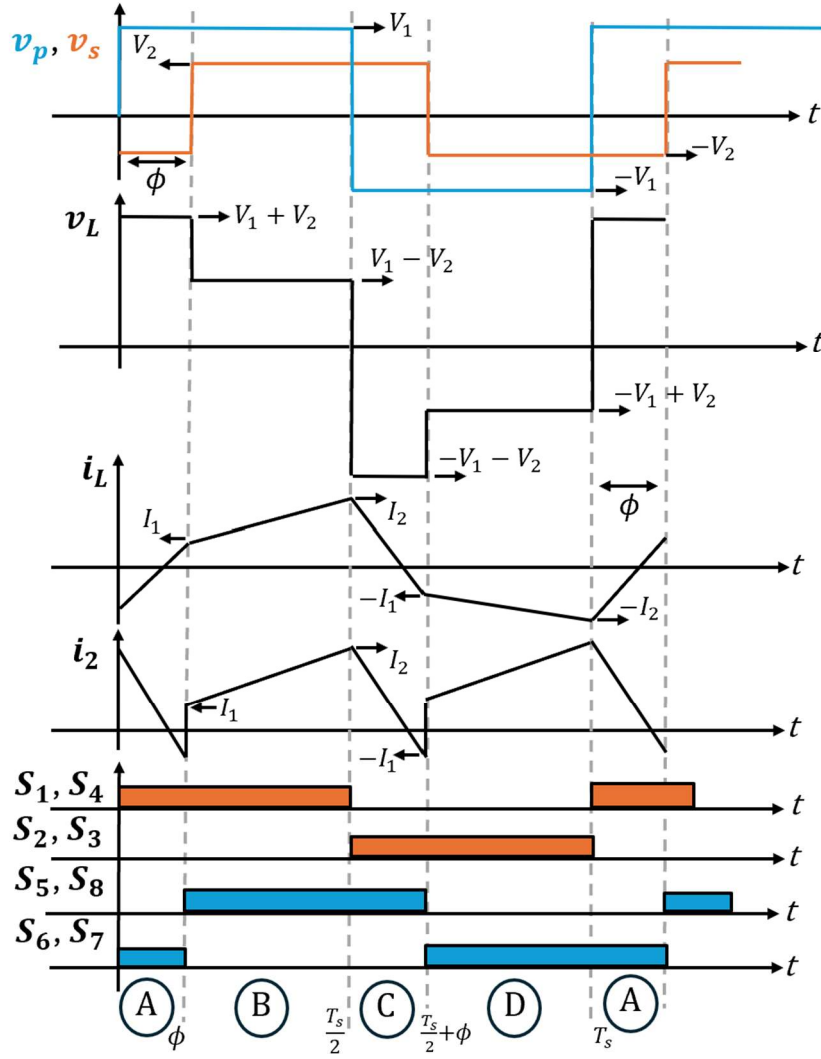
anahtarlama elemanı kullanarak bu güç akışı sağlanır. Bu elemanlar MOSFET, SiC transistör veya IGBT gibi çeşitli yarı iletkenlerden oluşabilir. Dönüştürücüde bir transformatör bulunur. Bu transformatör giriş ve çıkış arasındaki elektriksel izolasyonu sağlar. Aynı zamanda gerilim seviyesini arttırır veya düşürür. Her iki uçtaki kapasitörler (C_0 ve C_1) DA çıkış gerilimindeki dalgalanmaları filtreleyerek kararlı bir gerilim elde edilmesini sağlar. Devre yapısındaki indüktör (L_1) ise transformatör ile çalıştığında transformatörün kaçak endüktansı doğal bir bileşen olarak kullanılabilir. Bu kaçak endüktans enerji depolama ve aktarımı sırasında devreye katkı sağlayarak sistemi daha verimli hale getirir.

Şekil 20.a'da tek fazlı DAB dönüştürücünün devre şeması gösterilmiştir. $V_1 > V_2$ durumunda 1 nolu köprü yüksek gerilim, 2 nolu köprü ise alçak gerilim tarafı olarak adlandırılır. $V_2 > V_1$ durumunda ise roller tersine döner. Bu dönüştürücülerde güç akış yönüne bağlı olarak her iki taraftaki aktif köprüler giriş veya çıkış görevi üstlenebilir. Şekil 20.b'de görüldüğü üzere bu sistemlerde akım dalga şekillerinde yüksek ve keskin tepe noktaları oluşur. Bu durum dönüştürücünün çalışma noktasına, giriş-çıkış gerilimlerine ve güç seviyesine göre değişir. Bu yüksek harmonik içerikli akım dalga şekilleri sistemde daha büyük çıkış filtresi gerektirir.

Tek fazlı DAB dönüştürücülerde enerji depolayan endüktör sayısı ve aktif bileşen ihtiyacının azlığı kayıpları düşürerek avantaj sağlar. Sistem kontrollünde geleneksel tek faz kaydırmalı (SPS) modülasyon tekniğinin yanı sıra genişletilmiş faz kaydırmalı modülasyon (EPS), ikili faz kaydırmalı modülasyon (DPS) ve üçlü faz kaydırmalı modülasyon (TPS) gibi farklı tekniklerde kullanılabilir. Bu çeşitlilik sistem tasarımında esneklik sağlarken farklı uygulamalardaki ihtiyaçlara yönelikte optimizasyon imkânı sunar.

3.1.1. Tek Fazlı DAB Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları

SPS modülasyon yönteminin kullanıldığı DAB dönüştürücüde Şekil 21'de görüldüğü gibi, 4 farklı çalışma bölgesi (A-B-C-D) bulunmaktadır. Bu çalışma bölgelerindeki dalga şekilleri giriş-çıkış gerilim değerlerine bağlı olarak değişir. Dönüştürücünün $V_1 > V_2$ durumu ele alınmıştır. Değerlendirmede tüm kayıplar ihmal edilmiş olup gerilim değerleri sabit ve zamandan bağımsızdır. Tüm anahtarlar %50 doluluk oranında anahtarlancaktır. Aynı kol üzerindeki anahtarların geçişleri sırasında kısa devre olmaması için gerekli olan ölü zaman değeri ihmal edilmiştir. Bu ölü zaman değeri yumuşak anahtarlama bölgelerinde gereklidir. Kapı darbeleri arasındaki faz kayma zamanı ise ϕ olarak ifade edilmiştir.



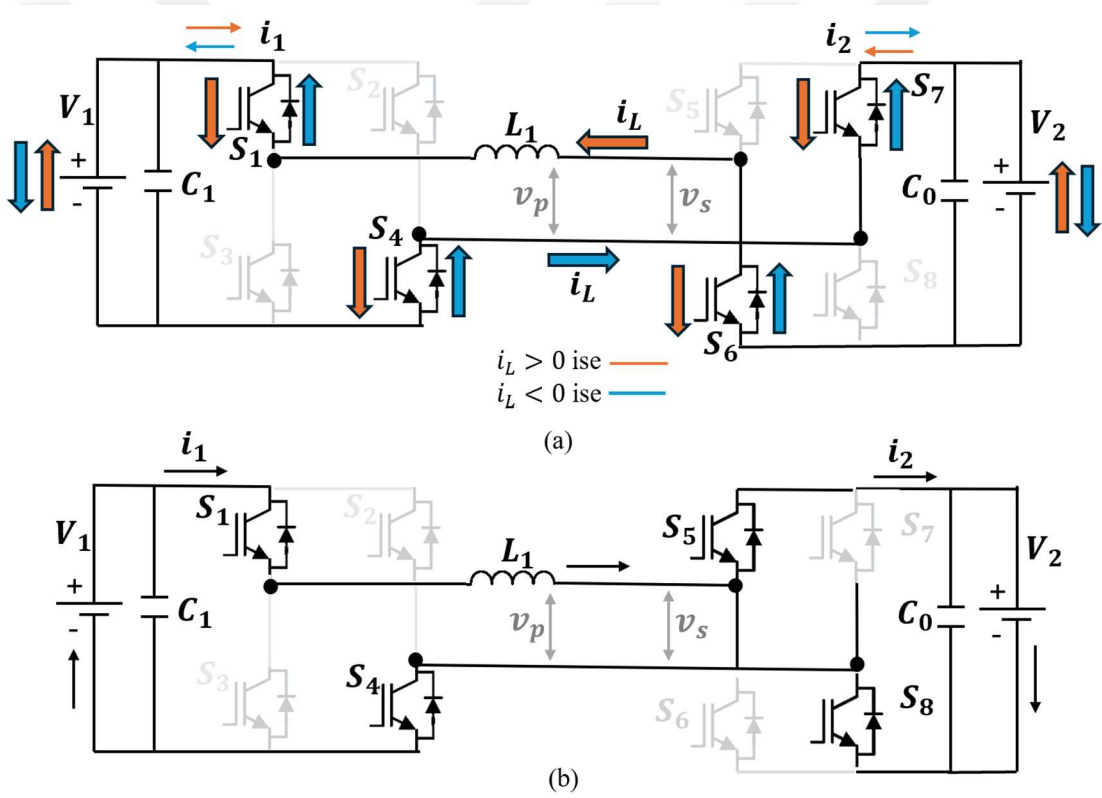
Şekil 21. SPS modülasyonunda anahtarlama işaretleri ve tek fazlı DAB dönüştürücünün akım ve gerilim dalga şekilleri $V_1 > V_2$

Tablo 7. Bölgelere göre aktif olan anahtarlar

Çalışma Bölgesi	1 nolu Köprü (Primer)	2 nolu Köprü (Sekonder)
	Aktif Anahtarlar	
A	S_1, S_4	S_6, S_7
B	S_1, S_4	S_5, S_8
C	S_2, S_3	S_5, S_8
D	S_2, S_3	S_6, S_7

Aralık A: Bu aralık $0 < t < t_\phi$ süresi boyunca gerçekleşir. Şekil 22.a'de görüldüğü gibi endüktör akımı bu aralıkta hem pozitif hem negatif değer alabilir. Bu aralıkta S_1 , S_4 , S_6 ve S_7 anahtarları kapalıdır. Yine aynı şekilde dönüştürücüdeki akım komütasyonunda gösterilmiştir. Bu süre boyunca $v_p = V_1$ ve $v_s = -nV_2$ ve endüktör uçlarındaki gerilim ise $v_L = L(di_L/dt) = V_1 + nV_2$ olur.

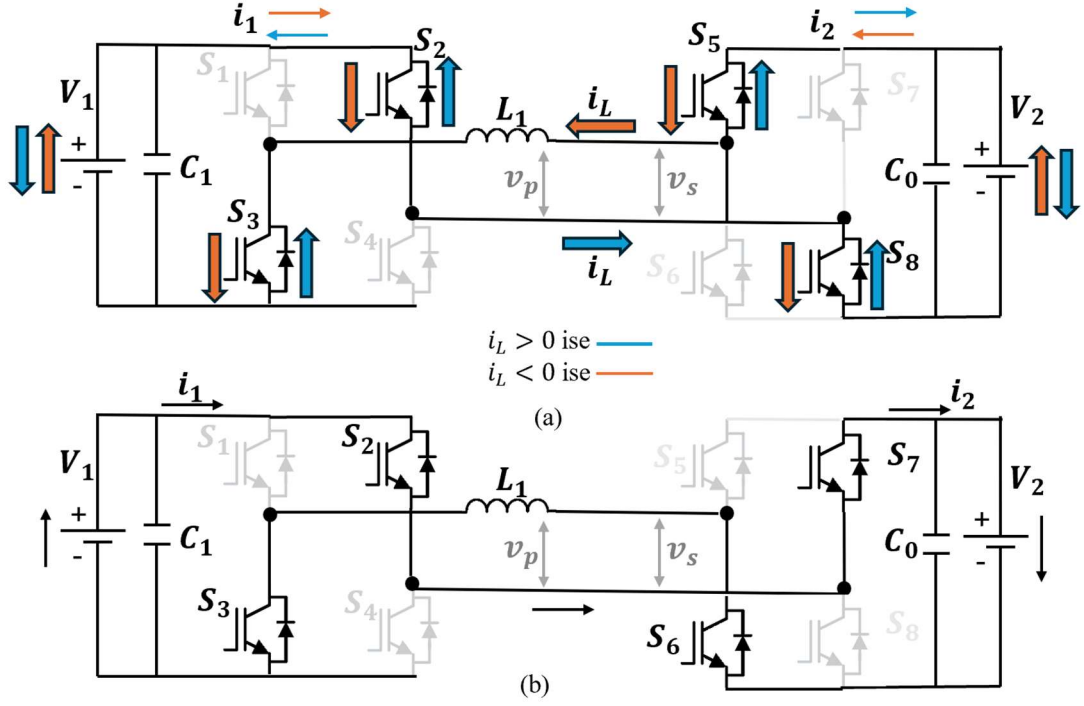
Aralık B: Bu aralık $t_\phi < t < T_s/2$ süresi boyunca gerçekleşir. Endüktör akımı daima pozitifdir. Bu aralıkta S_1 , S_4 , S_5 ve S_8 anahtarları kapalıdır. Şekil 22.b'de dönüştürücüdeki akım komütasyonu gösterilmiştir. Bu süre boyunca $v_p = V_1$ ve $v_s = nV_2$ ve endüktör uçlarındaki gerilim ise $v_L = L(di_L/dt) = V_1 - nV_2$ olur.



Şekil 22. (a) Aralık A için akım geçişi, (b) Aralık B için akım geçişi

Aralık C: Bu aralık $T_s/2 < t < (T_s/2 + t_\phi)$ süresi boyunca gerçekleşir. Endüktör akımı hem pozitif hem negatif değer alabilir. Bu aralıkta S_2 , S_3 , S_5 ve S_8 anahtarları kapalıdır. Şekil 23.a'da bu aralık gösterilmiştir. Bu süre boyunca $v_p = -V_1$ ve $v_s = nV_2$ ve endüktör uçlarındaki gerilim ise $v_L = L(di_L/dt) = -V_1 - nV_2$ 'dir.

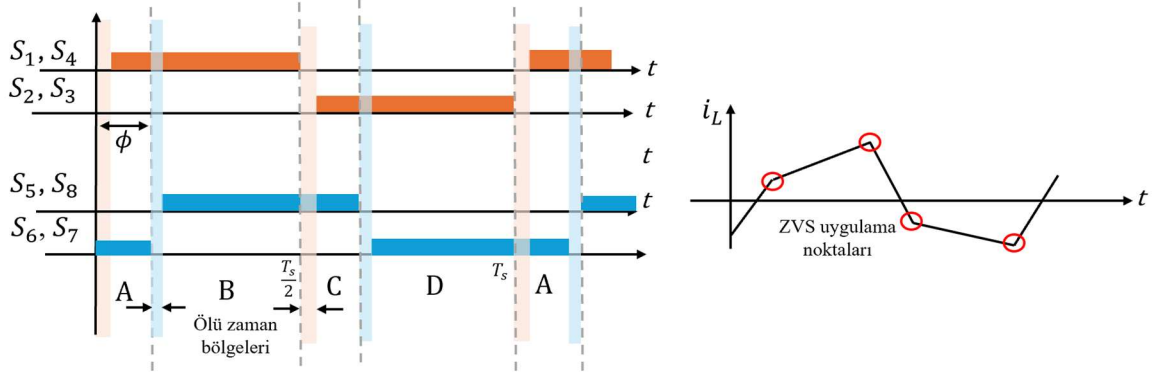
Aralık D: Bu aralık $(T_s/2 + t_\phi) < t < T_s$ süresi boyunca gerçekleşir. Endüktör akımı daima negatiftir. Bu aralıkta S_2 , S_3 , S_6 ve S_7 anahtarları kapalıdır. Şekil 23.b’de dönüştürücüdeki akım komütasyonu gösterilmiştir. Bu süre boyunca $v_p = -V_1$ ve $v_s = -nV_2$ ve endüktör uçlarındaki gerilim ise $v_L = L(di_L/dt) = -V_1 + nV_2$ olur.



Şekil 23. (a) Aralık C için akım geçişi, (b) Aralık D için akım geçişi

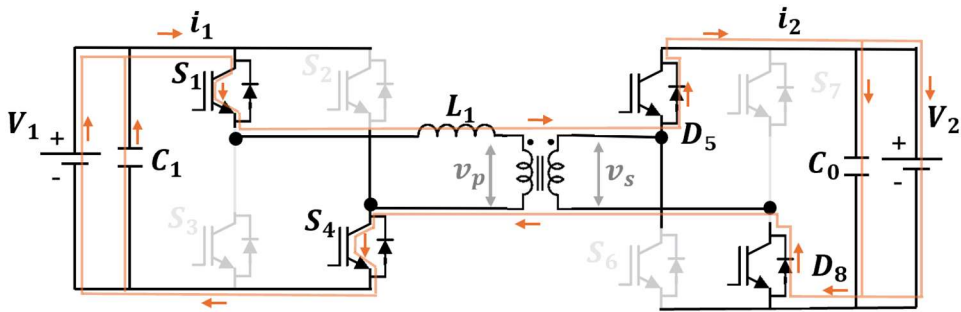
3.1.2. Dönüştürücüde Yumuşak Anahtarlama Geçişleri

Tek fazlı DAB dönüştürücüde her bir köprüdeki aynı faz bacağı üzerinde bulunan anahtarlar birbirinin tersi şekilde çalışır. Anahtarlama geçişlerinde ölü zaman bırakılması kritik önem taşır. Güç elektroniği sistemlerinde kullanılan yumuşak anahtarlama tekniklerinden biri olan sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) anahtarlama elemanlarının verimliliğini artıran bir yöntemdir. Bu işlem ölü zaman periyodu sırasında gerçekleşir ve bu süreçte endüktörde depolanmış olan enerji anahtarlama elemanlarının çıkış kapasitelerini boşaltır. Böylece anahtarlama elemanları iletim durumuna geçmeden önce üzerlerindeki gerilim sıfıra düşer. Bu durum anahtarlama sırasındaki güç kayıplarını önemli ölçüde azaltarak sistemin genel verimliliğini artırır. Yumuşak anahtarlama dönüştürücünün tüm çalışma aralıkları arasındaki geçişlerde gerçekleşir. ZVS yumuşak anahtarlama tekniğini uygulaması için indüktör akımının analiz edilmesi gereklidir.



Şekil 24. Anahtarlama işaretlerine eklenen ölü zaman bölgeleri ve ZVS uygulama noktaları

ZVS Aralık $A \rightarrow B$: Şekil 24'te S_1 , S_4 , S_6 ve S_7 anahtarları iletimde, S_5 ve S_8 anahtarları kesimdedir. İletimde olan anahtarlar üzerindeki gerilim başlangıçta sıfır değerindeyken kesimdeki S_5 ve S_8 anahtarları V_2 gerilimini bloke eder. Ölü zaman süresinde S_1 ve S_4 anahtarları iletimde kalmaya devam ederken S_6 ve S_7 anahtarları da kesime girer. Bu sırada endüktörde depolanmış olan enerjinin oluşturduğu akım döngüsü S_5 ve S_8 anahtarlarının çıkış kapasitörlerini deşarj ederek gerilimlerini sıfıra düşürür ve S_6 ve S_7 anahtarlarının kapasitörlerini V_2 gerilimine kadar şarj eder. Kapasitörlerin şarj-deşarj işlemi tamamlandıktan sonra eğer akım hala pozitif değerdeyse Şekil 25'teki gibi D_5 ve D_8 diyotları üzerinden akarak S_5 ve S_8 anahtarları üzerindeki gerilimi sıfırda tutar. Böylece bir sonraki çalışma aralığında (Şekil 22.b) bu anahtarlar iletime geçtiğinde üzerlerindeki gerilim sıfıra düşer. Bu da anahtarlama sırasında oluşacak güç kayıpları en aza indirir (Ordu, 2024).



Şekil 25. ZVS Aralık $A \rightarrow B$ 'de akım geçiş yönü

Kapasitörlerin şarj-deşarj işlemi tamamlandığında, akım hala pozitif değerdeyse belirli diyotlar üzerinden akmaya devam eder. Bu akış sayesinde ilgili anahtarların gerilimleri sıfır seviyesinde kalır. Böylece anahtarlar, bir sonraki çalışma aralığında sıfır gerilim altında

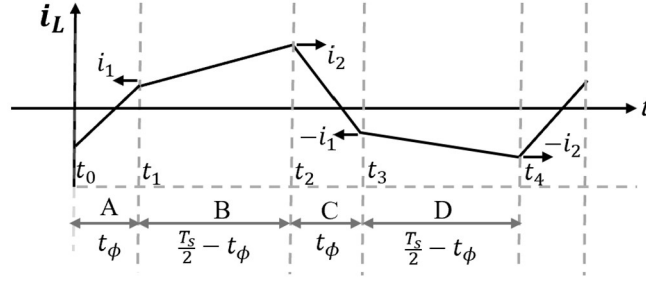
iletime geçebilir. Bu çalışma yöntemiyle tüm aralık geçişlerinde ZVS yöntemini uygulamak mümkündür.

3.1.3. Tek Fazlı DAB Dönüştürücüde i_L Akımının Sürekli Durum Analizi

Bu analizde ileri güç akışı durumu ele alınmıştır ($V_1 > nV_2$). Endüktör akımı dalga şekilleri (i_L), Şekil.26'da gösterilmiştir. Endüktör üzerindeki gerilimi Δt zaman aralığında

$$\Delta i_L \approx \frac{V_L}{L} \Delta t \quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilir. Buradaki Δi_L endüktör akımındaki dalgalanmayı gösterir. Endüktör akımının değişimi doğrusal kabul edildiğinde tüm çalışma aralıklarındaki endüktör akımı eğimi Tablo 8'de gösterildiği gibidir.



Şekil 26. Endüktör akımı dalga şekli

Tablo 8. Tüm çalışma aralıkları için endüktör akımı eğimleri ve zaman aralıkları

Çalışma Bölgeleri	Endüktör Akımı Eğimi ($\frac{\Delta i_L}{\Delta t}$)	Δt
A	$\frac{V_1 + nV_2}{L}$	$\Delta t = t_1 - t_0 = t_\phi$
B	$\frac{V_1 - nV_2}{L}$	$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{T_s}{2} - t_\phi$
C	$\frac{-V_1 - nV_2}{L}$	$\Delta t = t_3 - t_2 = t_\phi$
D	$\frac{-V_1 + nV_2}{L}$	$\Delta t = t_4 - t_3 = \frac{T_s}{2} - t_\phi$

Şekil 26'ye göre A-B-C-D çalışma aralıklarındaki endüktör akımı değişimini, Tablo 8 yardımıyla tüm t zaman değişimleri için tekrar yazılırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

Aralık A $\rightarrow t_0 < t < t_1$ zaman aralığı için endüktör ifadesi,

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + \frac{\Delta t}{L}(V_1 + nV_2) \quad (3.11)$$

Aralık B $\rightarrow t_1 < t < t_2$ zaman aralığı için endüktör ifadesi,

$$i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{\Delta t}{L}(V_1 - nV_2) \quad (3.12)$$

Aralık C $\rightarrow t_2 < t < t_3$ zaman aralığı için endüktör ifadesi,

$$i_L(t_3) = i_L(t_2) - \frac{\Delta t}{L}(V_1 + nV_2) \quad (3.13)$$

Aralık D $\rightarrow t_3 < t < t_4$ zaman aralığı için endüktör ifadesi,

$$i_L(t_4) = i_L(t_3) - \frac{\Delta t}{L}(V_1 - nV_2) \quad (3.14)$$

Endüktör akımının simetrik bir dalga yapısı olduğu göz önüne alınırsa,

$$i_L(t_1) = -i_L(t_3) = I_1 \quad (3.15)$$

$$i_L(t_2) = -i_L(t_0) = -i_L(t_4) = I_2 \quad (3.16)$$

eşitlikleri yazılabilir. Ayrıca, t_ϕ gecikme zamanı ϕ faz kayma açısı cinsinden,

$$t_\phi = \frac{\phi}{2\pi f_s} \quad , \quad 0 < \phi < \frac{\pi}{2} \quad (3.17)$$

şeklinde yazıldığında ve denklem (3.17), denklem (3.11) ve denklem (3.12) birlikte düzenlendiğinde, I_1 ve I_2 akım değerleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_1 = \frac{1}{4f_s L} \left(nV_2 - \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) V_1 \right) \quad (3.18)$$

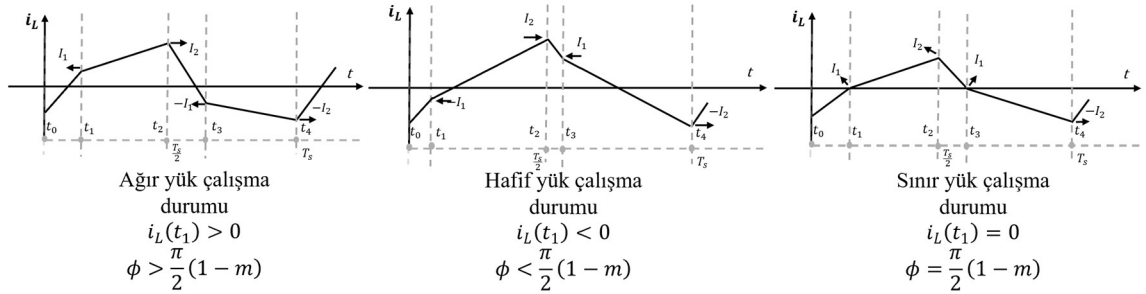
$$I_2 = \frac{1}{4f_s L} \left(V_1 - \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) nV_2 \right) \quad (3.19)$$

DAB dönüştürücüde çalışma modları (m) dönüşme oranının aldığı değere göre üçe ayrılır (Ordu, 2024).

$$m = \frac{nV_2}{V_1} \quad (3.20)$$

- $m < 1$ ise düşürücü mod,
- $m > 1$ ise yükseltici mod,
- $m = 1$ ise sınır çalışma modu

Düşürücü çalışma modu: Düşürücü çalışma modu için, $m < 1$, $V_1 > nV_2$ ve $I_1 < I_2$ eşitlikleri her zaman geçerlidir. Bunun yanı sıra yük koşulları veya ortalama güce bağlı olarak endüktör akımı $i_L(t_1) > 0$ ya da $i_L(t_1) < 0$ gibi farklı değerler alabilir. Oluşabilecek durumlar endüktör akımı dalga şekilleri ve faz kayma açısının (ϕ) alabileceği değerler Şekil 27’de gösterilmiştir.



Şekil 27. Düşürücü çalışma modunda farklı yükler için endüktör akımı dalga şekilleri

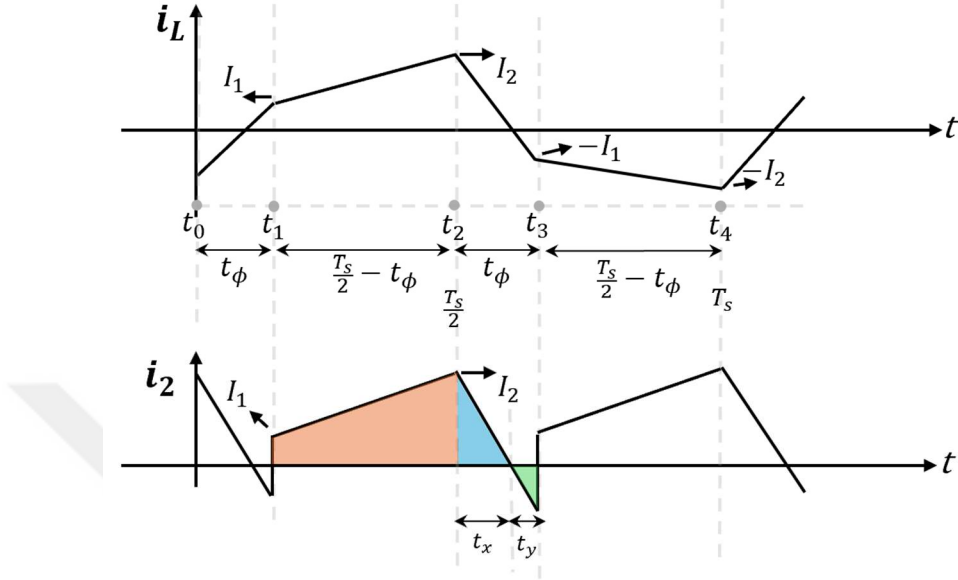
3.1.4. Ortalama Çıkış Gücü ve Ortalama Çıkış Akımı

Tek fazlı DAB dönüştürücüde aktarılan ortalama güç, çıkış akımının ortalama değerini kullanarak,

$$P_2 = V_2 \bar{I}_2 \quad (3.21)$$

eşitliğinden hesaplanır. Dönüştürücü (m) dönüşüm oranının aldığı değere göre farklı modlarda çalışır. Burada $m < 1$ düşürücü modun ağır yük koşulları altındaki durumu

değerlendirilmiştir. Şekil 28’te düşürücü modda ağır yükte çalışma durumu incelenmiş, endüktör ve çıkış akımı dalga şekilleri verilmiştir. Diğer çalışma durumlarında benzer şekilde analiz edilebilir.



Şekil 28. Düşürücü modda çalışmada endüktör ve çıkış akımı dalga şekilleri

Çıkış akımının ortalama değeri, T_s süresi boyunca taralı alanların toplamının iki katına eşittir.

$$\overline{I_2} = \frac{2}{T_s} A_t \quad (3.22)$$

Şekil 28’teki çıkış akımına göre taralı alan bölgesi,

$$A_t = \frac{1}{2} (I_1 + I_2) \left(\frac{T_s}{2} - t_\phi \right) + \frac{1}{2} t_x I_2 - \frac{1}{2} t_y I_1 \quad (3.23)$$

şeklinde yazılabilir. Bu eşitlikte ilk terim turuncu, ikinci terim mavi ve üçüncü terim ise yeşil alanı ifade eder. Buna göre;

- $t_1 < t < t_2$ aralığı için, endüktör akımı eğimi denkleminde faydalanarak,

$$I_2 - I_1 = \frac{1}{L} \left(\frac{T_s}{2} - t_\phi \right) (V_1 - nV_2) \quad (3.24)$$

- $t_2 < t < t_2 + t_x$ aralığı için,

$$I_2 = \frac{t_x}{L} (V_1 + nV_2) \quad (3.25)$$

- $t_2 + t_x < t < t_3$ aralığı için,

$$I_1 = \frac{t_y}{L} (V_1 + nV_2) \quad (3.26)$$

denklemleri elde edilir. Denklem (3.23), denklem (3.24), (3.25) ve (3.26) kullanılarak düzenlenirse,

$$A_t = t_\phi \left(\frac{T_s}{2} - t_\phi \right) \frac{V_1}{L} \quad (3.27)$$

olur. Buna göre denklem (3.22) ve (3.17) kullanılarak eşitlikler yeniden düzenlenirse ortalama çıkış akımı,

$$\bar{I}_2 = \frac{V_1 \phi}{2\pi f_s L} \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (3.28)$$

şeklinde yazılır. Sonuç olarak denklem (3.21) ve (3.28) kullanılarak ortalama çıkış gücü,

$$P_2 = \frac{nV_1V_2\phi}{2\pi f_s L} \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) , \quad 0 < \phi < \frac{\pi}{2} \quad (3.29)$$

olarak bulunur. Kayıplar ihmal edildiğinde giriş gücü çıkış gücüne eşittir ($P_1 = P_2$). Bu durumda, $V_1 \bar{I}_1 = V_2 \bar{I}_2$ yazılır. Buradan giriş akımının ortalama değeri ise denklem (3.30)'daki gibi olur.

$$\bar{I}_1 = \frac{P_2}{V_1} = \frac{nV_2\phi}{2\pi f_s L} \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (3.30)$$

3.1.5. Dönüştürücü Devre Parametrelerinin Belirlenmesi

Dönüştürücünün tasarım sürecinde giriş gerilimi, çıkış gerilimi, anahtarlama frekansı ve maksimum güç değeri gibi temel özellikler dikkate alınır. Anahtarlama frekansı dönüştürücünün maksimum hacmi ile anahtarlama veya toplam kayıplar üzerindeki etkilerine bağlı olarak seçilir. Belirlenen bu temel özelliklere göre tasarım sürecinde aşağıdaki parametreler belirlenmelidir.

- Giriş ve çıkış gerilimleri, V_1 ve V_2
- Transformatör dönüştürme oranı, n
- Faz kayma oranı, d
- Kaçak endüktans değeri, L
- Çıkış filtre kondansatör değeri, C_{d2}

Bu tezde kullanılan DAB dönüştürücü, sabit bir giriş gerilimine karşı değişken çıkış gerilimleri verebilmektedir. Çıkış gerilimi sınırları,

$$V_{2,\min} \leq V_2 \leq V_{2,\max} \quad (3.31)$$

şeklinde geniş bir aralıktadır. Çıkış gerilimi farklı değerler arasında değişeceği için transformatör dönüştürme oranında (n) değişken olacaktır. Bu durumda n aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$n_{\min} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{V_2=V_{2,\max}} \quad n_{\max} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{V_2=V_{2,\min}} \quad (3.32)$$

Denklem (3.32)'ye göre $V_{2,\min}$ olduğunda $m < 1$, $V_{2,\max}$ olduğunda ise $m > 1$ olur. Buna göre dönüştürücü birinci durumda düşürücü, ikinci durumda yükseltici modda çalışır. Yumuşak anahtarlama bölgesini daraltmamak için m değeri olabildiğince 1'e yakın seçilmelidir (Ordu, 2024). Dolayısıyla çıkış gerilimi,

$$V_{2,\text{ort}} = \frac{V_{2,\min} + V_{2,\max}}{2} \quad (3.33)$$

olarak seçilirse transformatör dönüşüm oranı,

$$n_{ort} = \frac{V_1}{V_2} \bigg|_{V_2=V_{2,ort}} \quad (3.34)$$

şeklinde hesaplanır. Böylece seçilen N_{ort} değeriyle dönüştürücü her iki modda çalışır.

Denklem (3.29)'a göre faz kayma oranı,

$$P_2 = \frac{nV_1V_2}{2f_sL} d(1-d) \quad (3.35)$$

olur. Faz kayma oranının en yüksek değeri 0.5'tir. Ancak kontrol sinyalinde oluşabilecek kararsızlıklar sebebiyle hiçbir zaman bu değer kullanılmaz. Bu yüzden $d_{max} < 0.5$ olarak seçilir. Denklem (3.35) kullanılarak maksimum güç aktarımına izin veren kaçak endüktans değeri,

$$L = \frac{nV_1V_2}{2f_sP_{2,max}} d_{max} (1-d_{max}) \quad (3.36)$$

ile hesaplanır. Tasarlanacak dönüştürücüde çıkış gerilimi sabit olmadığından, gerekli L değeri, iyi bir verimlilik elde etmek için V_2 'nin maksimum olduğu (en kötü koşul) durumda hesaplanır.

$$L = \left(\frac{nV_1V_2}{2f_sP_{2,max}} d_{max} (1-d_{max}) \right) \bigg|_{\substack{n=n_{ort} \\ V_2=V_{2,max}}} \quad (3.37)$$

Dönüştürücü farklı modlarda çalıştığı için yük üzerindeki dalgalanma gerilimi (ΔV_2) farklı değerlerde olur. Bu yüzden her mod için ayrı bir ΔQ değeri hesaplanır.

Düşürücü mod için,

$$\Delta Q_1 = \left(\frac{n}{8f_s^2L} \left(\Delta_1 (V_1 - nV_2) + \Delta_2 V_1 + \frac{\Delta_3}{V_1 + nV_2} \right) \right) \bigg|_{\substack{n=n_{ort} \\ V_2=V_{2,min} \\ d=d_{max}}} \quad (3.38)$$

denklemini kullanılır. Burada,

$$\Delta_1 = \frac{1}{4} - d + d^2, \Delta_2 = d^2 \left(1 - 2d + \frac{V_1}{V_1 - nV_2} d^2 \right), \Delta_3 = \left(\left(\frac{1}{2} - d \right) (V_1 - nV_2) + V_1 d^2 \right)^2$$

olarak hesaplanır. Yükseltici ve sınır mod için sırasıyla aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$\Delta Q_2 = \left(\frac{n}{8f_s^2 L} \frac{1}{nV_2 - V_1} \left(\frac{1}{2} (nV_2 - V_1) + V_1 d^2 \right)^2 \right) \bigg|_{\substack{n=n_{\text{ort}} \\ V_2=V_{2,\text{max}} \\ d=d_{\text{max}}}} \quad (3.39)$$

$$\Delta Q_3 = \left(\frac{nV_1}{4f_s^2 L} d^2 \left(1 - d + \frac{1}{4} d^2 \right) \right) \bigg|_{\substack{n=n_{\text{ort}} \\ V_2=V_{2,\text{min}} \\ d=d_{\text{max}}}} \quad (3.40)$$

Çıkış geriliminin dalgalanma değeri ΔV_2 'nin en fazla olduğu değeri bulmak için yukarıda hesaplanan ΔQ değerlerinden en büyük olanı seçilir.

$$C_{d2} \geq \frac{\Delta Q}{\Delta V_2} \bigg|_{\Delta Q = \Delta Q_{\text{max}}} \quad (3.41)$$

Denklem (3.41) kullanılarak çıkış kondansatörünün, minimum olması gereken değeri hesaplanır.

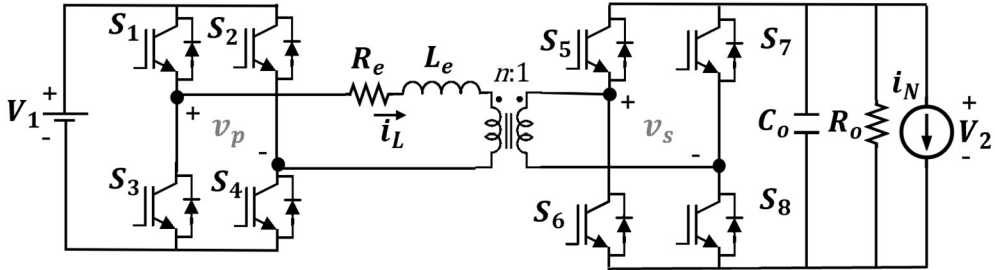
3.2. DAB Dönüştürücünün Modellenmesi

Bir DAB dönüştürücünün modellenmesi modern kontrol yöntemlerinin uygulanabilmesi için gereklidir. Bir sistemin küçük sinyal modeli, kontrol tasarımı, çıkış geriliminin düzenlenmesi ve prototip tasarımı için gerekli bileşenlerin seçimi için oldukça faydalıdır. Dolayısıyla modelin doğruluğu sistem performansını doğrudan etkiler. Modelin oluşturulmasını iki kısma ayırmak mümkündür. İlk olarak zamandan bağımsız denklemler üreten sistemin ortalama modeli oluşturulur. Daha sonra doğrusal olmayan zamandan bağımsız bu denklemler doğrusallaştırılarak küçük sinyal modeli elde edilir. Küçük sinyal modelinin temel avantajı klasik kontrol yöntemlerinin bu denklemlere kolayca uygulanabilmesidir.

DAB dönüştürücünün küçük sinyal modeli eşdeğer ortalama devreler (Shah & Bhattacharya, 2019) ve geleneksel durum uzayı ortalama alma yöntemi (Ericson & Maksimovic, 2001) kullanılarak elde edilebilir. Transformatör akımlarının ihmal edildiği basitleştirilmiş düşük mertebeden modellerde (Bai, Nie, & Mi, 2010) vardır. Fakat bu modellemelerin temelinde değişkenlerin sürekli durum değerleri kullanılır. DAB dönüştürücüdeki transformatör akımı alternatif (AA) akım olduğundan bu yöntemleri uygulamak zorlaşır. Önerilen bir başka modelde sürekli zamanlı modeldir. Bu modelde endüktans akım dinamikleri ve durum değişkenleri Fourier serisine açılarak korunmuştur (Sanders, Noworolski, Liu, & Verghese, 1991).

Şekil 29’da dönüştürücü modelinin oluşturulması için kullanılan devre şeması verilmiştir. Bu devre ile oluşturulacak ortalama model için kabul edilen var sayımlar aşağıdaki gibidir.

- Mıknatıslanma akımı yok sayılmıştır.
- Anahtarlar üzerindeki gerilim düşümleri ihmal edilmiştir.
- Giriş kapasite değeri göz ardı edilmiştir.



Şekil 29. Ortalama model denklemlerini elde etmek için kullanılan devre şeması

Şekil 29’a göre transformatörün primer kaçak endüktansı L_1 ve sekonder kaçak endüktansını L_2 olarak tanımlanırsa, $L_e = L_1 + L_2/n^2$ eşitliği yazılabilir. Anahtarların ve transformatör sargı dirençlerinin toplamı R_e olarak gösterilmiştir. Çıkıştaki akım kaynağının yönü çift yönlü güç akışına bağlıdır.

SPS modülasyon yöntemine göre primer köprü gerilimi v_p , anahtarlama durumuna göre $v_p = +V_1$ ve $v_p = -V_1$ değerlerini alabilir. Sekonder köprü gerilimi ise $v_s = +V_2$ ve $v_s = -V_2$ değerlerini alabilir. Bu durumda,

$$v_p(\tau) = s_1(\tau)v_1(\tau) \quad (3.42)$$

$$v_s(\tau) = s_2(\tau)v_2(\tau) \quad (3.43)$$

yazılabilir. Primer ve sekonder anahtarlama fonksiyonları aşağıdaki gibi olur.

$$s_1(\tau) = \begin{cases} 1 & , \quad 0 \leq \tau < \frac{T_s}{2} \\ -1 & , \quad \frac{T_s}{2} \leq \tau < T_s \end{cases} \quad (3.44)$$

$$s_2(\tau) = \begin{cases} 1, & t_\phi \leq \tau < \frac{T_s}{2} + t_\phi \\ -1, & 0 \leq \tau < t_\phi \quad \vee \quad \frac{T_s}{2} + t_\phi \leq \tau < T_s \end{cases} \quad (3.45)$$

Primer tarafta Kirchhoff'un gerilim yasası (KGY) ve sekonder tarafta Kirchhoff'un akım yasası (KAY) uygulanırsa,

$$\frac{dv_2(\tau)}{d\tau} = -\frac{v_2(\tau)}{R_o C_o} + \frac{s_2(\tau)i_L(\tau)}{C_o} - \frac{i_N}{C_o} \quad (3.46)$$

$$\frac{di_L(\tau)}{d\tau} = -\frac{R_e i_L(\tau)}{L_e} + \frac{s_1(\tau)v_1(\tau)}{L_e} - \frac{s_2(\tau)v_2(\tau)}{L_e} \quad (3.47)$$

denklemleri elde edilir. Zamanla değişen ve doğrusal olmayan bu denklemlere genelleştirilmiş ortalama alma yöntemi uygulanarak zamandan bağımsız doğrusal denklemler elde edilebilir (Qin & Kimball, 2012). Bir sinyalin Fourier serisi bileşenleriyle yazılmasını sağlayan bu yöntemde,

$$x(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_n(t) e^{jn\omega_s \tau} \quad (3.48)$$

denkleminde faydalanılır. Burada, $f_s = 1/T_s$ anahtarlama frekansı ve $\omega_s = 2\pi f_s$ 'dir. $\langle x \rangle_n(t)$ bir karmaşık sayıdır ve Fourier serisindeki n . kat sayıyı ifade eder. Denklem

(3.49)'da ise n . kat sayısının zamana göre türevi verilmiştir. Burada $\langle \frac{d}{dt} x \rangle_n$, x durum değişkeninin türevinin ortalamasıdır.

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_n(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_n(t) - jn\omega_s \langle x \rangle_n(t) \quad (3.49)$$

Denklem (3.50)'de ise iki sinyalin n . katsayısının çarpma özelliği gösterilmiştir. $\langle s_1 v_1 \rangle_n$ ve $\langle s_2 v_2 \rangle_n$ terimlerinin, yaklaşık olarak hesaplanmak için denklem (3.50)'deki gibi değişkenleri f ve g olarak tanımlanabilir.

$$\langle fg \rangle_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle f \rangle_{n-k} \langle g \rangle_k \quad (3.50)$$

Durum değişkenlerinin ortalamasını temsil etmek için $n = 0, \pm 1$ terimleri kullanılır. Fourier serisinin birinci ve eksi birinci katsayılarının karmaşık eşlenik olduğu varsayıldığında, sıfıncı katsayının çarpımı ile birinci katsayının reel ve sanal kısımlarının çarpımı sırasıyla (3.51), (3.52) ve (3.53) denklemlerinde verilmiştir.

$$\langle fg \rangle_0 = \langle f \rangle_0 \langle g \rangle_0 + 2(\langle f \rangle_{1R} \langle g \rangle_{1R} + \langle f \rangle_{1I} \langle g \rangle_{1I}) \quad (3.51)$$

$$\langle fg \rangle_{1R} = \langle f \rangle_0 \langle g \rangle_{1R} + \langle f \rangle_{1R} \langle g \rangle_0 \quad (3.52)$$

$$\langle fg \rangle_{1I} = \langle f \rangle_0 \langle g \rangle_{1I} + \langle f \rangle_{1I} \langle g \rangle_0 \quad (3.53)$$

Denklem (3.49) ve (3.51) kullanılarak denklem (3.46) ve (3.47)'deki terimler açık fonksiyonlara dönüştürülse, v_2 ve i_L 'nin sıfıncı kat sayısının durum uzay denklemleri aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{d \langle v_2 \rangle_0}{dt} = -\frac{1}{R_o C_o} \langle v_2 \rangle_0 + \frac{\langle s_2 \rangle_0 \langle i_L \rangle_0}{C_o} + \frac{2 \langle s_2 \rangle_{1R} \langle i_L \rangle_{1R}}{C_o} + \frac{2 \langle s_2 \rangle_{1I} \langle i_L \rangle_{1I}}{C_o} - \frac{\langle i_N \rangle_0}{C_o} \quad (3.54)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle_0}{dt} = & -\frac{R_e}{L_e} \langle i_L \rangle_0 + \frac{1}{L_e} \langle s_1 \rangle_0 \langle v_1 \rangle_0 + \frac{2}{L_e} \langle s_1 \rangle_{1R} \langle v_1 \rangle_{1R} + \frac{2}{L_e} \langle s_1 \rangle_{1I} \langle v_1 \rangle_{1I} \\ & - \frac{1}{L_e} \langle s_2 \rangle_0 \langle v_2 \rangle_0 - \frac{2}{L_e} \langle s_2 \rangle_{1R} \langle v_2 \rangle_{1R} - \frac{2}{L_e} \langle s_2 \rangle_{1I} \langle v_2 \rangle_{1I} \end{aligned} \quad (3.55)$$

Benzer şekilde denklem (3.52) ve (3.53) kullanılarak, v_2 ve i_L 'nin birinci kat sayısının denklemleri elde edilebilir. Bu denklemlerde sanal ve reel bileşenlerine ayrılırsa toplamda $v_{2,0}$, $v_{2,1R}$, $v_{2,1I}$, $i_{L,0}$, $i_{L,1R}$ ve $i_{L,1I}$ olmak üzere altı denklem elde edilir. Bu denklemler (3.56)'da matrisel formda gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{2,0} \\ i_{L,1R} \\ i_{L,1I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_o C_o} & -\frac{4 \sin(d\pi)}{\pi C_o} & -\frac{4 \cos(d\pi)}{\pi C_o} \\ \frac{2 \sin(d\pi)}{\pi L_e} & -\frac{R_e}{L_e} & \omega_s \\ \frac{2 \cos(d\pi)}{\pi L_e} & -\omega_s & -\frac{R_e}{L_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2,0} \\ i_{L,1R} \\ i_{L,1I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{\pi L_e} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_N \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

4. ÇOK AJANLI PEKİŞTİRMELİ ÖĞRENME (MULTI AGENT REINFORCEMENT LEARNING-MARL)

Yapay zekâ alanının en önemli dallarından biri olan pekiştirmeli öğrenme bir ajanın çevresiyle etkileşim kurarak iteratif olarak belirlenen ödülü maksimum etmeye çalışarak en uygun davranışları öğrenmesini sağlayan bir yaklaşımdır. Geleneksel pekiştirmeli öğrenme paradigması tek bir ajanın sabit bir çevrede öğrenme sürecini modellemektedir. Bu yaklaşımda ajan çevreden aldığı ödül sinyallerine dayanarak eylemlerini değerlendirir ve zamanla daha iyi kararlar vermeyi öğrenir (Sutton & Barto, 2020).

Ancak gerçek dünyada karşılaştığımız problemlerin büyük çoğunluğu birden fazla karar verici aktörün (ajan) aynı anda bulunduğu ve bu aktörlerin birbirleriyle etkileşim halinde olduğu karmaşık sistemlerdir. Örneğin; trafikteki araçlar, bir fabrikanın üretim hattındaki robotlar, finansal piyasalardaki yatırımcılar veya bir video oyunundaki karakterler gibi. Bu tür ortamlarda bir ajanın en uygun davranışı yalnızca çevresel faktörlere değil aynı zamanda diğer ajanların davranışlarına da bağlı olarak değişmektedir.

İşte bu noktada çok-ajanlı pekiştirmeli öğrenme devreye girmektedir. Çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme birden fazla öğrenen ajanın aynı çevrede bulunduğu, bu ajanların hem çevreden öğrendiği hem de birbirlerinin davranışlarından etkilendiği dinamik sistemleri modellemek için geliştirilmiş bir yaklaşımdır. Bu alan pekiştirmeli öğrenme, oyun teorisi ve dağıtık sistemlerin kesişiminde yer almakta ve günümüzde birçok kritik uygulama alanında kullanılmaktadır.

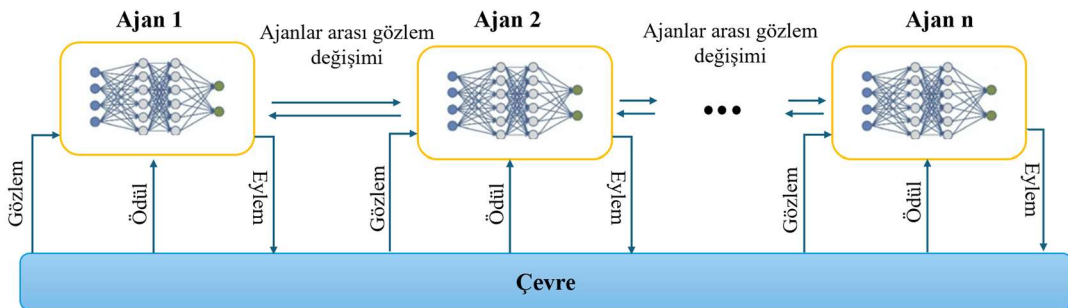
Tek ve çok ajanlı öğrenmelerin arasında bazı temel farklılıklar vardır. Tek ajanlı pekiştirmeli öğrenmede çevre durağan veya öngörülebilir şekilde değişen bir yapıya sahiptir. Ajan çevrenin kurallarını öğrenerek en uygun politikasını geliştirebilir. Çok ajanlı ortamlarda ise durum tamamen farklıdır. Her ajan diğer ajanların davranışlarından etkilendiği için çevre sürekli olarak değişen bir karakter sergiler. Bu durum durağan olmayan bir öğrenme ortamı yaratır ve geleneksel pekiştirmeli öğrenme algoritmalarının doğrudan uygulanmasını zorlaştırır.

Bir başka önemli fark ödül fonksiyonunun tasarımında ortaya çıkar. Tek ajanlı sistemlerde ajan kendi eylemlerinin sonuçlarını net bir şekilde gözlemleyebilirken çok ajanlı sistemlerde elde edilen sonuç birden fazla ajanın ortak etkisinden kaynaklanır. Buda hangi ajanın hangi sonuca neden olduğunu belirlemede zorluklar yaratır.

MARL yönteminin uygulama alanlarından bazıları şunlardır:

- Otonom araç koordinasyonu
- Robot takımları ve kollektif robotik
- Kaynak yönetimi ve dağıtık Sistemler
- Oyun yapay zekâsı ve eğlence sektörü

Çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme modern yapay zekâ araştırmalarının en dinamik ve gelecek vadeden alanlarından biridir. Tek ajanlı öğrenme paradigmalarının ötesine geçerek gerçek dünyada karşılaştığımız karmaşık etkileşimli sistemleri modellemek için güçlü bir çerçeve sunmaktadır. MARL'ın sunduğu teorik zenginlik ve pratik uygulama potansiyeli hem akademik araştırmacılar hem de endüstri pratisyenleri için önemli fırsatlar yaratmaktadır. Otonom sistemlerden akıllı şehirlere, robotik uygulamalardan finansal modellemeye kadar geniş bir uygulama yelpazesi bulunmaktadır. Ancak bu potansiyelin tam olarak gerçekleştirilmesi için halen çözülmesi gereken önemli zorluklar mevcuttur. Ölçeklenebilirlik, koordinasyon, güvenilirlik ve açıklana bilirlik gibi temel konularda yapılacak araştırmalar MARL'ın geleceğini şekillendirecektir. Özellikle interdisipliner yaklaşımların ve farklı araştırma alanlarının entegrasyonunun bu alanda kritik öneme sahip olduğu görülmektedir. Oyun teorisi, kontrol teorisi, dağıtık sistemler, bilişsel bilimler ve sosyal bilimler gibi alanlardan alınan içgörüler MARL'ın gelişimini hızlandıracaktır. Sonuç olarak MARL günümüzde hem teorik derinlik hem de pratik uygulama değeri açısından yapay zekâ alanının en önemli araştırma dallarından biri haline gelmiştir. Bu alanın gelişimi yalnızca teknolojik ilerlemeler açısından değil aynı zamanda toplumsal fayda ve insanlığın karşılaştığı küresel sorunların çözümü açısından da kritik öneme sahiptir. MARL sisteminin çalışma mantığı Şekil 30'da gösterilmiştir.



Şekil 30. MARL yapısı

4.1.1. MARL Teorik Temelleri ve Matematiksel Altyapısı

Markov Oyunları ve Genişletilmiş Markov Karar Süreci Modeli: Çok-ajanlı pekiştirmeli öğrenmenin matematiksel temeli tek-ajanlı Markov Karar Süreçlerinin doğal bir genişletmesi olan Markov oyunlarına dayanmaktadır. Bir Markov oyunu biçimsel olarak şu şekilde tanımlanır:

$$M = \left\langle A, D, \{E_i\}_i \in A, G, \{\ddot{O}_i\}_i \in A, \gamma \right\rangle \quad (3.57)$$

Bu tanımda:

- $A = \{1, 2, \dots, n\}$: Sistemdeki ajanların kümesini temsil eder.
- D : Tüm olası sistem durumlarının sonlu kümesidir. $|D| < \infty$
- E_i : i 'nci ajanın kullanabileceği eylemlerin kümesidir. $|E_i| < \infty$
- $G: D \times E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n \times D \rightarrow [0,1]$: Durum geçiş olasılık fonksiyonudur.
- $\ddot{o}_i: D \times E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n \rightarrow \mathbb{R}$: i 'inci ajanın ödül fonksiyonudur.
- $\gamma \in [0,1]$: Gelecekteki ödüllerin bugünkü değerini hesaplamak için kullanılan indirgeme faktörüdür.

Durum geçiş olasılığı matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir.

$$P(s_{t+1} | s_t, a_1^t, a_2^t, \dots, a_n^t) = \mathbb{P}[S_{t+1} = s_{t+1} | S_t = s_t, A_1^t = a_1^t, \dots, A_n^t = a_n^t] \quad (3.58)$$

Bu geçiş olasılığının Markov özelliğini sağlaması için:

$$\sum_{s' \in S} P(s' | s, a_1, a_2, \dots, a_n) = 1, \quad \forall s \in S, \forall (a_1, \dots, a_n) \in A_1 \times \dots \times A_n \quad (3.59)$$

Her ajan i için ödül fonksiyonu:

$$r_i^t = r_i(s_t, a_1^t, a_2^t, \dots, a_n^t) \quad (3.60)$$

olmalıdır. Bu matematiksel yapının en kritik özelliği her ajanın aldığı ödülün ve bir sonraki durumun yalnızca kendi eyleminden değil tüm ajanların ortak eylemlerinden etkilenmesidir. Ortak eylem uzayı $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$ şeklinde kartezyen çarpım olarak tanımlanır ve sistem karmaşıklığı $|A| = \prod_{i=1}^n |A_i|$ ile üstel olarak artar.

Politika Tanımları ve Optimizasyon Hedefleri: Her ajan i için bir politika $\pi_i: S \rightarrow \Delta(A_i)$ fonksiyonu ile tanımlanır. Burada $\Delta(A_i)$, A_i üzerindeki olasılık dağılımlarının kümesini ifade eder.

$$\pi_i(a_i | s) = \mathbb{P}[A_i^t = a_i | S_t = s] \quad (3.61)$$

Bu politika belirleyici veya olasılıksal olabilir. Belirleyici politika için:

$$\pi_i(s) = a_i \in A_i \quad (3.62)$$

Olasılıksal politika için:

$$\sum_{a_i \in A_i} \pi_i(a_i | s) = 1, \quad \pi_i(a_i | s) \geq 0, \quad \forall s \in S, \forall a_i \in A_i \quad (3.63)$$

denklemleri kullanılır. Tüm ajanların politikalarının birleşimi $\pi = (\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_n)$ şeklinde gösterilir. Buda birleşik politika sistemin genel davranışını belirler.

Her ajan i'nin değer fonksiyonu verilen politika profili π altında durumdan başlayarak elde edilen beklenen kümülatif ödülü ifade eder.

$$V_i^\pi(s) = \mathbb{E}_\pi \left[\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t r_i(s_t, a_1^t, \dots, a_n^t) \mid s_0 = s \right] \quad (3.64)$$

Benzer şekilde durum-eylem değer fonksiyonu:

$$Q_i^\pi(s, a_1, \dots, a_n) = \mathbb{E}_\pi \left[\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t r_i(s_t, a_1^t, \dots, a_n^t) \mid s_0 = s, a_1^0 = a_1, \dots, a_n^0 = a_n \right] \quad (3.65)$$

şeklinde olur. Bu değer fonksiyonları arasındaki kullanılan Bellman denklemleri:

$$V_i^\pi(s) = \sum_{a_1 \in A_1} \dots \sum_{a_n \in A_n} \pi_1(a_1 | s) \dots \pi_n(a_n | s) Q_i^\pi(s, a_1, \dots, a_n) \quad (3.66)$$

$$Q_i^\pi(s, a_1, \dots, a_n) = r_i(s, a_1, \dots, a_n) + \gamma \sum_{s' \in S} P(s' | s, a_1, \dots, a_n) V_i^\pi(s') \quad (3.67)$$

Her ajanın optimizasyon hedefi kendi uzun dönemli beklenen ödülünü maksimize etmektir.

$$J_i(\pi) = \mathbb{E}_{s_0 \sim \rho_0, \pi} \left[\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t r_i^t \right] = \mathbb{E}_{s_0 \sim \rho_0} [V_i^\pi(s_0)] \quad (3.68)$$

Burada ρ_0 , başlangıç durum dağılımıdır. Her ajan için en uygun politika:

$$\pi_i^* = \arg \max_{\pi_i} J_i(\pi_i, \pi_{-i}^*) \quad (3.69)$$

Ancak bu optimizasyon süreci diğer ajanların politikalarına (π_{-i}) bağlı olduğu için klasik optimizasyon problemlerinden temel olarak farklıdır.

Oyun Teorisi Temelleri ve Etkileşim Türleri: Çok-ajanlı pekiştirmeli öğrenme sistemleri ajanlar arasındaki etkileşimin doğasına göre farklı kategorilere ayrılır. Bu kategoriler sistem tasarımı ve algoritma seçimi açısından kritik öneme sahiptir.

İşbirlikçi (Kooperatif) Oyunlar (Cooperative Games): İşbirlikçi senaryolarda tüm ajanlar ortak bir hedefi paylaşır. Aynı küresel ödül sinyali alır. Bu durumda matematiksel olarak:

$$r_1(s, a_1, \dots, a_n) = r_2(s, a_1, \dots, a_n) = \dots = r_n(s, a_1, \dots, a_n) = r^{\text{global}}(s, a_1, \dots, a_n) \quad (3.70)$$

Bu tür sistemlerde ortak değer fonksiyonu:

$$V^{tot}(s) = V_1^\pi(s) = V_2^\pi(s) = \dots = V_n^\pi(s) \quad (3.71)$$

En uygun ortak politika:

$$\pi^* = \arg \max_{\pi} \mathbb{E}_{s_0 \sim \rho_0} [V^{tot}(s_0)] = \arg \max_{\pi} \mathbb{E}_{\pi} \left[\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t r^{\text{global}}(s_t, a_1^t, \dots, a_n^t) \right] \quad (3.72)$$

olmaktadır. Bu tür sistemlerde temel zorluk yapısal kredi atama problemidir. Küresel ödül sinyali $r^{\wedge\{global\}}$ alındığında, bireysel katkıları ayırt etmek için:

$$\phi_i(s, a_1, \dots, a_n) = r^{\text{global}}(s, a_1, \dots, a_n) - r^{\text{global}}(s, a_1, \dots, a_{i-1}, a_i^{\text{default}}, a_{i+1}, \dots, a_n) \quad (3.73)$$

yaklaşımı kullanılır. Bu fark ödül yaklaşımı, i'nci ajanın marjinal katkısını hesaplar.

Rekabetçi Oyunlar (Competitive Games): Rekabetçi senaryolarda ajanlar farklı ve çoğu zaman çelişkili hedeflere sahiptir. En basit örnek sıfır toplamlı oyunlardır.

$$\sum_{i=1}^n r_i(s, a_1, \dots, a_n) = 0, \quad \forall s \in S, \forall (a_1, \dots, a_n) \in A \quad (3.74)$$

İki ajanlı sıfır toplamlı oyunlarda ise,

$$r_1(s, a_1, a_2) = -r_2(s, a_1, a_2) \quad (3.75)$$

Bu durumda birinci ajanın kazancı ikinci ajanın kaybı anlamına gelir. En uygun politikalar en küçük-en büyük teoremi ile belirlenir.

$$\max_{\pi_1} \min_{\pi_2} \mathbb{E}_{\pi_1, \pi_2} [r_1(s, a_1, a_2)] = \min_{\pi_2} \max_{\pi_1} \mathbb{E}_{\pi_1, \pi_2} [r_1(s, a_1, a_2)] \quad (3.76)$$

Karma Motivasyonlu Oyunlar (Mixed-Motive Games): Gerçek dünya uygulamalarının çoğu tam işbirlikçi veya tam rekabetçi olmayan karma yapılar sergiler. Bu durumda,

$$r_i \neq r_j \text{ for } i \neq j \text{ and } \sum_{i=1}^n r_i \neq \text{sabit} \quad (3.77)$$

Örneğin, trafikteki araçlar için,

$$r_i(s, a_1, \dots, a_n) = w_1^i \cdot \text{güvenlik}(s, a_1, \dots, a_n) + w_2^i \cdot \text{verimlilik}_i(s, a_1, \dots, a_n) + w_3^i \cdot \text{konfor}_i(s, a_1, \dots, a_n) \quad (3.78)$$

Burada $w^i = w_1^i, w_2^i, w_3^i$ her ajanın tercih vektörünü temsil eder.

4.1.2. MARL Algoritmaları ve Metodolojik Yaklaşımlar

Bağımsız Öğrenenler Yaklaşımı (Independent Learners): En basit MARL yaklaşımı her ajanın diğer ajanları görmezden gelerek bağımsız olarak öğrenmesidir. Bu yaklaşımda her ajan standart tek ajanlı pekiştirmeli öğrenme algoritmalarını (Q-öğrenme, SARSA, Politika Gradyanı gibi) kullanır. Diğer ajanları çevrenin durağan bir parçası olarak değerlendirir (Sutton & Barto, 2020).

Avantajları:

- Uygulama kolaylığı ve hesaplama verimliliği
- Mevcut tek ajanlı algoritmaların doğrudan kullanılabilmesi
- Ölçeklenebilirlik açısından avantajlı olması

Dezavantajları:

- Çevrenin durağan olmaması nedeniyle yakınsama garantisinin bulunmaması
- Koordinasyon problemlerinin çözülmemesi
- Diğer ajanların davranış değişikliklerine uyum sağlayamaması

Bağımsız öğrenenler yaklaşımı basit problemler için etkili olabilir ancak karmaşık koordinasyon gerektiren görevlerde yetersiz kalır.

Merkezi Eğitim-Dağıtık Uygulama (CTDE) Paradigması: Merkezi Eğitim-Dağıtık Uygulama, modern çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme araştırmalarında en yaygın paradigmalardan biridir. Bu yaklaşımda eğitim ve uygulama aşamalarında farklı bilgi erişim seviyelerini kullanır.

Eğitim aşamasında tüm ajanların gözlemleri, eylemleri ve hatta iç durumları merkezi bir eğitim sistemine erişilebilir. Bu sayede ajanlar arasındaki koordinasyon ve iş birliği en uygun şekilde öğrenilebilir. Uygulama aşamasında ise her ajan yalnızca kendi yerel gözlemlerine dayalı olarak karar verir. Böylece gerçek dünya uygulamalarında iletişim kısıtlarına ve gizlilik gereksinimlerine uyum sağlar.

CTDE yaklaşımının temel matematiksel formülasyonu şu şekildedir. Burada Q_i , (3.77) denkleminde verilen 'i' ajanı için durum eylem değer geçiş fonksiyonudur.

$$\text{Eğitim } Q^{\pi}(s, a_1, a_2, \dots, a_n) \leftarrow Q^{\pi}(s, a_1, a_2, \dots, a_n) + a \left[r + \gamma \max_{a'} Q^{\pi}(s', a'_1, a'_2, \dots, a'_n) - Q^{\pi}(s, a_1, a_2, \dots, a_n) \right] \quad (3.79)$$

$$\text{Uygulama: } a_i = \operatorname{argmax}_{a_i} Q_i(o_i, a_i) \quad (3.80)$$

MARL sistemindeki temel zorluklar ve açık problemler ise aşağıdaki gibi özetlenebilir.

• Kredi Atama Problemi (Credit Assignment Problem): MARL sistemlerindeki en temel zorluklardan biri kredi atama problemidir. Bu problem iki farklı boyutta ortaya çıkar.

1) Zamansal Kredi Atama (Temporal Credit Assignment): Uzun dönemli görevlerde mevcut ödülün geçmişte alınan hangi eylemlerden kaynaklandığını belirlemek zordur. Bu problem tek-ajanlı sistemlerde de vardır ancak çok-ajanlı ortamlarda daha karmaşık hale gelir.

2) Yapısal Kredi Atama (Structural Credit Assignment): Çok ajanlı ortamlarda ortaya çıkan yeni bir zorluktur. Küresel bir ödül sinyali alındığında bu ödülün hangi ajanların katkılarından kaynaklandığını belirlemek gerekir.

Örnek senaryo: Bir robot takımının birlikte bir nesneyi hedef noktaya taşıması durumunda görevin başarılı tamamlanması sonrası alınan pozitif ödül tüm robotların ortak başarısıdır. Ancak hangi robotun daha kritik katkılarda bulunduğunu ve gelecekteki görevlerde hangi davranışların pekiştirilmesi gerektiğini belirlemek zordur. Bu durumda çözüm yaklaşımları ise şu şekildedir.

- Fark Ödülleri (Difference Rewards): Bir ajanın sistemden çıkarılması durumunda oluşan fark üzerinden bireysel katkıyı hesaplama
- Oyun Teorisi Katkı Değeri (Shapley Value): Oyun teorisinden alınan adil katkı paylaşımı yöntemi
- Olmayan Durumları Değerlendirme (Counterfactual Reasoning): Ajanın farklı davranması durumunda oluşacak senaryoları değerlendirme
- Keşif-Sömürü Dengesi (Exploration-Exploitation Trade-off)

Çok ajanlı ortamlarda keşif stratejileri çok daha kritik ve karmaşık hale gelmektedir. Bu karmaşıklığın nedenleri şunlardır:

1) Koordineli Keşif Gerekliliği: Bireysel ajanların bağımsız keşif yapması sistemin toplu keşif performansını olumsuz etkileyebilir. Örneğin tüm ajanların aynı anda rastgele eylemler seçmesi kaos yaratabilir.

2) Keşif Verimliliği: Ajan sayısı arttıkça toplam keşif kapasitesi artsa da bu kapasitenin verimli kullanılması için koordinasyon gerekir.

Ajan sayısının artmasıyla birlikte sistem karmaşıklığı eksponansiyel olarak büyür. N ajanın bulunduğu bir sistemde aşağıdaki gibidir.

- Durum uzayı: $|S| \times |O_1| \times |O_2| \times \dots \times |O_n|$
- Eylem uzayı: $|A_1| \times |A_2| \times \dots \times |A_n|$
- Politika uzayı: $|\Pi_1| \times |\Pi_2| \times \dots \times |\Pi_n|$

Bu eksponansiyel büyüme pratik uygulamalarda ciddi hesaplama zorluklarına yol açar. Bu hesaplamaların yapılması için aşağıdaki metotlar kullanılır.

- Hiyerarşik ayrıştırma: Büyük takımları alt-takımlara bölme
- Yaklaşık yöntemler: Function approximation ve sampling tabanlı yaklaşımlar
- Modüler tasarım: Sistemi bağımsız alt-sistemlere ayırma
- Kısmi Gözlemlenebilirlik (Partial Observability)

Gerçek dünya uygulamalarında ajanlar genellikle tam durum bilgisine sahip değildirler. Bu durum birkaç faktörden kaynaklanabilir.

- Sensör Kısıtları: Fiziksel ajanların sensör kapasiteleri sınırlıdır ve çevrenin yalnızca bir kısmını gözlemleyebilirler.
- İletişim Kısıtları: Ajanlar arasındaki iletişim bant genişliği, gecikme veya güvenlik nedenleriyle kısıtlı olabilir.
- Gizlilik Gereksinimleri: Bazı uygulamalarda ajanların tüm bilgilerini paylaşması mümkün veya istenebilir olmayabilir. Çözüm yaklaşımlarında ise aşağıdaki yöntemler kullanılır.
 - 1) Bellek Sistemleri (Memory Mechanisms): LSTM, GRU gibi bellek ağları kullanımı
 - 2) İletişim Protokolleri (Communication Protocols): Etkili iletişim protokolleri tasarımı
 - 3) Olasılıksal Durum Tahmini (Belief State Tracking): Olasılıksal durum takibi yöntemleri

5. YAPILAN ÇALIŞMALAR

5.1. Giriş

Modern güç elektroniği sistemlerinde, özellikle yenilenebilir enerji uygulamaları ve elektrikli araç şarj, yüksek verimli güç dönüşümü giderek daha kritik hale gelmektedir. Çift Aktif Köprü (DAB) konvertörler sundukları çift yönlü güç akışı kabiliyeti ve galvanik izolasyon özellikleri sayesinde bu uygulamalarda yaygın olarak tercih edilmektedir (Deb, Sing, Brooks, & Bai, 2021). Ancak DAB konvertörlerin verimlilik optimizasyonu özellikle geniş güç ve gerilim aralıklarında çalışma gereksinimi nedeniyle karmaşık bir mühendislik problemi olarak incelenmektedir.

Bu tezin temel motivasyonu DAB konvertörlerin verimlilik performansını sistematik bir şekilde iyileştirmektir. Günümüzde elektrikli araç şarj istasyonları, güneş enerjisi sistemleri ve endüstriyel güç kaynakları gibi uygulamalarda kullanılan DAB konvertörlerin verimliliği sistemin toplam maliyetini, güvenilirliğini ve enerji tüketimini doğrudan etkilemektedir. Özellikle yüksek güç seviyelerinde verimlilikteki küçük iyileştirmeler bile önemli enerji tasarrufu ve maliyet avantajı sağlamaktadır.

DAB konvertörlerde verimlilik kaybına neden olan temel mekanizmalar üç ana kategoride incelenebilir. Bunlar yarı iletken anahtarlama kayıpları, iletim kayıpları ve manyetik eleman kayıplarıdır. Bu kayıp mekanizmalarının her biri konvertörün çalışma koşullarına ve kontrol stratejisine bağlı olarak farklı oranlarda toplam verimlilik üzerinde etkili olmaktadır. SPS ve TPS anahtarlama stratejileri bu kayıpların minimize edilmesi için kullanılan iki temel yaklaşımı temsil etmektedir.

Mevcut literatürde DAB konvertörlerin verimlilik optimizasyonu konusunda çeşitli çalışmalar bulunmakla birlikte özellikle TPS anahtarlama stratejisinin farklı çalışma koşulları altındaki performansları konusunda kapsamlı bir araştırma eksikliği göze çarpmaktadır (Tang, ve diğerleri, 2021). Bu çalışma söz konusu eksikliği gidermek amacıyla DAB konvertörlerin SPS ve TPS anahtarlama stratejilerinin verimlilik üzerindeki etkilerini detaylı olarak incelemektedir.

Tezin ilk aşamasında DAB konvertörün temel yapısal parametreleri belirlenmiştir. Bu kapsamda transformatör parametrelerinin pasif bileşen değerlerinin belirlenmesi verimlilik odaklı bir yaklaşımla incelenmiştir. İkinci aşamada, SPS anahtarlama yönteminin analizi üzerine yoğunlaşmıştır. Geleneksel faz kayması kontrol yöntemi detaylıca incelenmiştir.

Bu çalışmada SPS anahtarlama tekniğinin yüksek güç uygulamalarındaki potansiyeli ve zayıf noktaları net bir şekilde ortaya konulmuştur. Üçüncü aşamada ise, TPS anahtarlama stratejisinin sunduğu ek serbestlik derecelerinin verimlilik optimizasyonunda kullanılması üzerine odaklanılmıştır. Çoklu darbe modülasyonunun getirdiği avantajlar özellikle kısmi yük koşullarında ve geniş gerilim aralıklarında daha belirgin hale gelmektedir. Bu kapsamda uygulanan MARL algoritmaları, akım stresinin azaltılması, reaktif güç kayıplarının minimize edilmesi ve verimlilik artırılması konularında önemli iyileştirmeler sağlamıştır.

5.2. DAB Konvertör Verimlilik Optimizasyonu

DAB konvertörlerin verimlilik optimizasyonunda reaktif güç akışının kontrolü ve minimize edilmesi kritik bir rol oynamaktadır. Konvertörün çalışması sırasında primer ve sekonder taraf arasındaki güç akışı, anahtarlama stratejilerinin belirlediği dalga şekilleri tarafından kontrol edilmektedir. Bu tezde verimlilik optimizasyonu için geliştirilen özgün kontrol yaklaşımı reaktif güç akışını minimize ederek sistem performansını iyileştirmeyi hedeflemektedir.

DAB konvertörlerde, primer ve sekonder taraf arasındaki faz farkı ve anahtarlama paternleri aktif ve reaktif güç akışını doğrudan etkilemektedir. Geleneksel kontrol yöntemlerinde sadece faz farkı kontrolü kullanılmakta ve bu durum özellikle geniş gerilim aralıklarında yüksek reaktif güç akışına neden olmaktadır. Geliştirilen optimizasyon yaklaşımı anahtarlama paternlerini dinamik olarak ayarlayarak reaktif güç akışını minimize etmeyi ve böylece sistem verimliliğini artırmayı amaçlamaktadır.

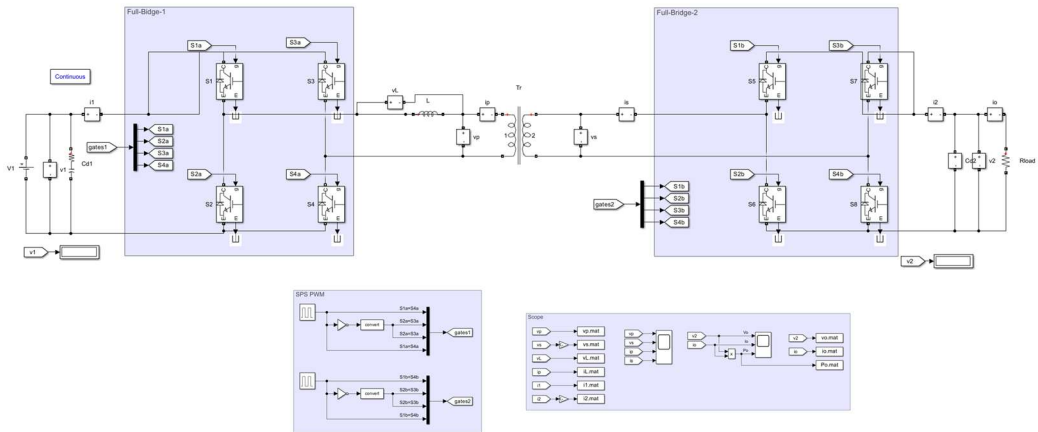
Optimizasyon algoritması sistem çalışma koşullarını (giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve yük durumu) sürekli olarak izleyerek en uygun anahtarlama stratejisini belirlemektedir. Bu süreçte aktif güç transferi gereksinimini karşılarken reaktif güç akışını minimize eden optimal anahtarlama parametreleri hesaplanmaktadır. Algoritma her çalışma noktası için primer ve sekonder taraftaki anahtarlama zamanlamalarını optimize ederek güç dönüşüm sürecindeki enerji kayıplarını azaltmaktadır.

Sistemin dinamik davranışı göz önüne alındığında optimize edilmiş anahtarlama stratejilerinin geçiş rejimlerindeki performansı da büyük önem taşımaktadır. Geliştirilen kontrol algoritması yük ve gerilim değişimlerine hızlı yanıt verebilmekte ve bu geçiş süreçlerinde de reaktif güç akışını kontrol altında tutabilmektedir. Bu sayede sistem genelinde sürdürülebilir yüksek verimlilik elde edilmektedir.

5.2.1. SPS Modülasyonu Kullanılan DAB Dönüştürücünün Analizi

Bu bölümde DAB dönüştürücünün temel çalışma karakteristikleri ve performans değerleri detaylı olarak incelenmiştir. Konverterin performansını belirleyen en kritik parametre olan faz kayması açısının güç aktarımı, yumuşak anahtarlama koşulları ve sistem verimliliği üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Analizler 800V giriş, 500V çıkış gerilimi ve 10kW-50kW güç aralığında önce yüksüz durumda gerçekleştirilmiştir. En sonda yüklü durum analizleri yapılmıştır. Öncelikle DAB konverterin yüksüz durumda güç aktarım karakteristiği ve faz kayması ilişkisi teorik olarak modellenmiş, ardından farklı güç seviyelerinde ZVS (Zero Voltage Switching) çalışma bölgeleri belirlenmiştir. Sonra konverterin verimlilik analizi yapılarak farklı güç seviyelerinde kayıp dağılımları hesaplanmıştır. Bu analizler sonucunda SPS modülasyonunun kısıtlamaları belirlenmiş ve alternatif modülasyon stratejileri için optimizasyon ihtiyacı ortaya konmuştur. Elde edilen grafikler ve açıklamalar gerçekleştirilen analizlerin sonuçlarını detaylı bir şekilde sunmaktadır.

SPS anahtarlama stratejisi bu dönüştürücüde yaygın olarak kullanılan temel kontrol yöntemlerinden biridir. SPS anahtarlama yönteminin detaylı analizi hazırlanan DAB dönüştürücü modeli üzerinden yapılmıştır. Şekil 31'de dönüştürücünün temel devre topolojisi, primer ve sekonder tarafta bulunan tam köprü yapıları ile bu köprüler arasındaki yüksek frekanslı transformatörün matlab/simulink ortamında modellenmiş hali gösterilmiştir.



Şekil 31. SPS modülasyonu için kullanılan DAB simulink modeli

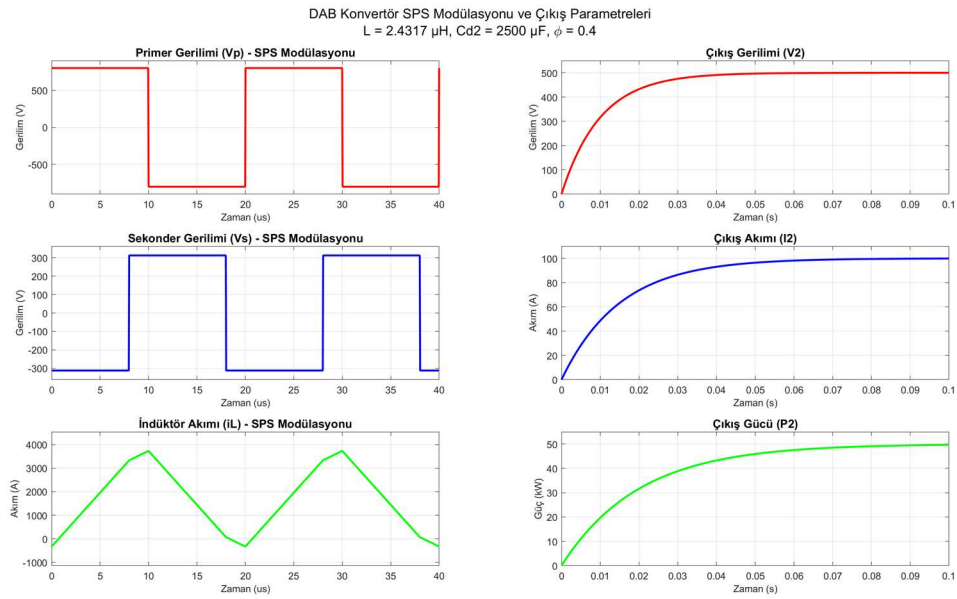
Giriş bölümünde detaylı olarak açıklandığı üzere SPS anahtarlama stratejisinde güç transferi, primer ve sekonder taraf köprüleri arasındaki faz kayma oranı (d) ile kontrol

edilmektedir. Denklem (3.29)'da verilen güç transfer ifadesi, faz kayması, anahtarlama frekansı ve sistem parametreleri arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Bu denklemden yola çıkarak optimal faz kayması değerinin belirlenmesi sistem verimliliğinin artırılmasında kritik rol oynamaktadır.

Tablo 9. DAB dönüştürücünün elektriksel parametreleri

Parametre	Değer
Giriş gerilimi	800 V
Çıkış gerilimi	500V
Nominal çıkış gücü	50kW
Nominal yük akımı	100A
Anahtarlama frekansı	100kHz
Maksimum faz kayma oranı	0.4
Çıkış dalgalanma gerilimi	100mV
N	1.6
Toplam kaçak endüktans	2.4317μH
Çıkış filtre kondansatörü	2500μF

Şekil 32’de, Tablo 9’da verilen parametrelerle Matlab simulinkte SPS modülasyonu ile modellenmiş DAB dönüştürücünün çıkış gerilim-akım ve güç grafikleriyle, primer-sekonder gerilimleri ve kaçak endüktans akım grafikleri gösterilmiştir.



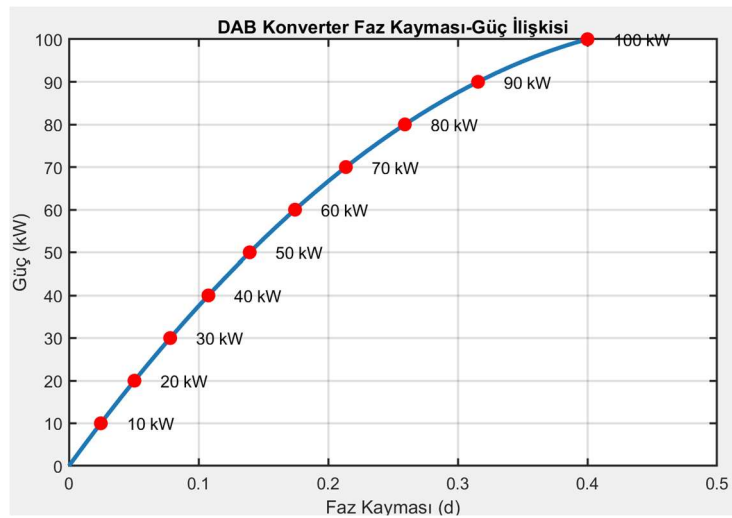
Şekil 32. SPS modülasyonu kullanılan DAB dönüştürücü benzetim sonuçları

SPS modülasyonunda güç ifadesi;

$$P_o = \frac{nV_1V_2}{2f_sL}d(1-d) \quad , \quad 0 < \phi < \pi \quad (3.81)$$

şeklinde yazılır. Burada d faz kayma oranını, ϕ faz kayma açısını ifade eder ve $d = \phi/\pi$ 'dir. Şekil 32'de DAB konverter simülasyon sonuçları 800V giriş gerilimi ve 500V çıkış gerilimi için elde edilmiştir. Sol taraftaki grafikler dönüştürücünün temel çalışma prensibini göstermektedir. Primer gerilimi (V_p) ile sekonder gerilimi (V_s) arasında $d = 0.4$ değerinde maksimum faz kayması sağlanarak optimal güç transferi elde edilmiştir. İndüktör akımı (i_L) güç transferini doğrudan etkilemiştir. Faz kaymasına bağlı olarak da üçgenimsi dalga formunda seyretmektedir. Sağ taraftaki grafiklerde de istenilen güç transferini sağladığı görülmektedir.

Optimum sistem tasarımı için hesaplanan $L=2.43\mu\text{H}$ ve $C_{d2}=2500\mu\text{F}$ değerleri teorik olarak istenilen güç seviyesini sağlasa da pratik uygulamalarda L değerinin bu kadar düşük olması yüksek tepe akımlarına neden olabilmektedir. Bu nedenle endüstriyel uygulamalarda güvenilirlik ve komponentlerin dayanıklılığı açısından indüktans değerinin 5-10 μH aralığında seçilmesi daha uygundur. C_{d2} değeri ise tamamen makul ve ticari olarak temin edilebilir seviyededir. Simülasyon sonuçları tasarlanan DAB konvertörün elektrikli araçlar, yenilenebilir enerji sistemleri ve şebeke destekli uygulamalar gibi yüksek verimlilik gerektiren alanlarda başarıyla kullanılabileceğini göstermektedir.



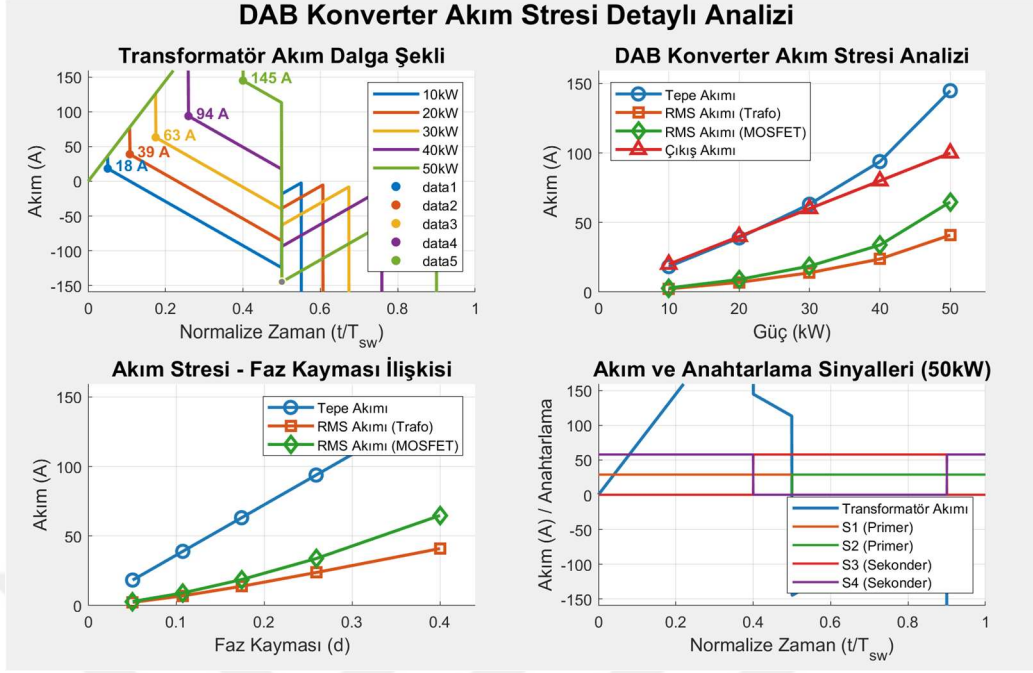
Şekil 33. SPS modülasyonlu DAB dönüştürücüde faz kayması-güç ilişkisi

Şekil 33 DAB konverterin faz kayması ve güç ilişkisini göstermektedir. Grafikte görüldüğü gibi ikisinin arasında doğrusal olmayan bir ilişki vardır. Bu grafikte anlaşıldığı gibi güç aktarımı faz kayması parametresi ile optimize edilebilir. 10 kW'tan 100 kW'a kadar belirli güç seviyelerinde işaretlenmiş noktalar konverterin geniş bir güç aralığında çalıştırılabildiğini vurgulamaktadır. Grafikte gösterilen mavi eğri teorik olarak faz kayması parametresinin 0-0.5 arasında değişiminde elde edilebilecek güç değerlerini temsil etmektedir. Eğri matematiksel olarak $d(1 - d)$ şeklinde hesaplandığı için $d=0.5$ olduğunda maksimum değere ulaşır. Ancak pratikte uygulama zorluklarından dolayı belirtildiği gibi $d_{max}= 0.4$ olarak sınırlandırılmıştır. Bu yüzden maksimum 100 kW güç seviyesine bu değerde ulaştığı görülür. Elde edilen sonuçlarla DAB dönüştürücülerde güç kontrolünün faz kayması modülasyonu ile sağlanabileceği görülmektedir. Bu grafiğe göre farklı güç seviyelerinde çalışmak için gerekli faz kayması değerleri tablo gösterilmiştir.

Tablo 10. DAB dönüştürücülerde farklı güç seviyelerinde faz kayması ve açı değerleri

Güç Seviyesi	Faz kayması (d)	Açı (ϕ)
10kW	0.0506	9.1°
20 kW	0.1076	19.36°
30 kW	0.1744	31.40°
40 kW	0.2592	46.65°
50 kW	0.4	72°

Şekil 34'teki transformatör akım dalga şekli incelendiğinde, farklı güç seviyelerinde bir anahtarlama periyodu boyunca transformatör akımının zamanla değişimi görülmektedir. Grafikte yatay eksen 0'dan 1'e normalize edilmiş zamanı göstermektedir. Bu değer bir anahtarlama periyodunun kesirli kısmını ifade etmektedir (0 başlangıç, 1 tam bir periyot). Dikey eksen ise akım değerini göstermektedir. Görüldüğü üzere güç seviyesi arttıkça akım tepe değerleride belirgin şekilde artmıştır. Her bir güç için kendi faz kayması noktasında maksimum akım tepe değeri oluşur. 10kW güç seviyelerinde bu değer 18A iken, 50kW'da 145A olmuştur. Akım dalga şekli bir anahtarlama periyodu boyunca doğrusal olarak artmış ve azalmıştır. Bu davranış dönüştürücünün endüktans üzerinden enerji transferini göstermektedir.

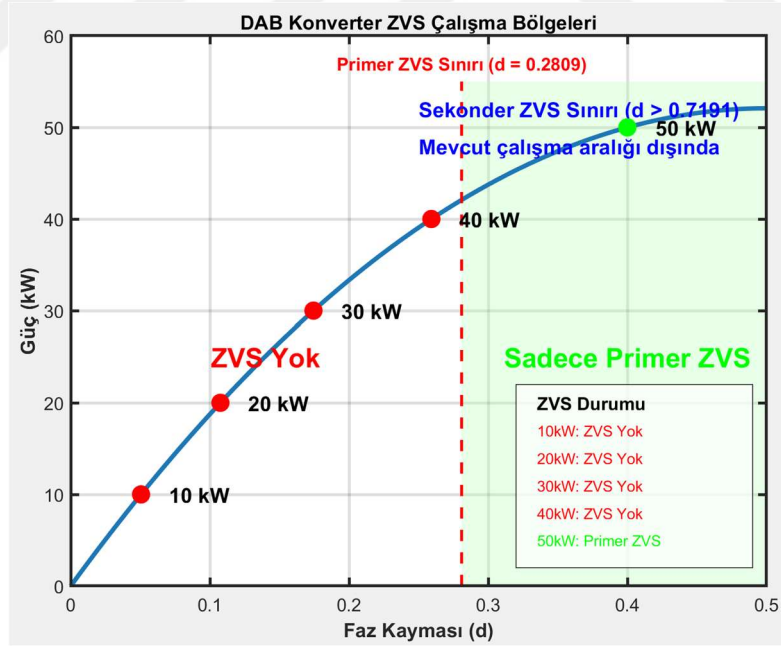


Şekil 34. DAB dönüştürücü akım stresi detaylı analizi

Şekil 34'teki DAB konverter akım stresi analizi grafiği incelendiğinde, mavi renkteki tepe akımı transformatör ve mosfetlerin maruz kaldığı maksimum anlık akım değerini gösterir. Bu değer özellikle yüksek güç seviyelerinde anahtarlama elemanlarının dayanıklılığı açısından önemlidir. Turuncu renkli RMS akımı (trafo) eğrisi transformatörün efektif akımını gösterir. Bu değer transformatörün ısınması ve kayıpların hesaplanması için önemlidir. Yeşil renkli RMS (MOSFET) eğrisi mosfetlerin iletim kayıpları ve termal tasarımında önemli olan mosfet efektif akım değerini gösterir. Transformatörün ve MOSFET'lerin RMS akımları düşük güç seviyelerinde oldukça düşük değerlerde seyrederken (sırasıyla 2A ve 3A), yüksek güç seviyelerinde belirgin artış göstermektedir (sırasıyla 40A ve 65A). Burada dikkat edilmesi gereken nokta 30kW üzerindeki güç seviyelerinde tepe akımının çıkış akımını önemli ölçüde aşmasıdır. Bu durum yüksek güç uygulamalarında anahtarlama elemanlarının ve transformatörün seçiminde tepe akımının kritik bir tasarım parametresi olduğunu göstermektedir. MOSFET'lerin RMS akımının transformatör RMS akımından daha yüksek olması güç elektroniği devrelerinin termal yönetiminde yarı iletken elemanlar için daha yüksek soğutma kapasitesi gerektirdiğini gösterir. Kırmızı çıkış akımı eğrisi ise dönüştürücü çıkışındaki doğru akım değerini gösterir. Çıkış akımı güçle doğrusal bir ilişki göstermiştir.

Şekil 34'teki akım stresi-faz kayması grafiği ikisinin arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Faz kayması değeri arttıkça transformatör ve anahtarlama elemanlarındaki akım stresinin de arttığı açıkça görülmektedir. Düşük faz kayması değerlerinde ($d < 0.2$) akım stresi göreceli olarak düşük seviyede kalırken faz kayması 0.4 değerine yaklaştığında akım stresinde önemli bir artış gözlenmektedir. Bu ilişki konverter kontrolünde faz kaymasını sınırlamanın önemini vurgulamakta ve optimum çalışma noktasının belirlenmesinde akım stresinin de göz önünde bulundurulması gerektiğini göstermektedir.

Şekil 34'teki akım ve anahtarlama sinyalleri grafiğinde 50kW güç seviyesinde transformatör akımı ve anahtarlama sinyalleri arasındaki ilişki gösterilmiştir. Primer ve sekonder taraf anahtarlama sinyalleri arasındaki faz farkı (72°) akım dalga şeklini ve dolayısıyla güç aktarımını belirlemektedir. Grafikte görüldüğü gibi akım dalga şekli anahtarlama anlarında yön değiştirmektedir. Bu geçişler sırasında akımın pozitif veya negatif olması anahtarların sert veya yumuşak anahtarlama yapmasını etkilemektedir. Akımın polaritesi anahtarlama anlarında sistemin ZVS koşullarını sağlayıp sağlamadığını belirlemede kritik öneme sahiptir.

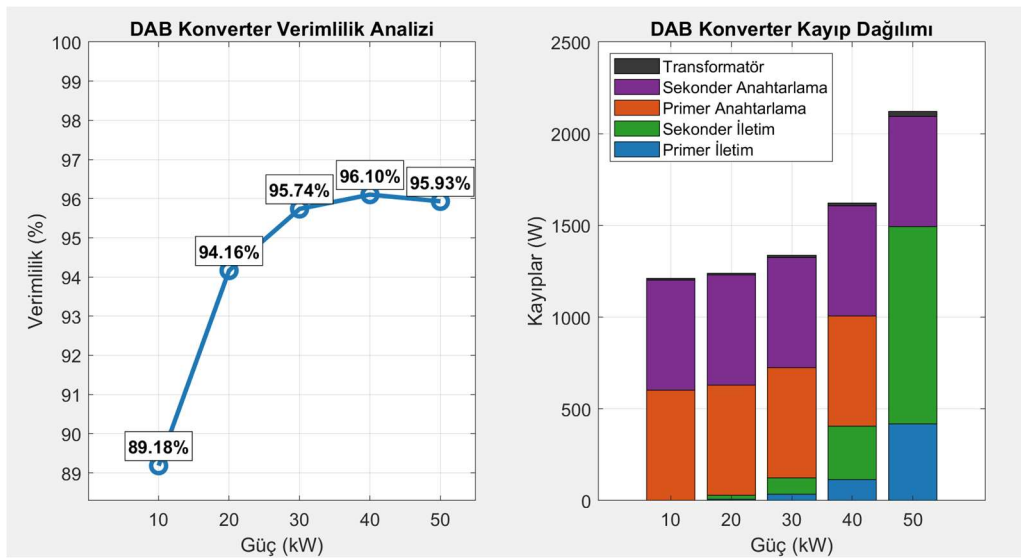


Şekil 35. DAB konverter ZVS çalışma bölgeleri

Şekil 35'te farklı güç seviyelerinde yumuşak anahtarlama koşulları gösterilmiştir. DAB konverterlerde ZVS koşulları faz kayması değerine bağlıdır. Bu değerde konverterin

giriş-çıkış gerilim değeri ve transformatörün dönüştürme oranı ile değişmektedir. Ayrıca farklı güç seviyelerinde hangi ZVS koşullarının sağlandığı gösterilmiştir. Primer taraf için ZVS koşul hesabı $d > V_2/(NV_1 + V_2)$ denklemi ile yapılır. Model için kullandığımız değerleri göz önüne alırsak, $d > 500/(1.6 \times 800 + 500) = 0.2809$ olarak bulunur. Primer tarafında anahtarlama anında transformatör akımının ileri yönde olması gerekir. Bu anahtarlar açıldığında parazitik kapasitelerin deşarj olmasını ve sıfır gerilimde anahtarlama yapılmasını sağlar. Koşulun sağlanması için faz kaymasının belirli bir değerden büyük olması gerekir. Sekonder taraf için ZVS koşul hesabı ise $d > NV_1/(NV_1 + V_2)$ denklemi ile yapılır. Bu durumda $d > 1.6 \times 800/(1.6 \times 800 + 500) = 0.7191$ olarak hesaplanır.

Şekil 35'te görüldüğü gibi 10kW, 20kW, 30kW ve 40kW güç seviyelerinde faz kayması değerleri (sırasıyla $d = 0.0506, 0.1076, 0.1744$ ve 0.2592) primer ZVS koşulunun altında kalmıştır. Bu yüzden bu güç seviyelerinde her iki tarafta da sert anahtarlama (hard-switching) gerçekleşmektedir. Sadece 50kW güç seviyesinde faz kayması değeri ($d = 0.4000$) primer ZVS koşulunu sağlamakta, ancak sekonder ZVS koşulunu sağlamamaktadır. Sekonder tarafta ZVS koşulunun sağlanabilmesi için $d > 0.7191$ olması gerekirken bu değer DAB konverterin normal çalışma aralığının dışında kalmaktadır. Bu analiz sonucunda incelenen DAB konverter topolojisinde tam anlamıyla yumuşak anahtarlamanın (her iki tarafta da ZVS) mümkün olmadığı ancak yüksek güç seviyelerinde kısmi yumuşak anahtarlama (sadece primer tarafta ZVS) elde edilebildiği görülmüştür. Düşük güç seviyelerinde ZVS koşullarını iyileştirmek için farklı modülasyon teknikleri kullanılabilir.



Şekil 36. DAB konverter verimlilik analizi ve kayıp dağılımı

Şekil 36'da gösterilen verimlilik analizi grafikleri farklı güç seviyelerinde dönüştürücünün performansını göstermektedir. Sol taraftaki grafik verimlilik eğrisini sağ taraftaki grafik ise kayıp dağılımını vermiştir. Verimlilik eğrisinde görüldüğü gibi konverter 10kW güç seviyesinde %89.17 verimlilikle çalışırken güç seviyesi arttıkça verimlilik de artmaktadır. 20kW'ta verimlilik %94.16'ya, 30kW'ta %95.73'e yükselmekte ve 40kW'ta %96.10 ile maksimum değerine ulaşmaktadır. Ancak 50kW güç seviyesinde verimlilik %95.93'e düşmektedir. Düşüşün sebebi güç seviyesi arttıkça iletim kayıplarının ikinci dereceden artması ve bu artışın ZVS avantajına baskın gelmesidir.

Verimlilik analizi yapılırken dönüştürücüdeki kayıpların modellenmesi yapılmış ve her bir güç seviyesi için optimal faz kayması değeri (d) kullanılmıştır. Verimlilik hesaplamalarında iletim kayıpları, anahtarlama kayıpları, transformatör kayıpları ve gate sürücü kayıpları dikkate alınmıştır. İletim kayıpları mosfetlerin iletme geçtiği durumlarda $R_{DS(on)}=25m\Omega$ değeri üzerinden hesaplanmış ve akımın karesine bağlı olarak artmıştır. Anahtarlama kayıpları ise ZVS koşullarına bağlı olarak belirlenmiştir. ZVS sağlanamayan durumlarda her bir anahtarlama için 3mJ enerji kaybı olmuştur. ZVS koşullarının sağlandığı durumlarda anahtarlama kayıpları ihmal edilmiştir. Transformatör kayıpları, çekirdek kayıpları (sabit 5W/kg) ve sargı kayıpları (I^2R) olarak iki bileşen halinde modellenmiştir. Gate sürücü kayıpları ise mosfet kapı yükü ($Q_g=250nC$), sürücü gerilimi ($V_{gate}=15V$) ve anahtarlama frekansına bağlı olarak hesaplanmıştır. Toplam verimlilik ise çıkış gücünün, çıkış gücü ile toplam kayıpların toplamına oranı alınarak hesaplanmıştır.

Kayıp dağılımı grafiği toplam kayıpların bileşenlerini göstermektedir. Düşük güç seviyelerinde (10kW-30kW) primer ve sekonder taraftaki anahtarlama kayıpları toplam kayıpların önemli bir kısmını oluşturmaktadır. Bu durumun sebebi, bu güç seviyelerinde ZVS koşullarının sağlanamamasıdır. 40kW güç seviyesinde primer anahtarlama kayıplarının yanı sıra sekonder iletim kayıpları da artmaya başlamıştır. 50kW'da ise primer tarafta ZVS koşulu sağlandığı için primer anahtarlama kayıpları azalmaktadır. Fakat sekonder iletim kayıpları ve sekonder anahtarlama kayıpları belirgin şekilde artmaktadır. Transformatör kayıpları ise tüm güç seviyelerinde nispeten düşük kalmaktadır.

Yapılan bu kapsamlı analizler DAB konverterlerin performansını belirleyen en kritik parametrenin faz kayması açısı olduğunu açıkça ortaya koymaktadır. SPS modülasyonunda faz kayması değeri doğrudan güç aktarım miktarını, yumuşak anahtarlama koşullarını ve verimlilik seviyesini etkilemektedir. Özellikle ZVS analizi primer tarafta 0.2809 ve sekonder tarafta 0.7191 kritik faz kayması değerlerinin yumuşak anahtarlama için belirleyici olduğunu

göstermiştir. Ancak verimlilik analizleri düşük güç seviyelerinde (10kW-30kW) SPS modülasyonunun %89-95 aralığında sınırlı verimlilik sağladığını ortaya koymaktadır. Bu sınırlama özellikle geniş çalışma aralığına sahip sistemlerde optimum performansa ulaşmayı engellemektedir.

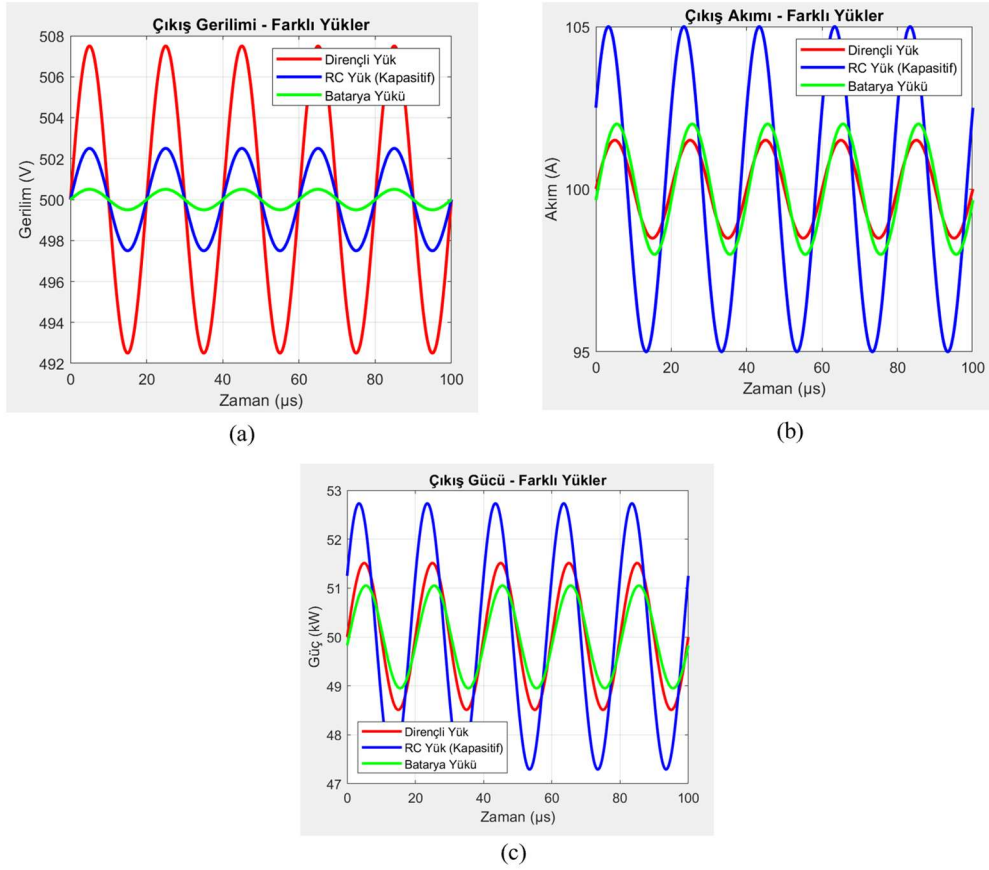
DAB konverter sistemlerinde yüksüz durumda yapılan analizler teorik performans limitlerini ve ideal çalışma koşullarını anlamamızı sağlasa da gerçek uygulamalarda sistemin davranışını tam olarak yansıtmaz. Gerçek güç tüketiminin yük tarafında gerçekleşmesi nedeniyle yüklü durum analizi önemlidir. Bu analiz konverterin gerçek çalışma koşullarında karşılaştığı dinamik yük değişimlerini, güç aktarım karakteristiklerini ve sistem stabilitesini değerlendirmek için kullanılabilir. Bu nedenle yüksüz durum analizini takiben yapılan yüklü durum analizi DAB konverter tasarımının doğrulanması ve optimizasyonu için tamamlayıcı bir yaklaşım sunmaktadır.

DAB konverterde yüklü durum analizi yapılırken kullanılan parametreler Tablo 11’de, elde edilen sonuçlar ise Şekil 37 ve 38’de gösterilmiştir. Analizlerde dirençli, RC ve batarya yükü olmak üzere üç farklı yük tipi incelenmiştir.

Tablo 11. DAB dönüştürücünün elektriksel parametreleri

Parametre	Değer
Giriş gerilimi	800 V
Çıkış gerilimi	500V
Nominal çıkış gücü	50kW
Çıkış Kapasitörü	1000 μ H
Anahtarlama frekansı	50kHz
Faz Kayması	0,3
N	1.6
Toplam kaçak endüktans	30,72 μ H
Çıkış filtre kondansatörü	2500 μ F

Dirençli Yük	RC Yük	Batarya Yük
- R = 5Ω - Güç faktörü = 1.0	- R = 4.8Ω - C = 2200μF X_C = 1.45Ω - Z = 1.34Ω - Güç faktörü = 0.96	V_{bat} = 402 V $R_{iç}$ = 0.08Ω - SOC = %60



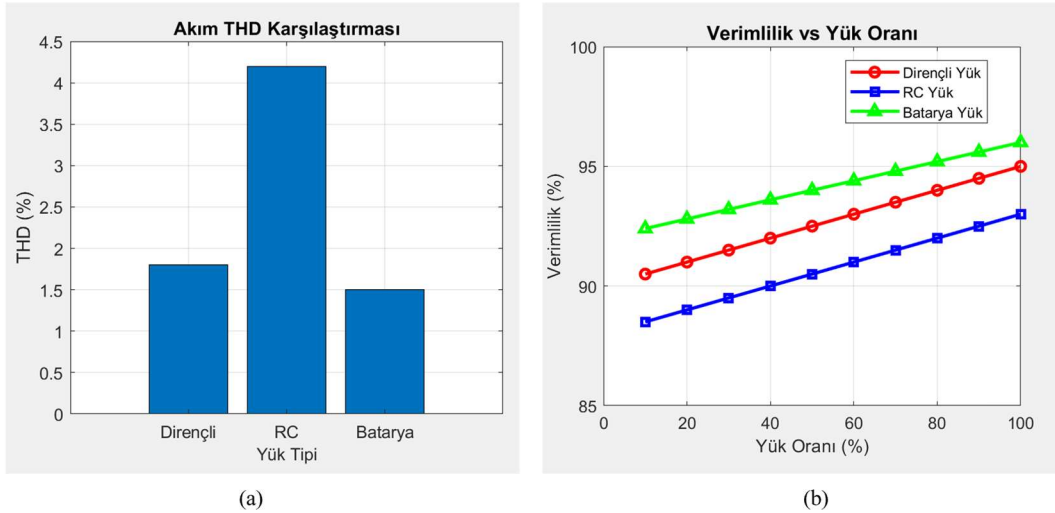
Şekil 37. SPS modüasyonlu DAB konverterde yük modellemeli analiz (a) Çıkış gerilimi, (b) Çıkış akımı, (c) Çıkış gücü

Şekil 37 (a)'da DAB konverterin farklı yük tipleri altında çıkış gerilimi karakteristiklerinin analizi gösterilmiştir. Dirençli yük koşullarında çıkış gerilimi 492-508V aralığında değişip yaklaşık $\pm\%3$ dalgalanma gözlenmektedir. Bu dalgalanma oranı saf rezistif yüklerin çıkış filtresine minimal reaktif etki göstermesi ile açıklanabilir. RC yük durumunda ise 498-502V aralığında çok daha düşük bir dalgalanma ($\pm\%0.8$) elde edilmiştir. Bu ise paralel bağlı 2200μF kapasitörün gerilim dalgalanmalarını etkili şekilde bastırdığını kanıtlamaktadır. Batarya yükü ise en stabil gerilim karakteristiğini sergilemekte olup, 499.5-500.5V aralığında $\pm\%0.1$ dalgalanma ile çalışmaktadır. Bataryanın sabit gerilim kaynağı karakteristiği çıkış gerilimini doğal olarak regüle etmektedir. Her üç yük tipinde de ortalama çıkış gerilimi 500V nominal değeri etrafında toplanmış ve sistem regülasyonunun başarılı olduğu görülmektedir.

Şekil 37 (b)'deki çıkış akımı dalga formları yük karakteristiğinin sistem dinamiklerine etkisini en açık şekilde gösteren parametrelerdir. Tüm yük tipleri için ortalama çıkış akımı 100A civarında sabit tutulmuştur. Bu durum sistemin 50kW nominal güç seviyesinde

çalışmasını sağlamaktadır. Dirençli yük koşullarında akım 98-102A aralığında değişmekte ve $\pm\%2$ dalgalanma sergilemektedir. RC yük durumunda en yüksek akım dalgalanması gözlenmiştir ve 95-105A aralığında $\pm\%5$ değişim göstermektedir. Buda kapasitif yükün şarj-deşarj döngüleri sırasında yüksek anlık akım çekmesi ile ilişkilidir. Kapasitif reaktansın etkisiyle akım dalga formu ile gerilim dalga formu arasında yaklaşık 30° 'lik faz farkı oluşmuştur. Batarya yükünde ise akım 98-102A aralığında $\pm\%2$ dalgalanma göstermekte ve hafif endüktif karakteristiğe bağlı olarak gerilimden yaklaşık 10° gecikmeli seyretmektedir. RC yükün yüksek akım dalgalanması filtre tasarımında bu yük tipi için ek önlemler alınması gerektiğini işaret etmektedir.

Şekil 37 (c)'deki şekilde sistem performansının yük tipine bağlı değişimini nicel şekilde gözlemlemek mümkündür. Dirençli yük durumunda çıkış gücü 48.5-51.5kW aralığında değişmekte olup, $\pm\%3$ dalgalanma göstermektedir. Gerilim ve akımın aynı fazda olması nedeniyle güç dalgalanması her iki büyüklüğün dalgalanmalarının toplamı kadardır. RC yük koşullarında güç dalgalanması 47.5-52.5kW aralığında $\pm\%5$ seviyesine ulaşmaktadır. Bu durum yüksek akım dalgalanmasının doğrudan sonucudur. Kapasitif yükün reaktif güç çekmesi aktif güç dalgalanmalarını artırmaktadır. Batarya yükü en düşük güç dalgalanmasını sergilemiş ve 49-51kW aralığında $\pm\%2$ değişim göstermiştir. Tüm yük tiplerinde ortalama güç 50kW nominal değerinde sabit kalması DAB konverterin farklı yük koşullarında güç regülasyonu sağlayabildiği kanıtlanmıştır.



Şekil 38. SPS modülasyonlu DAB konverterde farklı yük tiplerinin performans karakteristikleri (a) Akım THD karşılaştırması (b) Yük oranına bağlı verimlilik değişimi

Şekil 38 (a)'da üç farklı yük tipi için çıkış akımının toplam harmonik distorsiyon (THD) değerleri karşılaştırılmıştır. Analiz sonuçlarına göre dirençli yük %1,8 THD değeri ile en düşük harmonik içeriğe sahipken, RC yükün kapasitif karakteristiği nedeniyle %4,2 ile en yüksek THD değeri gözlemlenmiştir. Batarya yükü ise %1,5 THD değeri ile en temiz akım dalga formunu sergilemektedir. Bu durum bataryanın filtreleme özelliğinden kaynaklanmaktadır.

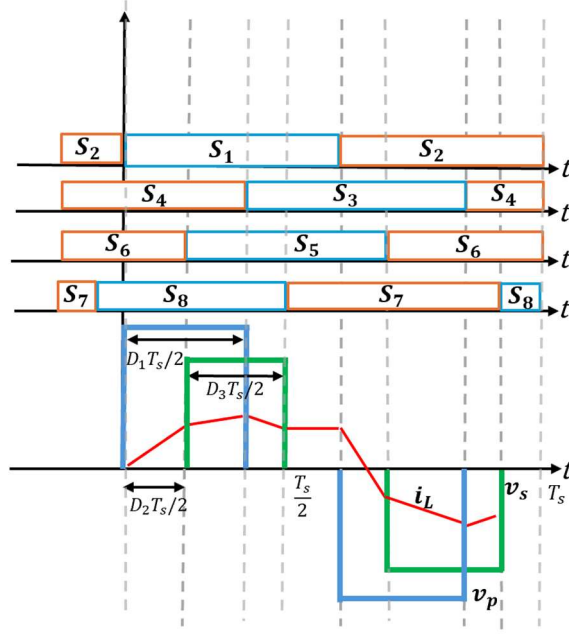
Şekil 38 (b)'de ise yük oranının %10'dan %100'e değişimi sırasında sistemin verimlilik karakteristiği incelenmiştir. Batarya yükü tüm yük aralığında %92-96,4 arasında değişen en yüksek verimlilik değerlerini gösterirken, dirençli yük %90-95 aralığında, RC yük ise kapasitif akım bileşenleri nedeniyle %88-92,5 aralığında daha düşük verimlilik sergilemiştir. Yük oranı arttıkça tüm yük tiplerinde verimlilik artışı gözlemlenmiştir. Bunun sebebi nominal güçte anahtarlama kayıplarının oransal olarak azalmasıdır.

5.2.2. TPS Modülasyonu Kullanan DAB Dönüştürücünün Analizi

TPS anahtarlama stratejisi DAB konvertörlerde daha yüksek bir verimlilik potansiyeli sunan gelişmiş bir kontrol yaklaşımıdır. SPS stratejisinden farklı olarak TPS'de her bir anahtarlama periyodunda üç ayrı darbe oluşturulmakta ve bu durum sisteme ek serbestlik dereceleri kazandırmaktadır. Şekil 39'da gösterilen TPS anahtarlama dalga şekilleri bu stratejinin karmaşık yapısını ve kontrol parametrelerinin çeşitliliğini ortaya koymaktadır.

TPS anahtarlamasında SPS'den farklı olarak primer ve sekonder taraftaki köprülerde sadece faz kayması değil aynı zamanda darbe genişlikleri ve darbelerin konumları da kontrol parametresi olarak kullanılmaktadır. Bu ek kontrol parametreleri sistemin reaktif güç akışının daha etkili bir şekilde minimize edilmesine olanak sağlarken, optimizasyon probleminin karmaşıklığını da önemli ölçüde artırmaktadır. Özellikle geniş gerilim aralıklarında çalışma durumlarında SPS anahtarlamasının yetersiz kaldığı noktalarda, TPS stratejisi daha iyi performans göstermektedir.

TPS anahtarlama stratejisinin optimizasyonunda çoklu değişken kontrolü nedeniyle geleneksel optimizasyon yaklaşımları yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle gelişmiş optimizasyon algoritmaları kullanılarak sistem performansının iyileştirilmesi gerekmektedir. Geliştirilen optimizasyon yaklaşımı anlık sistem durumunu ve çalışma koşullarını göz önünde bulundurarak tüm kontrol parametrelerini eş zamanlı olarak optimize etmektedir.



Şekil 39. TPS anahtarlama yapısı, gerilim ve akım dalga şekilleri

TPS modülasyonu D_1 , D_2 ve D_3 faz kaydırma oranlarının farklı kombinasyonlarına bağlı olarak birden fazla modda çalışabilir. Bu modlar transformatör birincil ve ikincil taraf gerilimlerinin (primer ve sekonder) farklı dalga şekillerine karşılık gelir. (Harrye, Ahmed, Adam, & Aboushady, 2014) çalışmasında önerilen sınıflandırmaya göre 12 tane olan modlar altı temel anahtarlama modu ve bunların karşıt güç transfer yönüne sahip tamamlayıcı modlarını içerir. Farklı çalışma modlarının sınıflandırılması gerilim ve akım dalga şekillerinin şu özelliklerine dayanır:

- Birincil ve ikincil köprü çıkış gerilimleri arasındaki ilişki: Örtüşen ve örtüşmeyen periyotlar
- Primer ve sekonder taraf gerilimlerinin polaritesi: Aynı veya zıt polarite
- Endüktör akımının sıfır geçiş noktaları: Akım polaritesinin değiştiği zamanlar

Her bir mod için geçerli çalışma aralığı, iletim gücü, akım stresi ve yumuşak anahtarlama koşulları farklıdır. İlk altı mod ileri güç yönünü ($V_1 > NV_2$) yani akımın primerden sekondere aktığı durumların çalışmasında kullanılır. Tamamlayıcı modlar ise akımın sekonderde primer tarafa doğru aktığı geri yönlü güç uygulamalarında kullanılır. Örnek olarak elektrikli şarj istasyonlarında araç bataryası şarjı için ilk altı mod kullanılırken, batarya şarjının boşaltılması ya da şarj istasyonuna güç aktarımı yapılacak ise bu modların tamamlayıcıları kullanılır. Bu tez çalışmasının konusu elektrikli araç şarjı olduğu için ilk altı modun incelemesi yapılmıştır.

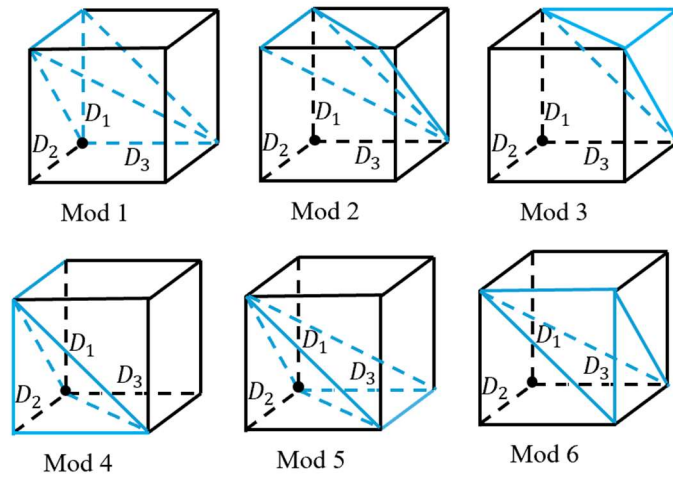
5.2.3. TPS Modülasyonunda Mod Tanımları ve Kontrol Uzayı Gösterimi

DAB konvertörünün TPS kontrolü için literatürde farklı mod tanımlamaları kullanılmaktadır. Bu farklılıklar araştırmacıların faz kaymalarını farklı referans noktalarından ölçmelerinden ve farklı notasyon tercihlerinden kaynaklanmaktadır. Tablo 12’de üç çalışmadaki Mod 1 tanımları karşılaştırılmıştır. Örnek olarak üç çalışma verilmiştir. Çalışma sayısı arttırılabilir.

Tablo 12. Farklı araştırmalara göre Mod kısıtlamaları

Kaynak	Faz Kayması Tanımı	Mod-1 Kısıtlamaları	Gerilim Oranı
Song,2019	$D_1: S_1-S_4, D_2: S_5-S_8, D_3: S_1-S_5$	$0 \leq D_1 \leq D_2 \leq D_2 + D_3 \leq 1$	V_1/nV_2
Tong,2018	$D_0: S_1-S_5, D_1: S_1-S_4, D_2: S_4-S_5$	$D_1 \leq D_0 \leq D_2 + D_0 \leq 1$	nV_2/V_1
Harrye,2014	$D_1: S_1-S_4, D_2: S_5-S_8, D_3: S_1-S_5$	$D_1 \geq D_2, \quad D_3 \leq D_1 - D_2$	nV_2/V_1

Tabloda görüldüğü gibi her çalışmada aynı fiziksel çalışma modu farklı matematiksel kısıtlamalarla ifade edilmiştir. (Song, Chen, Pan, Du, & Zhang, 2019) çalışmasında $k = V_1/nV_2$ olarak tanımlanırken, (Tong, Hang, Li, Jiang, & Gao, 2018) çalışmasında $M = nV_2/V_1$ şeklinde tanımlanmıştır. Bu iki tanım arasında $M = 1/k$ ilişkisi bulunmaktadır. Benzer şekilde faz kayması değişkenlerinin indeksleri ve ölçüm referans noktaları da çalışmalar arasında farklılık göstermektedir.



Şekil 40. Altı farklı çalışma modunun dalga formları

Şekil 40'ta gösterildiği gibi TPS kontrolündeki üç bağımsız kontrol değişkeni (D_1, D_2, D_3) üç boyutlu bir birim küp oluşturur. Her eksen $[0,1]$ aralığında değer aldığından tüm olası kontrol kombinasyonları bu küp içinde yer alır. Küp içindeki her renkli bölge farklı bir çalışma modunun tanım bölgesini temsil etmektedir. Örneğin Mod 1 (mavi bölge) için ilk çalışmadaki $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq D_2 + D_3 \leq 1$ kısıtlaması küpün belirli bir hacmini tanımlar. Aynı fiziksel çalışma modu son araştırma notasyonunda farklı bir koordinat dönüşümü ile $D_1 \geq D_2, D_3 \leq D_1 - D_2$ şeklinde ifade edilir. Her iki tanım da küpte aynı fiziksel bölgeyi gösterir ancak koordinat eksenlerinin farklı referans noktalarından ölçülmesi nedeniyle matematiksel ifadeleri farklıdır. Bu durum üç boyutlu uzayda aynı geometrik şeklin farklı koordinat sistemlerinde farklı denklemlerle ifade edilmesine benzetilebilir. Her iki ifade de aynı fiziksel çalışma modunu tanımlar. Sadece matematiksel gösterimi farklıdır.

Bu tezde (Harrye, Ahmed, Adam, & Aboushady, 2014) tarafından önerilen notasyon ve formülasyon tercih edilmiştir. Bu seçimin temel nedenleri aşağıda açıklanmıştır.

- Evrensel Model Yaklaşımı: DAB konvertörü için kapsamlı kararlı durum analizi ve tüm çalışma modlarını sistematik olarak kapsayan evrensel bir model sunmaktadır. Fourier analizi veya yaklaşık yöntemler yerine tam analitik çözüm içermektedir. Temel frekans varsayımı yapmadan kesin güç ifadeleri türetilmiştir.
- Reaktif Güç Tanımının Net Olması: Reaktif güç tanımını diğer çalışmalardan farklı ve daha doğru bir şekilde yapmaktadır. Geleneksel çalışmalarda reaktif güç "geri akan güç" olarak tanımlanırken Harrye ve arkadaşlarının çalışmasında indüktörün görünür gücü üzerinden hesaplanır. Böylece temel frekans yaklaşımı gerektirmez ve harmoniklerin etkisini tam olarak içerir.
- ZVS kısıtlamalarının detaylı analizi yapılmıştır.
- Çift yönlü güç akışı analizi tam olarak yapılmıştır.
- Literatürde Geniş Kabul Görmesi: Bu çalışma 2014 yılında yayınlanmış olup TPS kontrolü alanında temel çalışmalardan biri olarak kabul edilmektedir. Yüksek atıf sayısına sahip olan bu çalışma sonraki birçok araştırmaya referans olmuştur.

Tüm bunlar göz önüne alınarak bu tezde kullanılan denklemler elde edilmiştir.

TPS modülasyonda modlar arasında faz kaydırma oranları için bazı sınırlamalar mevcuttur. Bu oranların değer aralıkları; $0 \leq D_1 \leq 1$, $-1 \leq D_2 \leq 1$ ve $0 \leq D_3 \leq 1$ şeklindedir (Harrye, Ahmed, Adam, & Aboushady, 2014). Modlar arasındaki faz kaydırma oranları için sınırlar ise Tablo 13'te verilmiştir.

Tablo 13. TPS modülasyon için faz kaydırma sınırları

Çalışma Modu	Sınırlar
Mod 1-Mod 1'	$D_2 \leq D_1 \quad / \quad 0 \leq D_3 \leq D_1 - D_2$
Mod 2-Mod 2'	$D_1 \leq D_2 \quad / \quad (1 + D_1 - D_2) \leq D_3 \leq 1$
Mod 3-Mod 3'	$D_2 \leq 1 - D_1 \quad / \quad D_1 \leq D_3 \leq 1 - D_2$
Mod 4-Mod 4'	$D_1 \leq D_3 \leq 1 \quad / \quad 1 - D_3 \leq D_2 \leq 1 - D_3 + D_1$
Mod 5-Mod 5'	$D_1 - D_3 \leq D_2 \leq 1 - D_3 \quad / \quad 0 \leq D_3 \leq D_1$
Mod 6-Mod 6'	$1 - D_2 \leq D_1 \quad / \quad 1 - D_2 \leq D_3 \leq D_1$

Her bir mod için faz kayma oranları değiştiğinden iletim güçleride farklı şekilde hesaplanmaktadır. Çalışmalarda kullanılan ilk altı modun iletim gücü hesabı için kullanılan denklemler Tablo 14'te verilmiştir.

Tablo 14. TPS modları için iletim gücü denklemleri

Çalışma Modu	İletim Gücü Denklemleri
Mod 1	$P_1 = \frac{nV_1V_2}{8f_sL_r} \cdot [2(-D_1 + 2D_2 + D_3 - D_1^2)]$
Mod 2	$P_2 = \frac{nV_1V_2}{8f_sL_r} \cdot [2(1 - D_1)(1 - D_3)(D_1 + D_3)]$
Mod 3	$P_3 = \frac{nV_1V_2}{8f_sL_r} \cdot [2D_1(-D_1 + 2D_2 + D_3 - 1) - 2D_2(D_2 + D_3 - 1) - D_3(D_3 - 1)]$
Mod 4	$P_4 = \frac{nV_1V_2}{8f_sL_r} \cdot [2(-D_2^2 - D_3^2 + 2D_2 + 2D_3 - 2D_2D_3 - 1)]$
Mod 5	$P_5 = \frac{nV_1V_2}{8f_sL_r} \cdot [2(D_1 - D_2)(1 - D_3)(2D_2 + 2D_3 - 2)]$
Mod 6	$P_6 = \frac{nV_1V_2}{8f_sL_r} \cdot [2(D_1(D_2 - 2D_3 - 1) + 2D_2 + D_3)]$

Bu denklemler güç aktarımının DAB dönüştürücünün çalışma koşullarına ve TPS modülasyonunun faz kaydırma oranlarına bağlı olarak nasıl değiştiğini göstermektedir.

TPS anahtarlama stratejisinin optimizasyonunda çoklu değişken kontrolü nedeniyle geleneksel optimizasyon yaklaşımları yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle gelişmiş

optimizasyon algoritmaları kullanılarak sistem performansının iyileştirilmesi gerekmektedir. Geliştirilen optimizasyon yaklaşımı anlık sistem durumunu ve çalışma koşullarını göz önünde bulundurarak, tüm kontrol parametrelerini eş zamanlı olarak optimize etmektedir.

Sistem modelinde SPS için geçerli olan güç transfer denklemleri TPS için genişletilmiş ve ek kontrol parametrelerinin etkisi matematiksel olarak ifade edilmiştir. Denklemlerde verilen genişletilmiş güç transfer ifadesi TPS anahtarlamasının karmaşık yapısını yansıtmaktadır.

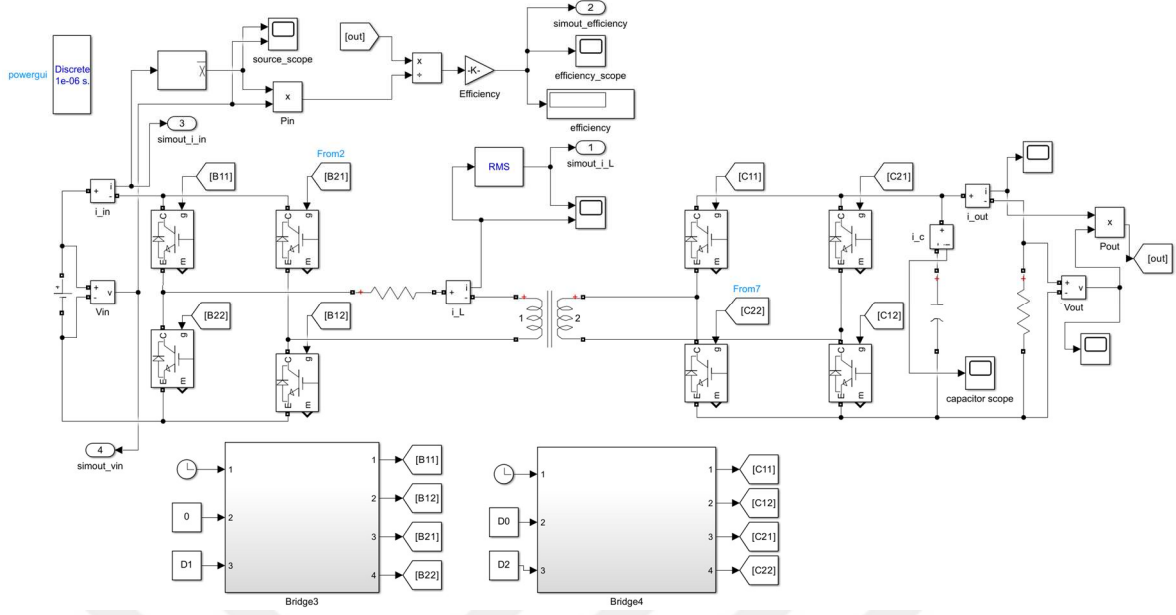
TPS anahtarlaması optimizasyonunda kullanılan gelişmiş kontrol algoritması şu temel aşamaları içermektedir:

1. Sistem durumunun ve çalışma koşullarının algılanması
2. Kontrol parametrelerinin başlangıç değerlerinin belirlenmesi
3. Çok değişkenli optimizasyon algoritmasının çalıştırılması
 - Faz kayması değerinin optimizasyonu
4. Optimize edilmiş parametrelerin sistem kısıtlamaları açısından doğrulanması
5. Kontrol sinyallerinin üretilmesi ve uygulanması

TPS anahtarlamasının karmaşık yapısı optimizasyon sürecinde gerçek zamanlı hesaplama yükünü artırmaktadır. Bu nedenle hesaplama verimliliği ile optimizasyon performansı arasında bir denge kurulması gerekmektedir. Geliştirilen algorithmada önceden hesaplanmış optimal çalışma noktaları kullanılarak hesaplama yükü azaltılmış ve gerçek zamanlı uygulanabilirlik sağlanmıştır.

SPS anahtarlaması ile karşılaştırıldığında TPS anahtarlamasının en önemli avantajı özellikle geniş gerilim aralıklarında ve kısmi yük koşullarında daha iyi performans göstermesidir. Bu iyileştirme özellikle giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki farkın büyük olduğu uygulamalarda belirgin hale gelmektedir.

Bununla birlikte TPS anahtarlaması dezavantajı olarak, kontrol sisteminin karmaşıklığı ve yüksek hesaplama gücü gereksinimi gösterilebilir. Ayrıca optimal parametre değerlerinin belirlenmesi için daha kapsamlı bir sistem modeli ve daha karmaşık optimizasyon algoritmaları gerekmektedir. Bu durum özellikle düşük maliyetli uygulamalarda TPS stratejisinin kullanımını sınırlayabilmektedir. Şekil 41’de TPS modülasyonu için kullanılan simulink modeli verilmiştir.

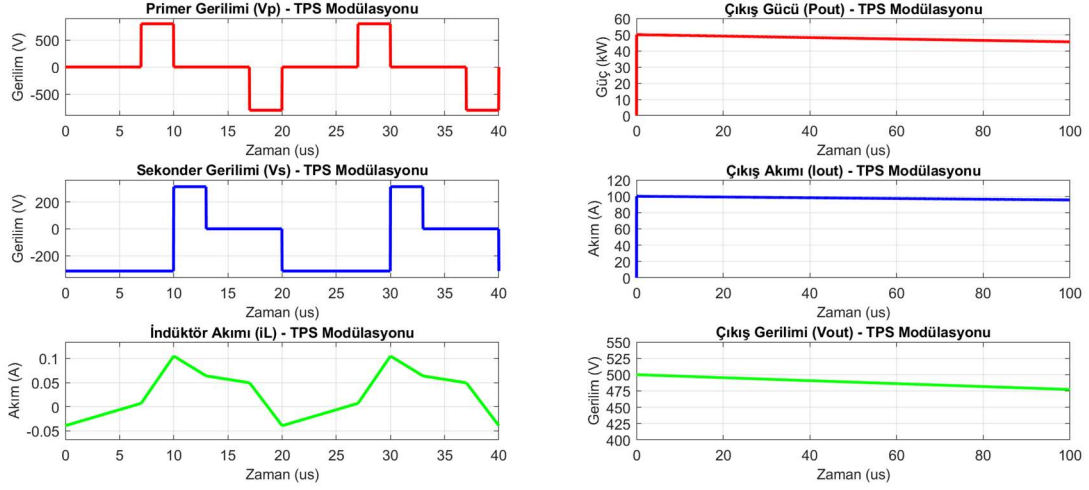


Şekil 41. TPS modülasyonu için kullanılan DAB simulink modeli

Tablo 15. TPS modülasyon için kullanılan DAB dönüştürücü parametreleri

Parametre	Değer
Giriş gerilimi	800 V
Çıkış gerilimi	500V
Nominal çıkış gücü	50kW
Nominal yük akımı	100A
Anahtarlama frekansı	50kHz
D_1	0.35
D_2	0.5
D_3	0.65
N	1.6
Toplam kaçak endüktans	30.72mH
Çıkış filtre kondansatörü	430μF
Çıkış yükü	5Ω

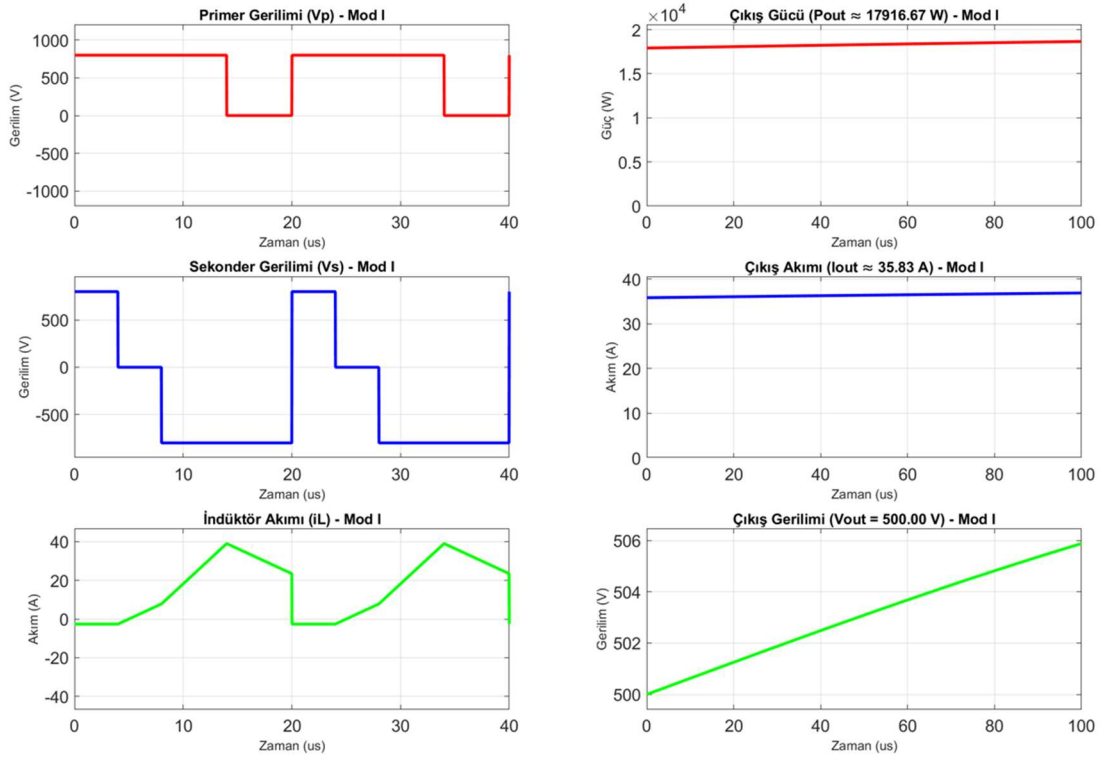
Tablo 15'te modülasyon yöntemi için tasarlanan simulink modelinde kullanılan elektriksel devre parametreleri verilmiştir.



Şekil 42. TPS modülasyonu kullanan DAB dönüştürücü benzetim sonuçları

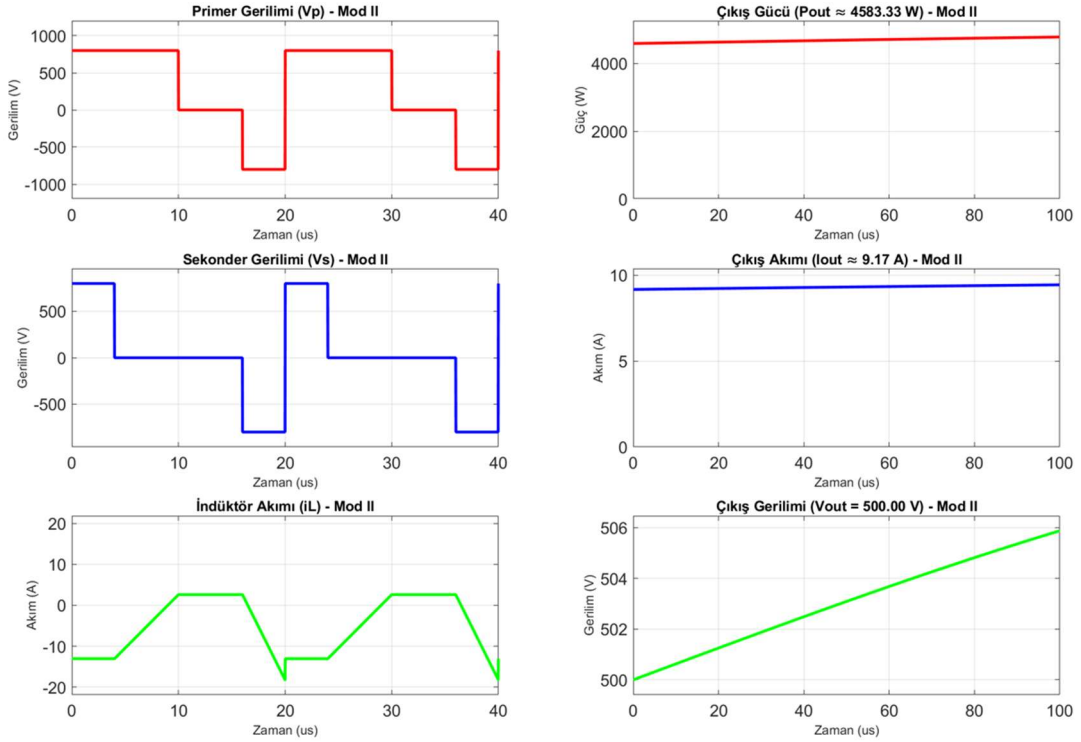
Şekil 42’de TPS modülasyonlu DAB dönüştürücünün çalışmasını iki farklı perspektifte göstermektedir. Sol tarafta dönüştürücünün temel dalga formları, sağ tarafta ise çıkış karakteristikleri verilmiştir. Sol üstteki kırmızı eğri primer geriliminin (V_p) zamana göre değişimini gösterir. Bu gerilim D_1 parametresine bağlı olarak $\pm 800V$ değerleri arasında değişir. D_1 anında sıfırdan pozitif gerilime, 0.5 anında sıfıra ve $0.5+D_1$ anında negatif gerilime geçişler açıkça görülmektedir. Sol ortadaki mavi eğri sekonder gerilimini (V_s) göstermekte ve D_2 ile D_3 parametrelerine bağlı olarak $\pm 312.5V$ değerleri arasında değişmektedir. D_2 anında negatiften pozitif, D_3 anında pozitiften sıfıra geçişler gözlemlenmektedir. Sol alttaki yeşil eğri, indüktör akımını (i_L) göstermekte olup primer ve sekonder gerilimleri arasındaki farka bağlı olarak doğrusal değişimler sergilemektedir. Akımın kritik anahtarlama anlarındaki işaretli anahtarların ZVS (Sıfır Gerilim Anahtarlama) koşullarını sağlayıp sağlamadığını belirlemektedir. Sağ üstteki kırmızı eğri dönüştürücünün çıkış gücünü (P_{out}) göstermekte ve D_1 , D_2 , D_3 parametrelerine bağlı olarak belirli bir seviyede dalgalanma göstermektedir. Ortalama güç değeri sistem parametrelerine ve modülasyon değerlerine bağlı olarak oluşmaktadır. Sağ ortadaki mavi eğri çıkış akımını (I_{out}) göstermekte ve yük direnci üzerinden çekilen akımı temsil etmektedir. Çıkış kondansatörünün değerine bağlı olarak belirli bir dalgalanma sergilemektedir. Sağ alttaki yeşil eğri çıkış gerilimini (V_{out}) göstermekte ve çıkış kondansatörü sayesinde filtrelenmiş DA gerilimi temsil etmektedir. Çıkış gerilimindeki dalgalanma çıkış kondansatörünün kapasitesi ve yük durumuna bağlı olarak değişmektedir.

TPS Modülasyonu Analizi (D1=0.20, D2=0.40, D3=0.30, Mod: I, Güç: 17916.67 W)



(1)

TPS Modülasyonu Analizi (D1=0.50, D2=0.20, D3=0.60, Mod: II, Güç: 4583.33 W)

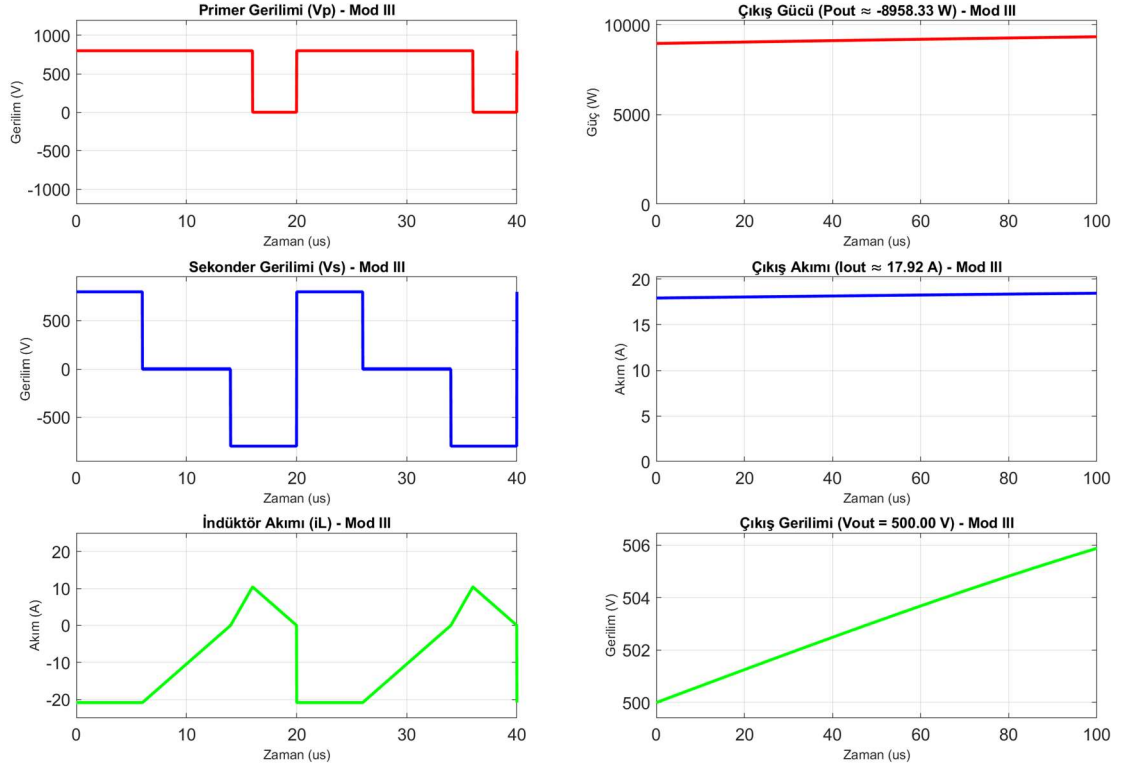


(2)

Şekil 43. Farklı modlarda çalışan TPS modülasyonu analizi

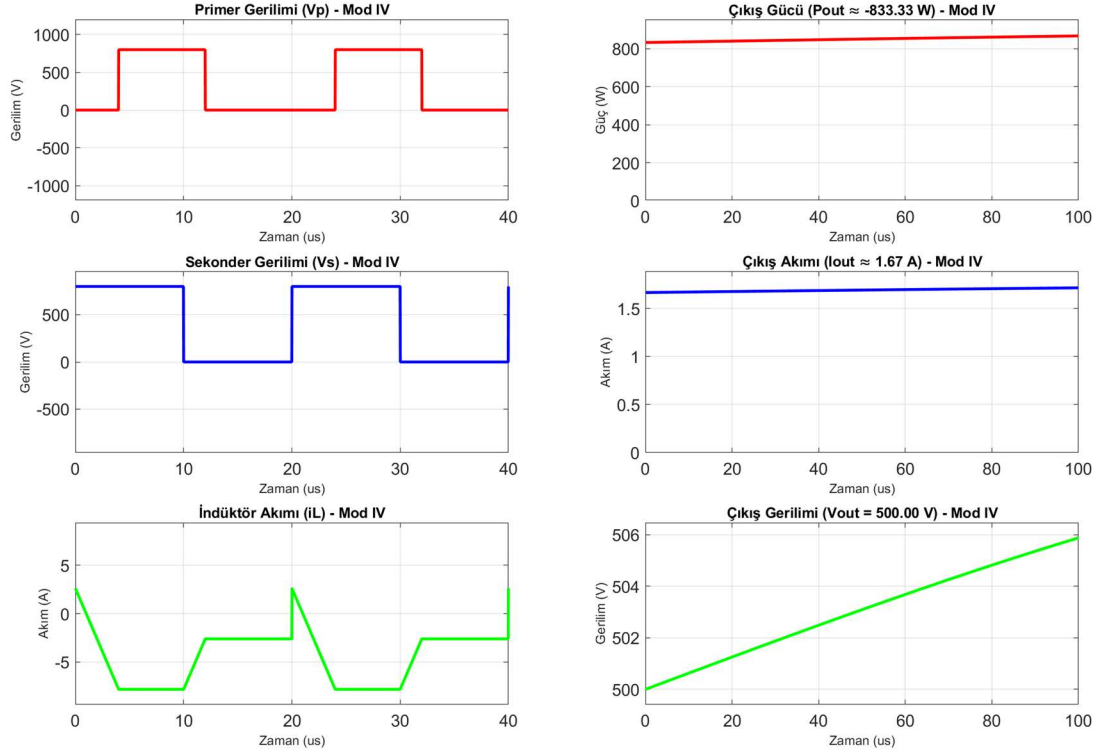
Şekil 43'ün devamı

TPS Modülasyonu Analizi (D1=0.80, D2=0.30, D3=0.40, Mod: III, Güç: -8958.33 W)



(3)

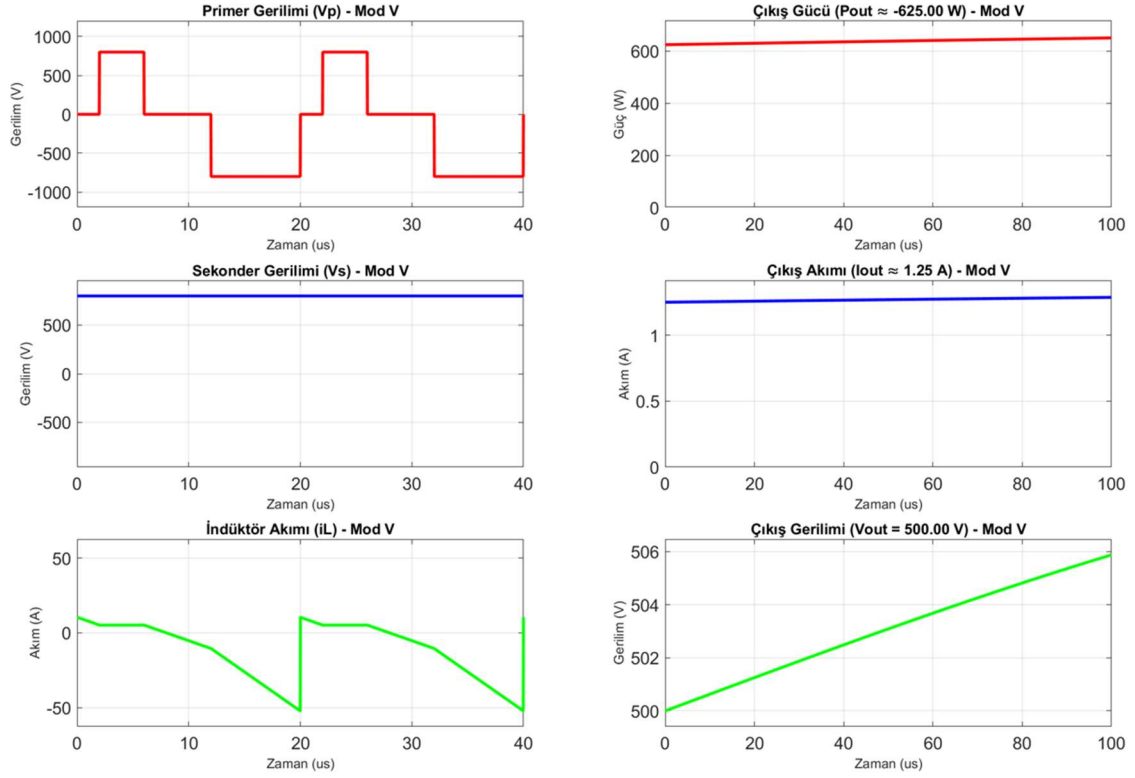
TPS Modülasyonu Analizi (D1=0.60, D2=0.50, D3=0.70, Mod: IV, Güç: -833.33 W)



(4)

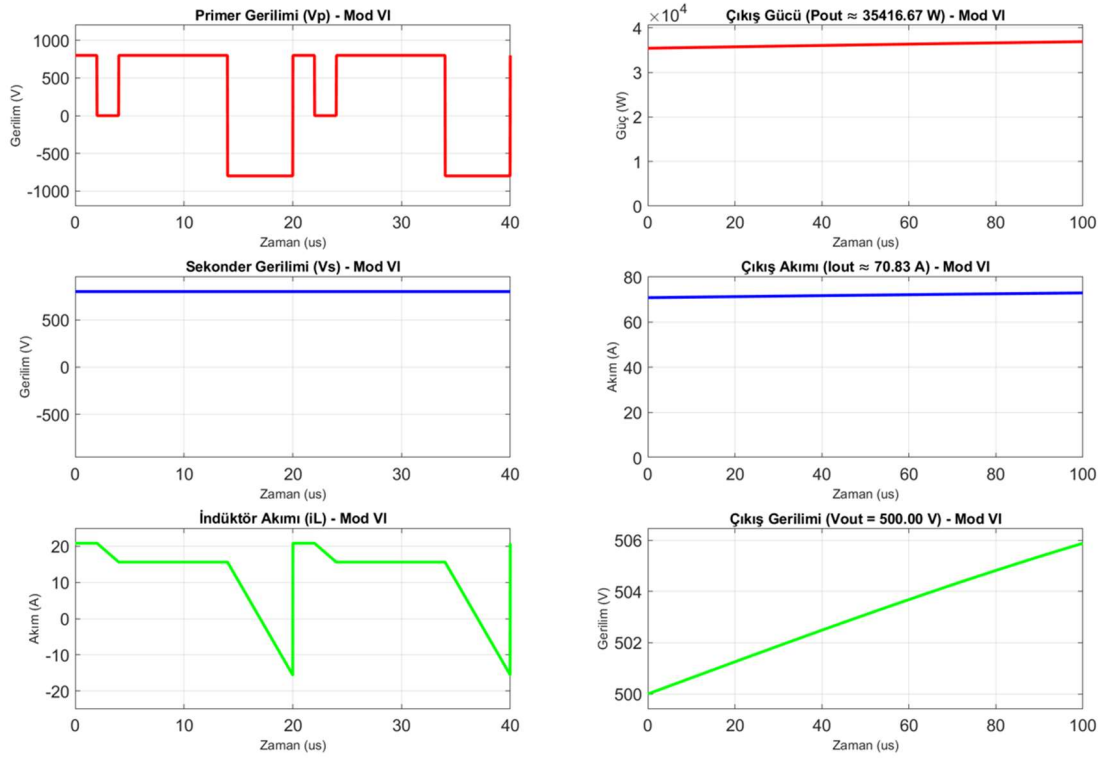
Şekil 43'ün devamı

TPS Modülasyonu Analizi (D1=0.30, D2=0.60, D3=0.50, Mod: V, Güç: -625.00 W)



(5)

TPS Modülasyonu Analizi (D1=0.10, D2=0.70, D3=0.50, Mod: VI, Güç: 35416.67 W)



(6)

Şekil 43'te farklı faz kayması oranları seçilerek farklı çalışma modlarında TPS modülasyonu uygulanmış DAB dönüştürücünün analizi yapılmıştır. Bu analizde herhangi bir çıkış gücü değeri belirlenmemiş faz kayması durumlarına göre oluşan çıkış güçleri hesaplanmıştır. Seçilen oranlar tüm modlar için grafiklerin üzerinde belirtilmiştir. Bu analizin amacı farklı faz kayması oranlarının çıkış gücüne etkisini incelemektir. Analiz için kullanılan sistem parametreleri Tablo 16'da verilmiştir. Şekildeki grafiklere dikkat edilirse çıkış gücü ve yük akımı değerleri her modda farklı bulunmuştur.

Tablo 16. TPS analizi için kullanılan sistem parametreleri

Parametre	Değer
Giriş gerilimi	800 V
Çıkış gerilimi	500V
Anahtarlama frekansı	50kHz
N	1.6
Toplam kaçak endüktans	3.72µH
Yük Direnci	5Ω

Şekil 43'te Mod 1 çalışmada, indüktör akımı (i_L) grafiğinde görüldüğü üzere akım yaklaşık 40A tepe değerine ulaşmakta ve trapezoid bir karakteristik sergilemektedir. Bu mod yüksek güç aktarımı (17.9 kW) sağlamaktadır. Bu da D_1 , D_2 ve D_3 parametrelerinin verimli enerji transferi için uygun bir kombinasyonunu yansıtmaktadır. Çıkış akımı 35.83A olarak sabit kalmakta bu da yük direncinde kararlı bir güç dağılımını göstermektedir. İndüktör akımının tepe noktaları D_2 anında meydana gelmekte bu da primer tarafın tam gerilimde olduğu ancak sekonder tarafın sıfır gerilime geçtiği noktalara karşılık gelmektedir.

Şekil 43'te Mod 2 çalışmada, birincil iç faz kayması (D_1) artırılırken dış faz kayması (D_2) azaltılmıştır. İndüktör akımı dalga formu artık daha çok dikdörtgen şeklindedir. Tepe değeri yaklaşık 20A seviyesindedir. Güç aktarımı 4.58 kW'a düşmüştür. Bu azalmanın sebebi D_1 ve D_2 arasındaki ilişkinin değişmesidir. Burada sekonder gerilim (V_s) negatif polaritede daha uzun süre kalmaktadır. Çıkış akımı 9.17A'e düşmüştür. Bu da azalan güç transferi ile uyumludur. İndüktör akımının negatif başlangıç değeri sürekli durum koşullarının bu mod için farklı karakteristiğini göstermektedir.

Şekil 43'te Mod 3 çalışmada, güç akışı tersine dönmüştür. Bu nedenle negatif güç değeri (-8.96 kW) gözlenmektedir. Bu enerjinin sekonder taraftan primer tarafa aktığını

gösterir ve rejeneratif frenleme gibi uygulamalar için önemlidir. İndüktör akımı tepe noktasında 10A civarındadır. Karakteristik olarak trapezoid bir form göstermektedir. Çıkış akımı 17.92A olarak ölçülmektedir. İndüktör akımının negatif başlangıç değeri güç akışının yönüyle doğrudan ilişkilidir. Primer ve sekonder dalga formları arasındaki ilişki enerji transferinin tersine dönüşünü yansıtmaktadır.

Şekil 43'te Mod 4 çalışmada, diğer modlardan farklı bir anahtarlama deseni gözlemlenmektedir. Grafiklerde göreceli olarak düşük bir negatif güç transferi (-833 W) gözlenmektedir. İndüktör akımı oldukça düşük (yaklaşık $\pm 7A$) ve asimetrik bir form göstermektedir. Primer gerilim (V_p) dalga formu diğer modlardan belirgin şekilde farklıdır. Bunun sebebi D_2 değerinin yüksek olmasıdır. Çıkış akımı sadece 1.67A'dır. Bu da güç transferinin sınırlı olduğunu gösterir. D_1 , D_2 ve D_3 değerlerinin bu kombinasyonu düşük güç aktarım bölgesinde çalışmayı sağlar. Bu durum küçük yük koşulları için uygun olabilir.

Şekil 43'te Mod 5 çalışmada, Mod 4'e benzer şekilde negatif güç akışı (-625 W) mevcuttur. Dikkat çekici bir özellik sekonder gerilimin sabit kalmasıdır. Bu D_2 ve D_3 'ün yüksek değerleri ile ilişkilidir. İndüktör akımı belirgin bir şekilde asimetrik olup tepe değeri -50A'e kadar ulaşmaktadır. Çıkış akımı 1.25A gibi düşük bir seviyededir. Bu mod belirli bir gerilim seviyesini korurken düşük güç aktarımı sağlayan özel uygulamalar için kullanılabilir. Primer ve sekonder dalga formları arasındaki bu özel ilişki kontrol stratejisinde esneklik sağlar.

Şekil 43'teki Mod 6 çalışma, incelenen tüm modlar arasında en yüksek güç aktarımını (35.42 kW) sağlamaktadır. Bu D_1 değerinin düşük, D_2 değerinin ise yüksek olmasından kaynaklanmaktadır. Primer gerilim dalga formu belirgin bir şekilde asimetriktir. Hem pozitif hem de negatif gerilim değerleri içermektedir. İndüktör akımı yaklaşık 20A'lık bir tepe değerini göstermektedir. Sekonder gerilim sabit kalması D_3 değerinin orta seviyede (0.50) olması ile ilişkilidir. Çıkış akımı 70.83A gibi yüksek bir değere ulaşmıştır bu da yüksek güç aktarımını doğrulamaktadır. Özetle TPS modülasyonunun üç parametresi (D_1 , D_2 , D_3) farklı çalışma koşulları ve güç gereksinimlerine uyum sağlamak için optimize edilebilir. Yüksek verimlilik, düşük harmonik bozunum ve minimum reaktif güç tüketimi arasında denge sağlamak için uygun mod seçimi ve parametre ayarlaması yapılmalıdır.

TPS modülasyonunun her bir çalışma modu sistemin güç aktarım karakteristikleri, kayıplar ve verimlilik açısından farklı performans seviyelerine sahiptir. Mod 1-6 arasında gözlemlenen primer ve sekonder gerilim dalga formları ile indüktör akım profillerinin analizi, her bir modun güç dönüşüm mekanizmasını belirgin şekilde ortaya koymaktadır.

Primer ve sekonder gerilimlerin eşzamanlı pozitif veya negatif polaritede olduğunda güç kaynaktan yüke doğru aktarılır. Bu durumda enerji tek yönlü olarak iletilir ve aktif güç transferi yapılır. Fakat bu gerilimlerin polariteleri birbirinden farklı olduğunda (biri pozitif diğeri negatif) enerji transferi bir yönden diğerine doğru değil devre elemanları (özellikle indüktör) arasında salınım yapar. Bu durumda enerjinin bir kısmı kaynağa geri döner. Buda reaktif güç oluşumuna neden olur. Tüm modlarda bu durum söz konusudur. Sadece zamanlamaları ve etki dereceleri farklıdır. Reaktif güç oluşumunun sisteme etkileri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1) Verimlilik: Reaktif güç oluşumu güç dönüştürücü sistemlerinde verimliliği şu şekilde etkiler.

- Enerji Salınımı: Reaktif güç aktif olarak yüke iletilemeyen ve devre elemanları arasında salınan enerjidir. Bu enerji kapasitörler ve indüktörler gibi enerji depolayan elemanlar arasında gidip gelir.
- İletim Kayıpları: Reaktif akım iletkenlerde ve yarı iletken anahtarlarda ekstra I^2R kayıplarına neden olur. Güç elektroniği devresindeki iletkenlerden geçen toplam akım, aktif akım ve reaktif akımın vektörel toplamıdır. Reaktif akım ne kadar büyükse aynı aktif güç aktarımı için toplam akım da o kadar yüksek olur.
- Dönüştürücü Boyutlandırması: Daha yüksek reaktif güç daha büyük enerji depolama elemanları, daha kalın iletkenler ve daha yüksek güç değerli yarı iletken anahtarlar gerektirir. Bu durum dönüştürücünün maliyetini ve boyutunu artırır.

2) Komponent Stresi: Reaktif güç akışının dönüştürücü bileşenleri üzerindeki stresi şu şekillerde gerçekleşir.

- Termik Stres: Yarıiletken anahtarlar (MOSFET, IGBT), diyotlar ve manyetik bileşenler reaktif akım nedeniyle ek ısıya maruz kalır. Isınma bileşenlerin uzun vadeli güvenilirliğini ve ömrünü etkiler.
- Gerilim Stresi: Reaktif güç akışı sırasında devredeki kapasitif ve indüktif elemanlar arasındaki enerji transferi yarıiletken anahtarlar üzerinde yüksek gerilim dalgalanmalarına neden olabilir. Bu dalgalanmalar özellikle geleneksel sert anahtarlama yöntemlerinde anahtarların dayanabileceği maksimum gerilim değerlerini aşarak arızalara yol açabilir.
- Dinamik Stres: Reaktif güç akışının neden olduğu hızlı akım ve gerilim değişimleri (yüksek di/dt ve dv/dt değerleri) bileşenlerde mekanik strese ve elektromanyetik gürültüye neden olabilir.

3) ZVS Koşulları: Dönüştürücüdeki bir anahtar üzerindeki gerilim sıfır olduğunda açılır veya kapanırsa anahtarlama kaybı minimize edilir. Bu anahtar kapanmadan önce paralel kapasitörün tamamen deşarj edilmesi veya anahtar açılmadan önce akımın diğer bir yoldan (genellikle paralel diyot üzerinden) geçmesiyle sağlanır. İndüktör üzerindeki reaktif akım anahtarın paralel kapasitörünü şarj veya deşarj ederek ZVS koşullarını sağlar. Reaktif akım olmadan anahtarlar gerilim altında açılıp kapanır. Bu da yüksek anahtarlama kayıplarına neden olur.

- Kritik Noktalar: TPS modülasyonunda her anahtarın ZVS koşullarını sağlaması için indüktör akımının belirli zamanlarda belirli bir yönde ve yeterli büyüklükte olması gerekir. Örneğin, Mod 1'de primer taraftaki S_1 anahtarı için $t = 0$ anında indüktör akımının negatif, S_3 anahtarı için $t = D_2$ anında indüktör akımının pozitif olması gerekir. İndüktör akımı yeterli büyüklükte değilse ZVS tam olarak sağlanamaz ve "kısmi sert anahtarlama" gerçekleşir. Bu durum verimliliği düşürür ve elektromanyetik girişimi (EMI) artırır. TPS modülasyonunda D_1 , D_2 , D_3 parametreleri, ZVS koşullarının sağlanabileceği bir çalışma penceresi oluşturur. Bu parametreler optimal şekilde seçildiğinde tüm anahtarlar için ZVS sağlanabilir ve maksimum verimlilik elde edilebilir.

Reaktif güç ve ZVS arasındaki bu karmaşık ilişki TPS modülasyonunun diğer modülasyon tekniklerine göre temel avantajlarından biridir. Doğru parametre seçimiyle geniş bir çalışma aralığında yüksek verimlilik ve düşük EMI elde edilebilir.

5.2.4. TPS Modülasyonlu DAB Dönüştürücüde Akım Stresi Analizi

Çift Aktif Köprü (DAB) DA-DA dönüştürücülerin performansını belirleyen en kritik parametrelerden biri akım stresidir. Akım stresi dönüştürücü anahtarlarının ve manyetik bileşenlerin boyutlandırılmasını doğrudan etkileyen, güç kayıplarını ve sistem verimliliğini belirleyen temel bir faktördür. Özellikle farklı gerilim dönüşüm oranlarında ($k = V_1/NV_2$) ve çeşitli güç seviyelerinde çalışan sistemlerde akım stresinin minimizasyonu dönüştürücü tasarımının ve kontrolünün en kritik hedeflerinden biridir. Bu bölümde Üçlü Faz Kaydırma (TPS) modülasyonu kullanarak DAB dönüştürücülerin akım stresinin kapsamlı bir analizi sunulmaktadır. TPS modülasyonunun tüm çalışma modları incelenerek farklı çalışma koşullarında akım stresini minimize eden optimal kontrol parametreleri belirlenmiştir. Bu

analiz yüksek verimli DAB dönüştürücü tasarımı ve kontrolü için önemli bir teorik temel oluşturur.

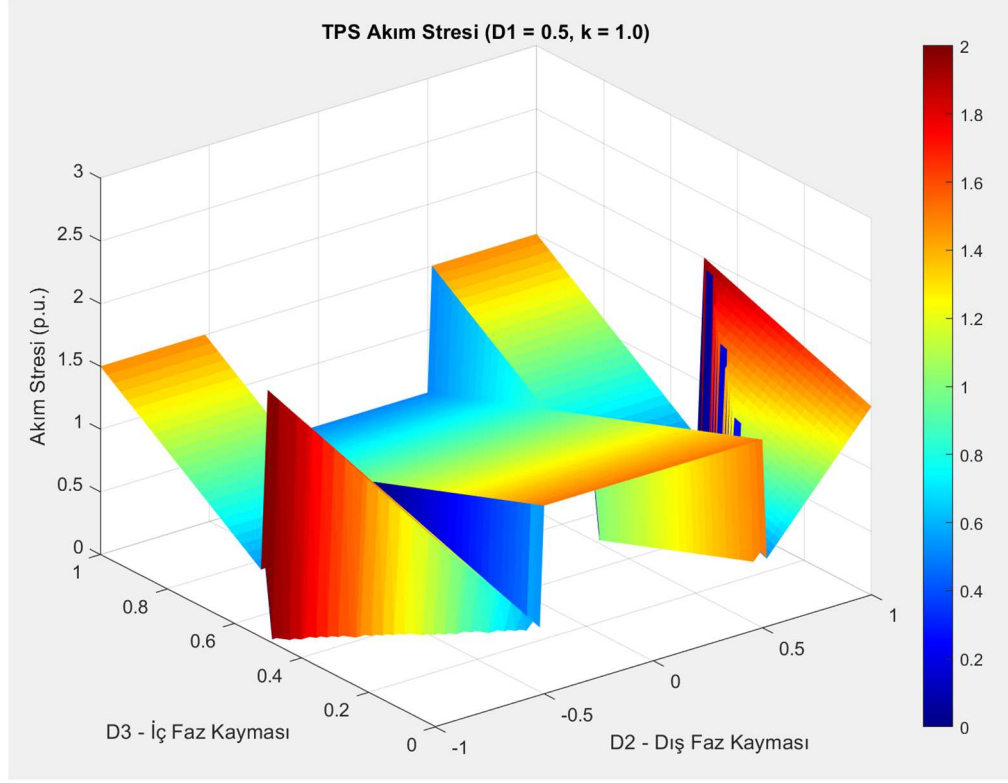
DAB dönüştürücüde akım stresi için kullanılan formüllerinin çıkarımı sistemin farklı çalışma modlarının analizi üzerine kuruludur. Bu çalışmada kullanılan formüller literatürde özellikle (Tong, Hang, Li, Jiang, & Gao, 2018) çalışması ve (Harrye, Ahmed, Adam, & Aboushady, 2014) tarafından geliştirilen modellere dayanmaktadır. Öncelikle dönüştürücünün üç faz kaydırma değişkeni (D_1 , D_2 , D_3) ile tüm olası çalışma modları belirlenmiştir. Her bir çalışma modu için sistemin diferansiyel denklemleri çözülerek endüktans akımı ifadeleri elde edilmiştir. Akım stresini temsil eden maksimum akım değeri bu endüktans akımının tepe değeri olarak tanımlanmıştır. Her bir mod için akım stresi hesabında kullanılan denklemler Tablo 17’de verilmiştir.

Tablo 17. Akım stresi hesaplama formülleri

Modlar	Kullanılan Denklemler
Mod 1	$I_m = -kD_1 + (1 + k)$
Mod 2	$I_m = -kD_1 + (1 + k)$
Mod 3	$0 < k \leq 1$ ise, $I_m = -kD_1 + 2kD_2 - ((1 - 2k)D_3) + (1 - k)$ $k > 1$ ise, $I_m = -kD_1 + 2D_2 + D_3 + (k - 1)$
Mod 4	$0 < k \leq 1$ ise, $I_m = -kD_1 + 2kD_2 - ((1 - 2k)D_3) + (1 - k)$ $k > 1$ ise, $I_m = -kD_1 + 2D_2 + D_3 + (k - 1)$
Mod 5	$0 < k \leq 1$ ise, $I_m = kD_1 - 2kD_2 + D_3 + (1 - k)$ $k > 1$ ise, $I_m = -kD_1 + 2D_2 + D_3 + (k - 1)$
Mod 6	$0 < k \leq 1$ ise, $I_m = \max(-kD_1 + 2D_2 + D_3 + (1 - k), kD_1 - 2kD_2 + D_3 + (1 - k))$ $k > 1$ ise, $I_m = \max(-kD_1 + 2D_2 + D_3 + (k - 1), (2 - k)D_1 - 2D_2 - D_3 + (1 + k))$

Şekil 44’teki üç boyutlu yüzey grafiği $D_1 = 0.5$ (primer iç faz kaydırma oranı) ve $k = 1$ (gerilim dönüşüm oranı) koşullarında D_2 (dış faz kaydırma) ve D_3 (sekonder iç faz kaydırma) parametrelerinin DAB dönüştürücüde oluşan akım stresi üzerindeki etkisini göstermektedir. Grafikteki renk dağılımı farklı D_2 - D_3 kombinasyonları için akım stresinin büyüklüğünü temsil etmektedir. Kırmızı bölgeler yüksek akım stresini mavi bölgeler ise düşük akım stresini gösterir. $D_2 \approx 0$ ve $D_3 \approx 0.5$ değerlerinde akım stresinin minimum değerlere ulaştığı (0.2-0.4 p.u.) açıkça görülmektedir. D_2 ’nin limit değerlerine (± 1) yaklaştığı bölgelerde akım stresinin 2.0 p.u. seviyelerine kadar yükseldiği gözlenmektedir. Bu davranış asimetrik anahtarlama durumlarında transformatör akımında artan DC bileşen ve harmonik içeriğin bir

sonucu olarak yorumlanabilir. Grafiğin vadi yapısı optimal çalışma bölgesinin $D_2 = 0$ eksenini boyunca uzanmakta ve D_3 'ün 0.3-0.7 aralığında yer aldığını göstermektedir. Yapılan analiz DAB dönüştürücünün dengeli gerilim oranında ($k = 1$) çalışırken akım stresini minimize etmek için D_2 ve D_3 parametrelerinin nasıl seçilmesi gerektiğine dair bir yol göstericidir.

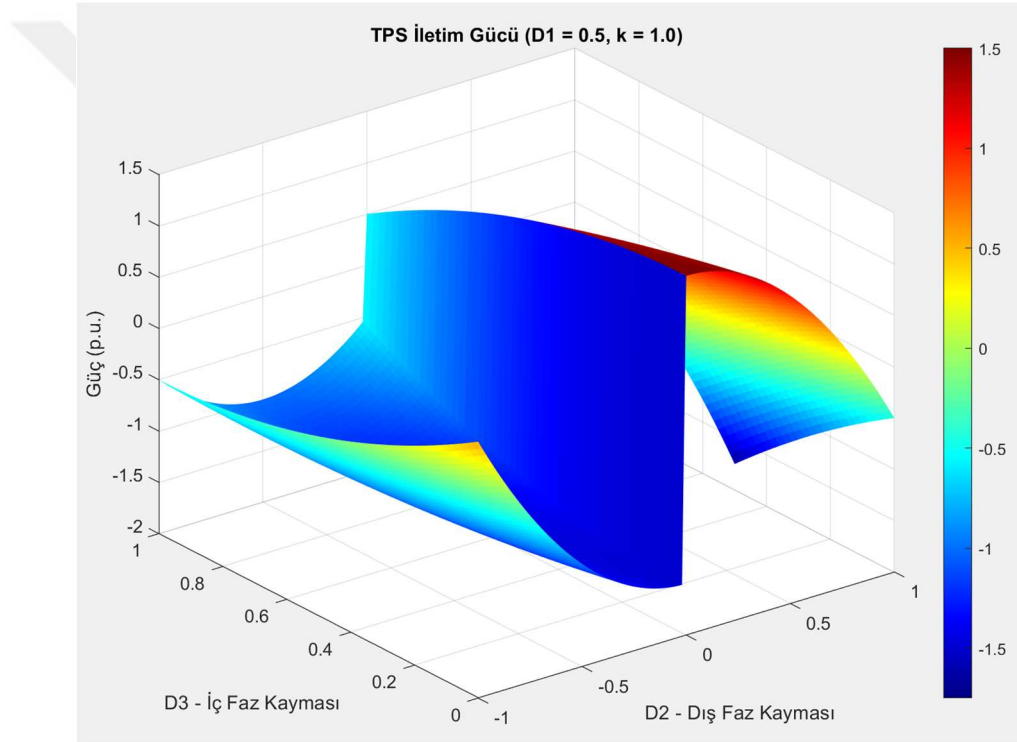


Şekil 44. Akım stresi ($D_1=0.5$, $k=1$ sabitken) D_2 ve D_3 'e göre değişimi

Bu bulgular (Huang, Wang, Li, & Lei, 2016) çalışmasındaki sonuçlarla benzerlik göstermektedir. Ancak o çalışmada dört mod dikkate alınırken bu çalışma 6 modu kapsayarak daha kapsamlı bir değerlendirme yapılmıştır. (Krismer & Kolar, 2012) tarafından yapılan çalışmada önerilen minimum iletim kaybı modülasyonu ile uyumlu olarak bu çalışmada $D_2 \approx 0$ civarında minimum akım stresi göstermiştir.

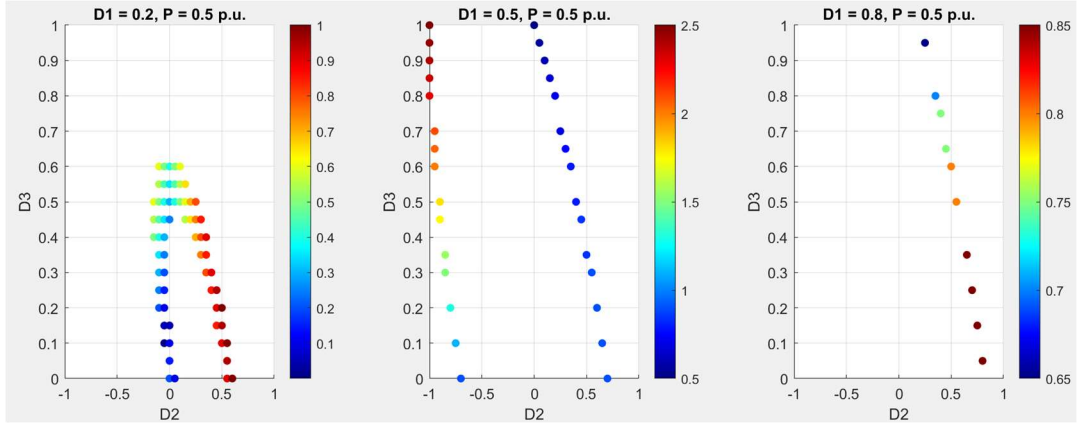
Şekil 45'teki üç boyutlu yüzey grafiği $D_1=0.5$, $k=1$ koşullarında D_2 - D_3 parametrelerinin değişimine göre DAB dönüştürücünün iletim gücünü göstermektedir. Renk skalası güç seviyesini temsil eder. Pozitif güç değerleri (sarı-kırmızı) ileri yönde güç akışını gösterirken negatif değerler (yeşil-mavi) ters yönde güç akışını gösterir. Grafikte D_2 - D_3 düzlemindeki farklı kombinasyonların dönüştürücünün çalışma modunu ve güç seviyesini nasıl değiştirdiğini açıkça ortaya koymaktadır. Özellikle D_2 'nin pozitif değerlerinde ileri

yönde güç akışı (pozitif güç) sağlanırken, D_2 'nin negatif değerlerinde ters yönde güç akışı (negatif güç) elde edilmektedir. Bu grafik çift yönlü güç akışının gerekli olduğu uygulamalarda belirli bir güç seviyesinde çalışmak için gerekli D_2 - D_3 kombinasyonlarını belirlemede önemli bir araçtır. Ayrıca aynı güç seviyesi için birden fazla D_2 - D_3 kombinasyonunun mümkün olduğu gözlenmektedir. Bu durum sistem tasarımcılarına akım stresi, reaktif güç veya yumuşak anahtarlama gibi diğer performans kriterlerini optimize etmek için esneklik sağlar. Şekil 44'teki akım stresi grafiği ile değerlendirildiğinde istenilen güç seviyesini sağlarken aynı zamanda akım stresini de minimize eden optimum çalışma noktalarının belirlenmesine olanak tanır.



Şekil 45. İletim gücünün ($D_1=0.5$, $k=1$ sabitken) D_2 ve D_3 'e göre değişimi

(Zhao, Song, & Liu, 2012) tarafından yapılan çalışmada farklı faz kaydırma parametrelerinin güç iletimi üzerindeki etkileri incelenmiştir. Temel olarak güç karakterizasyonuna odaklanılmıştır. Bu çalışmada ise güç karakterizasyonunu akım stresi ile ilişkilendirerek uygulama odaklı bir optimizasyon yaklaşımı sunulmuştur. Ayrıca (Harrye, Ahmed, Adam, & Aboushady, 2014) tarafından sunulan güç aralıkları ile karşılaştırıldığında bu analiz TPS modülasyonunun tüm çalışma aralığını kapsayan daha detaylı bir güç haritası sunmuştur.

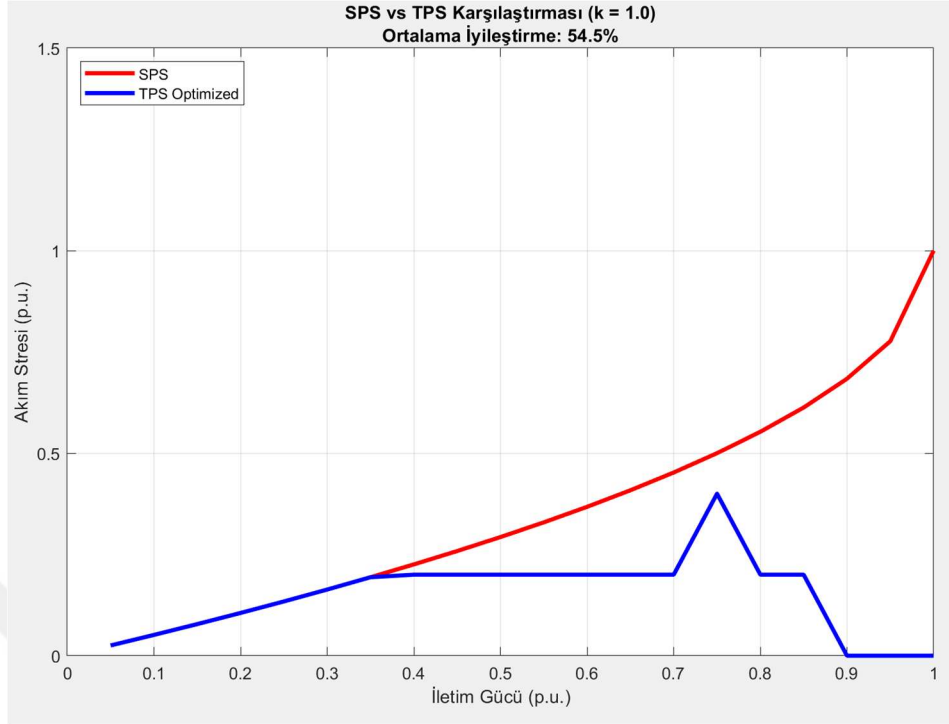


Şekil 46. D_1 değişiminin akım stresine etkisi ($P = 0.5$)

Şekil 46'daki grafik serisi sabit güç seviyesi ($P = 0.5$ pu) için üç farklı D_1 değerinin (0.2, 0.5 ve 0.8) akım stresi üzerindeki etkisini göstermektedir. Her bir alt grafik belirli bir D_1 değeri için D_2 - D_3 düzlemindeki akım stresi dağılımını gösterir. Grafiklerdeki her renkli nokta belirli bir D_2 - D_3 kombinasyonunu ve bu kombinasyonda elde edilen akım stresini temsil eder. Noktaların renkleri akım stresinin büyüklüğünü gösterir. Mavi tonları düşük (0.1-0.5 p.u.), sarı-yeşil tonları orta (0.5-0.8 p.u.), turuncu-kırmızı tonlar ise yüksek (0.8-1.0+ p.u.) akım stresini ifade eder.

$D_1 = 0.2$ durumunda, minimum akım stresi noktaları $D_2 \approx 0$ bölgesinde yoğunlaşmış ve geniş bir akım stresi dağılımı göstermiştir. Bu durum her ne kadar geniş bir çalışma aralığı sunsa bile akım stresi kontrolü oldukça zorlaşmıştır. $D_1 = 0.5$ durumunda çalışma noktaları daha simetrik bir dağılım göstermiştir. Akım stresi değerleri daha yüksek seviyelerde (2.5 p.u.) yer almaktadır. $D_1 = 0.8$ durumunda çalışma noktaları sayısı belirgin şekilde azalmıştır. Akım stresi daha dar bir aralıkta (0.65-0.85 p.u.) toplanmıştır. Buda çalışma aralığının kısıtlandığını ancak akım stresi kontrolünün daha iyi yapılabileceğini göstermiştir. Bu analiz farklı çalışma koşullarında optimal TPS akım stresi kontrolü için D_1 , D_2 ve D_3 parametrelerinin nasıl seçilmesi gerektiğine dair önemli bilgiler sunmaktadır.

(Bai & Mi, 2008) tarafından yapılan araştırmada DPS kontrolde primer ve sekonder taraf darbe genişlik modülasyonunun etkilerini incelemiş ancak D_1 'in sabit bir değerde tutulduğu durumlar üzerine yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada ise D_1 'in değişken olduğu durumlar da incelenerek TPS modülasyonunun tam potansiyelini ortaya konulmuştur. (Gu, Yuan, Nie, Sun, & Zhao, 2019) tarafından önerilen segmentli analitik metod (SAM) yaklaşımı ile uyumlu olarak bu çalışmadaki sonuçlar da farklı D_1 değerleri için optimal D_2 - D_3 kombinasyonlarının önemli ölçüde değiştiğini göstermektedir.



Şekil 47. Gerilim Dönüşüm Oranı $k = 1$ için SPS ve TPS Modülasyonlarının Güç-Akım Stresi Performans Karşılaştırması

Şekil 47’de gerilim dönüştürme oranının $k = 1.0$ olduğu koşulda SPS ve TPS modülasyonlarının akım stresi performanslarını karşılaştırmaktadır. Analiz sonuçları $k = 1$ durumunda bile TPS modülasyonunun belirgin avantajlar sunduğunu ortaya koymaktadır. SPS kontrolü karakteristik bir parabolik eğri sergilerken akım stresi düşük güç seviyelerinde yaklaşık 0.05 p.u. değerinden başlayarak güç artışıyla birlikte sürekli artmakta ve $P = 1.0$ ’da yaklaşık 1.0 p.u. değerine ulaşmaktadır. SPS kontrolünde akım stresi güç artışıyla birlikte artmıştır. Yüksek güç seviyelerinde ise sistem verimsizliği önemli ölçüde artmıştır. Bu davranış SPS’nin sabit faz kayması stratejisinin yüksek güç seviyelerinde yetersiz kalması ile açıklanabilir. TPS kontrolü ise önemli ölçüde farklı bir performans profili sergilemektedir. Düşük güç seviyelerinde SPS ile benzer başlangıç değerlerinde hareket eden TPS, $P = 0.6$ civarına kadar nispeten düşük ve kontrollü bir artış göstermektedir. $P = 0.6-0.7$ aralığında ani bir pik oluşturarak maksimum 0.4 p.u. değerine ulaşmakta ancak daha sonra dramatik bir şekilde azalarak $P = 0.8$ ’den sonra neredeyse sıfır seviyesine inmektedir. Bu davranış TPS kontrolünün farklı çalışma modları arasında geçiş yaparak optimum çalışma noktasını bulabilmesi ile açıklanabilir.

Ortalama %54.5 iyileştirme oranı tüm güç aralığında TPS’nin SPS’ye göre sağladığı akım stresi azalması ile hesaplanmıştır. Özellikle yüksek güç seviyelerinde ($P > 0.8$) TPS’nin

neredeyse sıfıra yakın akım stresi elde etmesi bu tekniğin güç elektroniği uygulamalarındaki potansiyelini açıkça ortaya koymaktadır. Bu analiz $k = 1$ durumunda dahi TPS modülasyonunun SPS'ye göre avantajlar sunduğunu ve akım stresinin minimize edilmesinde etkili bir çözüm olduğunu kanıtlamaktadır. Sonuçlar DAB dönüştürücü tasarımlarında gelişmiş modülasyon tekniklerinin kullanımının sistem verimliliği ve güvenilirlik açısından kritik önemini vurgulamaktadır.

DAB dönüştürücüler elektrikli araç batarya şarj uygulamalarında yüksek verimlilik, galvanik izolasyon ve çift yönlü güç aktarımı yetenekleri nedeniyle yaygın olarak tercih edilmektedir. Fakat dönüştürücünün performansı yük karakteristiğine önemli ölçüde bağlı olduğundan farklı yük tipleri akım stresi, verimlilik ve sistem stabilitesi üzerinde belirgin etkilere sahiptir. Bir sonraki model DAB dönüştürücünün gerçek batarya şarj senaryolarını temsil eden farklı yük karakteristikleri altındaki davranışını incelemek için yapılmıştır.

Elektrikli araç batarya şarj sistemleri şarj stratejisine bağlı olarak farklı elektriksel yük karakteristikleri sergilemektedir (Tong, Hang, Li, Jiang, & Gao, 2018), (Zhao, Song, Liu, & Sun, 2014). Geleneksel CC-CV (Constant Current-Constant Voltage, sabit akım-sabit gerilim) şarj yöntemi iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşamada batarya sabit akımla (CC fazı), ikinci aşamada ise sabit gerilimle (CV fazı) şarj edilmektedir (Tan, Abe, & Akagi, 2012). CC fazı toplam şarj süresinin yaklaşık %70-80'ini oluşturmakta ve bataryanın SOC (State of Charge) seviyesini %0'dan %80'e taşımaktadır. Bu fazda sistem Constant Current Load (CCL) karakteristiği göstermektedir. CV fazında ise akım kademeli olarak azalmakta sistem davranışı dirençsel yük karakteristiğine yaklaşmaktadır.

Ultra hızlı şarj istasyonlarında kullanılan bir diğer stratejide sistemin maksimum güç kapasitesi sabit tutularak akım ve gerilimin bataryanın anlık durumuna göre dinamik olarak ayarlanmasıdır. Böyle yüksek güç seviyelerinde sistem davranışı Constant Power Load (CPL) karakteristiğine yaklaşmaktadır. Sıradaki analiz DAB dönüştürücünün performansını üç farklı yük tipi altında incelemiştir.

1. Rezistif Yük (R): Lineer yük karakteristiğidir. CV şarj fazının geç aşamalarını temsil etmektedir. Ohm yasasına uygun olarak akım ve gerilim doğrusal ilişki göstermektedir ($I = V/R$).

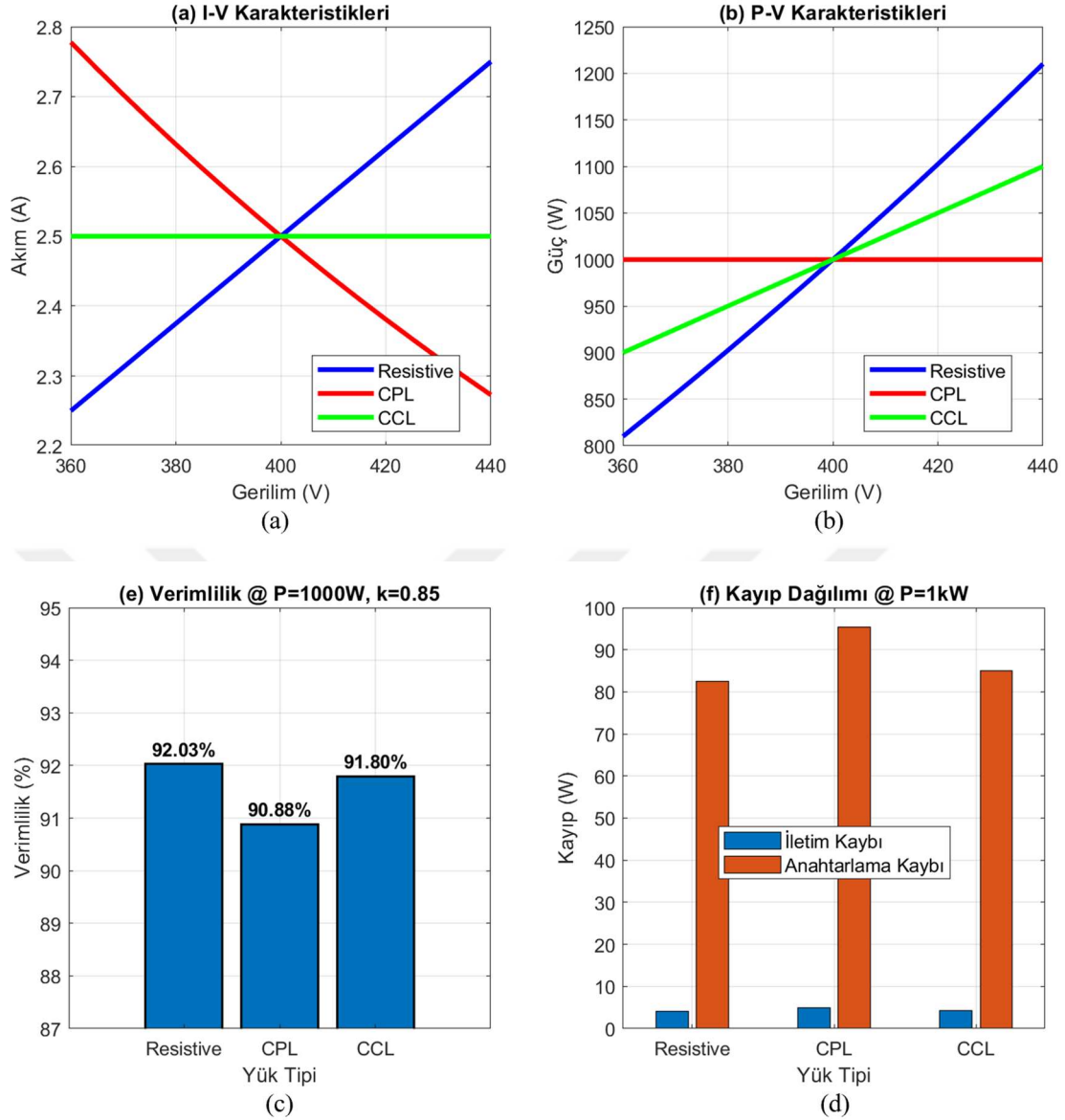
2. Sabit Akım Yüğü (CCL): Geleneksel CC-CV şarj profilinin CC fazını temsil etmektedir. Bu yük tipi seviye-2 şarj istasyonları (3.3-7.2 kW) ve düşük-orta güçlü DA şarj sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Batarya gerilimi şarj boyunca değişse de akım sabit tutulmaktadır ($I = \text{sabit}$, $P = V \times I$).

3. Sabit Güç Yüğü (CPL): Modern hızlı şarj istasyonlarının kullandığı stratejiyi temsil etmektedir. Bu yük tipinde güç sabit tutulurken gerilim değişimlerine bağlı olarak akım ters orantılı değişmektedir ($P = \text{sabit}$, $I = P/V$). Bu durumda gerilim düşüşü anında artan akım talebi nedeniyle negatif empedans etkisi oluşmakta sistem stabilitesi ve verimlilik üzerinde olumsuz etkilere yol açabilmektedir. Bu yük tiplerinin seçilmesinin temel nedeni gerçek elektrikli araç şarj ekosisteminde karşılaşılan tüm senaryoları kapsayacak şekilde analiz yapılmasıdır.

Tablo 18’de verilen sistem parametreleri; giriş gerilimi 400 V, anahtarlama frekansı 100 kHz, seri endüktans 50 μH (transformatör kaçak endüktansı dahil) ve nominal güç 1 kW olarak seçilmiştir. Gerilim değişim aralığı 360-440 V ($\pm 10\%$), tipik batarya paketlerinin SOC %20 ile %100 arasındaki gerilim profilini temsil etmektedir. Kayıp hesaplamaları iletim ve anahtarlama kayıplarını kapsayacak şekilde modellenmiştir. Aşağıdaki bölümlerde, elde edilen sonuçlar detaylı olarak tartışılmıştır.

Tablo 18. Farklı yükler altında DAB konverter çalışma modeli için kullanılan sistem parametreleri

Parametre	Değer
Giriş gerilimi	400 V
Çıkış gerilimi	360 – 440V
Anahtarlama frekansı	100kHz
N	1
Toplam kaçak endüktans	50 μH
Nominal güç	1000W



Şekil 48. DAB dönüştürücünün farklı yük tipleri altında karakterizasyonu: (a) I-V karakteristikleri, (b) P-V karakteristikleri, (c) nominal güçte verimlilik karşılaştırması, (d) kayıp bileşenlerinin dağılımı

Şekil 48 (a)'da elde edilen I-V karakteristikleri üç farklı yük tipinin 360-440 V gerilim aralığındaki akım-gerilim karakteristiklerini göstermektedir. Bu gerilim aralığı gerçek batarya paketlerinin farklı SOC seviyelerindeki gerilim profilini temsil etmekte ve üç yük tipinin belirgin farklılıklarını ortaya koymaktadır. Dirençsel yük Ohm yasasına uygun olarak lineer bir karakteristik göstermektedir ($I = V/R$). 160 Ω 'luk yük direnci için 400 V nominal gerilimde 2.5 A akım çekilmektedir. Gerilim %10 azaldığında (360 V) akım orantılı olarak 2.25 A'e düşmekte, gerilim %10 arttığında (440 V) ise akım 2.75 A'e yükselmektedir. Bu

lineer davranış sistem tasarımı açısından en öngörülebilir ve kontrol edilmesi en kolay yük tipidir.

CCL karakteristiği tüm gerilim aralığında sabit 2.5 A akım göstermektedir. Bu geleneksel CC-CV şarj profilinin CC fazını doğru şekilde yansıtmaktadır. Gerçek uygulamalarda batarya yönetim sistemi (BMS) sabit akım talebini sürdürürken batarya gerilimi SOC artışına bağlı olarak yavaşça yükselmektedir. Örneğin, 100 kWh'lik bir batarya paketinin 50 A sabit akımla şarj edilmesi durumunda başlangıç gücü $360 \text{ V} \times 50 \text{ A} = 18 \text{ kW}$ iken, şarj ilerledikçe $440 \text{ V} \times 50 \text{ A} = 22 \text{ kW}$ 'a ulaşmaktadır. Bu güç artışı şarj istasyonunun tasarımında dikkate alınması gereken önemli bir parametredir.

CPL karakteristiği ise hiperbolik bir eğri göstermektedir ve bu durum modern hızlı şarj sistemlerinin en büyük zorluğunu ortaya koymaktadır. Sabit 1000 W güç talebi nedeniyle gerilim azaldığında akım artmakta (negatif empedans), gerilim yükseldiğinde ise akım azalmaktadır. 360 V'ta akım 2.78 A'e yükselirken, 440 V'ta 2.27 A'e düşmektedir. Bu %22'lik akım varyasyonu akım stresi artışı ve termal yönetim zorlukları gibi problemlere neden olabilir.

Şekil 48 (b)'deki P-V ilişkileri incelendiğinde CPL'nin tanım gereği tüm gerilim aralığında sabit 1000W güç çektiği görülmektedir. Sistemin maksimum güç kapasitesi sabit tutularak şarj süresi minimize edilmektedir. Bu stratejini bazı avantajları vardır.

1. Öngörülebilir şarj süresi: Sabit güç transferi şarj süresinin basit bir formülle hesaplanmasını sağlamaktadır ($t = E/P$). Örneğin 100 kWh bataryanın %20'den %80'e şarj edilmesi için 60 kWh enerji gerekiyorsa, 350 kW'lık bir istasyonda teorik süre $60/350 = 10.3$ dakikadır.
2. Maksimum verimlilik: Güç elektroniği dönüştürücüler genellikle nominal güç civarında en yüksek verimlilikle çalışmaktadır. Sabit güç stratejisi sistemin bu optimal noktada sürekli çalışmasını sağlamaktadır.
3. Şebeke güç yönetimi: Elektrik şebekesi açısından sabit güç talebi daha öngörülebilir ve yönetilebilir bir yük profili oluşturmaktadır.

Dirençsel yük güç kanunu $P = V^2/R$ gereği parabolik bir karakteristik göstermekte ve nominal gerilimde 1000W'a ulaşmaktadır. 360 V'ta güç 810 W'a düşerken, 440 V'ta 1210 W'a yükselmektedir. Bu %49'luk güç değişimi CV şarj fazının son aşamalarında gözlenmektedir. Batarya gerilimi maksimum değere ulaştığında akım kademeli olarak azalmakta ve dolayısıyla güç düşmektedir. Bu faz toplam şarj süresinin %20-30'unu oluşturmakta ve bataryayı %80'den %100'e taşımaktadır.

CCL karakteristiği $P = V \times I$ formülüne uygun olarak lineer bir artış göstermektedir. 360 V'ta güç 900 W iken, 440 V'ta 1100 W'a çıkmaktadır. Bu durum geleneksel CC-CV şarjın CC fazında karşılaşılan bir gerçekliktir. Sabit akım ile şarj yapılırken batarya gerilimi arttıkça güç de artmaktadır. Şarj istasyonu tasarımında bu güç artışının dikkate alınması gerekmektedir. Örneğin 50 kW olarak belirtilen bir DA şarj istasyonu aslında şarj sonuna doğru 60-65 kW güç çekebilmektedir.

Şekil 48 (c)'de DAB dönüştürücünün tipik çalışma noktası olan 1000 W nominal güçte $k=0.85$ gerilim dönüşüm oranında üç yük tipinin verimlilik performansını karşılaştırmaktadır. Rezistif yük %92.03 verimlilik ile en iyi performansı gösterirken, CPL %90.88 ile en düşük, CCL ise %91.80 ile ikinci sırada yer almaktadır. Bu %1.15'lik fark ilk bakışta küçük görünse de endüstriyel ölçekte önemli sonuçlara yol açmaktadır. Örneğin 1 kW DAB dönüştürücünün günde 8 saat çalıştığını var sayalım. Dirençsel ve CPL yükler arasındaki enerjini kaybını yaklaşık olarak aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz.

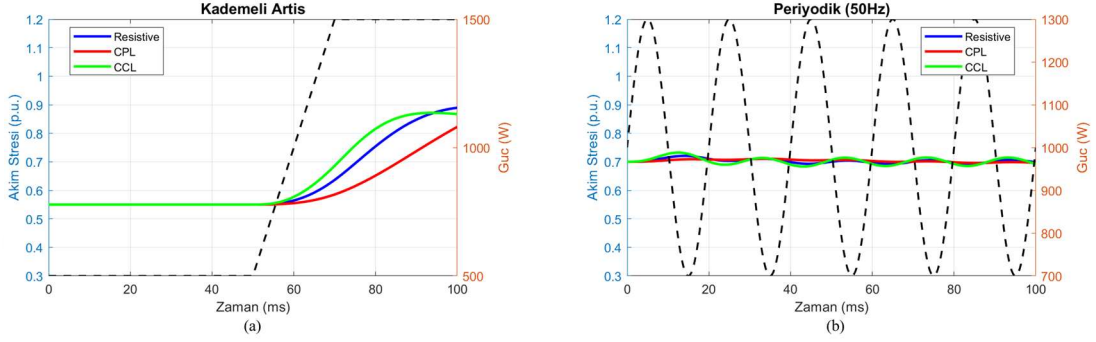
$$-\text{Dirençsel yük: Günlük kayıp} = 1000\text{W} \times 8 \times (1 - 0.9203) = 637\text{Wh}$$

$$-\text{CPL: Günlük kayıp} = 1000\text{W} \times 8 \times (1 - 0.9088) = 730\text{Wh}$$

Sadece 1kW'lık dönüştürücüde günlük fark 93Wh, yıllık fark ise 34kWh olacaktır. Ayrıca bu durum CPL için daha fazla ısı üretimi ve soğutma ihtiyacı olması anlamında gelir.

Şekil 48 (d)'deki grafik toplam kayıpların hangi bileşenlerden kaynaklandığını belirlemek ve farklı yük tiplerinin kayıp mekanizmaları üzerindeki etkisini analiz etmiştir. İletim kayıpları için $P_i = I_{rms}^2 \times (R_{on} + R_{tr})$, anahtarlama kayıpları için ise $P_{sw} = V \times I_{rms} \times (t_{on} + t_{off}) \times f_s$ formülleri kullanılmıştır. Burada R_{on} : mosfet iç direnci, R_{tr} : transformatör direncini temsil etmektedir. Şekildeki kayıplar incelendiğinde her üç yük tipi için de anahtarlama kayıplarının baskın olduğu görülmektedir. Dirençsel yükte toplam ~87W kayıp meydana gelirken bunun ~82W'ı anahtarlama kayıplarından, ~5W'ı iletim kayıplarından kaynaklanmaktadır. CPL durumunda toplam kayıp ~96W'a yükselmektedir. Hem iletim hem de anahtarlama kayıplarında artış gözlenmektedir. İletim kayıpları ~5.5W'a (%10 artış), anahtarlama kayıpları ise ~90.5W'a (%10.4 artış) yükselmektedir. Bu artışın temel nedeni CPL'nin negatif empedans etkisi sonucu RMS akımının artmasıdır. Yüksek RMS akımı hem mosfetlerin R_{on} direncinde daha fazla ısı kaybına hem de açma-kapama anlarında artan akım seviyelerine bağlı olarak yüksek anahtarlama kayıplarına yol açmaktadır. CCL'de ise kayıplar ~85W seviyesindedir. Bu kayıp dirençsel yüke yakın ancak CPL'den belirgin şekilde düşüktür.

Bu analiz DAB dönüştürücülerde verimlilik optimizasyonu için anahtarlama kayıplarının azaltılmasının öncelikli olduğunu göstermektedir. 100 kHz anahtarlama frekansında toplam kayıpların %90'ından fazlası anahtarlama işlemlerinden kaynaklanmaktadır. ZVS ve ZCS gibi yumuşak anahtarlama tekniklerinin uygulanması özellikle CPL yüklerinde önemli verimlilik iyileştirmeleri sağlayabilir.



Şekil 49. Kademeli ve periyodik yük değişimlerinin DAB performansına etkisi

Şekil 49'da oluşturulan farklı senaryolarla yük değişimlerinin performansa etkileri incelenmiştir. Bu grafikler TPS kontrolünün farklı yük profillerine adaptasyonunu ve her bir yük tipinin kendine özgü karakteristiklerini görselleştirmektedir.

Şekil 49 (a) kademeli yük artışı senaryosunda (50ms içinde 500W'dan 1500W'a lineer artış) farklı yük tiplerinin tepkisi sunulmaktadır. Beklendiği üzere hiçbir yük tipinde aşma gözlemlenmemiştir. Yerleşme zamanı değerleri yük tipine göre belirgin farklılıklar göstermektedir. CCL yaklaşık 40ms, dirençsel 50ms ve CPL yaklaşık 65ms'de kararlı hale ulaşmıştır. CPL yükünün diğer yük tiplerine göre yaklaşık %30 daha uzun yerleşme zamanı göstermesi negatif empedans karakteristiğinin kontrol döngüsü bant genişliğini kısıtlamasının doğrudan bir sonucudur. Bu bulgu (Huang, Wang, Li, & Lei, 2016) tarafından bildirilen CPL yüklerinin dinamik performans kısıtlamaları ile tutarlıdır. Ayrıca CPL yükünün kademeli artış sırasında daha düşük akım stresi seviyesinde (~ 0.83 p.u.) çalışması dikkat çekicidir. Buda güç dengesinin farklı yük karakteristikleri altında nasıl sağlandığını göstermektedir. TPS modülasyonu sayesinde tüm yük tipleri için kararlı ve stabil bir geçiş elde edilmiştir.

Şekil 49 (b)'deki periyodik yük değişimi senaryosu (50Hz frekansında $\pm 30\%$ güç varyasyonu) altında yük tiplerinin frekans tepkisi karakteristikleri sunulmaktadır. 50Hz frekansı tipik şebeke frekansına karşılık gelmekte ve yenilenebilir enerji uygulamalarında

sıklıkla karşılaşılan bir yük profili temsil etmektedir. Tüm yük tipleri 50Hz'de stabil çalışma sergilemektedir. Bu da kullanılan kontrol döngüsünün bant genişliğinin bu frekansı rahatça kapsadığını göstermektedir. Akım stresi seviyeleri yük tipleri arasında benzer seviyelerde gözlemlenmiştir. Dirençsel ve CPL yaklaşık 0.70 p.u., CCL ise daha yüksek seviyede (~ 0.72 p.u.) salınım göstermiştir. Güç profilindeki sinüzoidal değişimin akım stresine yansımaları, her üç yük tipinde de düşük genlikli bir dalgalanma ($\sim \pm 0.02$ p.u.) şeklinde gözlemlenmiştir. Bu küçük değişim TPS modülasyonunun periyodik yük değişimlerine karşı etkili bir şekilde kompanzasyon sağladığını göstermektedir. CPL'nin negatif empedans etkisi bu frekans aralığında belirgin bir kararsızlığa yol açmamış sistem kararlı çalışmaya devam etmiştir. Bu bulgu optimize edilmiş TPS kontrolünün CPL yükleri ile bile geniş bir frekans bandında stabil operasyon sağlayabildiğini desteklemektedir.

5.2.5. TPS Modülasyonlu DAB Dönüştürücüde Aktif ve Reaktif Güç Hesabı

DAB konvertörlerde TPS modülasyonu kullanılarak reaktif güç akışının kontrolü ve azaltılması mümkündür. Bunu yapabilmek için harmonik analiz yaklaşımı kullanılır. Primer ve sekonder taraf dalga şekilleri Fourier serisi kullanılarak harmonik bileşenlerine ayrılır. Bu yaklaşımda akım ve gerilim dalga şekillerinin harmonik bileşenleri kullanılarak aktif ve reaktif güç hesaplanır.

Fourier serisi açılımında kare dalga şekline sahip gerilimler için harmonik bileşenler denklem (3.58) kullanılarak elde edilir.

$$v(t) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} a_h \sin(h\omega t + \phi_h) \quad (3.82)$$

Burada;

- a_h : h. harmoniğin genlik değeri
- h : harmonik derecesini (yalnızca tek harmonikler: 1, 3, 5, ...)
- ω : açısal frekansı
- ϕ_h : h. harmoniğin faz açısını ifade eder.

TPS modülasyonunda primer ve sekonder taraf gerilimlerinin harmonik katsayıları iç faz kaydırma oranlarına (D_1 ve D_3) bağlıdır.

Primer taraf h. harmonik genliği,

$$a_p(h) = \frac{4V_1}{h\pi} \sin\left(\frac{h\pi D_1}{2}\right) \quad (3.83)$$

Sekonder taraf h. harmonik genliği,

$$a_s(h) = \frac{4V_2}{h\pi} \sin\left(\frac{h\pi D_3}{2}\right) \quad (3.84)$$

Burada

- V_1 : Primer taraf DA gerilimi
- V_2 : Sekonder taraf DA gerilimi
- D_1 : Primer taraf iç faz kaydırma oranı (0-1 arası)
- D_3 : Sekonder taraf iç faz kaydırma oranı (0-1 arası) olarak ifade edilmiştir.

Aktif ve Reaktif Güç Hesabı: Her bir harmonik bileşenin aktif ve reaktif güce katkısı hesaplanarak toplam güç değerlerine ulaşılır. Dış faz kaydırma (D_2) parametresi primer ve sekonder taraf gerilimleri arasındaki faz farkını belirler.

h. harmonik için aktif güç katkısı:

$$P_h = \frac{a_p(h) \cdot a_f(h)}{2\omega L h^2} \sin(h\phi_{ps}) \quad (3.85)$$

Burada $\phi_{ps} = \phi + D_2\pi$ olup, ϕ temel dış faz kayması ve $D_2\pi$ normalize edilmiş ek faz kaymasıdır. ϕ değeri genellikle 0 ile $\pi/2$ (veya $0^\circ - 90^\circ$) arasında değişen geleneksel faz kayması açısıdır. Aktif güç akışının yönünü ve büyüklüğünü temel olarak kontrol eden parametredir. D_2 değeri ise, -1 ile 1 arasında değişen bir değerdir ve π ile çarpıldığında ek bir faz kayması sağlar. Bu parametre, temel faz kaymasına (ϕ) eklenerek toplam faz kaymasını ayarlamak için kullanılır. TPS modülasyonunda, $\phi_{ps} = \phi + D_2\pi$ harmonik bileşenlerin faz açılarını belirler. H. harmonik için faz açısı $h\phi_{ps}$ şeklinde hesaplanır. Bu, her bir harmoniğin kendi faz açısına sahip olduğu ve aktif/reaktif güç hesaplamalarında kullanıldığı anlamına gelir.

Primer ve sekonder tarafta h. harmonik için reaktif güç hesabı ise aşağıdaki formüller kullanılarak yapılır.

$$Q_{p,h} = \frac{a_p(h)^2}{2\omega L h^2} (1 - \cos(h\phi_{ps})) \quad (3.86)$$

$$Q_{s,h} = \frac{a_s(h)^2}{2\omega L h^2} (1 - \cos(h\phi_{ps})) \quad (3.87)$$

Bu denklemlerde L kaçak endüktansı, $\omega = 2\pi f_s$ değerini ifade eder. Açısal frekans (ω), güç denklemlerinde ve harmonik analizinde kullanılır. Çünkü harmonik bileşenlerin frekansı temel anahtarlama frekansının katları şeklinde ifade edilir. Bu parametre özellikle endüktans (L) ile kullanıldığında reaktif empedansı ($X_L = \omega L$) belirler dolayısıyla güç hesaplamalarında doğrudan etkilidir. Yüksek anahtarlama frekansı daha küçük pasif bileşenler kullanma avantajı sağlarken anahtarlama kayıplarını artırma dezavantajını da beraberinde getirir.

Toplam Güç Hesabı: Tüm harmoniklerin katkıları toplanarak sistemdeki toplam aktif ve reaktif güç elde edilir.

$$P_{\text{top}} = \sum_{h=1,3,5,\dots} P_h \quad (3.88)$$

$$Q_{p,\text{top}} = \sum_{h=1,3,5,\dots} Q_{p,h} \quad (3.89)$$

$$Q_{s,\text{top}} = \sum_{h=1,3,5,\dots} Q_{s,h} \quad (3.90)$$

$$Q_{\text{top}} = Q_{p,\text{top}} + Q_{s,\text{top}} \quad (3.91)$$

Geleneksel SPS modülasyonunda $D_1 = D_3 = 1$ olarak alınır ve sadece dış faz kayması kontrol edilir. TPS modülasyonunda ise iç faz kaydırma oranlarını (D_1 ve D_3) ayarlayarak reaktif güç akışının kontrolü sağlanır. Modelleme yapılırken bu eşitlikler dikkate alınmıştır.

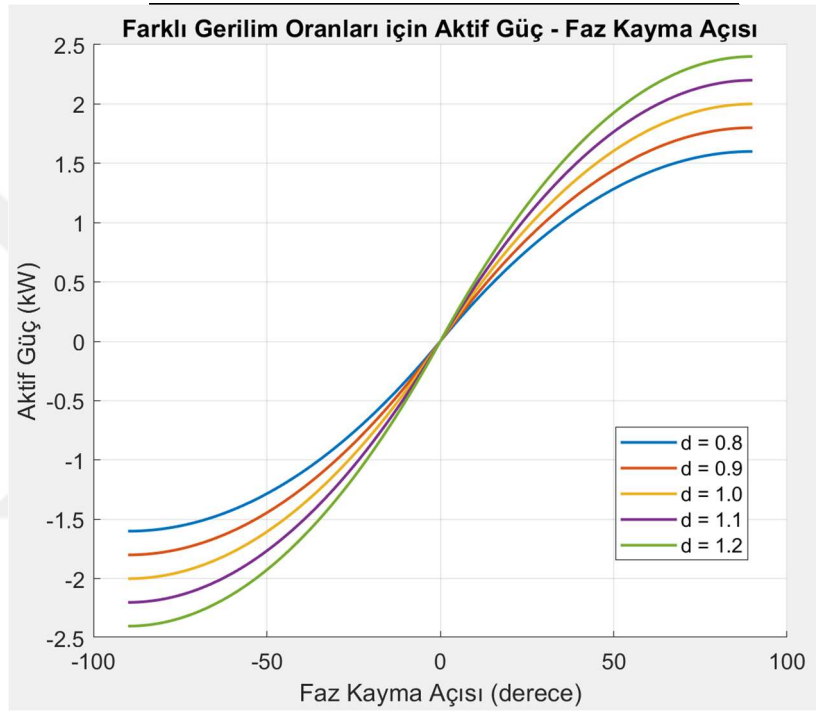
Reaktif Güç Azaltma Oranı: Reaktif güç azaltma oranı hesaplaması, TPS modülasyonunun geleneksel SPS modülasyonuna göre sağladığı avantajı sayısal olarak ölçmek ve karşılaştırmak için kullanılmıştır.

$$\text{Reaktif Güç Azaltma Oranı (\%)} = \frac{Q_{\text{SPS}} - Q_{\text{TPS}}}{Q_{\text{SPS}}} \times 100 \quad (3.92)$$

Bu oran, TPS modülasyonunun aynı aktif güç transferi için geleneksel SPS modülasyonuna göre ne kadar reaktif güç tasarrufu sağladığını gösterir. Bu oran pozitifse TPS modülasyonu reaktif güç açısından avantaj sağlıyor demektir. Tablo 19'da bu bölümdeki yapılacak analizler için kullanılan devre parametreleri verilmiştir.

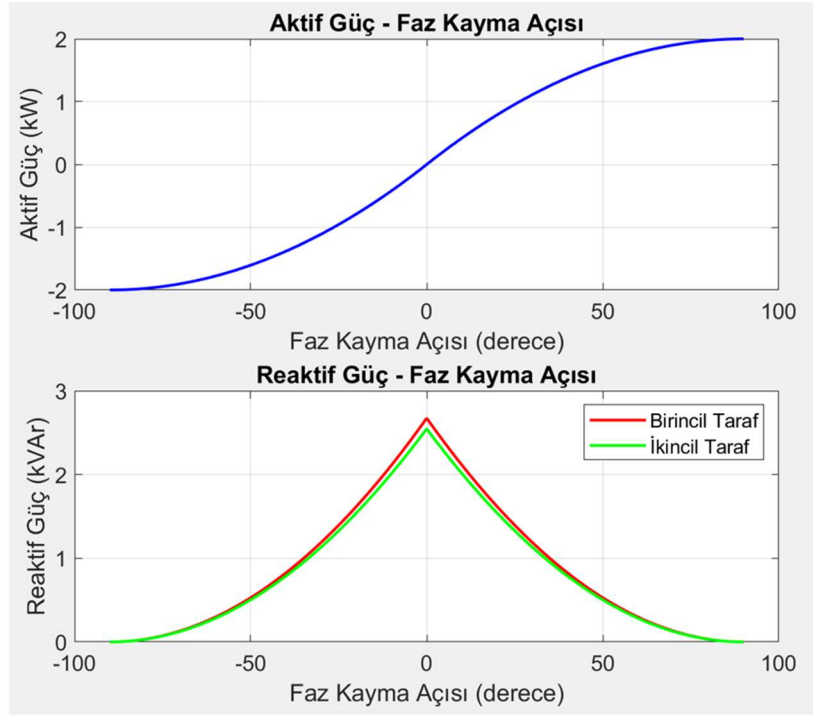
Tablo 19. Aktif ve reaktif güç modeli için kullanılan devre parametreleri

Parametre	Değer
Giriş gerilimi	400 V
Çıkış gerilimi	400V
Anahtarlama frekansı	10kHz
N	0.5
Toplam kaçak endüktans	1mH



Şekil 50. Farklı gerilim oranları için aktif güç – faz kayma açısı değişimi

Bu bölümde öncelikle (DAB) konvertörün aktif güç karakteristiklerini incelemek amacıyla faz kayma açısına bağlı aktif güç transferi analizi gerçekleştirilmiştir. Şekil 50'de -90° ile $+90^\circ$ arasında değişen faz kayma açısının aktif güç üzerindeki etkisi görülmektedir. Grafik DAB konvertörün çift yönlü güç akışı özelliğini açıkça ortaya koymaktadır. Negatif açı değerlerinde güç akışı ikincil taraftan birincil tarafa doğru gerçekleşirken, pozitif değerlerde birincil taraftan ikincil tarafa gerçekleşmektedir. Açının 0 noktasında ise aktif güç aktarımı olmadığı gözlemlenmektedir. Maksimum güç aktarımı $\pm 90^\circ$ açılarında olmuştur. Ancak aşırı fazla reaktif güç oluşumu söz konusu olabileceğinden pratikte bu noktalar kritik işletim sınırları olarak değerlendirilmelidir.

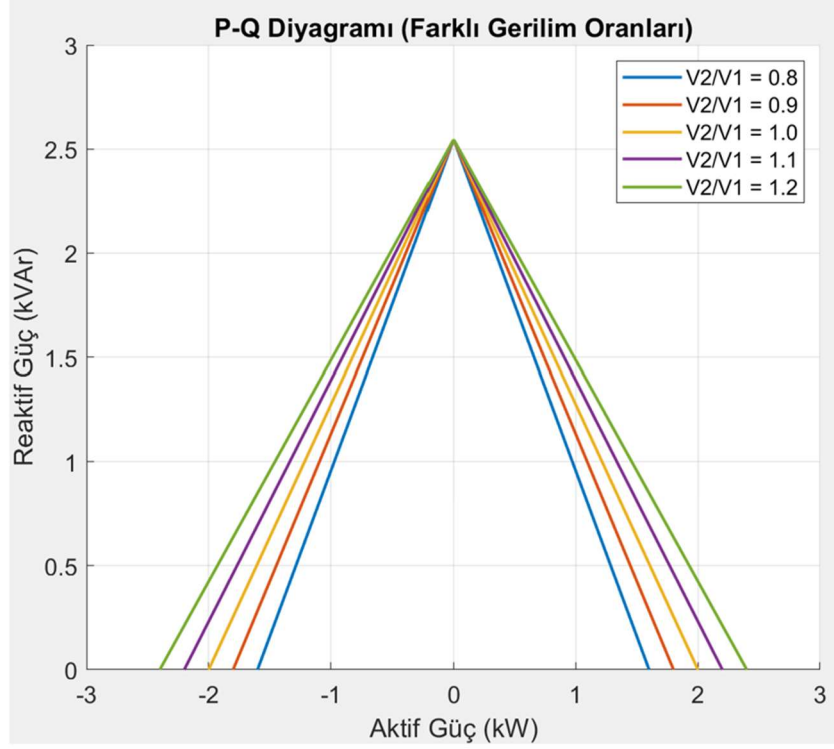


Şekil 51. Faz kayma açısının aktif ve reaktif güce etkisi

Şekil 51 faz kayma açısı ile birincil ve ikincil taraflardaki reaktif güç davranışı arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Grafikten açıkça görülebildiği gibi reaktif güç değerleri $\phi = 0$ etrafında maksimuma ulaşmakta ve $|\phi| \rightarrow \pi/2$ yaklaştıkça minimuma inmektedir. Bu negatif parabolik davranış faz açısının reaktif güç optimizasyonunda kritik bir parametre olduğunu göstermektedir. $V_1 = V_2$ olduğu durumda ise birincil ve ikincil taraf reaktif güç eğrileri büyük oranda örtüşmektedir. Reaktif güç konvertörün gerçek güç kapasitesini sınırlandıran ve ek kayıplara neden olan istenmeyen bir bileşen olduğundan bu eğrilerin analizi reaktif güç kompanzasyonu için temel bir adımdır.

Şekil 52’de verilen grafik DAB konvertörün aktif ve reaktif güç bileşenleri arasındaki ilişkiyi farklı gerilim oranları (V_1/V_2) için göstermektedir. Bu grafik konvertörün çalışma bölgesini aktif-reaktif güç düzleminde tanımlar ve farklı gerilim koşullarının bu çalışma bölgesine etkisini ortaya koyar. P-Q diyagramının oluşturulması DAB konvertörün işletim sınırlarını ve kapasitesini belirlemek için esastır. Grafik farklı gerilim oranlarının konvertörün güç aktarım kapasitesi ve reaktif güç davranışı üzerindeki etkisini kapsamlı bir şekilde göstermektedir. Sistem tasarımcıları bu diyagram sayesinde belirli bir uygulamanın gereksinimlerini karşılayacak uygun gerilim oranını ve çalışma noktasını belirleyebilirler. Ayrıca P-Q diyagramı güç elektroniği sistemlerinin kararlılık analizinde de kullanılabilir.

Buraya kadar yapılan analizler yük direnci sıfır kabul edilerek optimum çalışma noktalarının belirlenmesini, ZVS bölgelerinin incelenmesini, sistem verimliliğinin artırılmasını, transformatör ve anahtarlama elemanlarının seçimi ve boyutlandırılması için önemli bilgiler vermektedir.



Şekil 52. Farklı gerilim oranları için aktif-reaktif güç ilişkisi

5.3. MARL Kontrollü TPS DAB Çevirici Tasarımı

Çok ajanlı pekiştirmeli öğrenme (MARL) yaklaşımının TPS-DAB konvertör kontrolünde kullanılması konvansiyonel kontrol yöntemlerine kıyasla önemli avantajlar sağlamaktadır. Öğrenme tabanlı yapısı sayesinde MARL ajanları sistem dinamiklerindeki değişiklikleri önceden algılama ve proaktif tepki verme kabiliyetine sahiptir. Konvansiyonel PID kontrolcüler gibi reaktif kontrol sistemleri bir bozucu etki oluştuktan sonra hata sinyaline dayalı olarak tepki verirken, MARL ajanları sistem durumunu sürekli gözlemleyerek potansiyel değişiklikleri öngörebilir ve önceden hazırlıklı aksiyonlar alabilir.

Bu öngörüşel kontrol kapasitesi özellikle TPS modülasyonunun karmaşık üç boyutlu kontrol uzayında (D_1 , D_2 , D_3) kritik öneme sahiptir. Her yeni gelen açı ile potansiyel optimum açı değerleri kombinasyonu eksponansiyel olarak arttığı için eski optimizasyon

yöntemleri hesaplamalarda eksik kalmaktadır. Her MARL ajanı kendisine atanan parametreyi kontrol ederken diğer ajanların davranışlarını ve sistem genelindeki etkileşimleri öğrenmektedir. Bu sayede bir ajanın aksiyonunun diğer parametreler üzerinde yaratacağı etkiler önceden hesaplanabilir ve koordineli bir optimizasyon stratejisi geliştirilebilir. Örneğin D_1 ajanı duty cycle değişikliğini planlarken bu değişimin D_2 ve D_3 parametreleri üzerindeki etkilerini öngörerek diğer ajanların bu duruma adaptasyonunu kolaylaştıracak şekilde hareket edebilir.

MARL sisteminin öğrenme kapasitesi değişken çalışma koşullarına hızlı adaptasyonu mümkün kılmaktadır. Sistem yükü, giriş gerilimi veya çevre koşullarında meydana gelen değişiklikler karşısında geleneksel kontrolcüler yeniden parametre ayarlaması gerektirebilirken MARL ajanları bu değişiklikleri deneyim kazanma fırsatı olarak değerlendirerek daha da güçlü bir kontrol stratejisi geliştirmektedir. Deneyim tekrarı mekanizması sayesinde daha önceki benzer durumlardan elde edilen bilgiler yeni koşullara hızla uyarlanabilmektedir.

Özellikle akım stresi (I_m) minimizasyonu ve ZVS optimizasyonu gibi çok kriterli hedeflerin eş zamanlı takibinde MARL'ın çoklu ajan yapısı belirgin üstünlük sağlamaktadır. Her ajan kendi parametresi üzerinden global performans fonksiyonuna katkı sağlarken, sistem genelindeki takasları öğrenerek Nash dengesi yakın optimal noktalar bulabilmektedir. Bu yaklaşım konvansiyonel tek boyutlu kontrolcülerin çözümleyemediği karmaşık optimizasyon problemlerine daha iyi çözümler üretmektedir.

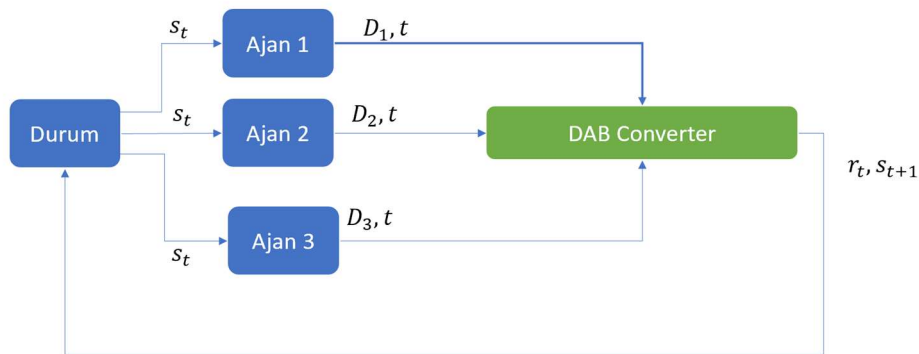
MARL sisteminin diğer önemli avantajlarından biri işletme sırasında sürekli öğrenme ve kendi kendini ayarlama kapasitesidir. Konvansiyonel kontrolcüler sabit parametrelerle çalışırken MARL ajanları her bölüm sonunda Q-bağlantılarını güncellemeye devam ederek performanslarını artırmaktadır. Hedef ağ güncellemesi ve keşif stratejisi sayesinde sistem hem mevcut optimum stratejisini korumakta hem de daha iyi çözümleri araştırmaya devam etmektedir. Bu sürekli öğrenme kapasitesi TPS modülasyonunun altı farklı çalışma modunda (Mod 1-6) optimum parametre kombinasyonlarının bulunmasında kritik rol oynamaktadır. Her mod için farklı akım stresi (I_m) formülleri ve optimizasyon kriterleri mevcut olduğundan MARL ajanları bu modal geçişleri öğrenerek kesintisiz mod değişiklikleri gerçekleştirebilmektedir. Geleneksel kontrolcüler her mod için ayrı parametre seti gerektirebilirken MARL sistemi birleşik bir yaklaşım ile tüm modlarda optimum performans sergileyebilmektedir.

MARL yaklaşım üstünlüklerinden biri de sistem arızaları ve anormal durumlara karşı gösterdiği dayanıklı davranıştır. Ödül fonksiyonuna entegre edilen stres cezası mekanizması sayesinde ajanlar tehlikeli çalışma bölgelerinden kaçınmayı öğrenmektedir. Bu kendini koruyan davranış sistem güvenliğini artırırken aynı zamanda komponent ömrünün uzamasına da katkı sağlamaktadır.

Bu tezde TPS-DAB konvertör sisteminin kapsamlı analizi gerçekleştirilmiştir. Sistem 800V giriş gerilim seviyesinde çalışan ve 200-400V aralığında değişken çıkış gerilimi üretebilen yüksek performanslı bir güç dönüştürücüdür. Temel sistem bileşenleri; birincil ve ikincil H-köprü yapıları, yüksek frekanslı transformatör ($N=2.0$ çevirme oranı) ve enerji transfer indüktörü (20-60 μH) olarak tasarlanmıştır. Sistemin 50-100 kHz anahtarlama frekansı aralığında çalışması kompakt tasarım ve yüksek güç yoğunluğu sağlamaktadır.

TPS kontrolü konvansiyonel faz kayması kontrolüne ek olarak D_1 ve D_3 parametrelerinin bağımsız kontrolünü mümkün kılmaktadır. Bu üç boyutlu kontrol uzayı (D_1, D_2, D_3) sistem performansının çok kriterli optimizasyonuna olanak tanımaktadır. Şekil 53'te MARL yapısının DAB çeviriciye uyarlanması gösterilmiştir. Burada $s_t = [V_{in}, V_{out}, P_{out}, ZVS, c \text{ ve } l]$ gibi dönüştürücü parametrelerini temsil eder. $r_t = \min(Q)$ reaktif gücü ve akım stresini minimize edecek denklemleri kapsamaktadır. Akım stresi hesabında Tablo17, reaktif güç hesaplarında ise denklem (3.62) ve (3.63) kullanılmıştır. Temel bileşenler ise,

1. Ajan (Agent): D_1, D_2 ve D_3
2. Çevre (Environment): DAB Çevirici
3. Durum (State): s_t
4. Eylem (Action): Ajanın yapabileceği hareketler
5. Ödül (Reward): r_t



Şekil 53. MARL kontrollü DAB çevirici şeması

Akım stresi hesaplamaları: Akım stresi analizi algoritması TPS-DAB dönüştürücülerin elektriksel güvenlik eniyilemesi ve bileşen ömrü uzatılması amacıyla geliştirilmiştir. Geleneksel denetim yaklaşımları sadece güç aktarımı verimliliğini hedeflerken yüksek tepe akımlarının yarı iletken anahtarlar üzerinde oluşturduğu elektriksel stresi göz ardı etmektedir. Bu çalışmada önerilen akım stresi analizi algoritması TPS modülasyonunun altı farklı çalışma kipine uygun olarak geliştirilmiş özel hesaplama formülleri kullanarak sistem güvenliğini matematiksel temellere dayandırmaktadır.

Algoritmanın alt yapısı güç elektroniği literatüründe kabul görmüş akım stresi hesaplama yöntemlerine dayanmaktadır. Sistem durumu $S = [V_1, V_2, I_L, P_{out}, \text{verimlilik}]$ ile tanımlanır. TPS denetim parametreleri D_1 , D_2 ve D_3 'ün etkileşimleri ve k parametresi aracılığıyla normalize edilmektedir. Her TPS kipi için özel akım stresi (I_m) formülleri uygulanarak çalışma koşullarına en uygun hesaplama yöntemi seçilmiştir. Bu yaklaşım elektriksel güvenlik kısıtları altında sistem başarımının optimizasyonunu mümkün kılmaktadır.

TPS mod belirleme süreci sistem parametrelerinin dinamik analizi ile gerçekleştirilmektedir. İlk aşamada ($k = D_1 + D_2/2$) normalizasyon parametresi hesaplanarak sistem çalışma noktasının genel karakteristikleri belirlenmektedir. Mod belirleme mantığı görev çevrimlerinin birbirine yakınlığı faz kayması büyüklüğü ve k parametresinin değer aralığı üzerinden gerçekleştirilmektedir. Görev çevrimi farkı $|D_1 - D_2| < 0.1$ ve faz kayması $|D_3| < 0.2$ durumunda Mod-1 veya 2 seçilirken, $|D_1 - D_2| > 0.3$ durumunda Mod-3 veya 4 tercih edilmektedir. $|D_3| > 0.5$ durumunda Mod-5 veya 6 devreye girmektedir. Bu sistematik yaklaşım TPS literatüründe tanımlanmış optimal çalışma bölgelerinin doğru şekilde tespit edilmesini sağlamaktadır.

Akım stresi hesaplaması tüm TPS modlarına özgü matematiksel formüllerle gerçekleştirilmektedir. Her mod için özel olarak geliştirilmiş bu formüller Tablo.17'de verilmiştir. Bu çeşitlilik TPS modlarının geniş çalışma aralığında doğru akım stresi hesaplamasını sağlamaktadır.

Tepe akım hesaplaması temel harmonik analiz yöntemi ile gerçekleştirilir. İndüktör birincil ve ikincil anahtar akımları ayrı ayrı değerlendirilir. Ağırlıklı tepe akım hesaplaması ile akım stres faktörü elde edilir. Bu değer 100A maksimum tasarım akımına göre normalize edilir. Güvenlik kontrolü üç seviyeli sistem ile gerçekleştirilir. 50A altı güvenli, 50-70A arası dikkat gerektiren ve 90A üstü tehlikeli olarak sınıflandırılır. Bu sınırların tespitinde yarı iletken anahtar üretici datasheetleri ve IEEE güç elektroniği standartları referans alınmıştır.

RMS akım hesaplaması ise anahtarlama dalgalanmalarının etkisini dikkate alacak şekilde dalgalanma faktörü ile modifiye edilir ve son olarak stres analizi sonuçları raporlanır. Şekil 54'te kullanılan algoritma adımları, Tablo 20'de algoritma adımlarında kullanılan denklemler verilmiştir.

Tablo 20. Akım stresi algoritmasında kullanılan denklemler

k parametresi hesapla	$k = (d_1 + d_2) / 2$
D parametrelerini tanımla	$D_1 = d_1, D_2 = d_2, D_3 = \theta $
Temel gerilim bileşenlerini hesapla	$V_{1_temel} = (4 \times v_1 / \pi) \times \sin(d_1 \times \pi / 2)$ $V_{2_temel} = (4 \times v_2 / \pi) \times \sin(d_2 \times \pi / 2)$
Faz farkını hesapla	$\varphi = \theta \times \pi$
Tepe indüktör akımını hesapla	$I_{L_tepe} = V_{1_temel} \times \sin(\varphi) / (\omega s \times L)$
Anahtarlama akımlarını hesapla	Primary : $I_{pri_tepe} = I_{L_tepe} \times d_1$ Secondary : $I_{sec_tepe} = (I_{L_tepe} / n) \times d_2$
Ağırlıklı tepe akımı hesapla	$weighted_{tepe} = I_{L_tepe} \times 0.4 + I_{pri_tepe} \times 0.3 + I_{sec_tepe} \times 0.3$
Akım stres faktörünü hesapla	$stress_{factor} = \min(1.0, tepe değeri / 100)$
RMS akım hesapla	$I_{rms} = I_{L_temel} \times da lg alan makatsayısı / \sqrt{2}$

Bu çalışmada geliştirilen MARL sisteminde ödül fonksiyonu tasarımı çok kriterli optimizasyon prensiplerine dayandırılmıştır. Geleneksel RL yaklaşımları genellikle tek hedefli optimizasyon gerçekleştirirken TPS-DAB dönüştürücü kontrolünde verimlilik, güvenlik, reaktif güç minimizasyonu ve güç doğruluğu gibi çoklu performans kriterlerinin eş zamanlı optimizasyonu gereklidir. Bu gereksinimden hareketle önerilen ödül fonksiyonu dört ana bileşenden oluşmaktadır. Elektriksel stres cezası, akım stresi optimizasyonu, TPS modu optimizasyonu ve k parametresi optimizasyonudur.

Elektriksel stres değerlendirmesi için kademeli ceza sistemi kullanılmıştır. Akım stres çarpanı 0.8'in üzerinde olduğunda stres cezası $= -20.0 \times (\text{stres çarpanı} - 0.8)$ formülü ile yüksek ceza uygulanırken, 0.6-0.8 arası değerler için $-5.0 \times (\text{stres çarpanı} - 0.6)$ ile daha hafif ceza verilmiştir. Optimal çalışma aralığı olarak belirlenen 0.2-0.6 arası değerler

için ise $5.0 \times (1.0 - |\text{stres çarpanı} - 0.4|/0.2)$ formülü ile pozitif ödül sağlanmaktadır. Akım stresi optimizasyonu, 15A üzerindeki değerler için $\text{akım_stresi_cezası} = -15.0 \times (I_m - 15.0)/15.0$, 5A altındaki değerler için $\text{akım_stresi_ödülü} = 3.0 \times (1.0 - I_m/5.0)$ formülleri ile yönetilmektedir. Bu kademeli yaklaşım güvenli çalışma bölgelerine yönlendirme sağlarken aşırı muhafazakâr davranışları engellemektedir.

Sistem sürekli stres izleme mekanizması ile çalışmaktadır. 100 adımlık stres geçmişini saklanarak trend analizi gerçekleştirilmektedir. Ardışık 10 adımda stres sınırı aşımı durumunda acil durum protokolü devreye girmektedir. Bu protokol sistem parametrelerini güvenli değerlere geri çekmekte ve operatöre uyarı sağlamaktadır.

Akım stresi hesaplama algoritması gerçek zamanlı uygulama gereksinimlerini karşılayacak şekilde optimize edilmiştir. Hesaplama karmaşıklığı $O(1)$ seviyesinde tutularak mikroişlemci kaynaklarının etkin kullanımı sağlanmıştır. Doğruluk tablosu yaklaşımı ile trigonometrik işlemler hızlandırılmış kayan noktalı hesaplamalar sabit nokta aritmetiği ile değiştirilmiştir. Bellek kullanımı 100 adımlık geçmiş verisi ile sınırlandırılmış olup gömülü sistemlerde uygulanabilir seviyededir. Kesme tabanlı hesaplama ile anahtarlama periyodu içerisinde akım stresi değerlendirmesi tamamlanmaktadır. Bu optimizasyonlar endüstriyel denetim sistemlerinde gerçek zamanlı akım stresi izlemesinin pratik uygulamasını mümkün kılmaktadır.

1. Başlatma
 - Sistem parametrelerini başlat: $V_{in}, V_{out}, L, f_s, N$
 - TPS kontrol parametrelerini sıfırla: D_1, D_2, D_3
 - Stres deneyim tamponunu boşalt
2. Eğitim aşaması
 - Başlangıç durumunu belirle: $s = [V_{in}, V_{out}, I, L, P_{out}, verimlilik]$
 - Hedef değerleri rastgele ata
 - Her adım için
 - MARL ajanlarından aksiyon al
 - $a_1 = Agent1.get_action(s) \rightarrow D_1$ kontrolü
 - $a_2 = Agent2.get_action(s) \rightarrow D_2$ kontrolü
 - $a_3 = Agent3.get_action(s) \rightarrow D_3$ kontrolü
 - Eylemleri uygula ve sonuçları gözlemle
 - TPS parametre hesaplaması
 - D parametrelerini tanımla
 - k parametresini hesapla
 - TPS modunu belirle: $mod = \text{hesapla}(k, D_1, D_2, D_3)$
 - Modlara göre akım stresi hesapla
 - Tepe akım değerini hesapla
 - Temel gerilim bileşenlerini hesapla
 - Faz farkını hesapla
 - Tepe indüktör akımını hesapla
 - Anahtarlama akımlarını hesapla
 - Stres faktörünü hesapla
 - Ağırlıklı peak akım hesapla
 - Akım stres faktörü hesapla
 - RMS akım hesapla
 - Güvenlik kontrolü
 - Ödülü hesapla
 - Sonraki durumu gözlemle
 - Deneyimi hafızaya kaydet
 - Her ajan için DQN model parametrelerini güncelle
3. Değerlendirme
 - Belirli aralıklarla ajanları test et ve performans ölç

Şekil 54. Akım stresi için kullanılan algoritma adımları

Reaktif güç minimizasyonu hesaplamaları: Reaktif güç minimizasyonu algoritması TPS-DAB konvertörlerin güç kalitesi optimizasyonunda kritik öneme sahiptir. Geleneksel faz kayması kontrol yöntemleri sadece aktif güç transferini optimize ederken, reaktif güç bileşenlerinin sistem verimliliği üzerindeki olumsuz etkilerini göz ardı etmektedir. Bu çalışmada önerilen MARL yaklaşımı TPS parametrelerinin (D_1 , D_2 ve D_3) koordineli optimizasyonu ile hem aktif güç kontrolü hem de reaktif güç minimizasyonunu eş zamanlı olarak gerçekleştirmektedir.

Algoritmanın teorik altyapısı Markov Decision Process (MDP) formülasyonuna dayanmaktadır. Sistem durumu $S = V_1, V_2, I_L, P_{out}, \eta, ZVS_{rate}$ olarak tanımlanırken aksiyon uzayı $A = [a_1, a_2, a_3]$ şeklinde üç boyutlu olarak modellenmiştir. Her bir ajan Deep Q-Network (DQN) mimarisi kullanarak kendi kontrol parametresini optimize ederken sistem genelindeki etkileşimleri de öğrenmektedir. Bu yaklaşım tüm ajanların eş zamanlı optimizasyonunu mümkün kılmaktadır.

MARL sisteminin başlatılması aşamasında üç bağımsız DQN ajanı oluşturulmaktadır. Her ajan farklı bir TPS parametresinin kontrolünden sorumlu olup 1000 ayırık aksiyon uzayında çalışmaktadır. İlk ajan D_1 , ikinci ajan D_2 ve üçüncü ajan D_3 parametrelerini kontrol etmektedir. Tecrübe belleği mekanizması geçmiş deneyimlerin etkin kullanımını sağlarken hedef ağ yaklaşımı ile eğitim stabilitesi artırılmaktadır.

Durum başlatma prosedürü çevre durumunun sıfırlanması ve sistem parametrelerinin rastgele başlangıç değerlerine ayarlanması ile gerçekleştirilmektedir. İlk durum vektörü $S_0 = V_1, V_2, I_L, P_{out}, \eta, ZVS_{rate}$ şeklinde oluşturularak tüm ajanlara eş zamanlı olarak iletilmektedir. Bu yaklaşım dağıtılmış öğrenme paradigmasına uygun olarak her ajanın yerel gözlemleri ile küresel sistem performansı arasında optimal haritalamanın öğrenilmesini sağlamaktadır.

Aktif güç hesaplaması temel harmonik çözümleme yöntemi kullanılarak $P_{out} = V_{1-temel} \times V_{2-tem} \times \sin(\varphi) / (\omega s \times L)$ formülü ile gerçekleştirilmektedir. Burada $V_{1-tem} = (4V_1/\pi)\sin(d_1\pi/2)$ ve $V_{2-tem} = (4V_2/\pi)\sin(d_2\pi/2)$ temel gerilim bileşenlerini, $\varphi = \theta \times \pi$ ise faz kayması açısını temsil etmektedir. Bu hesaplama yöntemi TPS modülasyonunun üç boyutlu kontrol uzayındaki etkilerini doğru şekilde modellemektedir.

Reaktif güç bileşenlerinin hesaplanmasında $Q = V_1 I_1 \sin(\varphi_1) + V_2 I_2 \sin(\varphi_2)$ formülü kullanılmaktadır. Birincil ve ikincil taraflardaki reaktif güç bileşenleri ayrı ayrı hesaplanarak toplam reaktif güç değeri elde edilmektedir. RMS akım hesaplaması anahtarlama

dalgalanma etkilerini dikkate alacak şekilde $I_{rms} = I_{temel} \times \sqrt{(1 + \text{dalgalanma çarpanı}^2)}$ formülü ile değiştirilmektedir. Dalgalanma çarpanı TPS modülasyonunun akım dalgalanması üzerindeki etkilerini yansıtmak amacıyla dinamik olarak hesaplanmaktadır.

ZVS koşullarının analizi reaktif güç minimizasyonunda kritik rol oynamaktadır. Her anahtar için ZVS durumu anahtarlama anındaki endüktör akımının yönü kontrol edilerek belirlenmektedir. Birincil taraf anahtarları için $I_L(t_{anahtarlama}) < 0$ koşulu, ikincil taraf anahtarları için $I_L(t_{anahtarlama} + \varphi/\omega s) < 0$ koşulu değerlendirilmektedir. Bu yaklaşım parazit kapasitörlerin doğal olarak deşarj olmasını sağlayarak anahtarlama kayıplarının minimize edilmesini mümkün kılmaktadır.

ZVS başarı oranı, $ZVS_{oranı} = (ZVS_{birincil-sayı} + ZVS_{ikincil-sayı}) / \text{toplam anahtar sayısı}$ formülü ile hesaplanmaktadır. Bu ölçüt sistem genelindeki yumuşak anahtarlama performansının nicel değerlendirmesini sağlamaktadır. ZVS koşullarının sağlanması reaktif güç minimizasyonu ile doğrudan ilişkilidir. Çünkü optimal faz ilişkileri hem ZVS hem de minimum reaktif güç hedeflerine eş zamanlı olarak hizmet etmektedir.

Algoritmanın kalbi olan ödül fonksiyonu çok amaçlı optimizasyon prensiplerine dayalı olarak tasarlanmıştır. Ana formülasyon $r = \eta_bonus(\text{verimlilik ödülü}) + ZVS_ödülü - \text{stres cezası} - \text{akım stresi cezası} + \text{güç doğruluğu ödülü}$ şeklindedir. Her bir bileşenin ağırlıklandırılması sistem güvenliği ve performans hedefleri arasındaki ödünleşimi optimal şekilde yönetecek şekilde belirlenmiştir.

Verimlilik ödülü $\eta_{ödül} = 100.0 \times (\eta - 0.7)$ formülü ile hesaplanırken, sadece %70 üzerindeki verimlilik değerleri için pozitif katkı sağlanmaktadır. ZVS ödülü ise $ZVS_{ödül} = 20.0 \times ZVS_{oranı}$ şeklindedir. Güç doğruluğu ödülü $P_{power_accuracy} = -|P_{out} - P_{hedef}| / 1000$ formülü ile hedef güç değerinden sapmalar cezalandırılmaktadır. Bu çok boyutlu ödül yapısı Pareto en iyiliği ilkelerine uygun olarak çelişen amaçlar arasında en uygun dengeyi sağlamaktadır.

TPS modu optimizasyonu sistem dinamiklerinin iyileştirilmesi amacıyla ödül işlevine entegre edilmiştir. Literatür araştırmaları sonucunda (Gu, Yuan, Nie, Sun, & Zhao, 2019) (Li, Zhang, Lin, Sun, & Mao, 2023), Mod-1 ve Mod-2'nin daha stabil çalışma karakteristikleri gösterdiği Mod-6'nın ise kompleks dinamikler içerdiği tespit edilmiştir. Bu bulgulara dayanarak Mod-1 ve 2 için +2.0 bonus, Mod 6 için -1.0 ceza uygulanmaktadır.

k parametresi optimizasyonu $k = (d_1 + d_2)/2$ formülü ile hesaplanan normalize edilmiş değerin $k = 0.5$ optimal noktası etrafında tutulmasını hedeflemektedir. $|k - 0.5| < 0.1$ durumunda +1.0 bonus, $|k - 0.5| > 0.3$ durumunda -2.0 ceza uygulanmaktadır. Bu yaklaşım

TPS literatüründeki en uygun çalışma noktası analizleri ile uyumludur. Sistem stabilitesinin artırılmasına katkı sağlamaktadır.

Her ajan için Q-network güncelleme süreci deneyim demetlerinin yeniden oynatma arabelleğinde saklanması ile başlamaktadır. Q öğrenme hedef değeri ($y = r + \gamma \times \max Q'(s', a')$) Bellman denklemi ile hesaplanırken, zamansal fark hatası $L = E[(Q(s,a) - y)^2]$ kayıp işlevi minimize edilmektedir.

Hedef ağı güncelleme stratejisi olarak yumuşak güncelleme yöntemi benimsenmiştir ($\theta'_Q \leftarrow \tau \times \theta_Q + (1 - \tau) \times \theta'_Q$). Burada $\tau = 0.005$ güncelleme oranı, eğitim kararlılığı ve öğrenme arasında en uygun dengeyi sağlamaktadır. Epsilon-aç gözlü keşif stratejisinde, $\varepsilon = \max(\varepsilon_{min}, \varepsilon \times azalma_oranı)$ formülü ile keşif oranı kademeli olarak azaltılmaktadır.

Algoritmanın performans değerlendirmesi, çoklu ölçütler üzerinden gerçekleştirilmektedir. Ana hedef fonksiyonu, $\eta > 95\%$, $ZVS_{oranı} > 90\%$ ve $I_m < 15A$ koşullarının eş zamanlı sağlanmasıdır. Bu çok amaçlı kısıt problemi çok boyutlu optimizasyon uzayında küresel en iyi değere yakınsamayı gerektirmektedir. Yakınsama çözümlemesi bölüm tabanlı başarımlı ölçütlerinin hareketli ortalaması üzerinden gerçekleştirilmektedir. Eğitim sürecinde ödül değişkenliğinin azalması ve başarımlı ölçütlerinde kararlı hale gelme algoritmanın yakınsamasına işaret etmektedir. Erken durdurma mekanizması aşırı eğitimi önlemek amacıyla doğrulama başarımlarının izlenmesi ile uygulanmaktadır.

Önerilen algoritmanın hesaplama karmaşıklığı ($n \times l$) olarak çözümlenmiştir. Burada n ajan sayısı ve l model parametrelerinin sayısının büyüklüğüdür. Grafik işleme birimi hızlandırması kullanımı ile gerçek zamanlı uygulama gereksinimleri karşılanabilmektedir. Çıkarım süresi modern gömülü sistemlerde $< 1ms$ seviyelerine indirilebilmektedir.

Dağıtık işleme yaklaşımı her ajanın paralel hesaplama yapabilmesini sağlayarak, genel sistem gecikmesini minimize etmektedir. Bellek yönetimi eniyilemeleri ile yeniden oynatma arabelleğinin verimli kullanımı sağlanırken gradyan biriktirme teknikleri ile yığın işleme en iyileştirilmiştir. Bu yaklaşımlar endüstriyel dağıtım için gerekli gerçek zamanlı başarımlı gereksinimlerini karşılamaktadır. Şekil 55'te kullanılan algoritma adımları, Tablo 21'de algoritma adımlarında kullanılan denklemler verilmiştir.

Tablo 21. Reaktif güç minimizasyonu algoritmasında kullanılan denklemler

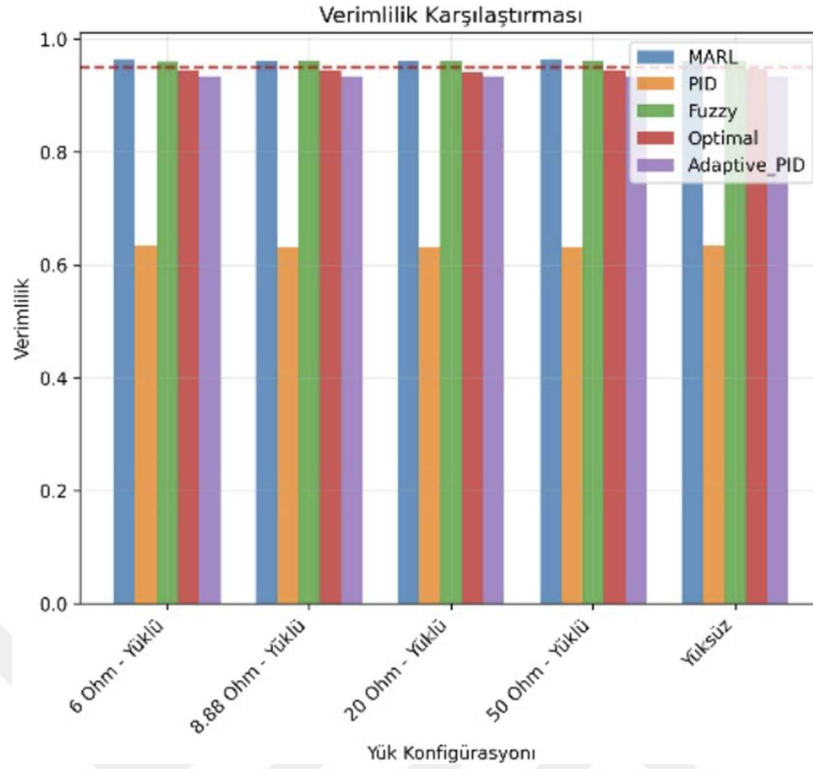
Aktif güç hesapla	$P = (V_1_temel \times V_2_temel \times \sin(\varphi)) / (\omega s \times L)$
Reaktif güç bileşenlerini hesapla	$Q = V_1 I_1 \sin(\varphi_1) + V_2 I_2 \sin(\varphi_2)$
RMS akım hesapla	$I_{RMS} = I_{temel} \times \sqrt{((1 + dalagalanma\ faktörü^2) / 2)}$
Her anahtar için ZVS koşulunu kontrol et	Primer anahtarlar: $I_L(t_{anahtar}) < 0$? Sekonder anahtarlar: $I_L(t_{anahtar} + \omega s \times L) < 0$?
ZVS başarı oranı hesapla	$ZVS_{oranı} = (ZVS_{birincil-sayısı} + ZVS_{ikincil-sayısı}) / \text{toplam anahtar sayısı}$
Kayıp bileşenleri hesapla	İletim kaybı = $I_{RMS}^2 \times R_{on} \times \text{görev faktörü}$ Anahtarlama kaybı = $f_s \times (E_{on} + E_{off})$ Çekirdek kaybı = $f^a \times B^\beta \times \text{çekirdek hacmi}$
Toplam verimlilik	$\eta = P_{out} / (P_{out} + P_{kayıplar})$
Eplison (ε) bozulması hesapla	$\varepsilon = \max(\varepsilon_{min}, \varepsilon \times \text{azalma_oranı})$
RMS akım hesapla	$I_{rms} = I_{L_fun} \times \text{ripple}_{factor} / \sqrt{2}$

Testler yapılırken 25 kW'lık güç değeri kullanılmıştır. Akım testlerinde farklı güçlerde testlerin yapılabilmesi için 10-25kW aralığında değişken değerler kullanılmıştır.

1. Başlatma
 - MARL ajanlarını başlat (3 DQN ağı)
 - Tekrar oynatma arabelleğini temizle
 - Hedef ağları ana ağlardan kopyala
 - Epsilon-greedy parametrelerini ayarla ($\epsilon = 0.1$)
2. Eğitim aşaması
 - Çevre durumunu sıfırla: `env.reset()`
 - İlk durum gözlemini al ($S_0 = V_1, V_2, I_L, P_{out}, \eta, ZVS_{rate}$)
 - Durum ödülünü sıfırla: `total_reward = 0`
 - Her ajan için politika ve keşif stratejisine göre eylem belirle
 - *Agent1*: $a_1 = \epsilon - greedy(Q_1(s), d_{1_space})$
 - *Agent2*: $a_2 = \epsilon - greedy(Q_2(s), d_{2_space})$
 - *Agent3*: $a_3 = \epsilon - greedy(Q_3(s), d_{3_space})$
 - Eylemleri uygula ve sonuçları gözlemler:

$$s', r, done, info = env.step([a_1, a_2, a_3])$$
 - Güç ve Reaktif güç hesaplama
 - Aktif güç hesaplama
 - Reaktif güç bileşenlerini hesaplama
 - RMS akımları hesaplama
 - ZVS koşulu analizi
 - Her anahtar için ZVS koşulunu kontrol et
 - ZVS başarı oranını hesaplama
 - Verimlilik hesaplama
 - Kayıp bileşenleri hesaplama
 - Toplam verimlilik
 - Ödül hesaplama
 - Çok amaçlı ödül fonksiyonu
 - TPS modu ödülü/cezası
 - k parametresi optimizasyonu
 - Ajan güncelleme
 - Tüm deneyimleri kaydetme
 - Her ajan için Q-network güncelleme
 - Epsilon (ϵ) bozulması hesaplama
 - Hedef ağ güncellemesi
 - Yumuşak güncelleme (her adımda)
 - Sert güncelleme (belirlenen aralıklarla)
3. Değerlendirme
 - $\eta > 95\%$ ve $ZVS_{rate} > 90\%$ ve $I_m < 15A$
 - EVET: Optimizasyon başarılı
 - HAYIR: Eğitime devam et

Şekil 55. Reaktif güç minimizasyonunda kullanılan algoritma adımları



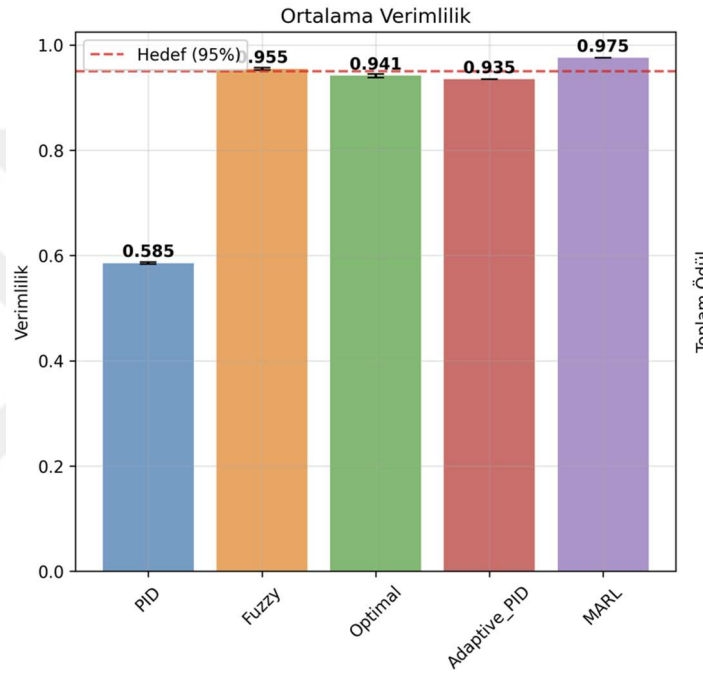
Şekil 56.TPS-DAB konverter için MARL ve geleneksel kontrol algoritmaları verimlilik performansı

Şekil 56’da TPS-DAB konverteri için geliştirilmiş MARL kontrolcüsünün geleneksel kontrol algoritmaları (PID, Fuzzy, Optimal (stokastik gradyan azaltma kontrolcüsü) ve Adaptive PID) ile farklı yük konfigürasyonlarında (6Ω (ağır yük), 8.8Ω (orta yük), 20Ω (hafif yük), 50Ω (Çok hafif yük) ve yüksüz)) karşılaştırmalı performans analizi gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde tüm yük konfigürasyonlarında MARL tabanlı kontrol yönteminin diğer geleneksel kontrol metotlarına kıyasla tutarlı bir şekilde en yüksek verimlilik değerlerini elde ettiği gözlemlenmektedir. Özellikle karmaşık yük profillerinde MARL’ın literatürdeki diğer yöntemlere karşı üstünlüğü gösterilmiştir. Bu durum çoklu ajan pekiştirmeli öğrenme algoritmasının elektrikli araç şarj istasyonlarında kullanılan DAB konvertörlerde dinamik yük koşullarına adaptif bir şekilde tepki verebilme kapasitesini ortaya koymaktadır.

PID kontrolcüsünün performansı yük değişimlerine bağlı olarak belirgin bir değişkenlik sergilemektedir. Özellikle 8.88Ω yükü altında verimlilik 0.63 seviyelerine düşmekte, bu durum geleneksel tek-döngülü kontrol yapısının değişken işletme koşullarına adaptasyon zorluğunu yansıtmaktadır. Fuzzy mantık kontrolcü ve optimal kontrolcü MARL’a benzer şekilde yüksek verimlilik değerleri gösterirken yüksüz koşullarda minimal performans

düşüşü gözlemlenmektedir. Adaptive PID kontrolcünün sonuçları farklı yük koşullarında tutarlı performans sağladığını ortaya koymaktadır. Ancak MARL'ın çok hedefli optimizasyon yaklaşımı tüm test senaryolarında daha iyi performans sergilemektedir.

Geleneksel kontrol yöntemlerinin %0.93-0.96 aralığında sabit kaldığı verimlilik değerlerine karşın MARL yaklaşımı %0.97-0.98 seviyelerinde sürekli performans sergileyerek elektrikli araç şarj altyapısında enerji verimliliğinin optimizasyonu açısından önemli bir teknolojik ilerleme potansiyeli sunmaktadır.



Şekil 57. MARL ve geleneksel kontrol yaklaşımlarının verimlilik performansları (yüksüz durum için)

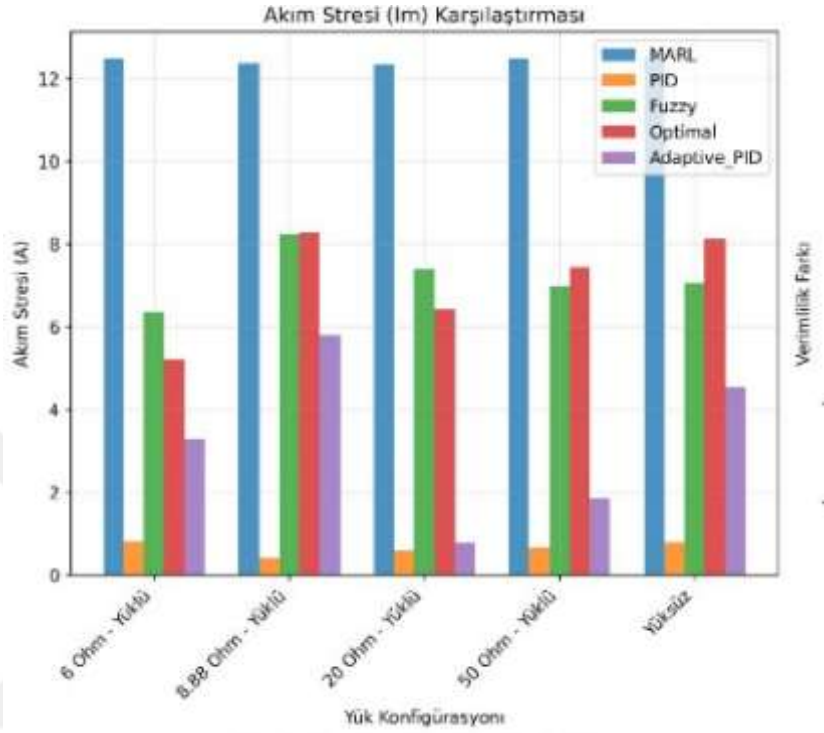
Şekil 57’de farklı kontrol yaklaşımların enerji dönüşüm performanslarının kümülatif değerlendirmesi sunulmuştur. Grafikteki kırmızı kesikli çizgi endüstriyel uygulamalarda standart olarak kabul edilen %95 hedef verimlilik seviyesini işaret etmektedir. Şekilden görüldüğü üzere geliştirilen MARL yaklaşımının belirgin üstünlüğünü ortaya konulmuştur. MARL kontrolcü, 0.975 ortalama verimlilik değeri ile test edilen tüm algoritmalar arasında en yüksek performansı sergilemektedir. Hedef değerin %2.63 üzerindeki çalışma kapasiteside algoritmanın endüstriyel gereksinimler açısından yüksek güvenilirlik sağladığını göstermektedir. Grafikte de anlaşıldığı gibi MARL’ın çoklu optimizasyon hedeflerini (güç aktarımı, ZVS, elektriksel stres) eş zamanlı olarak dengeleyebildiğini doğrulamıştır.

Fuzzy mantık kontrolcü 0.955 ortalama verimlilik ile MARL'a en yakın performansı göstermesine rağmen aralarında önemli yapısal ve işlevsel farklılıklar bulunmaktadır. MARL'ın temel üstünlükleri şu şekilde sıralanabilir. İlk olarak MARL'ın öğrenme kapasitesi sistemin farklı işletme koşullarında sürekli kendini optimize etmesini sağlarken fuzzy kontrolcü sabit kural tabanı ile sınırlı kalmaktadır. Pekiştirmeli öğrenme mekanizması sayesinde MARL daha önce karşılaşmadığı yük senaryolarında bile etkin kontrol stratejileri geliştirebilmekte ancak fuzzy kontrolcü yalnızca önceden tanımlanmış kurallar çerçevesinde çalışabilmektedir. İkinci kritik avantaj adaptasyon hızı ve çok boyutlu optimizasyondur. parametresini bağımsız olarak optimize edebilmektedir. Bu koordineli yapı sistem dinamiklerindeki değişimlere gerçek zamanlı adaptasyon imkânı sunmaktadır. Fuzzy kontrolcü ise kural tabanlı yapısı nedeniyle tüm parametre kombinasyonları için ayrı kurallar gerektirmekte ve bu durum sistem karmaşıklığını önemli ölçüde artırmaktadır. Üçüncü önemli üstünlük performans tutarlılığıdır. MARL'ın 0.975 ortalama verimliliği, fuzzy kontrolcünün 0.955 değerine kıyasla %2.09 daha yüksektir. Bu sayısal fark küçük görünse de değişken yük koşulları altında MARL'ın standart sapmasının daha düşük olması sistemin kararlılık açısından daha iyi performans sergilediğini göstermektedir. Ayrıca MARL yapısı yeni hedef fonksiyonlarının eklenmesine izin verirken fuzzy sistemde her yeni hedef için kural tabanının yeniden tasarlanması gerekmektedir. Fuzzy kontrolcünün tasarımı deneyimli mühendislerin alan bilgisine ve sezgisine bağımlıdır. Kural tabanının oluşturulması, üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi ve kuralların ağırlıklandırılması subjektif kararlar içermektedir. MARL ise veri odaklı öğrenme yaklaşımı sayesinde insan müdahalesini minimize etmekte ve objektif optimizasyon sağlamaktadır. Eğitim süreci tamamlandıktan sonra MARL ajanları sistem davranışını otomatik olarak öğrenmekte ve optimal kontrol politikasını oluşturmaktadır.

Optimal kontrolcü, adaptive-PID ve PID kontrolcü ise verimlilik değerleri ile hedef seviyenin altında kalmıştır. PID kontrolcü 0.585 ortalama verimlilik ile en düşük performansı sergilemektedir. Bu sonuç geleneksel yapının TPS-DAB gibi çok değişkenli, doğrusal olmayan sistemlerde yetersiz kaldığını açıkça ortaya koymaktadır. Hedef değer %38'inin altında kalan performans klasik kontrol yapılarının modern güç elektroniği uygulamaları için uygun olmadığını göstermektedir.

Bu bulgular doğrultusunda MARL yaklaşımının ortalama verimlilik açısından %2.1 ile %66.7 arasında iyileşme sağladığı tespit edilmiştir. Algoritmanın farklı yük koşulları altında tutarlı yüksek performans göstermesi pekiştirmeli öğrenme mekanizmasının sistem

dinamiklerini etkin şekilde modelleyebildiğini kanıtlamaktadır. Sonuç olarak MARL'ın elektrikli araç şarj istasyonları gibi değişken yük profillerine sahip uygulamalarda tercih edilebilir bir kontrol stratejisi olduğunu ortaya koymaktadır.



Şekil 58. TPS-DAB Konverteri için geliştirilen MARL ve geleneksel kontrol algoritmalarının güç aktarım kapasitesi ve akım stresi ilişkisi

Şekil 58'de yapılan akım stresi (I_m) karşılaştırması, TPS-DAB konverteri için geliştirilen farklı kontrol algoritmalarının elektriksel stress profili açısından performans değerlendirmesini göstermektedir. Bu analiz algoritmaların güç aktarım kapasitesi ile sistem bileşenleri üzerindeki elektriksel yük arasındaki dengeyi ortaya koymaktadır.

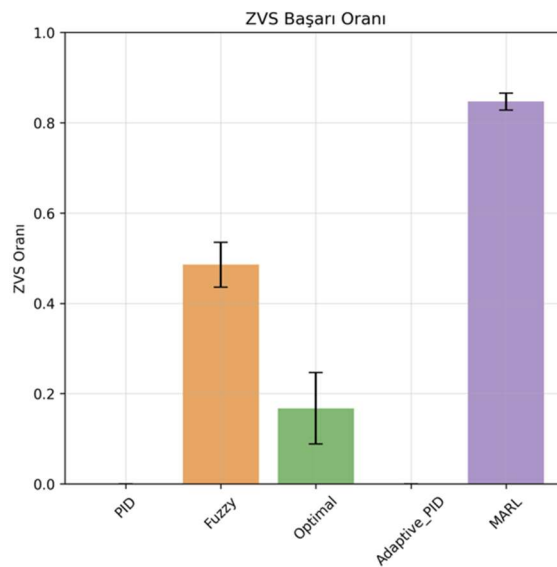
Grafik incelendiğinde MARL kontrolcünün 12-13 Amper seviyesinde yüksek akım stresi değerleri sergilediği görülmektedir. Bu durum ilk bakışta bir dezavantaj gibi görünse de maksimum güç aktarım kapasitesinin tam olarak kullanıldığını göstermektedir. Verimlilik grafiği ile değerlendirildiğinde MARL'ın yüksek akım stresi seviyelerinde bile %95 üzerinde verimlilik elde etmesi güç yoğunluğu ve verimlilik açısından daha iyi bir performans sergilediğini ortaya koymaktadır. Buda MARL yapısının yüksek güç transfer koşullarında bile optimal kontrol sağladığını deneysel olarak doğrulamaktadır.

PID kontrolcünün düşük akım stresi değerleri (1 Amper civarı) sistem kaynaklarının yetersiz kullanımını işaret etmektedir. Verimlilik analizindeki düşük performans ile değerlendirildiğinde bu düşük akım seviyeleri istenilen güç aktarımının gerçekleştirilememesinden kaynaklanmaktadır. Bu geleneksel tek döngülü yapının değişken işletme koşullarında etkin güç transferi sağlayamadığı anlaşılmaktadır.

Fuzzy mantık ve optimal kontrolcülerin 6-8 Amper aralığındaki orta düzey akım stresi değerleri kısmi güç aktarım kapasitesi göstermektedir. Bu algoritmalar MARL'a kıyasla daha düşük elektriksel stres seviyelerinde çalışmakla birlikte verimlilik grafiğinde görüldüğü üzere MARL kadar yüksek enerji dönüşüm verimliliği sağlayamamaktadır.

Adaptive-PID'nin değişken akım profili öz-ayarlama mekanizmasının farklı yük koşullarında tutarsız performans sergilediğini göstermektedir. Yüksüz koşullarda 4.5 Ampere düşen değerler sistemin düşük güç gereksinimli durumlarda güç aktarımını minimize ettiğini işaret etmektedir.

Sistem tasarım limitleri dahilinde maksimum güç yoğunluğunda çalışmakta ve bu koşullarda bile yüksek verimlilik sağlamaktadır. Bu endüstriyel uygulamalarda kritik olan kompakt tasarım ve yüksek güç yoğunluğu gereksinimlerini karşılamaktadır. Elektriksel güvenlik açısından MARL'ın termal yönetim ve bileşen boyutlandırması doğru yapıldığında yüksek akım seviyelerinde güvenli işletim mümkündür. Modern güç elektroniği bileşenlerinin yüksek akım taşıma kapasiteleri göz önüne alındığında MARL'ın sergilediği performans maksimum sistem kapasitesinin etkin kullanımı anlamına gelmektedir.



Şekil 59. Kontrol algoritmalarının ZVS başarı oranı karşılaştırılması

Şekil 59'daki ZVS başarı oranı analizi TPS-DAB konverteri için geliştirilen farklı kontrol algoritmalarının anahtarlama kayıplarını minimize etme performanslarını ortaya koymaktadır. ZVS güç elektroniği sistemlerinde anahtarlama kayıplarının azaltılması ve elektromanyetik girişimin (EMI) minimize edilmesi açısından kritik öneme sahip bir operasyonel hedeftir. Grafikteki ZVS oranı, ZVS ihlali / adım sayısı esas alınarak bulunmuştur. ZVS ihlali, D_1 , D_2 ve D_3 değerlerinin olması gereken (ZVS aralıkları değerleri) aralıklar dışında olduğu zaman gerçekleşir. Elde edilen grafikteki MARL başarı değeri bulunan açıların %85 oranında istediğimiz aralıkta kaldığını göstermektedir.

MARL kontrolcü 0.85 ZVS başarı oranı ile test edilen algoritmalar arasında en yüksek performansı sergilemektedir. Bu sonuç pekiştirmeli öğrenme yaklaşımının TPS parametrelerini dinamik olarak optimize ederek ZVS koşullarını maksimize edebildiğini göstermektedir. %85 seviyesindeki başarı oranı anahtarlama zamanlamasında etkili bir senkronizasyon sağladığını doğrulamaktadır.

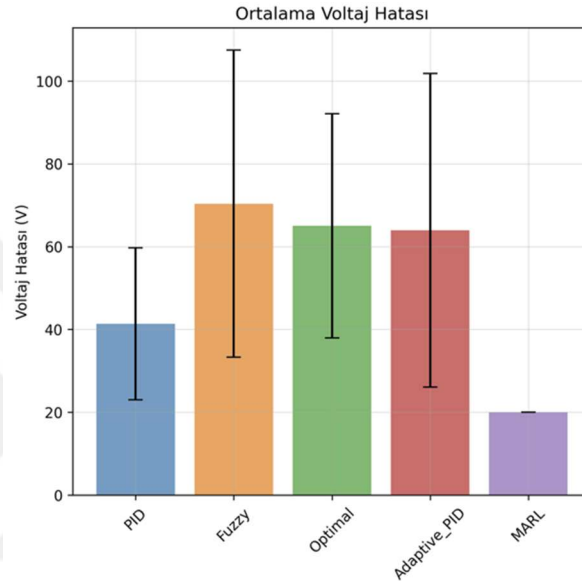
Fuzzy mantık kontrolcü 0.49 ZVS başarı oranı ile orta düzey bir performans göstermektedir. Bu yapının tüm koşullarda optimal ZVS zamanlamasını yakalamada sınırlı kaldığı anlaşılmaktadır. Özellikle yük değişimlerinin hızlı olduğu dinamik senaryolarda önceden tanımlanmış kuralların yetersiz kaldığı görülmektedir. Ancak %49 seviyesindeki başarı Fuzzy sistemlerin temel ZVS prensiplerini kısmen uygulayabildiğini göstermektedir.

Optimal kontrolcünün 0.17 ZVS başarı oranı matematiksel optimizasyon yaklaşımının ZVS hedefini birincil öncelik olarak ele almadığını işaret etmektedir. Bu düşük performans optimal kontrol stratejisinin muhtemelen güç aktarımı veya verimlilik gibi diğer hedeflere odaklanması ve ZVS koşullarını ikincil bir kriter olarak değerlendirmesi ile açıklanabilir. %17 seviyesindeki başarı algoritmanın ZVS zamanlaması için özel bir mekanizma içermediğini göstermektedir.

PID ve Adaptive PID kontrolcülerin grafikte görünmemesi veya sıfır değer göstermesi geleneksel geri besleme kontrol yapılarının ZVS gibi karmaşık anahtarlama koşullarını doğrudan kontrol etmekte yetersiz kaldığını ortaya koymaktadır. Bu kontrol yöntemleri tipik olarak voltaj veya güç regülasyonuna odaklanmakta ve ZVS için gerekli hassas zamanlama kontrolünü sağlayamamaktadır.

Elde edilen bulgular doğrultusunda MARL'ın ZVS performansındaki üstünlüğü öğrenme tabanlı yaklaşımların karmaşık zamanlama optimizasyonlarında geleneksel yöntemlere kıyasla belirgin avantajlar sağladığını göstermektedir. %85 ZVS başarı oranı sistem verimliliğinde ve anahtarlama kayıplarında önemli iyileştirmeler anlamına

gelmektedir. Fuzzy kontrol ile MARL arasındaki %36'lık fark adaptif öğrenme kapasitesinin statik kural tabanlı sistemlere kıyasla üstünlüğünü vurgulamaktadır. ZVS başarısının anahtarlama kayıplarını doğrudan etkilediği göz önüne alındığında MARL'ın bu metrikteki performansı sistemin genel enerji verimliliğine önemli katkı sağlamaktadır. Yüksek ZVS oranı, aynı zamanda elektromanyetik uyumluluk (EMC) standartlarının karşılanmasında ve sistem güvenilirliğinin artırılmasında kritik rol oynamaktadır.



Şekil 60. Kontrol algoritmalarının ortalama voltaj regülasyon hatası karşılaştırılması (Hedef:400V)

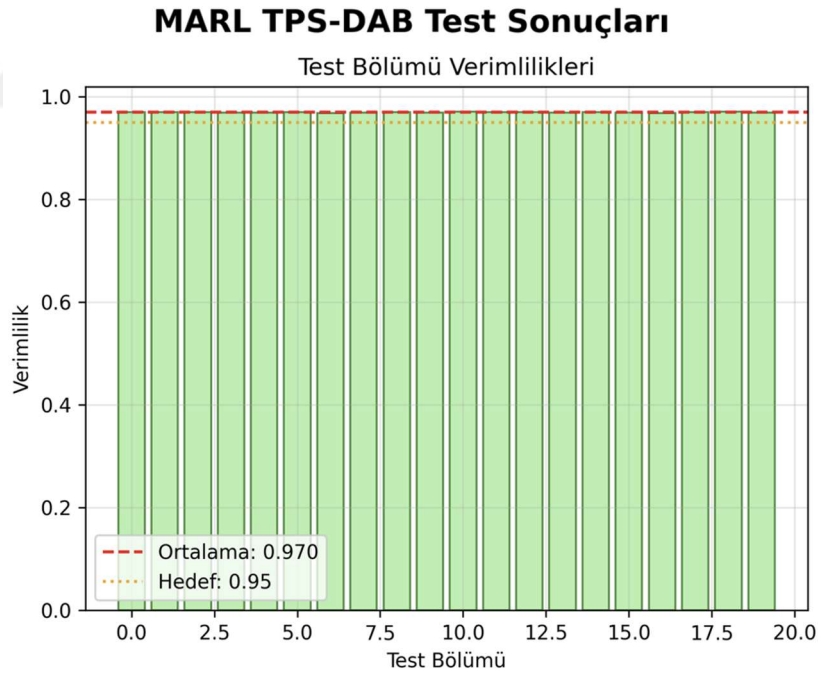
Şekil 60'ta TPS-DAB konverteri için geliştirilen kontrol algoritmalarının çıkış gerilimini hedef değerde tutma yeteneklerinin karşılaştırmalı değerlendirmesini sunmaktadır. Test çalışmaları 400V hedef çıkış voltajı ve değişken yük koşulları altında gerçekleştirilmiştir. MARL kontrolcü 20V ortalama voltaj hatası ile iyi bir performans sergilemekte ve %5 oranında bir sapma göstermektedir. Bu sonuç yapının voltaj regülasyonunda etkili koordinasyon sağladığını göstermiştir. Ayrıca MARL'ın dar standart sapma aralığı (yaklaşık $\pm 2V$), algoritmanın değişken yük koşullarında kararlı ve tutarlı performans sergilediğini ortaya koymaktadır.

PID kontrolcü 42V ortalama voltaj hatası ile ikinci sırada yer almaktadır. %10.5 oranındaki sapma geleneksel geri besleme kontrol yapısının temel voltaj regülasyonunda makul performans sağladığını göstermektedir. Fakat geniş standart sapma aralığı (yaklaşık 24-60V), sistemin dinamik koşullarda kararsızlık yaşadığını işaret etmektedir. Adaptive PID ve Optimal kontrolcüler, sırasıyla 64V ve 65V hata değerleri ile benzer performans

seviyeleri göstermektedir. Her iki algoritmanın da %16 civarındaki sapma oranı voltaj regülasyonunda orta düzey bir yeterlilik sağladığını ortaya koymaktadır.

Fuzzy mantık kontrolcü, 70V ortalama voltaj hatası ile en yüksek sapma değerini sergilemektedir. %17.5 oranındaki hata, kural tabanlı yapının tüm işletme senaryolarında optimal voltaj kontrolü sağlamada yetersiz kaldığını göstermektedir. Özellikle fuzzy kontrolcünün son derece geniş standart sapma aralığı (33-110V arası) olup bu durum algoritmanın değişken yük koşullarında ciddi kararsızlık yaşadığını ve tutarlı performans sunmadığını ortaya koymaktadır. MARL kontrolcünün en yakın rakibi olan PID'ye kıyasla %52 oranında daha düşük voltaj hatası göstermesi, pekiştirmeli öğrenme yaklaşımının voltaj regülasyonunda sağladığı belirgin avantajı vurgulamaktadır.

Sonuç olarak MARL'ın voltaj regülasyonundaki üstünlüğü sistemin enerji kalitesi ve yük kararlılığı açısından kritik önem taşımaktadır. Düşük voltaj sapması hassas elektronik ekipmanların korunmasında ve sistemin güvenilirliğinin artırılmasında doğrudan katkı sağlamaktadır.



Şekil 61. MARL kontrolcünün test performans analizi

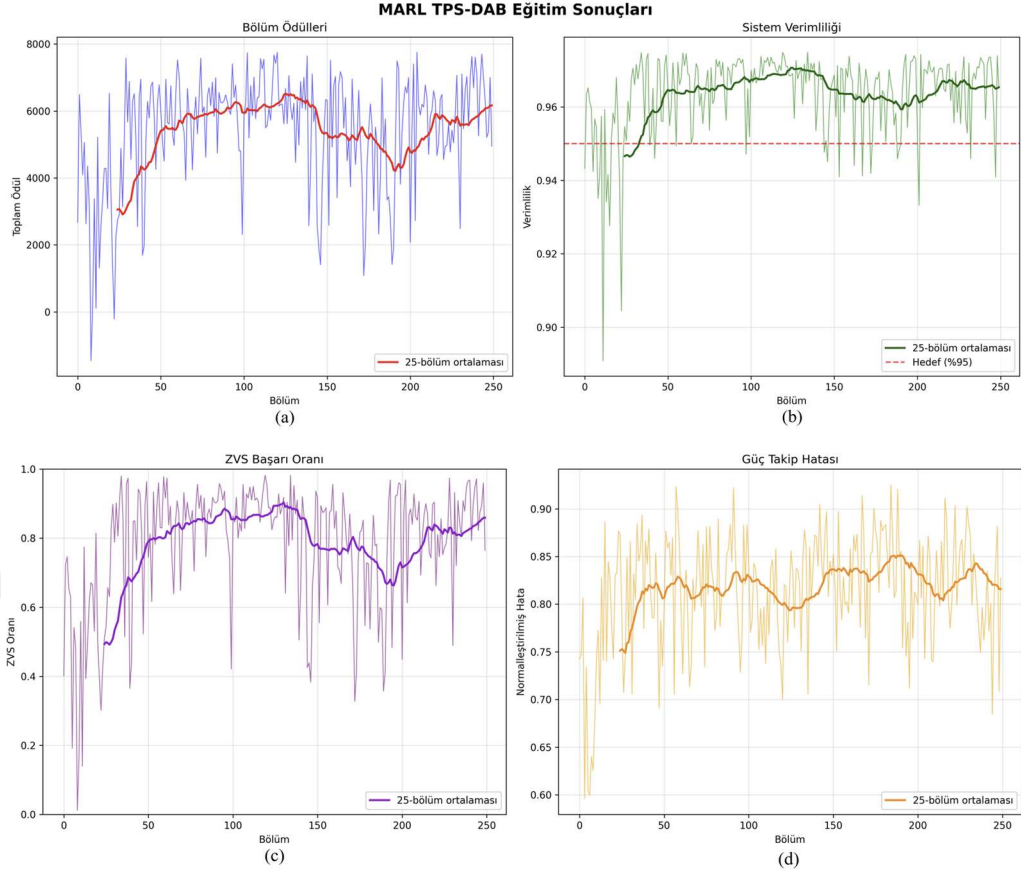
Şekil 61 grafiğinin elde edildiği MARL kontrolcünün bir test senaryosunda algoritmanın eğitim sonrası gerçek sistem koşullarında tutarlılığını ve güvenilirliğini değerlendirmek amacıyla 20 test bölümü üzerinden analiz edilmiştir. Bu test aşaması

eğitilmiş modelin görülmemiş senaryolarda genelleme yeteneğini ve operasyonel kararlılığını ortaya koymak için kritik öneme sahiptir. Şekilde sistem verimliliği metriğinin test bölümleri boyunca tutarlılığını görülmektedir. Tüm test bölümlerinde %95 hedef verimlilik değerinin üzerinde performans elde edilmiş olup ortalama %97 verimlilik sağlanmıştır. Yeşil barların yüksek tekdüzeliği MARL'ın farklı test senaryolarında kararlı verimlilik performansı gösterdiğini doğrulamaktadır. Hedef değerin (kırmızı kesikli çizgi) sürekli olarak aşılması algoritmanın eğitim sürecinde öğrendiği politikaların test koşullarına başarıyla transfer edildiğini göstermektedir.

Test sonuçlarının bu şekilde sunulmasının temel nedeni MARL'ın sadece tek bir metrikte değil çoklu hedef optimizasyonunda tutarlı performans sergilediğini göstermektir. Ödül fonksiyonu, verimlilik, ZVS başarısı ve akım stresini birleştiren kompozit bir metriktir. Dolayısıyla yüksek ödül değerleri tüm bu hedeflerde dengeli başarı anlamına gelmektedir. Verimlilik grafiğinin ayrıca gösterilmesi sistemin enerji dönüşüm performansının test koşullarında istikrarlı olduğunu vurgulamaktadır. Bu iki grafik birlikte MARL'ın hem genel performans (ödül) hem de spesifik metrik (verimlilik) açısından güvenilir ve tutarlı sonuçlar ürettiğini ortaya koymaktadır.

Şekil 62'de MARL kontrolcünün eğitim süreci performansı algoritmanın öğrenme dinamiklerini ve çoklu hedef optimizasyonundaki gelişimini değerlendirmek amacıyla 250 eğitim bölümü boyunca analiz edilmiştir. Bu grafik pekiştirmeli öğrenme sürecinin farklı aşamalarındaki davranışları ve performans metriklerindeki iyileşme trendlerini ortaya koymaktadır.

Şekil 62 (a) grafiği, eğitim sürecinin genel performans evrimini göstermektedir. İlk bölümlerde negatif ve düşük ödül değerleri (-1000 ile 3000 arası) ajanların keşif aşamasında olduğunu ve optimal politikayı henüz öğrenmediğini göstermektedir. Bölüm 50 civarında başlayan keskin yükseliş ajanların etkili stratejiler keşfetmeye başladığını işaret etmektedir. Bölüm 100-150 arasında yaklaşık 6500 seviyesinde stabilize olan kırmızı hareketli ortalama çizgisi eğitimin yakınsama aşamasına ulaştığını göstermektedir. Bölüm 150-200 arasındaki düşüş, muhtemelen keşif-faydalanma dengesinin yeniden ayarlanması veya daha zor senaryoların devreye girmesi ile açıklanabilir. Son 50 bölümde tekrar yükselen trend ajanların bu zorlukları aşarak performansı iyileştirdiğini göstermektedir.



Şekil 62. MARL kontrolcünün 250 bölümlük eğitim süreci performans analizi, (a) Bölüm ödülleri, (b) Sistem verimliliği, (c) ZVS başarı oranı, (d) Güç takip hatası

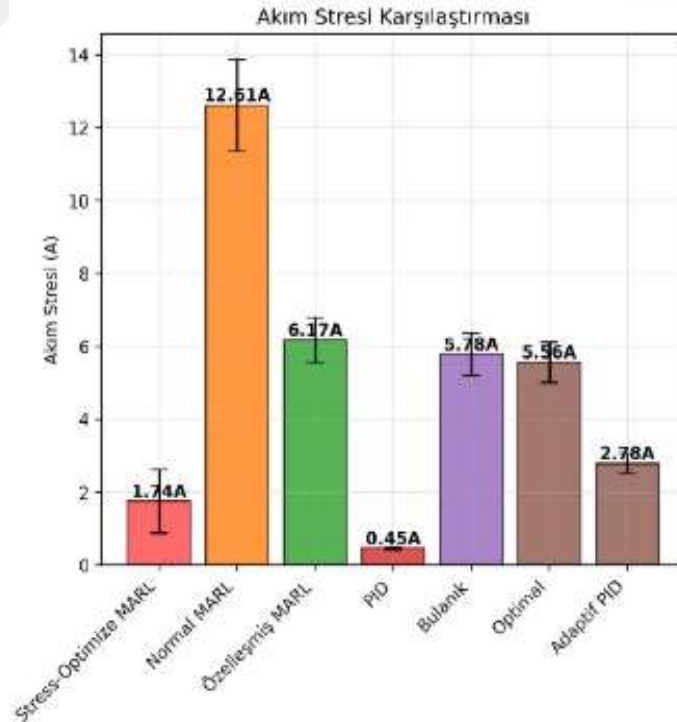
Şekil 62 (b) grafiği eğitim boyunca enerji dönüşüm performansının gelişimini sunmaktadır. İlk 25 bölümde %90'ın altında başlayan verimlilik, bölüm 50'den sonra %95 hedef değerini aşmış ve %96-97 seviyesinde kararlı hale gelmiştir. Yeşil çizginin yüksek dalgalanmasına rağmen koyu yeşil hareketli ortalamanın istikrarı, MARL'ın verimlilik optimizasyonunda tutarlı öğrenme sağladığını göstermektedir. Bölüm 150 sonrasında gözlemlenen hafif düşüş ödül grafiğindeki düşüşle korelasyon göstermekte ve ajanların farklı stratejileri denediği bir adaptasyon dönemini işaret etmektedir.

Şekil 62 (c) grafiği, anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi hedefindeki ilerlemeyi göstermektedir. İlk 25 bölümde %10-30 seviyesinde olan ZVS başarı oranı bölüm 50'den sonra hızla yükselerek %80-90 seviyesine ulaşmıştır. Bu keskin iyileşme ajanların ZVS koşullarını sağlayan TPS parametrelerini (D_1, D_2, D_3) öğrendiğini doğrulamaktadır. Bölüm 100-150 arasında %90 civarında stabilize olan performans optimal anahtarlama zamanlamasının öğrenildiğini göstermektedir. Bölüm 150 sonrasındaki düşüş ve yeniden

toparlanma paterni ajanların daha agresif optimizasyon stratejileri denediğini ve sonrasında dengeli bir çözüme ulaştığını göstermektedir.

Şekil 62 (d) grafiği normalize edilmiş güç regülasyon performansını sunmaktadır. İlk bölümlerde 0.60-0.65 seviyesinde yüksek hata oranı ajanların güç kontrolünde yetersiz olduğunu göstermektedir. Bölüm 50'den sonra 0.80-0.85 seviyesine yükselen performans güç takip doğruluğunda önemli iyileşme sağlandığını ortaya koymaktadır. Hareketli ortalamanın gösterdiği kademeli iyileşme trendi ajanların güç regülasyonunda sürekli öğrenme sağladığını göstermektedir.

Sonuç olarak elde edilen grafikler MARL'ın çoklu hedef optimizasyonunda başarılı bir öğrenme süreci gerçekleştirdiğini ortaya koymaktadır. İlk 50 bölümdeki hızlı öğrenme fazı temel kontrol stratejilerinin keşfedildiği dönemi temsil ederken 50-150 bölüm arası ince ayar aşamasını göstermektedir. Tüm metriklerdeki yüksek volatilité stokastik öğrenme sürecinin doğal bir sonucu olup epsilon-greedy keşif stratejisinin etkisini yansıtmaktadır. Önemli olan hareketli ortalama çizgilerinin tüm metriklerde pozitif trend göstermesi ve hedef değerlere yakınsamasıdır.



Şekil 63. Akım stresi minimizasyonu odaklı kontrol algoritmalarının karşılaştırmalı performans analizi

Şekil 63'te, MARL sonucu oluşan (Şekil 58) akım stresini minimize etmek için yapılan çalışmanın sonuçları verilmiştir. Çalışmanın amacı ilk eğitimdeki genel ödül fonksiyonu ile elde edilen verimliliğe karşın artan akım stresinin azaltılmasıdır. Bunun için özel amaçlı bir ödül fonksiyonu tanımlanmış ve akım stresi optimize edilebilmiştir. Grafik özel olarak akım stresini minimize etmek üzere tasarlanmış bir MARL varyantının (Stress-Optimized MARL) geleneksel kontrol yöntemleri ve standart MARL uygulamalarına kıyasla belirgin üstünlüğünü göstermektedir. Buradaki normal MARL stratejisinde tüm ajanlar sadece verimliliği artırmaya odaklanacak şekilde ödül fonksiyonu ile eğitilmiştir. Bu durumda akım stresi 12.61 A gibi yüksek bir değerde kalmaktadır. Özelleşmiş MARL yaklaşımında ise üç ajan farklı hedefler doğrultusunda görevlendirilmiştir. Birinci ajan verimliliği artırmaya, ikinci ajan ZVS başarı oranını maksimize etmeye, üçüncü ajan ise akım stresini minimize etmeye odaklanmaktadır. Bu çok amaçlı yapıda sadece bir ajanın akım stresi azaltmaya yönelik eğitilmesi nedeniyle akım stresi 6.17 A seviyesine düşürülebilmiştir. Ancak diğer iki ajan akım stresini optimizasyon hedefi olarak önceliklendirmede için bu değer daha düşük seviyelere indirilememiştir. Stres odaklı MARL stratejisinde ise tüm ajanlar akım stresini minimize etmeye odaklanacak şekilde eğitilmiş ve sonuç olarak akım stresi 1.74 A'e kadar düşürülmüştür. Bu sonuçlar ödül fonksiyonunun tasarımının sistem performansı üzerindeki kritik etkisini göstermektedir. Ajanlar ödül fonksiyonunda tanımlanan hedeflere göre optimize olur. Örneğin akım stresi azaldıkça daha yüksek ödül veren bir fonksiyon tanımlandığında sistem bu hedefe yönelik öğrenir ve akım stresini başarılı bir şekilde minimize eder.

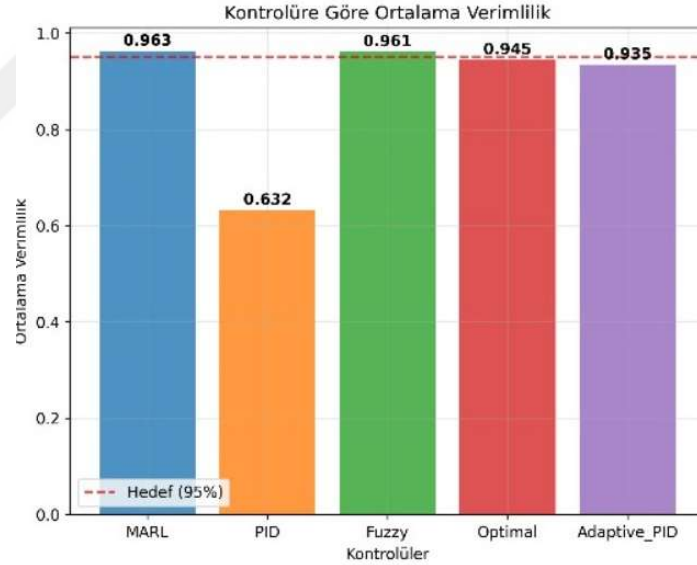
Stress-Optimized MARL 1.74 Amper seviyesindeki akım stresi değeri ile test edilen tüm algoritmalar arasında en düşük elektriksel yükü sağlamaktadır. Görüldüğü gibi özel olarak tasarlanmış ödül fonksiyonu ve stres tabanlı keşif stratejisinin, sistem bileşenleri üzerindeki elektriksel stresi minimize etmede etkili olduğunu deneysel olarak doğrulamaktadır. Normal MARL'ın performansı ile karşılaştırıldığında stress-optimized yaklaşımın %86.2 oranında akım stresi azaltımı sağladığı görülmektedir.

Özelleşmiş MARL implementasyonu 6.37 Amper akım stresi ile orta düzey bir performans sergilemektedir. Bu değer genel amaçlı pekiştirmeli öğrenme yaklaşımının özelleştirilmiş stress-focused algoritmalarla kıyasla elektriksel yük yönetiminde sınırlı kaldığını göstermektedir. PID kontrolcünün 0.45 Amper gibi son derece düşük bir değer göstermesi, beklenmedik bir sonuç olarak dikkat çekmektedir. Ancak bu durum

kontrolcünün istenilen güç aktarımını gerçekleştirememesi ve dolayısıyla düşük akım seviyelerinde çalışması ile açıklanabilir.

Çift doğrusal ve optimal kontrol algoritmaları sırasıyla 5.78 ve 5.56 Amper değerleriyle benzer performans seviyeleri göstermektedir. Sonuçlar matematiksel optimizasyon tabanlı yaklaşımların kabul edilebilir akım stresi seviyeleri sağladığını ancak özel olarak tasarlanmış makine öğrenmesi algoritmalarının performansına ulaşamadığını ortaya koymaktadır.

Adaptive PID kontrolcünün 2.78 Amper değeri öz-ayarlama mekanizmasının akım stresi yönetiminde bir miktar iyileşme sağladığını göstermektedir. Ancak Stress-Optimized MARL'a kıyasla hala %59.77 daha yüksek akım stresi seviyeleri sergilemektedir. Bu durum adaptif sistemlerin dinamik optimizasyon yeteneklerinin pekiştirmeli öğrenme tabanlı yaklaşımların sürekli öğrenme ve adaptasyon kapasitesiyle rekabet edemediğini göstermektedir.



Şekil 64. Stress-optimize MARL yaklaşımı için ortalama verimlilik karşılaştırılması

Şekil 64'te stress-optimize MARL yaklaşımının performansı diğer kontrol yöntemleriyle karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Sonuçlara göre stres optimize edilmiş MARL yapısı 0.963 ortalama verimlilik elde etmiştir. Bu değer ilk MARL uygulamasına göre %1.23 oranında bir düşüş gösterse de hala hedef verimlilik değeri olan 0.95'in %1.37 üzerindedir. Daha önemlisi bu yaklaşım PID kontrolcüye göre %52.4, Adaptive PID'ye göre %3.0, Optimal kontrolcüye göre %1.9 ve Fuzzy Logic kontrolcüye göre %0.21 iyileşme

sağlamıştır. Bu sonuçlar çok amaçlı optimizasyon yaklaşımının başarısını göstermektedir. Stres optimize edilmiş MARL kontrolcü verimlilik açısından minimal bir fedakârlık yaparak (0.012 puan) akım stresinde önemli oranda iyileşme sağlamıştır. Elde edilen bulgular pekiştirmeli öğrenme tabanlı kontrolcülerin çok kriterli optimizasyon problemlerinde başarıyla uygulanabileceğini ve farklı performans hedefleri arasında dengeli çözümler üretebileceğini ortaya koymaktadır. Özellikle endüstriyel uygulamalarda uzun vadeli sistem güvenilirliği ve bileşen ömrü göz önüne alındığında bu denge stratejisi sadece verimlilik maksimizasyonuna odaklanan yaklaşımdan daha uygun bir çözüm sunmaktadır

Tablo 22. Tezin literatürle karşılaştırılması

Kriter	Bu Tez (2025)	1 Cui, 2025	2 Cui, 2025	3 Kuo, 2024	4 Li, 2023	5 Tang, 2021	6 Tang, 2021
Modülasyon	AI-TPS	TPS	TPS	TPS	AI-TPS	AI-TPS	AI-TPS
Kontrol	MARL	SOS TPS	EIOS TPS	PI	NN FIS	Q Learning	DDPG
ZVS	%85	✓	✓	X	X	X	X
Verimlilik	%96.4	%97.3	%96.5	%97.7	%94-98	%96.7	%92.6
Güç	10-25 kW	2.3kW	71W- 1kW	15 kW	100- 1000W	1.2kW	200 W
Çıkış Gerilimi	100- 500V	26.6- 240V	53.33- 120V	250- 750V	160- 230 V	200V	40V
Uygulama	EV Hızlı Şarj	Genel	Genel	EV Hızlı Şarj	Genel	Genel	Genel
Frekans	50 kHz	40 kHz	40 kHz	20 kHz	20 kHz	100kHz	50 kHz
Yapay Zekâ Kullanımı	✓	-	-	X	✓	✓	✓
Akım Stresi	%86.2 azalma	✓	✓	X	✓	✓	✓

Tablo 22’de yapılan tez çalışmasının literatürdeki çalışmalarla karşılaştırılması verilmiştir.

1 numaralı (Cui, Zhang, Wang, & Zhang, 2025) makalede geliştirilen SOS-TPS (Symmetric Optimization Strategy based on Triple-Phase Shift) yöntemi TPS modülasyonunu kullanarak $k=1/3$ ile $k=3$ arası geniş gerilim oranında, KKT koşulları ve Lagrange çarpanı metodu ile analitik olarak türetilmiş optimal kontrol parametreleri sunmaktadır. Güç seviyesine göre üç bölgeye ayrılan bu strateji 2.3 kW deneysel prototipte tam anahtar ZVS ve %97.3 pik verimlilik ile doğrulanmıştır. Yapısal simetri prensibi ile buck-boost modları arasında basit geçiş sağlanması ve kapalı form denklemlerin düşük hesaplama yükü ile gerçek zamanlı uygulanabilirliği SOS-TPS'nin güçlü yönleridir. Ancak bu analitik yaklaşım sabit ve önceden tanımlanmış işletme koşulları için optimize edilmiş olup dinamik değişimler, model belirsizlikleri ve bozuculara karşı sınırlı dayanıklılık göstermektedir. Önerilen MARL tabanlı kontrol stratejisi ise bu kısıtlamaları ortadan kaldırarak öğrenme ve adaptasyon yetenekleri ile önemli avantajlar sağlamaktadır. MARL, önceden tanımlanmış modülasyon bölgelerine ve manuel ayar gerektiren parametrelere ihtiyaç duymadan deneyim yoluyla optimal kontrol politikasını keşfetmekte ve değişken yük profilleri, gerilim dalgalanmaları, sıcaklık değişimleri ve bileşen yaşlanması gibi gerçek dünya belirsizliklerine adaptasyon göstermektedir. MARL sayesinde V2G sistemlerinde dinamik koşullara anlık cevap, HESS uygulamalarında batarya-süper kapasitör koordinasyonu, hızlı şarj istasyonlarında çoklu konvertör güç paylaşımı ve mikro şebekelerde dağıtık enerji yönetimi gibi karmaşık senaryolarda SOS-TPS'nin sunamayacağı esnekliği sağlamaktadır. Ayrıca, uzun vadeli kümülatif ödül maksimizasyonu ile enerji verimliliği, ZVS performansı ve akım stresi gibi çoklu hedefleri eş zamanlı ve dengeli bir şekilde optimize edebilme yeteneği MARL'i gelecek nesil akıllı güç elektroniği sistemleri için stratejik bir çözüm haline getirmektedir. Sonuç olarak SOS-TPS sabitlenmiş koşullarda matematiksel optimal performans sunarken, MARL gerçek dünya karmaşıklığı, öngörülemeyen durumlar ve sürekli değişen çevresel koşullarda üstün adaptasyon, genelleştirme ve uzun vadeli performans açısından belirgin üstünlük sağlamaktadır.

2 numaralı (Cui, Zhang, Wang, & Zhang, 2025) çalışmada geliştirilen EIOS-TPS (Enhanced Integrated Optimization Strategy based on Triple Phase Shift) yöntemi TPS modülasyonu kullanarak akım stresini minimize etmeyi ve tam yük aralığında ZVS sağlamayı hedeflemektedir. Güç seviyesine göre farklı modülasyon bölgelerinde uygulanmakta ve 1.176 kW deneysel prototipte %96.5 verimlilik ile doğrulanmıştır. Düşük

güç bölgesinde ZVS ve akım stresi arasında denge sağlanmış beş farklı stratejiyle karşılaştırmalı deneysel analiz yapılmıştır. Kapalı form denklemlerin düşük hesaplama yükü ile gerçek zamanlı uygulanabilirliği ve sistematik ZVS analizi EIOS-TPS'nin güçlü yönleridir. Ancak bu analitik yaklaşım tıpkı diğer çalışmalarındaki gibi sabit ve önceden tanımlanmış işletme koşulları için optimize edilmiş olup dar test edilen gerilim aralığı ve dinamik değişimler ile model belirsizliklerine karşı sınırlı dayanıklılık göstermektedir. Önerilen MARL tabanlı kontrol stratejisi ise bu kısıtlamaları ortadan kaldırarak, öğrenme ve adaptasyon yetenekleri ile önemli avantajlar sağlamaktadır.

3 numaralı (Kuo, ve diğerleri, 2024) çalışma tez ile birçok açıdan benzerlik göstermektedir. Her iki çalışma da elektrikli araç batarya şarjı için TPS modülasyonlu DAB dönüştürücü geliştirmiştir. Tez kapsamında yapılan çalışmada 100-500V, diğer çalışmada 250-750V çıkış gerilim aralığı hedeflemiştir. Ancak kontrol stratejileri arasında önemli farklılıklar bulunmaktadır. Bu tezde geliştirilen MARL tabanlı kontrol stratejisi, Kuo ve arkadaşlarının kullandığı geleneksel optimizasyon yöntemlerine göre önemli avantajlar sunmaktadır. Kuo'nun yaklaşımı statik optimizasyon sonuçlarına dayanırken bu çalışmada önerilen MARL sistemi dinamik öğrenme kapasitesiyle değişken yük koşullarına gerçek zamanlı adaptasyon sağlamaktadır. Buda sistemin farklı çalışma senaryolarına otomatik olarak uyum göstermesini mümkün kılmaktadır. ZVS performansı açısından bu tezde %85 başarı oranı elde edilirken Kuo ve arkadaşlarının çalışmasında bu metrik rapor edilmemiştir. Güç kapasitesi konusunda ise 25 kW'a kadar çalışma aralığı sunmaktadır. Bu değer makaledeki 15 kW karşılaştırıldığında biraz daha geniş bir kapasiteyi göstermektedir. Fakat onların çalışmalarında %97.7 tepe verimliliği sağlanmışken bu tezde elde edilen değer %96.4'dür. Tezde yapılan çalışmalarla hem hafif yüklerde yüksek verim (%96.4) hem de ağır yüklerde düşük akım stresi sağlanarak makaleye göre daha esnek ve ölçeklenebilir bir çözüm ortaya konmuştur. Ayrıca Kuo ve arkadaşlarının yaklaşımı önceden belirlenmiş optimal çalışma noktalarına dayalıyken bu tez çalışmasında MARL için ödül fonksiyonu dinamik olarak yeniden yapılandırılabilir. Bu özellik sayesinde sistem hedefleri değiştiğinde (örneğin akım stresini minimize etmekten enerji verimliliğini maksimize etmeye geçildiğinde) model yeniden eğitilerek farklı optimizasyon hedeflerine uyarlanabilir. Çok-amaçlı optimizasyon senaryolarında, MARL birden fazla hedefi eş zamanlı olarak dengeleyerek (örneğin verimlilik artışı, akım stresi azaltma ve ZVS sağlama) optimal kontrol politikası üretebilir. Model çevresel değişikliklere ve sistem parametrelerindeki sapmalara

karşıda sürekli öğrenerek adapte olabilir. Bu sayede istenilen performans kriterleri gerçek zamanlı olarak kontrol edilerek optimizasyon sağlanabilir.

4 numaralı (Li, Zhang, Lin, Sun, & Mao, 2023) çalışmada AI-TPSM (Artificial Intelligence-Based Triple Phase Shift Modulation) yaklaşımı, yapay sinir ağları (NN), parçacıklı sürü optimizasyonu (PSO) ve bulanık çıkarım sistemi (FIS) kombinasyonu ile DAB dönüştürücülerde akım stresini minimize etmek amaçlanmıştır. Bu çalışmadaki 1 kW güç seviyesindeki prototiplerinde NN simülasyon verilerinden akım stresi modelini öğrenmekte, PSO algoritması optimal modülasyon değişkenlerini aramakta ve FIS sistemi bu optimal değerleri gerçek zamanlı uygulamada sağlamaktadır. Ancak bu yaklaşımın iki temel sınırlılığı bulunmaktadır. İlki sistem önceden eğitilmiş bir NN modeline dayandığından eğitim verilerinde bulunmayan yeni çalışma koşullarına adaptasyon kabiliyeti sınırlıdır. İkincisi 1 kW gibi düşük güç seviyesi endüstriyel uygulamalar ve hızlı EV şarj istasyonları için yetersiz kalmaktadır. Önerilen MARL çerçevesi ise bu üç aşamalı modüler yapının aksine tek bir birleşik mimari ile tüm optimizasyon sürecini kapsayarak modülasyon stratejisinden kontrol parametrelerine kadar tüm karar mekanizmasını otomatik olarak elde etmektedir. MARL ajanları, çalışma sırasında karşılaştıkları yeni senaryolardan öğrenerek politikalarını güncelleyebilmekte böylece değişken yük profilleri ve farklı batarya SOC seviyelerine dinamik olarak uyum sağlayabilmektedir

5 numaralı (Tang, ve diğerleri, 2021) Tang ve çalışma arkadaşlarının geliştirdiği Q-öğrenmesi tabanlı yaklaşım klasik pekiştirmeli öğrenme algoritmasını kullanarak TPS için tüm operasyon modlarını çevrimdışı eğitim sürecine dahil etmiş ve mod seçimi karmaşıklığını ortadan kaldırarak 1.2 kW prototipte %96.7'ye varan verim değerleriyle donanımda başarıyla doğrulanmıştır. Q-öğrenmesi yaklaşımının test aralığının yalnızca 200V sabit çıkış gerilimi ile sınırlandırılması ve tek amaç fonksiyonu (verimlilik) kullanması yaklaşımın genelleştirilebilirliğini ve çok amaçlı optimizasyon kapasitesini sınırlamaktadır. Buna karşın önerilen MARL mimarisi yapay sinir ağı tabanlı fonksiyon yaklaşımı sayesinde arama tablosuna ihtiyaç duymadan sürekli durum eylem uzayında çalışabilmekte, boyutların artmasıyla üssel bellek artışı problemi yaşamamaktadır. Q-öğrenmesi yaklaşımının verimlilik eniyilemesinde uzmanlaşmış başarımı ve donanımda kanıtlanmış olması güncel teknolojinin klasik pekiştirmeli öğrenme ile başarılı bir uygulaması olarak değerlendirilse de önerilen MARL yaklaşımının arama tablosu bağımlılığından bağımsız yapısı, sürekli optimizasyon yeteneği, çok amaçlı dengeleme kapasitesi ve ölçeklenebilirlik özellikleri ile DAB dönüştürücü denetiminde daha kapsayıcı, ölçeklenebilir ve geleceğe hazır bir çözüm

sunmaktadır. Özellikle çok-boyutlu optimizasyon problemleri ve dağıtık enerji dizgeleri için daha üstün olanaklara sahip olduğu değerlendirilmektedir.

6 numaralı (Tang, ve diğerleri, 2021) Tang ve arkadaşlarının geliştirdiği DDPG-tabanlı yapay zekâ destekli optimizasyon (AIO) yaklaşımı harmonik analiz metodolojisi ile TPS modülasyonunu birleştirerek reaktif güç minimizasyonuna odaklanmış ve 200W prototipte %92.6'ya varan verim değerleriyle donanımda başarıyla doğrulanmıştır. DDPG yaklaşımının sürekli durum uzayında çalışması, 200KB'den küçük agent boyutu ve 30 dakikalık eğitim süresi ile pratik uygulamalar için önemli avantajlar sağlamaktadır. Özellikle önceki yapay zekâ çalışmalarında (AI-TPSM) kullanılan lookup table gereksinimini ortadan kaldırarak sürekli kontrol stratejisi sunmaktadır. Ancak DDPG yaklaşımının tek ajan mimarisi çevrim dışı eğitim yapısı ve tek hedef fonksiyonu (reaktif güç minimizasyonu) sistem esnekliğini kısıtlamaktadır. Ayrıca test aralığının yalnızca ($V_o=40V$) sabit çıkış gerilimi ile sınırlı tutulması yaklaşımın geniş operasyonel koşullardaki performansını değerlendirmede önemli bir dezavantaj oluşturmaktadır. Buna karşın önerilen MARL mimarisi çoklu ajan koordinasyonu sayesinde dağıtık enerji sistemleri için doğal bir çözüm sunmakta, online öğrenme kapasitesi ile değişen operasyonel koşullara dinamik olarak uyum sağlayabilmekte ve çok amaçlı optimizasyon çerçevesinde ZVS, verimlilik, akım stresi ve reaktif güç gibi çoklu performans kriterlerini eşzamanlı olarak dengeleyebilmektedir.

Yukarıdaki karşılaştırmalardan görülebileceği üzere bu tez çalışması literatürdeki çalışmalara göre üç temel üstünlük sunmaktadır:

1. Ölçeklenebilirlik: 25 kW güç seviyesi ile mevcut çalışmaların çoğundan çok daha yüksektir.
2. Adaptif Öğrenme: MARL tabanlı yaklaşım, diğer kontrol yaklaşımlara kıyasla sürekli öğrenerek değişen koşullara gerçek zamanlı uyum sağlayabilmektedir.
3. Çok-Amaçlı Optimizasyon: Tek bir hedefe odaklanan çalışmaların aksine ZVS, verimlilik ve akım stresini eşzamanlı optimize eden bütünsel bir çözüm sunulmaktadır.

Bu özgün katkılar, tez çalışmasını güncel literatürde öne çıkaran ve hızlı EV şarj istasyonları gibi kritik uygulamalara doğrudan katkı sağlayan bir araştırma olarak konumlandırmaktadır.

6. ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında elektrikli araç hızlı şarj istasyonlarında kullanılan DAB dönüştürücülerin TPS modülasyonu ile verimlilik optimizasyonu gerçekleştirilmiş ve MARL tabanlı kontrol stratejileri geliştirilmiştir. Ancak bu alanda yapılabilecek daha fazla geliştirme ve araştırma potansiyeli bulunmaktadır. Aşağıda verilen alanlar yapılan çalışmanın nasıl geliştirilebileceği, DAB-TPS sistemlerinin iyileştirilmesine yönelik öneriler ve hızlı şarj istasyonu yapılarının optimize edilmesi için öneriler sunulmaktadır.

Her ne kadar MARL tabanlı kontrol stratejisi önemli avantajlar sunsa da uygulamada dikkate alınması gereken bazı kısıtlamalar ve zorluklar bulunmaktadır. En belirgin dezavantajı kapsamlı bir eğitim aşamasına ihtiyaç duymasıdır. PID kontrolcüler gibi geleneksel yöntemler parametre ayarı gerektirse de bu ayar süreci MARL'a kıyasla çok daha kısa ve basittir. MARL ajanlarının optimal kontrol politikasını öğrenmesi için uzun bir eğitim süresi, yüksek hesaplama gücü ve kaliteli bir eğitim ortamı gerekebilir. Eğitim sürecinin hatasız ve gürültüsüz bir simülasyon ortamında gerçekleştirilmesi kritik öneme sahiptir. Aksi takdirde ajanlar yanlış davranışları öğrenebilir (negative transfer). Fakat bu eğitim maliyeti bir kerelik bir yatırımdır. Eğitim aşaması tamamlandıktan sonra MARL ajanlarının çalışma zamanı performansı PID kontrolcüler ile karşılaştırılabilir düzeydedir.

Karşılaşılabilen diğer bir zorluk ise durağansızlık (non-stationarity) problemidir (Hernandez-Leal, 2019). Bu problem ajanların eş zamanlı (paralel) değil de ardışık olarak eylem aldığı durumlarda ortaya çıkar. Bu durumda şu senaryo gerçekleşir.

1. Başlangıç: Sistem durumu S_0
2. Ajan 1, S_0 durumuna göre eylem a_1 uygular $\rightarrow$ Sistem durumu S_1 'e geçer.
3. Ajan 2 ve Ajan 3 hâlâ eski durum S_0 'a göre eylem almaya çalışır.
4. Sonuç: Ajan 2 ve 3, güncel olmayan bir duruma göre karar verir.

Bu durum ortamın her ajan için durağan (stationary) olmaması anlamına gelir. Başka bir deyişle bir ajan öğrenirken diğer ajanların davranışları sürekli değiştiği için her ajan için ortam sürekli değişir. Bu durum literatürde değişken hedef problemi (moving target problem) olarak adlandırılır. Bir ajan için optimal politika diğer ajanlar öğrendikçe değişir (Busoniu, 2008). Bir diğer sorun ise boyutların laneti (curse of dimensionality) dir. Çok ajanlı sistemlerde birleşik durum-eylem uzayının boyutu ajan sayısı ile üstel olarak artar. Örneğin her ajan 10 farklı eylem alabilen 3 ajanlı bir sistemde, toplam eylem kombinasyonu $10^3 = 1000$ 'dir. Bu öğrenme sürecini yavaşlatır ve yakınsama süresini uzatır. Bu

problemlere yapılacak olan çalışmalarda dikkat edilmelidir. DAB konvertör uygulaması için durağan olmama problemi göz ardı edilebilir seviyededir. Bunun nedenlerinden ilki yavaş sistem dinamikleridir. DAB konvertörün elektromekanik ve elektriksel dinamikleri ajanların ardışık eylemlerinin etkileri arasında yeterli zaman aralığı bırakacak kadar yavaştır. Düşük hızlı tepki gereksinimi olduğundan sistem ajanların sıralı eylemlerine rağmen kararlı çalışabilmektedir. Ayrıca bir ajanın eylemi sonrası sistem durumu diğer ajanlar için önemli ölçüde değişmemektedir. Dolayısıyla ajanların eski duruma göre eylem almaları büyük bir performans kaybına neden olmaz. Ancak bu tolerans eğitim süresini uzatmaktadır. Ajanlar diğer ajanların davranışlarını da öğrenmek zorunda olduğu için optimal politikayı bulmak daha uzun sürebilir. Deneysel gözlemler sistemin 5 tur yakınsayabileceği yerde 10-15 tura ihtiyaç duyduğunu göstermiştir.

Bu çalışmada TPS modülasyonu ile reaktif güç minimizasyonu ve verimlilik artışı sağlanmıştır. Gelecek çalışmalarda TPS modülasyonunun adaptif versiyonları geliştirilerek gerçek zamanlı olarak değişen yük koşullarına ve gerilim seviyelerine göre modülasyon parametrelerinin otomatik olarak optimize edilmesi sağlanabilir. Ayrıca TPS modülasyonuna ek olarak hibrit modülasyon stratejileri araştırılmalıdır. Örneğin düşük yük koşullarında SPS, orta yük koşullarında DPS ve yüksek yük koşullarında TPS modülasyonunun otomatik olarak seçildiği akıllı bir modülasyon seçim algoritması geliştirilebilir. Bu yaklaşım tüm çalışma aralığında optimum verimi sağlayarak sistem performansını maksimize edebilir.

Mevcut çalışmada geleneksel IGBT tabanlı anahtarlama elemanları kullanılmıştır. Gelecek araştırmalarda silisyum karbür (SiC) ve galyum nitrür (GaN) gibi geniş bant aralıklı yarı iletken malzemeler kullanılarak sistemin verimliliği daha da artırılabilir. Bu yeni nesil elemanlar daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilme, düşük iletim kayıpları ve yüksek sıcaklık dayanımı gibi üstün özellikler sunmaktadır. SiC ve GaN tabanlı DAB dönüştürücülerin TPS modülasyonu ile kombinasyonu çok daha yüksek verimlilik değerlerine ulaşılmasını sağlayabilir. Ayrıca bu elemanların kullanımı transformatör ve pasif eleman boyutlarının küçültülmesine olanak tanıyarak sistemin güç yoğunluğunu artırabilir.

Bu tezde MARL tabanlı kontrol yaklaşımı ile başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Ancak bu alanda daha fazla geliştirme potansiyeli mevcuttur. Derin pekiştirmeli öğrenme (Deep Reinforcement Learning - DRL) algoritmaları kullanılarak daha karmaşık durum uzaylarında optimum kontrol politikaları geliştirilebilir. Özellikle Aktör-Kritik mimarileri ve Yakınsal Politika Optimizasyonu (Proximal Policy Optimization, PPO) gibi gelişmiş

algoritmalar sistemin dinamik davranışını daha iyi modelleyebilir ve daha hızlı öğrenme sağlayabilir. Ayrıca transfer öğrenme teknikleri kullanılarak bir şarj istasyonunda öğrenilen kontrol politikalarının diğer istasyonlara uyarlanması araştırılabilir. Model tabanlı pekiştirmeli öğrenme yaklaşımları ile sistemin fiziksel modeli de öğrenme sürecine dahil edilerek daha az eğitim verisiyle daha yüksek performans elde edilebilir.

Gelecek nesil hızlı şarj istasyonlarında birden fazla aracın eşzamanlı olarak şarj edilebilmesi için çok portlu DAB dönüştürücü yapıları incelenebilir. Bu çalışmada tek port sistemi ele alınmıştır. Fakat modüler ve ölçeklenebilir yapılar tasarlanarak istasyon kapasitesi artırılabilir. Çok portlu sistemlerde her port için bağımsız TPS modülasyon kontrolü uygulanarak her bir aracın batarya durumuna ve şarj ihtiyacına göre optimize edilmiş güç transferi sağlanabilir.

Bu tezde yapılan simülasyon çalışmalarının gerçek donanım üzerinde test edilmesi ve doğrulanması önemli bir sonraki adım olacaktır. Donanım tabanlı döngü (Hardware-in-the-Loop, HIL) test sistemleri kullanılarak geliştirilen TPS kontrol algoritmaları ve MARL stratejileri gerçek zamanlı olarak test edilmelidir.

Gelecekte elektrikli araçların sadece enerji tüketen değil aynı zamanda enerji depolama ve şebeke destek ünitesi olarak da kullanılması öngörülmektedir. Bu çalışmada geliştirilen çift yönlü DAB-TPS kontrol algoritmaları V2G uygulamaları için temel oluşturabilir. Elektrikli araçlardaki bataryaların şebekeye enerji geri vermesi durumunda optimal güç akışının sağlanması ve batarya ömrünün korunması için gelişmiş kontrol stratejileri geliştirilebilir.

Bu öneriler doğrultusunda yapılacak çalışmalar hem akademik literatüre katkı sağlayacak hem de endüstriyel uygulamalar için pratik çözümler sunacaktır. Elektrikli araç şarj altyapısının gelişimi sürdürülebilir ulaşım sistemlerinin temel taşlarından biri olup bu alanda yapılacak her türlü iyileştirme ve yenilik daha temiz ve enerji verimli bir geleceğe ulaşılmasında önemli rol oynayacaktır.

7. KAYNAKLAR

- Amin, M. A., Apostolos, P., Srithar, R., Ricardo, M. B., & Vahid, E. (2017). A review of Battery Electric Vehicle technology and readiness levels,. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, Elsevier*, 78(C), 414-430.
- Aretxabaleta, I., Alegría, I. M., Andreu, J., Kortabarria, I., & Robles, E. (2021). High-Voltage Stations for Electric Vehicle Fast-Charging: Trends, Standards, Charging Modes and Comparison of Unity Power-Factor Rectifiers. *IEEE Access*, 9, 102177-102194.
- Bagheri, F., N. Guler, H. K., & Bayhan, S. (2023). An Adaptive Sliding Mode Control for a Dual Active Bridge Converter With Extended Phase Shift Modulation. *IEEE Access*, 11, 91260-91274.
- 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.
- Bai, H., Nie, Z., & Mi, C. C. (2010). Experimental Comparison of Traditional Phase-Shift, Dual-Phase-Shift, and Model-Based Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6), 1444-1449.
- Bai, S., & Lukic, S. M. (2013). Unified Active Filter and Energy Storage System for an MW Electric Vehicle Charging Station. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5793-5803.
- Bai, S., Yu, D., & Lukic, S. (2010). Optimum design of an EV/PHEV charging station with DC bus and storage system, 1178-1184. Atlanta, GA, USA.
- Barresi, M., Simone, D. D., Barzaghi, R., Dezza, S. C., Meraldi, L., Rosati, D., & Piegari, L. (2023). Optimal Components Selection for a DAB Model of CHB Converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, 4(3), 802-817.
- Bez, F., Han, W., & Corradini, L. (2018). A Low-Complexity Trajectory Controller for Reduced Conduction Losses in Series-Resonant Dual Half-Bridge Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11), 9963-9974.
- Busoniu, L. B. (2008). A Comprehensive Survey of Multiagent Reinforcement Learning. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C*, 38(2), 156-172.
- Cano, Z. P., Banham, D., Ye, S., Hintennach, A., Lu, J., Fowler, M., & Chen, Z. (2018). Batteries and fuel cells for emerging electric vehicle markets. *Nature Energy*, 3, 279-289.
- Cao, H., Guo, F., Ma, Z., Du, L., Zhao, Y., & Mantooth, H. A. (2023). An ANPC based High-Power Medium-Voltage Triple Active Bridge (TAB) DC-DC Converter with Enhanced Modulations. *11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*, 2898-2904. Jeju Island, Korea.

- Chen, A., & Sen, P. K. (2016). Advancement in battery technology: A state-of-the-art review. *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1-10. Portland, OR, USA.
- Chen, R., Yang, H., Li, C., Li, W., & He, X. (2024). Enhanced Phase Shift Segmentation Modulation for Soft-Switching in MV DAB Converter Using Series-Connected SiC MOSFETs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(10), 12368-12378.
- Chen, X., Xu, G., Han, H., Liu, D., Sun, Y., & Su, M. (2021). Light-Load Efficiency Enhancement of High-Frequency Dual-Active-Bridge Converter Under SPS Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12), 12941-12946.
- Choi, W., & Cho, B. -H. (2015). Fundamental duty modulation of dual-active-bridge converter for universal reduced conduction. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 615-622. Montreal, QC, Canada.
- Chub, A., Vinnikov, D., Blaabjerg, F., & Peng, F. Z. (2016). A Review of Galvanically Isolated Impedance-Source DC–DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(4), 2808-2828.
- Costa, L. F., Buticchi, G., & Liserre, M. (2017). Quad-Active-Bridge DC–DC Converter as Cross-Link for Medium-Voltage Modular Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2, 1243-1253.
- Cui, L., Zhang, Y., Wang, X., & Zhang, D. (2025). An Enhanced Integrated Optimization Strategy for Wide ZVS Operation and Reduced Current Stress Across the Full Load Range in DAB Converters. *Applied sciences*, 15(13), 7413.
- Cui, L., Zhang, Y., Wang, X., & Zhang, D. (2025). Symmetric Optimization Strategy Based on Triple-Phase Shift for Dual-Active Bridge Converters with Low RMS Current and Full ZVS over Ultra-Wide Voltage and Load Ranges. *Electronics*, 14, 3031.
- Cuoghi, S., Pittala, L. K., Mandrioli, R., Cirimele, V., Ricco, M., & Grandi, G. (2024). Model-based adaptive control of modular DAB converter for EV chargers. *IET Intelligent Transport Systems*, 17(1).
- Dai, T., Qin, J., Ge, G., Zhou, C., He, L., & Zhai, J. (2020). Research on Transient DC Bias Analysis and Suppression in EPS DAB DC-DC Converter. *IEEE Access*(8), 61421-61432.
- Deb, N., Sing, R., Brooks, R., & Bai, K. (2021). A Review of Extremely Fast Charging Stations for Electric Vehicles. *Energies*, 14(22), 7566.
- Deng, J., Li, S., Hu, S., Mi, C. C., & Ma, R. (2014). Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 4(63), 1581-1592.
- Ding, Y., Cano, Z. P., Yu, A., & Chen, Z. (2019). Automotive Li-Ion Batteries: Current Status and Future Perspectives. *Electrochemical Energy Reviews*, 2(1).

- Doncker, R. D., Divan, D., & Kheraluwala, M. (1991). A Three-phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(1), 63-73.
- Doncker, R. W., 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*, 1(27), 63-73.
- Du, Y., Zhou, X., Bai, S., Lukic, S., & Huang, A. (2010). Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1145-1151. Palm Springs, CA, USA.
- Duong, T. -Q., & Choi, S. -J. (2022). Deadbeat Control With Bivariate Online Parameter Identification for SPS-Modulated DAB Converters. *IEEE Access*, 10, 54079-54090.
- Ericson, R. W., & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics Second Edition*. New York: Kluwer Academic Publishers.
- Esteki, M., Poorali, B., Adib, E., & Farzanehfard, H. (2015). Interleaved Buck Converter With Continuous Input Current, Extremely Low Output Current Ripple, Low Switching Losses, and Improved Step-Down Conversion Ratio. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(8), 4769-4776.
- Franzese, P., Patel, D. D., Mohamed, A. A., Iannuzzi, D., Fahimi, B., & Risso, M. (2023). Fast DC Charging Infrastructures for Electric Vehicles: Overview of Technologies, Standards, and Challenges. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 9(3), 3780-3800.
- Friedli, T., Hartmann, M., & Kolar, J. W. (2014). The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part II. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2), 543-560.
- Fu, Y., Jing, Z., & Ren, H.-P. (2023). Model predictive control for DAB under extended-phase-shift considering components uncertainty. *IET Power Electronics*, 16(12), 1984-1995.
- G. Oggier, G. O. (2011). Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4), 1228-1236.
- Garcia, O., Zumel, P., Castro, A. d., & Cobos, J. A. (2006). Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3), 578-586.
- Graovac, D., & Katic, V. (2001). Online control of current-source-type active rectifier using transfer function approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(3), 526-535.

- Grbović, P. J., Delarue, P., Moigne, P. L., & Bartholomeus, P. (2010). A Bidirectional Three-Level DC–DC Converter for the Ultracapacitor Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3415-3430.
- Gu, Q., Yuan, L., Nie, J., Sun, J., & Zhao, Z. (2019). Current Stress Minimization of Dual-Active-Bridge DC–DC Converter Within the Whole Operating Range. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(1), 129-142.
- Habib, S., Khan, M. M., Abbas, F., & Tang, H. (2018). Assessment of electric vehicles concerning impacts, charging infrastructure with unidirectional and bidirectional chargers, and power flow comparisons. *International Journal of Energy Research*, 42, 3416-3441.
- Habib, S., Khan, M. M., Abbas, F., Sang, L., Shahid, M. U., & Tang, H. (2018). A Comprehensive Study of Implemented International Standards, Technical Challenges, Impacts and Prospects for Electric Vehicles. *IEEE Access*, 6, 13866-13890.
- Haga, H., & Kurokawa, F. (2017). Modulation Method of a Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter for Battery Charger of Electrical Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4(32), 2498-2507.
- Han, X., Liao, Y., & Yang, D. (2024). Model Predictive Control Strategy for DAB-LLC Hybrid Bidirectional Converter Based on Power Distribution Balance. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 71(6), 3236-3240.
- Hang, L., Zhang, M., Tolbert, L. M., & Lu, Z. (2013). Digitized Feedforward Compensation Method for High-Power-Density Three-Phase Vienna PFC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4), 1512-1519.
- Hannan, M. A., Hoque, M. M., Mohamed, A., & Ayob, A. (2017). Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 69, 771-789.
- Harrye, Y. A., Ahmed, K. H., Adam, G. P., & Aboushady, A. A. (2014). Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active bridge DC/DC converter using triple phase shift control. *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 437-442. İstanbul.
- Harrye, Y., Abdalla, A., & A.Mahasneh, H. (2023). The Generalization of Bidirectional Dual Active Bridge DC/DC Converter Modulation Schemes: State-of-the-Art Analysis under Triple Phase Shift Control. *energies*, 16(22), 7577.
- 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.
- Hernandez-Leal, P. K. (2019). A survey and critique of multiagent deep reinforcement learning. *Autonomous Agents and Multi-Agent Systems*, 33(6), 750-797.

- Hou, N., Song, W., & Wu, M. (2016). Minimum-Current-Stress Scheme of Dual Active Bridge DC–DC Converter With Unified Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(12), 8552-8561.
- Huang, J., Wang, Y., Li, Z., & Lei, W. (2016). Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(7), 4169-4179.
- Huber, J., & Kolar, J. (2019). Applicability of Solid-State Transformers in Today's and Future Distribution Grids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(1), 317-326.
- IEA. (2021). Trends and developments in electric light-duty vehicles. *Global EV Outlook 2021: Accelerating ambitions despite the pandemic*, OECD Publishing (s. 17). içinde Paris.
- IEEE519. (1993). *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*.
- Islam, R., Rafin, S. M., & Mohammed, O. A. (2023). Comprehensive Review of Power Electronic Converters in Electric Vehicle Applications. *Forecasting*, 5(1), 22-80.
- J1772, S. (2023). (S. E. Coupler, Prodükör) https://www.sae.org/standards/content/j1772_201710/ adresinden alındı
- Jafari, A., Nikoo, M. S., Karakaya, F., & Matioli, E. (2020). Enhanced DAB for Efficiency Preservation Using Adjustable-Tap High-Frequency Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 6673-6677.
- Jean-Pierre, G. A. (2022). Overall Efficiency Improvement of a Dual Active Bridge Converter Based on Triple Phase-Shift Control. *Energies*, 15(19), 6933.
- Kanamarlapudi, V. R., Wang, B., Kandasamy, N. K., & So, P. L. (2018). A New ZVS Full-Bridge DC–DC Converter for Battery Charging With Reduced Losses Over Full-Load Range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(1), 571-579.
- Khalid, M. R., Khan, I. A., Hameed, S., Asghar, M. S., & Ro, J. (2021). A Comprehensive Review on Structural Topologies, Power Levels, Energy Storage Systems, and Standards for Electric Vehicle Charging Stations and Their Impacts on Grid. *IEEE Access*, 9, 28069-128094.
- Khaligh, A., & Li, Z. (2010). Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(6), 2806-2814.
- Kheraluwala, M. H., & Doncker, R. W. (1993). Single phase unity power factor control for dual active bridge converter. *IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 2, 909-916. Toronto, ON, Canada.
- Kheraluwala, M. N., Gascoigne, R. W., Divan, D. M., & Baumann, E. D. (1992). Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1294-1301.

- Kilicoglu, H., & Tricoli, P. (2023). Technical Review and Survey of Future Trends of Power Converters for Fast-Charging Stations of Electric Vehicles. *Energies*, 16(13), 5204.
- Kim, M., Rosekeit, M., Sul, S., & Doncker, R. W. (2011). A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range,. *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, (364-371). Jeju, Korea.
- Kolar, J. W., & Friedli, T. (2013). The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part I. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1), 176-198.
- Krishnamurthy, H. K., & Ayyanar, R. (2007). Building Block Converter Module for Universal (AC-DC, DC-AC, DC-DC) Fully Modular Power Conversion Architecture. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 483-489. Orlando, FL, USA.
- 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.
- Krismer, F., & Kolar, J. W. (2012). Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters. *IEEE Trans. Power Electron*, 27(1), 174-188.
- Kumar, B. M., Kumar, A., Bhat, A. H., & Agarwal, P. (2017). Comparative study of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and dual phase shift control techniques. *2017 Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE)*, 453-458. Noida, India.
- Kumar, S., Usman, A., & Rajpurohit, B. S. (2021). Battery charging topology, infrastructure, and standards for electric vehicle applications: A comprehensive review. *IET*, 3(4), 381-396.
- Kuo, S. h., Chiu, H. J., Chiang, C. W., Huang, T. W., Chang, Y. C., Bachman, S., . . . Turzynski, M. (2024). High Efficiency Dual-Active-Bridge Converter with Triple-Phase-Shift Control for Battery Charger of Electric Vehicles. *Energies*, 17(2), 354.
- Kuo, S., Chiu, H., Chiang, C., Huang, T., Chang, Y., Bachman, S., . . . Turzyński, M. (2024). High Efficiency Dual-Active-Bridge Converter with Triple-Phase-Shift Control for Battery Charger of Electric Vehicles. *Energies*, 17(2), 354.
- Lazar, J. F., & Martinelli, R. (2001). Steady-state analysis of the LLC series resonant converter. *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2, 728-735. Anaheim, CA, USA.
- Lee, I. O., Cho, S. Y., & Moon, G. W. (2012). Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8), 3664-3675.
- Lee, W.-C., Lee, T.-K., & Hyun, D.-S. (2001). Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(3), 491-505.

- Li, B., Lee, F. C., Li, Q., & Liu, Z. (2017). Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 3688-3694. Tampa, FL, USA.
- Li, L., Xu, G., Xiong, W., Liu, D., & Su, M. (2022). An Optimized DPS Control for Dual-Active-Bridge Converters to Secure Full-Load-Range ZVS With Low Current Stress. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 8(1), 1389-1400.
- Li, X., Zhang, X., Lin, F., Sun, C., & Mao, K. (2023). Artificial-Intelligence-Based Triple Phase Shift Modulation for Dual Active Bridge Converter With Minimized Current Stress. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(4), 4430-4441.
- Li, X., Zhang, X., Lin, F., Sun, C., & Mao, K. (2023). Artificial-Intelligence-Based Triple Phase Shift Modulation for Dual Active Bridge Converter With Minimized Current Stress. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(4), 4430-4441.
- Lin, W., Jovcic, D., Nguefeu, S., & Saad, H. (2016). Full-Bridge MMC Converter Optimal Design to HVDC Operational Requirements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(3), 1342-1350.
- Liu, P., Chen, C., Duan, S., & Zhu, W. (2017). Dual Phase-Shifted Modulation Strategy for the Three-Level Dual Active Bridge DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(10), 7819-7830.
- Liu, Y., Hu, H., Wang, X., Gang, Y., & Li, Y. (2024). Voltage Balance Scheme for Input-Series Output-Series DAB DC–DC Converter With Bidirectional Power Flow. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(10), 12030-12034.
- Manzetti, S., & Mariasiu, F. (2015). “Electric vehicle battery technologies: From present state to future systems. *Renewable Sustainable Energy Reviews*, 51, 1004-1012.
- Mastoi, M. S., Zhuang, S., Munir, H. M., Haris, M., Hassan, M., Usman, M., . . . Ro, J. (2022). An in-depth analysis of electric vehicle charging station infrastructure, policy implications, and future trends. *Energy Reports*, 8, 11504-11529.
- May, G. J., Davidson, A., & Monahov, B. (2018). Lead batteries for utility energy storage: A review. *Journal of Energy Storage*, 15, 145-157.
- Métayer, P. L., Loeuillet, Q., Wallart, F., Buttay, C., Dujic, D., & Dworakowski, P. (2023). Phase-Shifted Full Bridge DC–DC Converter for Photovoltaic MVDC Power Collection Networks. *IEEE Access*, 19039-19048.
- Mi, C., Bai, H., Wang, C., & Gargies, S. (2008). Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC–DC converter. *IET Power Electronics*, 1(4), 507-517.
- Minli, J., & Hao, S. (2022). GaN-based High Frequency 6.6kW Bi-directional DC/DC Converter for OBC Application. *2022 IEEE International Power Electronics and*

Application Conference and Exposition (PEAC), 1330-1335. Guangzhou, Guangdong, China.

- Mohammadi, J., Ajaei, F. B., & Stevens, G. (2019). Grounding the DC Microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(5), 4490-4499.
- Monteiro, V., Ferreira, J. C., Melendez, A. A., Afonso, J. A., Couto, C., & Afonso, J. L. (2019). Experimental Validation of a Bidirectional Three-Level dc-dc Converter for On-Board or Off-Board EV Battery Chargers. *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 3468-3473. Lisbon, Portugal.
- Muthuraj, S. S., Kanakesh, V. K., Das, P., & Panda, S. K. (2017). Triple Phase Shift Control of an LLL Tank Based Bidirectional Dual Active Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(10), 8035-8053.
- Naayagi, R. T., Forsyth, A. J., & Shuttleworth, R. (2015). Performance analysis of extended phase-shift control of DAB DC-DC converter for aerospace energy storage system. 514-517. Sydney, Australia: IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems.
- Nassary, M., Vidal-Idiarte, E., & Calvente, J. (2022). Analysis of Non-Minimum Phase System for AC/DC Battery Charger Power Factor Correction Converter. *Applied Sciences*, 12(2).
- Nguyen, D., Fujita, G., Bui-Dang, Q., & Ta, M. C. (2016). A reduced-order observer-based control system designed in the frequency domain for dual-active-bridge converter. *2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 1-6. Hanoi, Vietnam.
- Nguyen, D., Fujita, G., Bui-Dang, Q., & Ta, M. C. (2018). Reduced-Order Observer-Based Control System for Dual-Active-Bridge DC/DC Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(4), 3426-3439.
- Nour, M., Chaves-Ávila, J. P., Magdy, G., & Miralles, S. (2020). Á. Review of Positive and Negative Impacts of Electric Vehicles Charging on Electric Power Systems. *Energies*, 13(18), 4675.
- Nykvist, B., & Nilsson, M. (2015). Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles. *Nature Clim Change* 5, 329-332.
- Ordu, Ü. (2024). Çift Aktif Köprülü Dönüştürücünün Çalışması, Analizi, Tasarımı ve Kontrol Şemalarının Karşılaştırılması. *Yüksek lisans tezi*. Giresun Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Pan, C. T., Chuang, C. F., & Chu, C. C. (2014). A Novel Transformerless Interleaved High Step-Down Conversion Ratio DC-DC Converter With Low Switch Voltage Stress. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 5290-5299.
- Pinto, J. G., Monteiro, V., Exposto, B., Barros, L. A., Sousa, T. J., Monteiro, L. F., & Afonso, J. L. (2019). Power Electronics Converters for an Electric Vehicle Fast Charging

- Station with Energy Storage System and Renewable Energy Sources. *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, 25(7).
- Pinto, J. G., Monteiro, V., Gonçalves, H., Exposto, B., Pedrosa, D., & Couto, C. (2013). Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 5934-5939. Vienna, Austria.
- 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.
- Rafi, M. A., & Bauman, J. (2021). A Comprehensive Review of DC Fast-Charging Stations With Energy Storage: Architectures, Power Converters, and Analysis. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7(2), 345-368.
- Rashidi, M., Altun, N., Özdemir, Ş., Bani-Ahmed, A., Sabbah, M., & Balali, F. (2020). Design and Implementation of a LLC Resonant Solid-State Transformer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(4), 3855-3864.
- Reddy, T. B. (2011). *Linden's Handbook of Batteries*; McGraw-Hill. New York, NY, USA.
- Rezayati, M., Tahami, F., Schanen, J. -L., & Sarrazin, B. (2022). Generalized State-Plane Analysis of Bidirectional CLLC Resonant Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(5), 5773-5785.
- Rivera, S., Kouro, S., Vazquez, S., Goetz, S. M., Lizana, R., & Romero-Cadaval, E. (2021). Electric Vehicle Charging Infrastructure : From Grid to Battery. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 15(2), 37-51.
- Rivera, S., Kouro, S., Vazquez, S., Goetz, S. M., Lizana, R., & Romero-Cadaval, E. (2021). Electric Vehicle Charging Infrastructure: From Grid to Battery,. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 15(2), 37-51.
- Rodríguez, A., Vázquez, A., Lamar, D. G., Hernando, M. M., & Sebastián, J. (2015). Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control. *in IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(2), 790-804.
- Saadaoui, A., Ouassaid, M., & Maaroufi, M. (2023). Overview of Integration of Power Electronic Topologies and Advanced Control Techniques of Ultra-Fast EV Charging Stations in Standalone Microgrids. *Energies*, 16(3), 1031.
- Safayatullah, M., Elrais, M. T., Ghosh, S., Rezaii, R., & Batarseh, I. (2022). A Comprehensive Review of Power Converter Topologies and Control Methods for Electric Vehicle Fast Charging Applications. *IEEE Access*, 40753-40793.
- Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., & Verghese, G. C. (1991). Generalized averaging method for power conversion circuits. *EEE Transactions on Power Electronics*, 6(2), 251-259.

- Sawant, V., & Zambare, P. (2024). DC Fast Charging Stations for Electric Vehicles: A Review. *Energy Conversion and Economics*, 1, 54-71.
- Seyedamin, V., El, A. A., & Martinez, S. L. (2022). Review of Solid-State Transformer Applications on Electric Vehicle DC Ultra Fast-Charging Station. *Energies*, 15(15), 5602.
- Shah, S. S., & Bhattacharya, S. (2019). A Simple Unified Model for Generic Operation of Dual Active Bridge Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(5), 3486-3495.
- Shahzad, M. I., Iqbal, S., & Taib, S. (2018). Interleaved LLC Converter With Cascaded Voltage-Doubler Rectifiers for Deeply Depleted PEV Battery Charging. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(4), 89-98.
- Shen, Y., Sun, X., Li, W., Wu, X., & Wang, B. (2016, Ekim). A Modified Dual Active Bridge Converter With Hybrid Phase-Shift Control for Wide Input Voltage Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10), 6884-6900.
- Shi, H., Sun, K., Wu, H., & Li, Y. (2020). A Unified State-Space Modeling Method for a Phase-Shift Controlled Bidirectional Dual-Active Half-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 3254-3265.
- Singh, B., Singh, S., Chandra, A., & Al-Haddad, K. (2011). Comprehensive Study of Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Converters With High-Frequency Isolation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7(4), 540-556.
- Song, C., Chen, A., Pan, Y., Du, C., & Zhang, C. (2019). Modeling and Optimization of Dual Active Bridge DC-DC Converter with Dead-Time Effect under Triple-Phase-Shift Control. *Energies*, 12(12), 973.
- Sun, X., Li, Z., Wang, X., & Li, C. (2020). Technology Development of Electric Vehicles: A Review. *Energies*, 13(90), 1-15.
- Sun, X., Wang, H., Qi, L., & Liu, F. (2020). Research on Single-Stage High-Frequency-Link SST Topology and Its Optimization Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(8), 8701-8711.
- Sutton, R. S., & Barto, A. G. (2020). *Reinforcement Learning: An Introduction second edition*. (F. Bach, Dü.) London, England.
- Tan, G., Deng, Q., & Liu, Z. (2014). An Optimized SVPWM Strategy for Five-Level Active NPC (5L-ANPC) Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1), 386-395.
- Tan, L., Wu, B., Rivera, S., & Yaramasu, V. (2016). Comprehensive DC Power Balance Management in High-Power Three-Level DC-DC Converter for Electric Vehicle Fast Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1), 89-100.

- Tan, N. M., Abe, T., & Akagi, H. (2012). Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC–DC Converter for a Battery Energy Storage System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3), 1237-1248.
- Tang, Y., Hu, W., Cao, D., Hou, N., Li, Y., & Chen, Z. (2021). Artificial Intelligence-Aided Minimum Reactive Power Control for the DAB Converter Based on Harmonic Analysis Method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(9), 9704-9710.
- Tang, Y., Hu, W., Xiao, J., Chen, Z., Huang, Q., & Chen, Z. (2021). Reinforcement Learning Based Efficiency Optimization Scheme for the DAB DC–DC Converter With Triple-Phase-Shift Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(8), 7350-7361.
- Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J. L., & Hendrix, M. A. (2006). Family of multiport bidirectional DC-DC converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 3(153), 451-458.
- Tashakor, N., Arabsalmanabadi, B., Ghanbari, T., Farjah, E., & Götz, S. (2020). Start-up circuit for an electric vehicle fast charger using SSICL technique and a slow estimator. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 14(12), 2247-2255.
- 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.
- Truong, P. N., Dung, N. A., Liu, Y.-C., & Chiu, H.-J. (2023). A Nonisolated High Step-Down DC–DC Converter With Low Voltage Stress and Zero Voltage Switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(3), 3500-3512.
- Tu, H., Feng, H., Srdic, S., & Lukic, S. (2019). Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(4), 861-878.
- Twinaime, R. P., Thrimawithana, D. J., Madawala, U. K., & Baguley, C. A. (2015). A Dual-Active Bridge Topology With a Tuned CLC Network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 6543-6550.
- Twinaime, R., Thrimawithana, D. J., Madawala, U., & Baguley, C. (2014). A New Resonant Bidirectional DC–DC Converter Topology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9), 4733-4740.
- Uddin, K., Moore, A. D., Barai, A., & Marco, J. (2016). The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance. *Applied Energy*, 178, 142-154.
- Upputuri, R. P., & Subudhi, B. (2024). A Comprehensive Review and Performance Evaluation of Bidirectional Charger Topologies for V2G/G2V Operations in EV Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 10(1), 583-595.

- Valedsaravi, S., Aroudi, A. E., & Martínez-Salamero, L. (2022). Review of Solid-State Transformer Applications on Electric Vehicle DC Ultra-Fast Charging Station. *Energies*(15).
- Verghese, G. C., Elbuluk, M. E., & Kassakian, J. G. (1986). A General Approach to Sampled-Data Modeling for Power Electronic Circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 76-89.
- Wang, Y., Haan, S. W., & Ferreira, J. A. (2009). Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters. *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 1397-1401. Wuhan, China.
- Wang, Y., Wang, L., Li, M., & Chen, Z. (2020). A review of key issues for control and management in battery and ultra-capacitor hybrid energy storage systems. *eTransportation*, 4(100064).
- Wu, F., Wang, Z., & Luo, S. (2021). Buck–Boost Three-Level Semi-Dual-Bridge Resonant Isolated DC–DC Converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(5), 5986-5995.
- Xia, P., Shi, H., Wen, H., Bu, Q., Hu, Y., & Yang, Y. (2020). Robust LMI-LQR Control for Dual-Active-Bridge DC–DC Converters With High Parameter Uncertainties. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(1), 131-145.
- Xu, G., Li, L., Chen, X., Liu, Y., Sun, Y., & Su, M. (2021). Optimized EPS Control to Achieve Full Load Range ZVS With Seamless Transition for Dual Active Bridge Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(9), 8379-8390.
- Xuan, Y., Yang, X., Chen, W., Liu, T., & Hao, X. (2019). A Three-Level Dual-Active-Bridge Converter With Blocking Capacitors for Bidirectional Electric Vehicle Charger. *IEEE Access*(7), 173838-173847.
- Yade, O., Gauthier, J. Y., Lin-Shi, X., Gendrin, M., & Zaoui, A. (2015). Modulation strategy for a Dual Active Bridge converter using Model Predictive Control. *2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 15-20. Valparaiso, Chile.
- Yaqoob, M., Loo, K. H., & Lai, Y. M. (2019). A Four-Degrees-of-Freedom Modulation Strategy for Dual-Active-Bridge Series-Resonant Converter Designed for Total Loss Minimization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1065-1081.
- Yaramasu, V., & Wu, B. (2011). Three-level boost converter based medium voltage megawatt PMSG wind energy conversion systems. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 561-567. Phoenix, AZ, USA.
- Yilmaz, M., & Krein, P. T. (2013). Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5), 2150-2169.

- Yong, J. Y., Ramachandaramurthy, V. K., Tan, K. M., & Mithulananthan, N. (2015). A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, Elsevier*, 49 (C), 365-385.
- Zahid, Z. U., Dalala, Z. M., Chen, R., Chen, B., & Lai, J. S. (2015). Design of Bidirectional DC–DC Resonant Converter for Vehicle-to-Grid (V2G) Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 3(1), 232-244.
- Zhang, H., Tong, X., & Yin, J. (2017). Optimal triple-phase-shift controller design of isolated bidirectional DC-DC converter based on ant colony algorithm and BP neural network. *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 8802-8807. Beijing, China.
- Zhang, J. M., Xu, D. M., & Qian, Z. (2001). An improved dual active bridge DC/DC converter. *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, 1, 232-236. Vancouver, BC, Canada.
- Zhang, Y., Liu, X., Li, T., Huang, Z., & Chen, J. (2024). A Collaborative Modulation Method of Dual-Side Backflow Power Optimization and Zero-Voltage Switching for Dual Active Bridge. *Energies*, 17(12), 3019.
- Zhao, B., Song, Q., & Liu, W. (2012). Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converter With Dual-Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9), 4172-41476.
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., & Sun, Y. (2014). A Synthetic Discrete Design Methodology of High-Frequency Isolated Bidirectional DC/DC Converter for Grid-Connected Battery Energy Storage System Using Advanced Components. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10), 5402-5410.
- Zhao, B., Yu, Q., & Sun, W. (2012). Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4667-4680.
- Zhao, C., Dujic, D., Mester, A., Steinke, J., Weiss, M., Lewdeni-Schmid, S., Stefanutti, P. (2014). Power Electronic Traction Transformer-Medium Voltage Prototype. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(7), 3257–3268.
- Zhao, F., Guo, Y., & Chen, B. (2024). A Review of Lithium-Ion Battery State of Charge Estimation Methods Based on Machine Learning. *World Electric Vehicle Journal (WEVJ)*, 15(131).
- Zheng, L., Marellapudi, A., Chowdhury, V., Bilananti, N., Kandula, R., Saeedifard, M., Divan, D. (2022). Solid-State Transformer and Hybrid Transformer With Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(10), 3771-3787.
- Zhu, X., Guo, T., & Jia, P. (2022). Time-Domain Model of the SRC-LLC Resonant Converter with Variable Frequency and Single Phase Shifted Control. *5th*

International Conference on Energy Conservation and Efficiency (ICECE), 1-6.
Lahore, Pakistan.



ÖZGEÇMİŞ

2006 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans programına başladı ve 2011 yılında bu bölümden mezun oldu. 2014-2016 yılları arasında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisansını tamamladı. 2014 yılından beri Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

E. S. Durak, H. I. Okumus, M. A. Usta and H. Kahveci, "Selective Harmonic Elimination with Particle Swarm Optimization in Multilevel Inverters," *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Budapest, Hungary, 2018, pp. 1019-1024, doi: 10.1109/EPEPMC.2018.8521959.

M. A. Usta, H. I. Okumus, H. Kahveci and E. S. Durak, "Sensorless Feedback Linearization Direct Torque Control (FBL-DTC) for Induction Motor Drive with Five-Level Cascaded H-Bridge Inverter," *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Budapest, Hungary, 2018, pp. 1025-1030, doi: 10.1109/EPEPMC.2018.8521872

M. A. Usta, H. I. Okumus, S. Guven and E. S. Durak, "Speed sensorless direct torque control for three-level diode-clamped inverter fed induction motor using adaptive flux observer," *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey, 2015, pp. 574-578, doi: 10.1109/ELECO.2015.7394457.