

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

METASEZGİSEL ALGORİTMA TABANLI PI DENETLEYİCİ İLE ÜÇ FAZLI
ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Turgut ABDİOĞLU

ŞUBAT 2025
TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**METASEZGİSEL ALGORİTMA TABANLI PI DENETLEYİCİ İLE ÜÇ FAZLI
ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ KONTROLÜ**

Turgut ABDİOĞLU

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

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 21 / 01 / 2025

Tezin Savunma Tarihi : 21 / 02 / 2025

Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN

Trabzon 2025

ÖNSÖZ

“Metasezgisel Algoritma Tabanlı PI Denetleyici İle Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücü Kontrolü” isimli bu tez Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Programı’nda hazırlanmıştır.

Tez çalışmam boyunca hiçbir desteğini esirgemeyen ve bilim insanı olma yolundaki ilk adımlarımı atarken kıymetli bilgileriyle ve tecrübesiyle yolumu aydınlatan danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN’e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca, yapıcı eleştirileri ve önerileri ile tezime büyük katkıları bulunan ve tez çalışması süresinde de hiçbir yardımdan kaçınmayan sevgili dostum Öğr. Gör. Dr. Önder CİVELEK’e teşekkür ederim.

Tez çalışması sürecinde sabrını ve hoşgörüsünü esirgemeyen biricik eşim Şükran ABDİOĞLU’na ve neşesi ve enerjisi ile bu zorlu süreçte bana en büyük motivasyonu sağlayan varlığı ile bu süreçteki en büyük ilham kaynağım olan sevgili kızım İsra İpek ABDİOĞLU’na teşekkür ederim.

Son olarak, doğduğum günden beri elimi hiç bırakmayan, hayatım boyunca aldığım tüm kararlarda bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım ve her kararında arkamda olan, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ve bugünlere gelmemde en büyük paya sahip olan annem Zülfüye ABDİOĞLU ve babam Kasım ABDİOĞLU’na, kardeşlerim Prof. Dr. Hasan ABDİOĞLU ve Adem ABDİOĞLU’na teşekkür eder, minnettarlığımı sunarım.

Bu tez çalışmasının bundan sonraki çalışmalara katkı sağlamasını temenni ederim.

Turgut ABDİOĞLU

Trabzon 2025

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Metasezgisel Algoritma Tabanlı PI Denetleyici İle Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücü Kontrolü ” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN’in 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. 21/02/2025

Turgut ABDİOĞLU

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Literatür Araştırması	4
1.3. Çift Yönlü DA-DA Dönüştürücü	9
1.3.1. İzolesiz Temel Çift Yönlü Alçaltan (Buck) ve Yükselten (Boost) DA-DA Dönüştürücü	11
1.3.2. İzolesiz Çift Yönlü Alçaltan (Buck) ve Yükselten (Boost) DA-DA Dönüştürücü	12
1.3.3. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Cuk Dönüştürücü.....	13
1.3.4. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA SEPIC ve ZETA Dönüştürücü.....	13
1.3.5. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Kaskad Dönüştürücü	14
1.3.6. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü	15
1.3.7. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Interleaved Dönüştürücü	16
1.3.8. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Çok Seviyeli Dönüştürücü.....	17
1.3.9. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Flyback Dönüştürücü.....	18
1.3.10. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Cuk Dönüştürücü	19
1.3.11. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Push-Pull Dönüştürücü	19
1.3.12. İzoleli Çift Yönlü DA-DA İleri Yönlü Dönüştürücü	20
1.3.13. İzoleli Çift Yönlü DA-DA İki Yarım KöprülÜ Dönüştürücü.....	21
1.3.14. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Bir Tam Köprü Bir Yarım Köprü Dönüştürücü	21
1.3.15. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çift Aktif KöprülÜ Dönüştürücü.....	22
1.3.16. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çok Girişli İki Tam KöprülÜ Dönüştürücü	23

1.4.	Çift Yönlü DA-DA Dönüştürücülerde Kullanılan Anahtarlama Metodları.....	23
1.4.1.	Darbe Genişlik Modülasyonu	24
1.4.2.	Tek Faz Kaydırma (Single Phase Shift).....	25
1.4.3.	Genişletilmiş Faz Kaydırma (Extended Phase Shift).....	26
1.4.4.	İki Faz Kaydırma (Dual Phase Shift).....	28
1.4.5.	Üç Faz Kaydırma (Triple Phase Shift).....	29
1.5.	Tek Fazlı İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çift Aktif Köprülü Dönüştürücü Modellemesi	31
1.5.1.	S1, S4, S6, S7 İletimde, S2, S3, S5, S8 Kesimde D1 ve D4 İletimde	36
1.5.2.	S1, S4, S6, S7 İletimde, S2, S3, S5, S8 Kesimde	37
1.5.3.	S1, S4, S5, S8 İletimde, S2, S3, S6, S7 Kesimde D5 ve D8 İletimde	37
1.5.4.	S2, S3, S5, S8 İletimde, S1, S4, S6, S7 Kesimde D3 ve D2 İletimde	38
1.5.5.	S2, S3, S5, S8 İletimde, S1, S4, S6, S7 Kesimde	39
1.5.6.	S2, S3, S6, S7 İletimde, S1, S4, S5, S8 Kesimde D6 ve D7 İletimde	39
1.6.	Üç Fazlı İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çift Aktif Köprülü Dönüştürücü Modellemesi	40
1.6.1.	1. Aralık $0 \leq \theta < \pi/3$	43
1.6.2.	2. Aralık $\pi/3 \leq \theta < \pi/2$	45
1.7.	Çift Yönlü DA-DA Dönüştürücülerde Kullanılan Kontrol Yöntemleri.....	47
1.7.1.	Klasik PID Kontrol	47
1.7.2.	Klasik PI Kontrol	48
1.7.3.	Amaç Fonksiyonları	50
1.8.	Metasezgisel Algoritmalar	51
1.8.1.	Karınca Kolonisi Algoritması	51
1.8.2.	Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması.....	54
1.8.3.	Yapay Arı Kolonisi Algoritması	57
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	62
2.1.	Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı.....	62
2.2.	Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücünün Kontrol Yöntemi Tasarımı.....	66
2.3.	Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi.....	67
3.	BULGULAR VE TARTIŞMA.....	69

3.1. Optimize Edilmemiş PI Denetleyicisi ile Referans Gerilim Değişimi Analizi	69
3.2. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Referans Gerilim Değişimi Analizi	70
3.3. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Giriş Geriliminde Bozulma Analizi	71
3.4. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Yük Değişimi Analizi	73
3.5. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Kaçak Endüktans Bozulma Analizi	73
3.6. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Anahtarlama Elemanı Bozulma Analizi	75
4. SONUÇLAR	77
5. ÖNERİLER	79
6. KAYNAKLAR	81
7. EKLER	88
ÖZGEÇMİŞ	

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

METASEZGİSEL ALGORİTMA TABANLI PI DENETLEYİCİ İLE ÜÇ FAZLI ÇİFT AKTİF KÖPRÜLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ KONTROLÜ

Turgut ABDİOĞLU

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Yahya DANAYİYEN
2025, 87 Sayfa, 9 Ek Sayfa

Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücüler, çift yönlü enerji akışı sağlayarak yüksek verimlilik, geniş gerilim aralığı ve galvanik izolasyon gibi avantajlar sunar, bu nedenle güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak tercih edilirler. Ancak, çıkış geriliminin istenilen seviyede tutulması, ani gerilim dalgalanmaları ve parametre değişimi gibi bozucu etkilere karşı kararlı bir performans sergilemesi için etkili bir denetleyici tasarımı gereklidir. Bu çalışmada, dönüştürücünün temel çalışma prensibi ve teorik hesaplamaları incelenmiş, tasarım ve kontrol, metasezgisel algoritmalarla optimize edilmiş PI kontrolcüsü ile gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink (R2023b) ortamında bozucu etkiler altında sistem performansı değerlendirilmiş, PI kontrolcü parametreleri, Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Yapay Arı Kolonisi (ABC) ve Karınca Kolonisi (ACO) algoritmaları ile optimize edilmiştir. PSO ile optimize edilen parametreler, sistemin yükselme süresi, oturma süresi ve üst aşımını azaltarak çıkış geriliminin referansa daha hızlı oturmasını sağlamıştır. Sonuç olarak, metasezgisel algoritmalarla optimize edilen PI kontrolcüsünün DA-DA dönüştürücülerde verimliliği artırma ve bozucu etkilere karşı daha kararlı bir sistem sağlama potansiyeli gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Üç Fazlı Çift Aktif Köprü, PI Denetleyici, PSO Algoritması, ABC Algoritması, ACO Algoritması

Master Thesis

SUMMARY

CONTROL OF A THREE PHASE DUAL ACTIVE BRIDGE DC-DC CONVERTER USING A METAHEURISTIC ALGORITHM BASED PI CONTROLLER

Turgut ABDİOĞLU

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Asst. Prof. Yahya DANAYİYEN
2025, 87 Pages, 9 Appendix Pages

Three-phase dual-active bridge (DC-DC) converters offer advantages such as bidirectional energy flow, high efficiency, a wide voltage range, and galvanic isolation, making them widely preferred in power electronics applications. However, maintaining the output voltage at the desired level requires an effective controller design to ensure stable performance under disturbance effects such as sudden voltage fluctuations and parameter variations. In this study, the basic operating principle and theoretical calculations of the converter are examined, and the design and control are optimized using a metaheuristic algorithm-based PI controller. The system performance under disturbance effects is evaluated in the MATLAB/Simulink (R2023b) environment, and the PI controller parameters are optimized using Particle Swarm Optimization (PSO), Artificial Bee Colony Algorithm (ABC), and Ant Colony Optimization (ACO) algorithms. The parameters optimized by PSO improve system performance by reducing rise time, settling time, and overshoot, leading to faster settling of the output voltage to the reference value. As a result, the study demonstrates the potential of a metaheuristic algorithm-optimized PI controller to enhance efficiency and provide a more stable system against disturbance effects in DC-DC converters.

Key Words: Three-Phase Dual Active Bridge, PI Controller, PSO, ABC, ACO

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1. Farklı yenilenebilir enerji kaynakları ve yükleri gösteren temsili bir orta gerilim doğru akım şebekesi (Reed, Grainger, Korytowski, & Taylor, 2011; Reed, Grainger, Sparacino, & Mao, 2012).....	2
Şekil 2. İzolesiz temel çift yönlü azaltan ve yükselten DA-DA dönüştürücü	11
Şekil 3. İzolesiz çift yönlü alçaltan ve yükselten DA-DA dönüştürücü.....	12
Şekil 4. İzolesiz temel çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücü.....	13
Şekil 5. İzolesiz çift yönlü DA-DA SEPIC ve ZETA dönüştürücü	14
Şekil 6. İzolesiz çift yönlü DA-DA kaskad dönüştürücü	15
Şekil 7. İzolesiz çift yönlü DA-DA anahtarlama kapasitörlü dönüştürücü.....	16
Şekil 8. İzolesiz çift yönlü DA-DA interleaved dönüştürücü.....	16
Şekil 9. İzolesiz çift yönlü DA-DA çok seviyeli dönüştürücü	17
Şekil 10. İzoleli çift yönlü DA-DA flyback dönüştürücü.....	18
Şekil 11. İzoleli çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücü.....	19
Şekil 12. İzoleli çift yönlü DA-DA push-pull dönüştürücü	20
Şekil 13. İzoleli çift yönlü DA-DA ileri yönlü dönüştürücü	20
Şekil 14. İzoleli çift yönlü DA-DA iki yarım köprülü dönüştürücü.....	21
Şekil 15. İzoleli çift yönlü DA-DA bir tam köprü bir yarım köprü dönüştürücü.....	22
Şekil 16. İzoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücü.....	23
Şekil 17. İzoleli çift yönlü DA-DA çok girişli iki tam köprülü dönüştürücü.....	24
Şekil 18. Faz kaydırma kontrolünün genel şeması	25
Şekil 19. Tek faz kaydırma kontrolünün genel şeması.....	26
Şekil 20. Genişletilmiş faz kaydırma kontrolünün genel şeması	27
Şekil 21. İki faz kaydırma kontrolünün genel şeması	28
Şekil 22. Üç faz kaydırma kontrolünün genel şeması	30
Şekil 23. DAB devre şeması.....	31
Şekil 24. DAB temel çalışma prensibi	32
Şekil 25. DAB yüksek frekanslı eşdeğer blok şeması	32
Şekil 26. DAB güç transfer karakteristiği	35
Şekil 27. Tek faz kaydırma yöntemi ile kontrol edilen dönüştürücünün dalga formları	36
Şekil 28. S_1 , S_4 , S_6 , S_7 İletimde, S_2 , S_3 , S_5 , S_8 Kesimde D_1 ve D_4 iletimde.....	37

Şekil 29. S ₁ , S ₄ , S ₆ , S ₇ İletimde, S ₂ , S ₃ , S ₅ , S ₈ Kesimde	37
Şekil 30. S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₈ İletimde, S ₂ , S ₃ , S ₆ , S ₇ Kesimde D ₅ ve D ₈ İletimde	38
Şekil 31. S ₂ , S ₃ , S ₅ , S ₈ İletimde, S ₁ , S ₄ , S ₆ , S ₇ Kesimde D ₃ ve D ₂ İletimde	38
Şekil 32. S ₂ , S ₃ , S ₅ , S ₈ İletimde, S ₁ , S ₄ , S ₆ , S ₇ Kesimde	39
Şekil 33. S ₂ , S ₃ , S ₆ , S ₇ İletimde, S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₈ Kesimde D ₆ ve D ₇ İletimde	39
Şekil 34. DAB3 topolojisi	41
Şekil 35. Çift aktif köprülü dönüştürücünün güç akış benzetimi	41
Şekil 36. DAB3'ün eşdeğer devre şeması	42
Şekil 37. DAB3'ün tek faz kaydırma modülasyonlu kontrolü, 1. Aralıktaki ($0 \leq \theta < \pi/3$) ideal gerilim ve akım grafikleri	44
Şekil 38. DAB3'ün tek faz kaydırma modülasyonlu kontrolü, 2. Aralıktaki ($\pi/3 \leq \theta < \pi/2$) ideal gerilim ve akım grafikleri	46
Şekil 39. Kontrol yöntemleri genel blok diyagramı	47
Şekil 40. PID Kontrolcü diyagramı	48
Şekil 41. PI Kontrolcü diyagramı	49
Şekil 42. PSO parçacıkların hareketinin vektörel gösterimi (Allaoua, Gasbaoui, & Mebarki, 2009)	55
Şekil 43. PSO algoritması temel akış diyagramı	56
Şekil 44. ABC algoritması temel akış diyagramı	61
Şekil 45. Üç fazlı DAB kontrolü blok diyagramı	64
Şekil 46. Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün akış şeması	67
Şekil 47. Kontrolcü parametrelerinin belirlenmesi akış şeması	68
Şekil 48. Optimize edilmemiş PI denetleyici referans gerilim değişimi tepkisi	70
Şekil 49. Optimize edilmiş PI denetleyici referans gerilim değişimi tepkisi	71
Şekil 50. Optimize edilmiş PI denetleyici giriş gerilim değişimi çıkış gerilim ve akım tepkisi.....	72
Şekil 51. Optimize edilmiş PI denetleyici giriş gerilim değişimi çıkış gücü tepkisi.....	72
Şekil 52. Optimize edilmiş PI denetleyici yük değişimi çıkış gerilim ve akım tepkisi	73
Şekil 53. Optimize edilmiş PI denetleyici kaçak endüktans %10 bozulma analizi	74
Şekil 54. Optimize edilmiş PI denetleyici kaçak endüktans %20 bozulma analizi	75
Şekil 55. S ₁ anahtarlama elemanını tam kesimde çıkış gerilimleri karşılaştırması	76
Şekil 56. S ₁ anahtarlama elemanını tam iletimde çıkış gerilimleri karşılaştırması	76

TABLÖLAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü devre parametreleri	62
Tablo 2. Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü devre parametreleri	68
Tablo 3. PSO optimizasyon tekniği ile elde edilen kontrolcü parametreleri.....	68
Tablo 4. Optimize edilmemiş PI denetleyici çıkış gerilimi değişim değerleri	69
Tablo 5. Optimize edilmiş PI denetleyici çıkış gerilimi değişim değerleri	71
Tablo 6. Optimize edilmiş PI denetleyici kaçak endüktans değişim değerleri.....	74

SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AA	: Alternatif Akım
ABC	: Yapay Arı Kolonisi (Artificial Bee Colony Algorithm)
ACO	: Karınca Kolonisi Optimizasyonu (Ant Colony Optimization)
D	: Doluluk Boşluk Oranı
DA	: Doğru Akım
DAB	: Çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü (Dual Active Bridge)
DAB3	: Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücü (Three Phase Dual Active Bridge)
DPS	: İki Faz Kaydırma (Dual Phase Shift)
$e(t)$	: Hata Fonksiyonu
EMI	: Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
EPS	: Genişletilmiş Faz Kaydırma (Extended Phase Shift)
ESPS	: Geliştirilmiş Tek Faz Kaydırma (Enhanced Single Phase Shifted)
ESS	: Enerji Depolama Sistemleri (Energy Storage Systems)
G2V	: Şebekeden Araca (Grid to Vehicle)
gbest	: Global En İyi
IAE	: Hata Sinyalinin Mutlak Değerlerinin İntegrali (Integral of Absolute Error)
ISE	: Hata Sinyalinin Karelerinin İntegrali (Integral of Squared Error)
ITAE	: Hata sinyalinin zamanla çarpılarak mutlak değerinin integrali (Integral of Time-weighted Absolute Error)
ITSE	: Hata Sinyalinin Zamanla Çarpılarak Karelerinin İntegrali (Integral of Time-weighted Squared Error)
K_p	: Oransal Parametre
K_i	: İntegral Parametre
K_d	: Türevsel Parametre
L	: Endüktans
MMC	: Modüler Çok seviyeli Dönüştürücü (Modular Multilevel Converters)
N	: Transformatör Dönüştürme Oranı
NPC	: Nötr Nokta Sıkıştırılmalı (Neutral Point Clamped)
P	: Güç

pbest	: Kişisel En İyi
PID	: Oransal İntegral Türevsel (Proportional Integral Derivative)
PI	: Oransal İntegral (Proportional Integral)
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
SEPIC	: Tek Uçlu Primer İndüktör Çevirici (Single-Ended Primary Inductor Converter)
SPS	: Tek Faz Kaydırma (Single Phase Shift)
T	: Tam Periyot
TPS	: Üç Faz Kaydırma (Triple Phase Shift)
TPSPC	: Üç Faz Kaydırmalı Güç Seviyesi Kontrolcüsü (Triple Phase Shift Power Level Controller)
Ts	: Yarım Periyot
V2G	: Araçtan Şebekeye (Vehicle to Grid)
V_{bat}	: Batarya Gerilimi
V_{ϕ}	: Çıkış Gerilimi
V_g	: Giriş Gerilimi
V_{grid}	: Şebeke Gerilimi
ZVS	: Sıfır Gerilim Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZCS	: Sıfır Akım Anahtarlama (Zero Current Switching)
ω	: Açısal Hız
$\emptyset$	: Faz Kayma Açısı

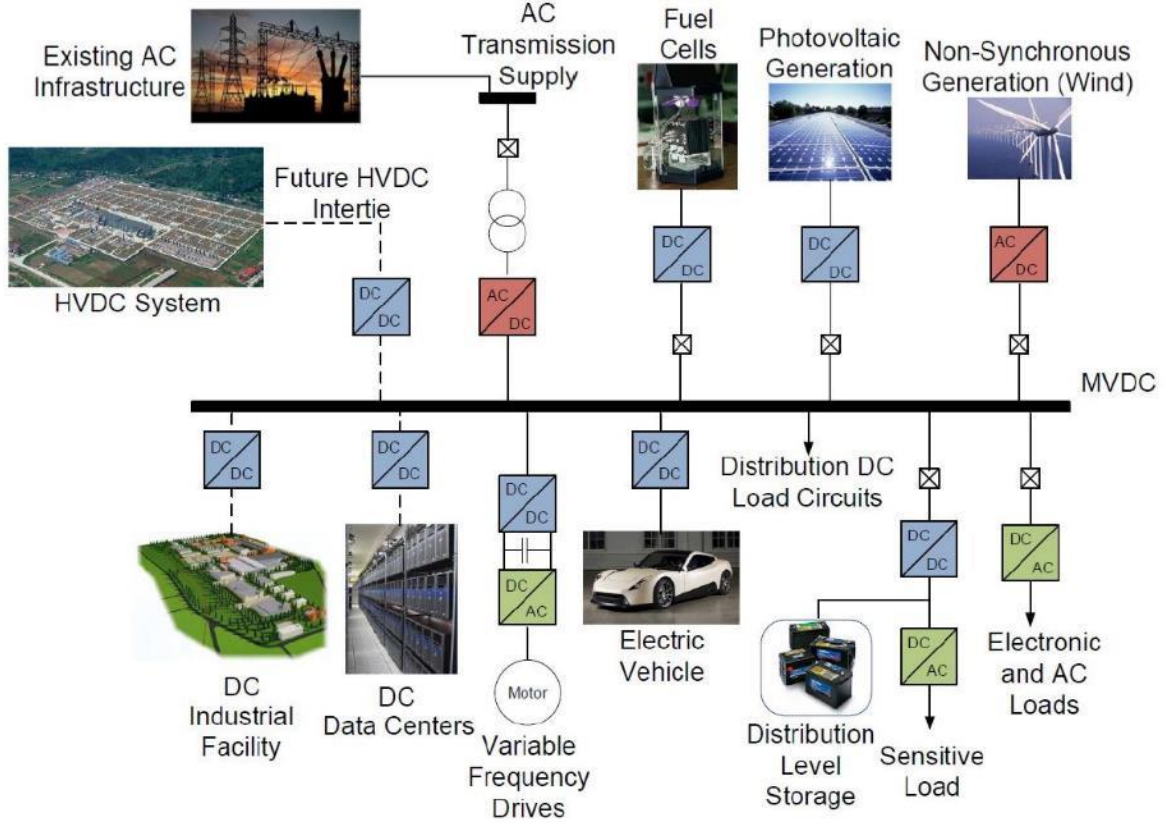
1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

İnsanlar enerji ihtiyacını karşılayabilmek için kömür, petrol ve doğalgaz gibi fosil yakıtları çok fazla kullanmaktadır. Fosil yakıt kaynaklarının her geçen gün azalması, çevreye ve insan sağlığına vermiş olduğu zararlar insanları farklı enerji kaynakları arayışına yöneltmiştir (Wang, Ni, & Lee, 2016; Siddique, Doncker, & Monti, 2019). Bu arayışların en önemlisi son yıllarda tamamen elektrikle çalışan araçlar olmuştur (Chiu & Lin, 2006). İçten yanmalı motorlara sahip araçların fosil yakıt tüketimi ve çevre kirliliğini artırmasına yol açtığı göz önüne alındığında elektrikli araçların sürdürülebilir bir ulaşım aracı olarak benimsenmesi gerekmektedir. Bundan dolayı son yıllarda ulaşım sektöründe hızla yaygınlaşan elektrikli araçlar temiz ve yeşil ulaşım için kritik öneme sahip hale gelmiştir (Abdioğlu & Danayiyen, 2024). Elektrikli araçların fosil yakıtlı araçlarla rekabet edebilmesi için ise şarj süreçlerinde gelişmeler sağlanması, etkili, hızlı ve ekonomik şarj istasyonlarının geliştirilmesi önem taşımaktadır (Nema, Sadangi, Atkar, Chaturvedi, & Patro, 2022). Şarj istasyonlarının kaliteli, sürekli, hızlı ve güvenilir enerji sağlayabilmeleri için iç yapılarındaki özellikle DA-DA dönüştürücülerinin verimli çalışması, arızalanmaması, iç enerji tüketiminin az olması, çeşitli bozucu etkilere karşı dayanıklı olması gereklidir. Bu bağlamda, Şekil 1’de görüldüğü üzere DA-DA dönüştürücüler, farklı gerilim seviyeleri arasında enerji transferini sağlamak için kritik bir rol oynamaktadır. Çift Aktif Köprü (Dual Active Bridge, DAB) topolojisi, bu alanda sunduğu avantajlarla dikkat çekmektedir. DAB, iki aktif köprü yapısı kullanarak çift yönlü enerji akışını mümkün kılan bir yapıdır ve yüksek verimlilik, geniş giriş-çıkış gerilim aralığı ve etkili kontrol özellikleri ile ön plana çıkmaktadır.

Enerji dönüşüm sistemlerinin şebeke mimarisinde, kaynak ve yük bağlantısı arasında ne denli önemli rol oynadığı Şekil 1’deki örnek şebeke mimarisinde gözükmemektedir. Kaynak tarafında yenilenebilir enerji kaynaklarının örnek olarak güneş enerjisi sistemlerinin veya rüzgar türbinlerinin şebekeye bağlanması, hidroelektrik veya termik santraller gibi enerji kaynaklarının şebekeye bağlanması yük tarafında ise endüstriyel tesisleri, veri merkezleri, elektrikli araç şarj istasyonları gibi yüklerin şebekeye bağlantısında enerji dönüşüm sistemlerinin üstlendiği sorumluluk açıkça gözükmemektedir (Lasseter, 2011). Bu tarz dönüşüm sistemlerinde, özellikle yüksek enerjiye ihtiyaç duyulan, yüksek enerji yoğunluğuna gereksinim duyulan doğru akım uygulamalarında üç fazlı DA-DA

dönüştürücüler ve bunların çeşitli topolojilerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bunlar arasında ise son yıllar çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücüler (Dual Active Bridge DC-DC Converter, DAB converter) ön plana çıkmıştır.



Şekil 1. Farklı yenilenebilir enerji kaynakları ve yükleri gösteren temsili bir orta gerilim doğru akım şebekesi (Reed, Grainger, Korytowski, & Taylor, 2011; Reed, Grainger, Sparacino, & Mao, 2012)

DAB'nin en önemli özelliklerinden biri, enerji transferinin her iki yönde de sağlanabilmesi yani çift yönlü enerji akışına müsaade etmesidir. Bu özellik, özellikle yenilenebilir enerji sistemleri, enerji depolama sistemleri (Energy Storage Systems, ESS) ve elektrikli araç şarj istasyonları gibi uygulamalarda büyük avantajlar sunmaktadır. Enerjinin her iki yönde akmasını sağlamak, sistemlerin esnekliğini artırır. Ayrıca, DAB'de kullanılan modülasyon teknikleri ve kontrol algoritmaları, sistemin dinamik performansını artırarak daha esnek ve güvenilir bir enerji yönetimi sağlarlar.

DAB dönüştürücü topolojisi çift yönlü enerji akışı sağlayabilmesi, basit yapısı, yüksek verimlilik, geniş giriş ve çıkış gerilim aralığı, galvanik izolasyon, simetrik devre yapısı,

yüksek güç yoğunluğu, minimum sayıda harici eleman barındırması, yumuşak anahtarlama ve gelişmiş kontrol algoritmaları ile denetlenebilmesi özellikleri sayesinde enerji dönüşüm sistemleri arasında öne çıkmaktadır (Chiu & Lin, 2006; Wei, Zhao, Li, Yuan, & Wen, 2021). Özellikle yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonunda ve elektrikli araç ultra hızlı şarj istasyonlarında sağladığı avantajlar, onu tercih edilen bir çözüm haline getirmektedir (Tu, Feng, Srdic, & Lukic, 2019; Sugimoto, Huang, Okutani, & Kado, 2020).

Minimum sayıda harici eleman (endüktans, kapasite) barındırması, dönüştürücünün güvenilirliğini artırmaktadır (Yadeo, Chaturvedi, Suryawanshi, Atkar, & Saketi, 2021).

Minimum devre elemanları ile yüksek güçlerde bile kararlı bir şekilde çift yönlü enerji akışını sağlama yeteneği sayesinde, enerji verimliliğinin ve devre elemanlarının kapladığı alanın önemli olduğu elektrikli araç uygulamaları gibi alanlarda yaygın biçimde tercih edilmektedir. Ayrıca farklı tipte modülasyon teknikleri ile sistemin daha yumuşak anahtarlama, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda anahtarlama (ZCS) yapmasını sağlayarak sistemde anlık olarak fazla akımın oluşması önlenmekte ve bu sayede devredeki anahtarlama elemanları doğal yolla korunmaktadır.

DAB dönüştürücü yapısındaki transformatör sisteme galvanik izolasyon sağlar ve bu sayede dönüştürücünün geniş giriş gerilim aralığı ve yük regülasyonu gerektiren uygulamalarda tercih edilmesini sağlar. Bunun yanında izole edilmiş dönüştürücülerin kullanıldığı hava araçları, yenilenebilir enerji kaynakları ve ekstra güvenlik önlemi gerektiren uygulamalarda tercih edilir.

Gelecekte, DAB'nin daha fazla uygulama alanında kullanılmaya devam etmesi ve teknolojik gelişmelerle daha da iyileştirilmesi beklenmektedir.

Tüm bu avantajlar dikkate alınarak bu tez çalışmasında, üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü incelenmesi ve MATLAB/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Farklı modülasyon teknikleri incelenerek benzetimde tek faz kaydırma yöntemi kullanılmış ve kontrolör performansı incelenmiştir. Dönüştürücü denetlenmesi için PID denetleyici incelenmiş, yapılan literatür araştırması üzerine dönüştürücünün daha kararlı ve daha hızlı çalışması için denetleyici olarak PI denetleyici tercih edilmiştir. PI denetleyicinin kazanç değerlerini (P ve I) belirleyebilmek için farklı türde amaç fonksiyonları ve metasezgisel algoritmalar kullanılmıştır. Kullanılan üç farklı metasezgisel algoritma (PSO, ABC, ACO) ile en düşük hata değerine sahip kazanç değerleri PSO algoritması ile elde edilmiştir.

DA şebekelerde genel şebeke güvenilirliği, güç elektroniği dönüştürücülerinin güvenilirliğinden büyük ölçüde etkilenmektedir. DA güç sistemlerinde, güç elektroniği sistemlerinin güvenilirliği, özellikle yarı iletkenler ve elektrolitik kapasitörler gibi hassas bileşenlerin varlığı nedeniyle olumsuz etkilenmektedir. Bu tür bileşenlerin arızalanması, çoğu dönüştürücünün yedeklilikle inşa edilmemesi nedeniyle genellikle tüm dönüştürücü biriminin kapanmasına yol açmaktadır.

Bu güvenilirlik sorunlarını ele almak amacıyla, PSO algoritması ile elde edilen kazanç değerleri, çeşitli bozucu etkilere karşı dönüştürücünün performansını değerlendirmek için benzetim çalışmalarında kullanılmıştır. Yapılan çalışmada, referans gerilimi değişimi, giriş gerilimi değişimi, yük direnç değişimi, kaçak endüktans değişimi ve anahtarlama elemanı arızası gibi faktörlerin, dönüştürücünün performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir.

1.2. Literatür Araştırması

İki yönlü çift aktif körü olması, galvanik izolasyona sahip olması, gelişen yarı iletken teknolojisi ile hem düşük hem de yüksek güçlerde kullanılabilir olması, farklı modülasyon teknikleri ile verimliliğin artırılabilmesi, dolaşım akımlarının azaltılabilmesi ve sıfır gerilim anahtarlama çalışma aralığını genişleterek sistemin yumuşak anahtarlama yapmasının sağlanabilmesi özellikleri ile literatürde DAB dönüştürücüler üzerine yapılan birçok çalışma bulunmaktadır.

Pandey ve arkadaşları tek fazlı çift aktif köprülü dönüştürücüye tek faz modülasyon tekniği ve çift faz modülasyon tekniğini uygulayarak kararlı hal analizi yapmıştır. Sistem 1KW, 48V / 300V yükseltici modda (boost) çalıştırılmış. Her iki modülasyon tekniğinde verimlilik yaklaşık olarak %90 civarında elde edilmiştir. Yumuşak anahtarlama dahil edilerek verimlilik artırılabilceği sonucuna varılmıştır (Pandey, Behera, & Pattnaik, 2023).

Tek faz kaydırma modülasyon tekniğinde ters yön güç akışı ve akım stresi problemleri, dönüştürücülerin çalışma esnasında verimlerinin düşmesine sebep olduğu bilinmektedir.

Zhou ve arkadaşları tarafından DAB DA-DA dönüştürücünün ters yön güç akışını azaltabilmek ve çalışma verimliliğini arttırabilmek için gradyan iniş algoritması tabanlı genişletilmiş faz kaydırma kontrol yöntemi önerilmiştir. Gradyan iniş algoritması tabanlı genişletilmiş faz kaydırma ve tek faz kaydırma kontrollü DAB dönüştürücüsüne ait benzetim modelleri oluşturulmuş ve karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, yük ve giriş gerilim değişimlerinde gradyan iniş algoritması tabanlı genişletilmiş faz kaydırma kontrolünün, tek

faz kaydırma kontrolüne kıyasla ters yön güç akışını daha iyi optimize edebildiğini göstermiştir (Zhou, ve diğerleri, 2019). Yine tek faz kaydırma yönteminde ortaya çıkan akım stresini azaltmak için Xin ve arkadaşları optimize edilmiş ikili faz kaydırma kontrolünü önermiştir. Karush-Kuhn-Tucker (KKT) koşulları, akım stresinin en küçük olduğu optimal faz kaydırma açısını hesaplamak için kullanılmış ve optimal akım stresi ile faz kaydırma açısı arasındaki matematiksel model oluşturulmuştur. Yapılan deneysel analizler ile önerilen akım stresi optimizasyonu geleneksel tek faz kaydırma kontrolü, genişletilmiş faz kaydırma kontrolü ve sıradan çift faz kaydırma kontrolüne göre daha iyi performans gösterdiği, dönüştürücü verimliliğinin arttığı ve iletim kayıplarının azaldığı gözlemlenmiştir (Xin, Haoyu, Ya, & Junkang, 2020).

DAB dönüştürücü verimi için yapılan çalışmaların yanında, gerçek zamanlı uygulamalarda, mikroişlemci içerisine algoritmaların kolaylıkla uygulanabilir olması da ayrıca önem gösterilmesi gereken bir diğer noktadır. Bu bağlamda Wei ve arkadaşları DAB için dijital bir deadbeat akım denetleyicisi önermiştir. Önerilen denetleyicide, geliştirilmiş tek faz kaydırma yöntemini (Enhanced Single Phase Shifted, ESPS) kullanılmıştır ve böylece geleneksel tek faz kaydırma modülasyonunun yalnızca faz kaydırma oranı kontrol değişkenine ek olarak, darbe genişliğini ek bir kontrol değişkeni olarak kullanarak gelişmiş bir tek faz kaydırma modülasyon yöntemi elde edilmiştir. Yapılan bu çalışma, çift yönlü güç iletimi için uygulanabilir olup, denetleyicinin kesilme ve PWM güncelleme frekanslarını artırmadan uygulanması kolaydır. Böylece mikroişlemci hesaplama yükünün azaltıldığı gösterilmiştir (Wei, Zhao, Li, Yuan, & Wen, 2021).

Zhao ve arkadaşları mikro şebekelerde enerji üretim sistemleri ile depolama sistemleri arasındaki güç dağılımını sağlamak için önemli bir bileşen olan izolasyonlu çift yönlü tam köprü DA-DA dönüştürücüsü için yeni bir genişletilmiş faz kaydırma (EPS) kontrolü önermiştir. Geleneksel tek faz kaydırma kontrolünün doğasında bulunan dezavantajları aşmak amacıyla geliştirilen bu yeni EPS kontrolünün performansı, teorik analiz ve deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır (Zhao, Yu, & Sun, 2012).

Elektrikli araçların şarj ve güç dönüşümü ihtiyaçlarını karşılamak için DAB dönüştürücülerinin kullanımı üzerine yapılan çalışmalar dönüştürücüler için önerilen topolojilerin ve uygulamaların avantajlarını ortaya koymaktadır. Zehgeer ve arkadaşları yaptıkları çalışmada, ulaşımın elektrikleştirilmesinin tüm faydalarından yararlanmak için elektrikli araçların ultra-hızlı şarjının gerekliliğini savunmuşlardır. Çalışmada izole DAB dönüştürücülerin çeşitli önerilen topolojileri ile ilgili kapsamlı bir inceleme yapılmıştır.

Uygun kontrol algoritmaları ve modülasyon teknikleri ile DAB dönüştürücülerin, talep gören ultra-hızlı şarj istasyonu için potansiyel bir DA-DA dönüştürücüsü olduğu sonucuna ulaşılmıştır (Zehgeer, Haque, Mateen, & Shah, 2023).

Chiu ve arkadaşları elektrikli araç sürücü sistemi için yüksek verimliliğe sahip, düşük maliyetli ve basit devre yapısına sahip çift yönlü DA-DA dönüştürücü önermiştir. Önerilen dönüştürücünün tasarımı yapılarak, çalışma prensibi analiz edilmiştir. Laboratuvar ortamında deneysel çalışmalar yapılarak dönüştürücü performansı incelenmiştir (Chiu & Lin, 2006).

Wu ve arkadaşları yüksek dönüşüm oranına sahip çift yönlü tam köprü faz kaydırma dönüştürücüsü önermiştir. Geleneksel faz kaydırma dönüştürücüsünün verimliliğini artırmak amacıyla, çıkış tarafındaki doğrultucu diyotları güç anahtarları ile değiştirilmiş ve her iki taraftaki sürücü sinyalleri aynı anda tetiklenmiştir. Dönüştürücü, 1 kW güç iletimi için tasarlanmış ve sistem, 50V DA batarya ile 400V DA şebeke arasında çift yönlü güç dönüşüm mekanizmasını gerçekleştirmiştir. Deneysel sonuçlar, bu dönüştürücünün ileri şarj modunda (Grid to Vehicle, G2V modu) maksimum dönüşüm verimliliğinin %92,25, ters boşaltma modunda (Vehicle to Grid, V2G modu) ise maksimum dönüşüm verimliliğinin %93,02 olduğunu göstermiştir (Wu & Yang, 2023).

Literatürde DAB dönüştürücülerin yapısal iyileştirilmesi, tasarım optimizasyonları ve çeşitli uygulama alanlarına yönelik çalışmalar yapılmıştır. Ataullah ve arkadaşları enerji dönüşümü uygulamalarında kullanılan DAB dönüştürücülerine yönelik bir inceleme sunmakta olup, DAB dönüştürücülerinin yapısına göre sınıflandırılmasını ve her türün avantajları ile dezavantajlarını tartışmıştır. Yüksek gerilimler için galvanik izolasyonun gerekli olduğu, çünkü bu izolasyonun anahtarlama cihazlarının performansını artırdığını ve dolaşan reaktif gücü azalttığını belirtmişler. DAB ve MMC (Modüler Çok seviyeli Dönüştürücü) kombinasyonu, çift yönlü güç akışı için en uygun topolojiyi sağladığını ve sistemin genel verimliliğini arttırdığını belirtmişlerdir. Yüksek dönüşüm oranı için kullanılan yüksek frekanslı trafolar detaylı bir şekilde ele alınmış ve minimum sızıntı endüktansı ile bir toroidal trafo tasarlanmıştır. DAB dönüştürücülerinin kesintisiz güç kaynakları, şebeke bağlantılı yenilenebilir enerji sistemleri ve denizcilik gibi alanlarda geniş bir uygulama alanına sahip olduğu, ayrıca katı hal trafolarına kadar genişletilebileceği belirtilmiştir (Ataullah, ve diğerleri, 2022).

Nguyen ve arkadaşları üç fazlı DAB dönüştürücüsünün tasarım ve optimizasyon yöntemini ele almıştır. Anahtarlama frekansı, tepe akı yoğunluğu, sarım sayısı, katman sayısı

gibi parametreler, genel dönüştürücü kaybını minimize etmek için doğrusal olmayan programlama tekniği kullanılarak optimize edilmiştir. 10 kW'lık bir prototip üzerinde yapılan deneysel sonuçlar, optimize edilen dönüştürücünün %98,65 verimlilikle verimli bir şekilde çalışabildiğini ve her iki trafoda ve yarı iletken cihazlarda 70°C'nin altında düşük bir sıcaklık artışı sağladığını göstermiştir (Nguyen, Bui, & Yukita, 2020).

Sadangi ve arkadaşları, 207 V/48 V, 3000 W DA-DA çift yönlü DAB dönüştürücü modellemesi, tasarımı ve benzetimini yapmışlardır. Birincil köprüdeki anahtarlarda sıfır gerilim anahtarlama ve ikincil köprüde sıfır akım anahtarlama sağlanmış, böylece transformatördeki akım tepeleri ortadan kaldırılmış ve akımlar sinüs dalga biçimine yakın hale getirilmiştir. Ayrıca, yumuşak başlatma algoritması uygulanarak, başlatma sırasında indüktördeki geçici akım tepeleri ve kondansatör üzerindeki geçici gerilim tepeleri azaltılmıştır. Bu sayede anahtarların nominal değerleri düşürüldüğü ve bileşenlerin ömrünün uzatıldığı belirtilmiştir (Sadangi, Chaturvedi, Patro, & Nema, 2022).

DAB dönüştürücülerde tasarım ve parametre optimizasyonuna yönelik yukarıdaki çalışmalar, dönüştürücünün verimliliğini artırırken, sistem performansını iyileştirmek için kullanılan kontrol yöntemlerinin önemini de ortaya koymuştur. Yapılan çalışmalar, sıfır gerilim anahtarlama (ZVS), faz kaydırma ve ileri besleme gibi yöntemlerle kontrol performansını iyileştirmeyi amaçlamıştır. Jiang ve arkadaşları DAB dönüştürücüsünün hafif yük koşullarında üç faz kaydırma kontrolü altında performansını derinlemesine analiz etmişlerdir. DAB dönüştürücüde sıfır gerilim anahtarlama kısıtları üzerinde bir analiz yapılmış ve uygun bir dead-band kontrol yöntemi önermişlerdir. Sıfır gerilim anahtarlama koşullarının sağlandığı durumda, reaktif güç ve akımın etkin değeri eş zamanlı olarak minimize edilmiştir. Bu minimizasyon probleminin çözümü için Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) algoritması kullanılmıştır. Benzetim çalışmaları ve deneysel analizler sonucunda, önerilen yöntemin etkinliği doğrulanmış; dönüştürücünün sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) gerçekleştirdiği ve sistem verimliliğinde kayda değer bir iyileşme sağlandığı ortaya konmuştur (Jiang, Sun, Su, Wang, & Dan, 2018).

Segaran ve arkadaşları, DAB dönüştürücüsü için yüksek performanslı bir gerilim regülatörünün tasarımı ve performans analizini gerçekleştirmiştir. Çalışmada, referans gerilim ve çıkış yük akımındaki değişimlere karşı sistemin geçici cevabını doğru bir şekilde belirlemek amacıyla, DAB dönüştürücüsünün doğrusal dinamik modelini oluşturmak için harmonik modelleme stratejisi kullanılmıştır. Oluşturulan model temel alınarak, çıkış yükündeki değişimlere karşı DAB dönüştürücüsünün geçici yanıtını önemli ölçüde

iyileştiren bir ileri besleme kontrol stratejisi geliştirilmiştir. Önerilen kontrol sisteminin, referans gerilim ve çıkış yükü değişimlerine hızlı ve hassas bir şekilde yanıt verdiği, teorik analizler, benzetim çalışmaları ve deneysel incelemelerle doğrulanmıştır. (Segaran, Holmes, & McGrath, 2011).

Wang ve çalışma arkadaşları, üç fazlı DAB dönüştürücülerde ikinci harmonik akımın azaltılması amacıyla LCFF (Load Current Feedforward) yöntemini sisteme eklenmesini önermiştir. Söz konusu yöntem, çıkış empedansına sanal bir empedans ekleyerek dönüştürücünün çıkış empedans karakteristiğine doğrudan müdahale etmesini sağlar. Bu yaklaşım sayesinde, ikinci harmonik akım etkin bir şekilde baskılanırken, sistemin dinamik performansı muhafaza edilmekte ve kapalı döngü gerilim denetleyici yapısında herhangi bir revizyona ihtiyaç duyulmamaktadır. Gerçekleştirilen deneysel çalışmalar, önerilen yöntemin $\pm 20\%$ 'lik parametre değişimi aralığında ikinci harmonik akımını başarıyla bastırabildiğini ve sistem performansında kayda değer bir iyileşme sağladığını doğrulamıştır. (Wang, Nahid-Mobarakeh, & Emadi, 2019).

DAB dönüştürücülerde performans ve dinamik tepkiyi artırmaya yönelik yukarıdaki optimizasyon çalışmalarının yanı sıra, sistem güvenilirliğini sağlamak amacıyla arıza tespiti ve analizine yönelik araştırmalar da önemli bir yer tutmaktadır. Rastogi ve arkadaşları üç fazlı DAB dönüştürücüsünde yarı iletken açık devre arıza modunu kapsamlı bir şekilde analiz etmişlerdir. Arızanın tespiti ve yerinin belirlenmesi için yeni bir teknik önerilmekte ve bunun trafo üzerindeki etkisi üzerine özgün bir çalışma sunulmaktadır. Önerilen teknik, transformatörün her iki tarafındaki AA bağlantı noktalarında ölçülen faz akımlarındaki DA bileşenindeki kaymaları temel alarak arıza teşhisi gerçekleştirmektedir. Yapılan analizler, bu teknik ile dönüştürücünün çalışma modundan bağımsız şekilde arıza konumunu karakterize eden benzersiz bir desen ortaya koymaktadır. Ayrıca, elde edilen bulgular, primer (birincil) tarafta oluşan arızaların, sekonder (ikincil) taraftaki arızalara kıyasla sistem parametreleri üzerinde daha belirgin bir etkiye sahip olduğunu kanıtlamaktadır. (Rastogi, Shah, Singh, & Bhattacharya, 2023).

Teixeira ve arkadaşları, üç fazlı DAB dönüştürücülerde transformatör empedanslarında meydana gelen dengesizliğin, sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) kapasitesini nasıl olumsuz etkilediğini ortaya koymak amacıyla harmonik analiz yöntemini kullanmıştır. Bu doğrultuda, DAB dönüştürücülerinin sıfır gerilim anahtarlama aralığını genişletebilmek için asimetrik modülasyon yaklaşımı önerilmiştir. Önerilen yöntemin etkinliği, laboratuvar ortamında kurulan üç fazlı DAB dönüştürücü prototipi üzerinde gerçekleştirilen deneysel

çalışmalarla doğrulanmıştır. Elde edilen analiz sonuçları, pratik uygulamalarda üç fazlı DAB dönüştürücülerde sıfır gerilim anahtarlama aralığının genişletilmesine yönelik literatüre önemli katkılar sunmaktadır (Teixeira, Riedel, Holmes, & McGrath, 2016).

Naseem ve çalışma arkadaşı, tek fazlı DAB dönüştürücüde temel bileşenler üzerinde sıfır reaktif güç üretimini sağlamak amacıyla, üç faz kaydırmalı güç seviyesi kontrolörü (TPSPC) geliştirmiştir. Önerilen kontrol yöntemi, iki köprü arasındaki faz kayması ile bireysel köprülerin iç faz kaymalarının, dönüştürücünün reaktif güç üretimini tamamen ortadan kaldıracak şekilde optimize edilmesine dayanmaktadır. Bu düzenleme, tüm yük koşullarında indüktör akımında kayda değer bir azalma sağlamakta ve böylelikle sistemin genel enerji verimliliği ile dinamik performansını önemli ölçüde iyileştirmektedir (Naseem & Seok, 2022).

Agarwal ve arkadaşları birinci tarafı iki seviyeli, ikinci tarafı ise üç seviyeli olan üç fazlı DAB (2L-3L DAB3) topolojisinin performans değerlendirmesini yapmıştır. Topolojinin farklı çalışma modları için akım ve gerilim dalga formlarını tanımlayan analitik modellerin yanı sıra sıfır gerilim anahtarlama kriterlerini detaylı bir şekilde analiz etmişlerdir. Ayrıca, aktarılan güç, etkin akım değerleri ve yumuşak anahtarlama yetenekleri, farklı kontrol parametrelerine karşı kapsamlı bir şekilde incelenmiştir. Çalışmada, üç fazlı ve üç seviyeli nötr nokta sıkıştırılmalı (NPC) topoloji kullanılarak, ikinci köprüde daha yüksek doğru akım (DA) bara gerilimi ile yarı iletken anahtarlarının çalışmasını sağlayan bir donanım prototipi geliştirilmiştir. Söz konusu prototip üzerinde gerçekleştirilen deneysel çalışmalar, sunulan analitik modelin doğruluğunu teyit etmiş ve elde edilen sonuçlar, literatürdeki teorik bulgularla yüksek düzeyde uyum göstermiştir (Agarwal, Rastogi, & Bhattacharya, 2022).

1.3. Çift Yönlü DA-DA Dönüştürücü

Çift yönlü DA-DA dönüştürücüler, izoleli ve izolesiz olmak üzere iki ana gruba ayrılabilir. Çift yönlü dönüştürücülerde izolasyon, güvenlik, performans ve sistem entegrasyonu açısından kritik bir öneme sahiptir. İzoleli DAB dönüştürücüler, primer ve sekonder taraflar arasında galvanik izolasyon sağlayarak, farklı gerilim seviyelerine sahip sistemlerin güvenli bir şekilde birbirine bağlanmasına imkân tanır. Bu izolasyon, elektriksel arıza durumlarında operatör güvenliğini artırırken, şebekedeki harmonik girişimlerin ve ani gerilim değişimlerinin cihazlara zarar vermesini önler. Ayrıca, izolasyon sayesinde farklı

topraklama seviyelerine sahip sistemler arasında güç aktarımı sağlanabilir ve elektromanyetik girişim (EMI) etkileri minimize edilebilir. Özellikle yenilenebilir enerji sistemleri, elektrikli araç şarj altyapıları ve kritik güç uygulamalarında izolasyon, sistemin kararlılığı ve güvenilirliği için vazgeçilmez bir gereklilik olarak öne çıkmaktadır (Öztürk & Kahveci, 2023).

Çift yönlü dönüştürücülerde çift yönlü güç iletimi, modern enerji sistemlerinin esneklik, verimlilik ve sürdürülebilirlik gereksinimlerini karşılamada önemli bir rol oynamaktadır. Bu dönüştürücüler, enerji akışını hem kaynak tarafına hem de yük tarafına yönlendirme kapasitesine sahip olup, özellikle yenilenebilir enerji sistemleri, enerji depolama uygulamaları ve elektrikli araç şarj altyapılarında kritik bir işlev görmektedir. Çift yönlü güç iletimi, batarya depolama sistemlerinde enerji yönetimini optimize ederek şebeke üzerindeki yükü dengelemekte ve enerji arz-talep dengesizliğinin giderilmesine katkıda bulunmaktadır. Ayrıca, frenleme enerjisinin geri kazanımı gibi rejeneratif uygulamalarda, enerjinin geri beslenerek sistem verimliliğinin artırılmasını mümkün kılar. Bu yetenek, şebekeye enerji besleme ve enerji depolama süreçlerinde daha dinamik ve verimli bir işletim sağlayarak, enerji altyapısının güvenilirliğini ve operasyonel esnekliğini artırmaktadır.

Çift yönlü dönüştürücüler, yalnızca güç akışını iki yönde sağlayabilmeleri nedeniyle değil, aynı zamanda küçük boyutları ve sistem verimliliğini artırma potansiyelleri nedeniyle tercih edilmektedir. Bunun yanı sıra, yüksek güç dönüşümü, anahtar kayıpları, iletim kayıpları, manyetik kayıplar ve termal yönetim gibi bazı zorlukları da beraberinde getirir. Sert anahtarlama, anahtar cihazlarında aşırı güç kaybına yol açar ve bu kayıpları azaltmak için yumuşak anahtarlama sağlanmalıdır. Yumuşak anahtarlama, özellikle yüksek gerilim ve yüksek güçlü dönüştürücülerde önemli bir faktördür ve EMI sorunlarını da minimize eder (Kantepe & Balıkçı, 2021).

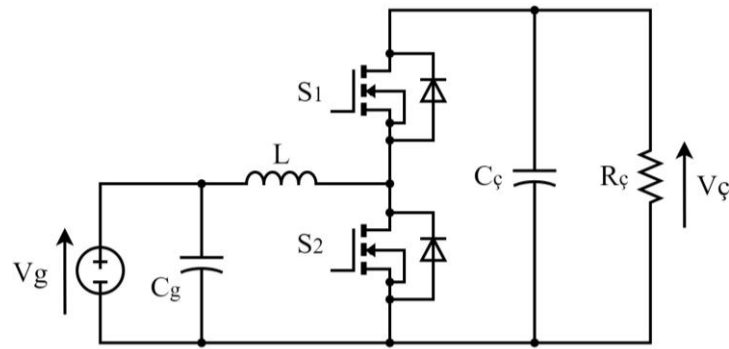
Bu bağlamda, çift yönlü DAB topolojisi, yumuşak anahtarlama sağlamak için tercih edilen popüler bir çözümdür. Ancak, düşük yük verimlilikleri nedeniyle bu topoloji, tasarım ve kontrol açısından daha karmaşık olabilir. Bu nedenle, düşük yük verimliliklerini ortadan kaldırmak için uygun tasarım dikkate alınmalıdır. Çift yönlü DA-DA dönüştürücüler, enerji sistemlerinde farklı gerilim seviyeleri arasında çift yönlü güç aktarımını sağlayarak, modern güç elektroniği uygulamalarında önemli bir yer edinmiştir. Bu dönüştürücüler, izoleli ve izolesiz yapılarıyla, enerji depolama sistemlerinden yenilenebilir enerji kaynaklarının şebekeye entegrasyonuna kadar geniş bir kullanım alanına sahiptir. Her iki yapı da kendine özgü avantajlar ve dezavantajlar barındırmakta olup, uygulama gereksinimlerine göre tercih

edilmektedir. Bu bağlamda, çift yönlü DA-DA dönüştürücülerin çeşitli topolojileri incelenerek, bu sistemlerin performans, verimlilik ve uygulanabilirlik açısından nasıl farklılık gösterdiği detaylandırılacaktır. İlk olarak, izolesiz temel çift yönlü azaltan (Buck) ve yükselten (Boost) DA-DA dönüştürücünün yapısı ve çalışma prensibi ele alınacaktır.

1.3.1. İzolesiz Temel Çift Yönlü Alçaltan (Buck) ve Yükselten (Boost) DA-DA Dönüştürücü

İzolesiz iki yönlü azaltan ve yükselten dönüştürücüler, orijinal alçaltan ve yükselten dönüştürücülerinin yapıları referans alınarak geliştirilmiştir. Bu dönüştürücüler, giriş geriliminin değişken olduğu ve çıkış geriliminin girişe göre yüksek veya düşük olduğu uygulamalarda kullanılır.

Şekil 2'deki dönüştürücü, tek yönlü alçaltan ve yükselten dönüştürücülerindeki anahtara ters paralel diyot ve diyota ters paralel anahtar eklenerek elde edilmiştir. Diğer bir deyişle, iki yönlü güç anahtarları, geleneksel alçaltan ve yükselten dönüştürücüsünün tek yönlü anahtarlarıyla yer değiştirdiğinde, iki yönlü alçaltan ve yükselten türetilmiş dönüştürücüsü elde edilir. Bu yapı, dönüştürücüyü her iki yönde çalıştırabilme yeteneği sağlar (Caricchi, Crescimbeni, Noia, & Pirolo, 1994; Ravi, Letha, Samuel, & Reddy, 2018). Bu dönüştürücü, V_g 'den V_ϕ 'ye doğru bir yükselten dönüştürücüsü gibi çalışırken, ters yönde çalıştığında ise alçaltan dönüştürücüsü olarak işlev görür.



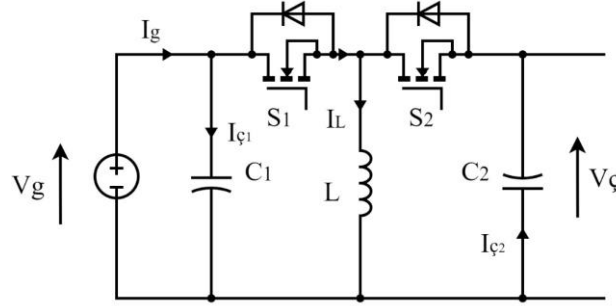
Şekil 2. İzolesiz temel çift yönlü alçaltan ve yükselten DA-DA dönüştürücü

Şekil 2'de devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (1)'de verilmiştir.

$$\frac{V_g}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

1.3.2. İzolesiz Çift Yönlü Alçaltan (Buck) ve Yükselten (Boost) DA-DA Dönüştürücü

İzolesiz çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücü, orijinal alçaltan ve yükselten dönüştürücünün yapısı referans alınarak, tek yönlü dönüştürücünün çift yönlü hale getirilmesi için kullanılan benzer bir yöntemle türetilir. Bu dönüştürücü, temel alçaltan-yükselten dönüştürücüsünün gerilim seviyesini yükseltme veya düşürme özelliklerini sunmanın yanı sıra, güç akışının her iki yönünde de bu işlevi yerine getirme yeteneğine sahiptir. Ayrıca, negatif çıkış gerilimi üretme kapasitesine de sahiptir. Bu yapı, aynı mantıkla çalışan diğer çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücülerden, kapasitenin tek anahtara paralel bağlanmamış olması gibi bazı farklarla ayrılır (Gorji, Sahebi, Ektesabi, & Rad, 2019). Genel olarak, çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücü, güç iletiminin her iki yönünde de gerilimi artırma veya azaltma fonksiyonlarını sağlayan önemli bir bileşendir. İzolesiz çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması Şekil 3'te verilmektedir.



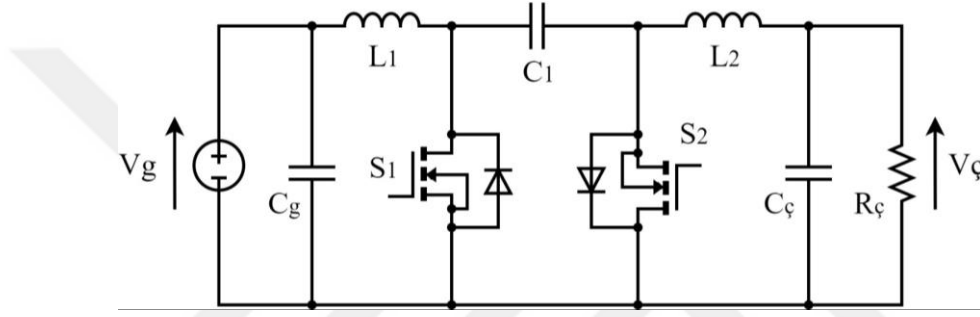
Şekil 3. İzolesiz çift yönlü alçaltan ve yükselten DA-DA dönüştürücü

Şekil 3'te devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (2)'de verilmiştir.

$$\frac{V_g}{V_g} = \frac{-D}{1-D} \quad (2)$$

1.3.3. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Cuk Dönüştürücü

Tek yönlü Cuk dönüştürücüsü, giriş ve çıkış akımlarının sürekliliği gibi özellikleriyle bilinir ve bu dönüştürücü, orijinal devredeki güç anahtarı ve diyot yerine iki çift yönlü güç anahtarı kullanılarak Şekil 4'te verilen çift yönlü bir topolojiye dönüştürülebilir. Bu dönüştürücü, çıkışında daha az dalgalanma ürettiği için, süperkapasitörler ve piller gibi enerji depolama sistemleri arasında arayüz sağlamak için daha uygun bir tercihtir; bu özellik, kaskat bağlanmış alçaltan-yükselten ve çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücülerine kıyasla avantaj sağlar (Majo, ve diğerleri, 1992; Cuk, 1983).



Şekil 4. İzolesiz temel çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücü

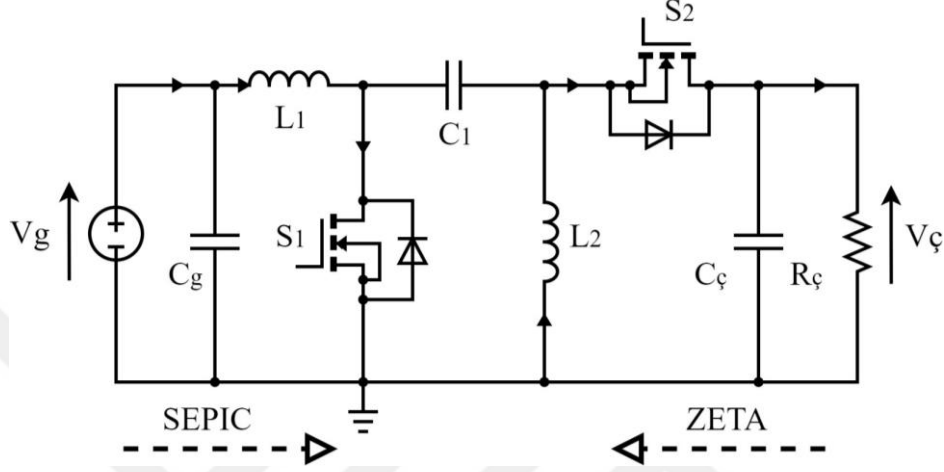
Şekil 4'te devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (3)'te verilmiştir.

$$\frac{V_{\text{ç}}}{V_g} = \frac{-D}{1-D} \quad (3)$$

1.3.4. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA SEPIC ve ZETA Dönüştürücü

SEPIC (Tek Uçlu Primer İndüktör Çevirici) ve ZETA, DA-DA dönüştürücüsü, çıkış gerilimini pozitif hale getirmek için, Cuk dönüştürücü elemanlarının yeniden düzenlenmesiyle Şekil 5'teki gibi oluşturulmuştur. Bu topolojinin pozitif ve negatif modları bulunmaktadır. İleri güç akışında bu dönüştürücü SEPIC olarak çalışırken, negatif modda dönüştürücü ZETA olarak çalışır. Bu dönüştürücünün işleyişi hem alçaltan hem de yükselten tekniklerine dayanmaktadır. Pozitif güç akışı, S_1 'in açılması ve S_2 'nin kapatılmasıyla sağlanır ve bu şekilde alçaltan dönüştürücü olarak çalışabilir (SEPIC modu). Ancak, ters güç akışı

modunda, S_2 kapatılır ve sistem yükselten dönüştürücü olarak çalışır (ZETA modu). İki endüktansın (L_1 ve L_2) kullanımı, gerilim dalgalanmasını azaltabilir ve anahtarlar üzerindeki gerilim değerlerinin aşırı yükselmesini engelleyebilir. Bu sayede, devrenin daha stabil çalışması sağlanırken, anahtarlar üzerindeki stres azaltılmış olur (Dimna & Shahin, 2015; Song, Son, & Lee, 2014).



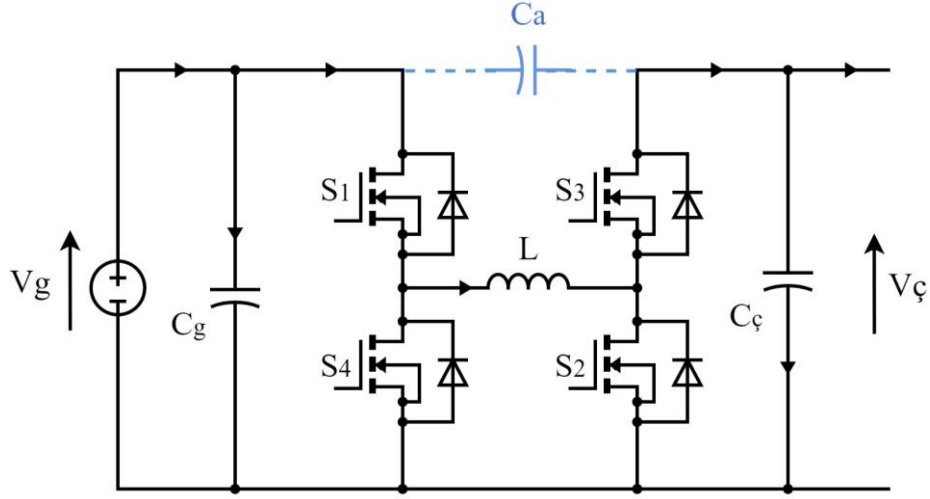
Şekil 5. İzolesiz çift yönlü DA-DA SEPIC ve ZETA dönüştürücü

Şekil 5'te devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (4)'te verilmiştir.

$$\frac{V_g}{V_{\phi}} = \frac{D}{1-D} \quad (4)$$

1.3.5. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Kaskad Dönüştürücü

İzolesiz çift yönlü DA-DA kaskad dönüştürücü, iki adet çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücüsünün ardışık bağlanmasıyla elde edilmiştir. Temel çift yönlü alçaltan-yükselten dönüştürücüye kıyasla daha fazla eleman kullanılsa da aynı anahtar iş döngüsü ile daha yüksek gerilim kazancı sağlanır. Ayrıca, akım dalgalanmaları azaltılarak, indüktörün, anahtarların, kondansatörlerin ve diyotların üzerindeki akım stresi azaltılmış, dönüştürücünün daha yüksek güç seviyelerinde çalışabilmesi sağlanmıştır. Çıkış akım dalgalanmasını azaltabilmek için devreye C_a Kapasitörü eklenmiştir (Lee & Yun, 2019). İzolesiz çift yönlü DA-DA kaskad dönüştürücü devre şeması Şekil 6'da verilmektedir.



Şekil 6. İzolesiz çift yönlü DA-DA kaskad dönüştürücü

Şekil 6’da devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (5)’te verilmiştir.

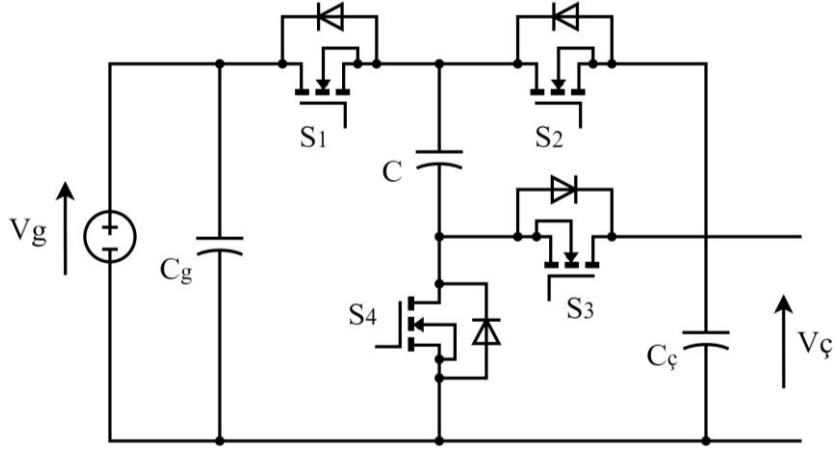
$$\frac{V_g}{V_{\phi}} = \frac{1}{1-D} \quad (5)$$

1.3.6. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Anahtarlama Kapasitörlü Dönüştürücü

İzolesiz çift yönlü DA-DA anahtarlama kapasitörlü dönüştürücü, dönüştürücünün gerilim yükseltme kapasitesini arttırmak için kullanılabilir. Bu dönüştürücü kullanılan topolojilerde, endüktans bulunmadığı için manyetik kullanım ve endüktansın getirdiği yüksek ağırlık gibi dezavantajlar ortadan kaldırılmıştır (Chung, Ioinovici, & Cheung, 2003; Chung, Chow, Hui, & Lee, 2000). İzolesiz çift yönlü DA-DA anahtarlama kapasitörlü dönüştürücü devre şeması Şekil 7’de verilmektedir.

Şekil 7’de devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (6)’da verilmiştir.

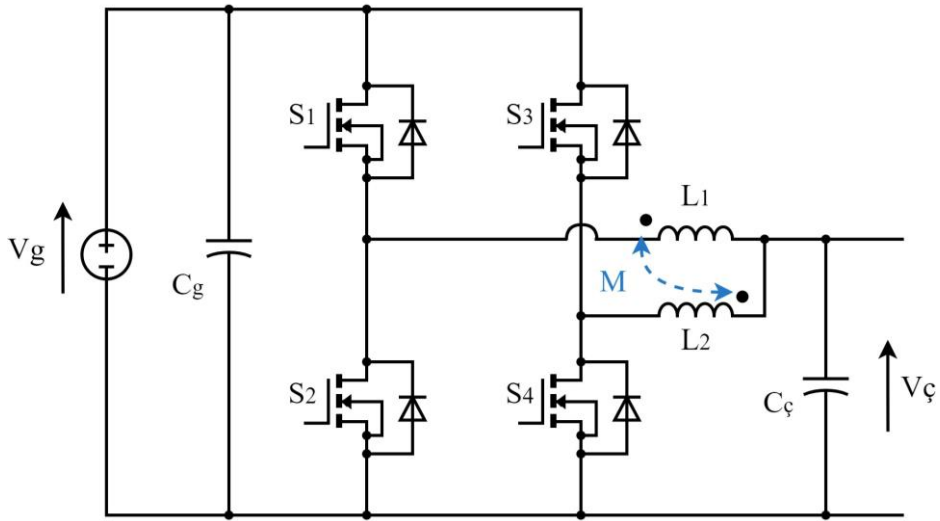
$$\frac{V_{\phi}}{V_g} = 2 \quad (6)$$



Şekil 7. İzolesiz çift yönlü DA-DA anahtarlama kapasitörlü dönüştürücü

1.3.7. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Interleaved Dönüştürücü

İzolesiz çift yönlü DA-DA interleaved dönüştürücü, anahtarlama frekansı akım dalgalanmasını engellemek için interleaving tekniğinden yararlanır. Interleaved dönüştürücülerinin çıkış akımı dalgalanmalarının çözülmesi, akımın bölünmesi, daha iyi sistem verimliliği, daha yüksek güç yoğunluğu ve gelişmiş termal kapasite gibi avantajları vardır. Paralel yollar üzerinden akımın bölünmesi nedeniyle iletim kayıpları azalır ve daha az anahtarlama elemanı kullanılır. Ancak, bu dönüştürücünün daha fazla eleman gerektirmesi ve karmaşık kontrol tekniği nedeniyle bazı dezavantajları bulunmaktadır (Huang, Lee, Li, & Du, 2016; Garcia, Zumel, Castro, & Cobos, 2006). İzolesiz çift yönlü DA-DA interleaved dönüştürücü devre şeması Şekil 8’de verilmektedir.



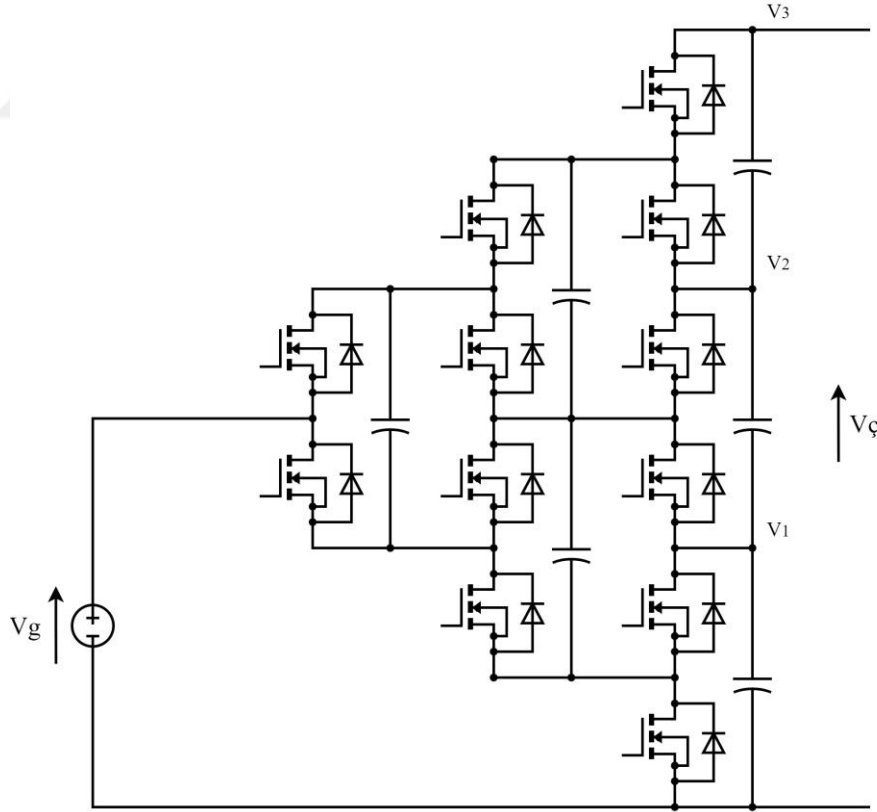
Şekil 8. İzolesiz çift yönlü DA-DA interleaved dönüştürücü

Şekil 8’de devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (7)’de verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad (7)$$

1.3.8. İzolesiz Çift Yönlü DA-DA Çok Seviyeli Dönüştürücü

İzolesiz çift yönlü DA-DA çok seviyeli dönüştürücü, her seviyede yüksek gerilim kazancı sağlamak amacıyla anahtarlama modüllerinin araka arkaya tekrarlanması ile Şekil 9’daki gibi oluşturulur. Dönüştürücü, ilk olarak çift gerilimli otomotiv sistemleri için tasarlanmıştır. Endüktans içermemesi nedeniyle, manyetik eleman kullanan dönüştürücülere kıyasla bu dönüştürücünün ağırlığı ve boyutu önemli ölçüde düşüktür (Peng, Fan, & Zhaoming, 2002).



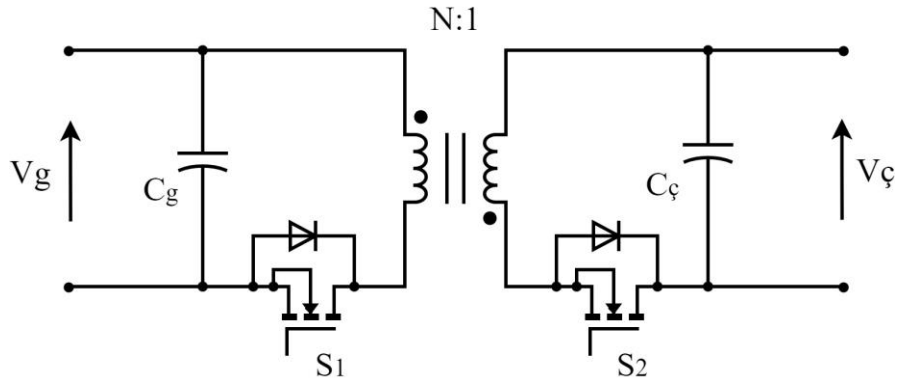
Şekil 9. İzolesiz çift yönlü DA-DA çok seviyeli dönüştürücü

Şekil 9’da devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (8)’de verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = n = 3 \quad (8)$$

1.3.9. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Flyback Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA flyback dönüştürücü, manyetik izolasyon gereksinimi söz konusu olduğunda, İzolesiz çift yönlü azaltan ve yükselten DA-DA dönüştürücü’deki endüktans yerine transformatör kullanılması ile Şekil 10’daki gibi elde edilir (Kazimierczuk, Vuong, Nguyen, & Weimer, 1993). Bununla birlikte, transformatör tasarımı sürecinin dikkate alınması ve Flyback transformatörünün kaçak akımlarını baskılamak için gerilim sabitleyici bir bastırma (snubber) devresi kullanılması gerekmektedir. Literatürde, bu topolojinin gerilim kazancını iyileştirmek amacıyla çeşitli varyasyonlarına da rastlanmaktadır (Delshad & Farzanehfard, 2010).



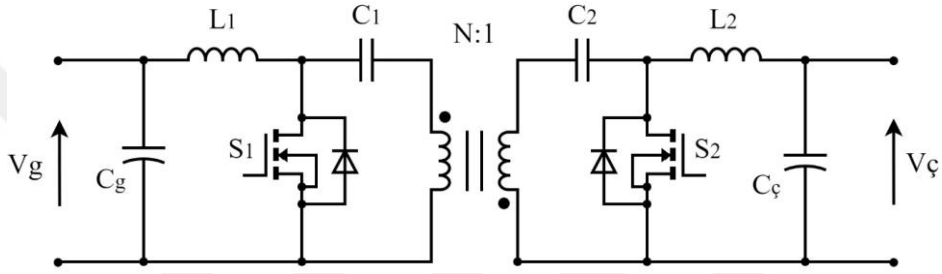
Şekil 10. İzoleli çift yönlü DA-DA flyback dönüştürücü

Şekil 10’da devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (9)’da verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{ND}{1-D} \quad (9)$$

1.3.10. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Cuk Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücü, izolesiz temel çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücüne manyetik izolasyon avantajını kazandırmak için Şekil 11'deki gibi tasarlanmıştır. İzoleli çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücü, trafo dönüşüm oranını içeren yüksek bir gerilim kazancı ile giriş ve çıkış arasındaki izolasyonu sağlar. Giriş ve çıkış endüktanslarının birbirine bağlanması, giriş ve çıkış akımındaki dalgalanmaların ortadan kaldırılmasını sağlar (Abounaga & Emadi, 2004). Bu özellik yenilenebilir enerji sistemlerinde önemli bir avantaj sunmaktadır (Ruseler & Barbi, 2013).



Şekil 11. İzoleli çift yönlü DA-DA cuk dönüştürücü

Şekil 11'de devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (10)'da verilmiştir.

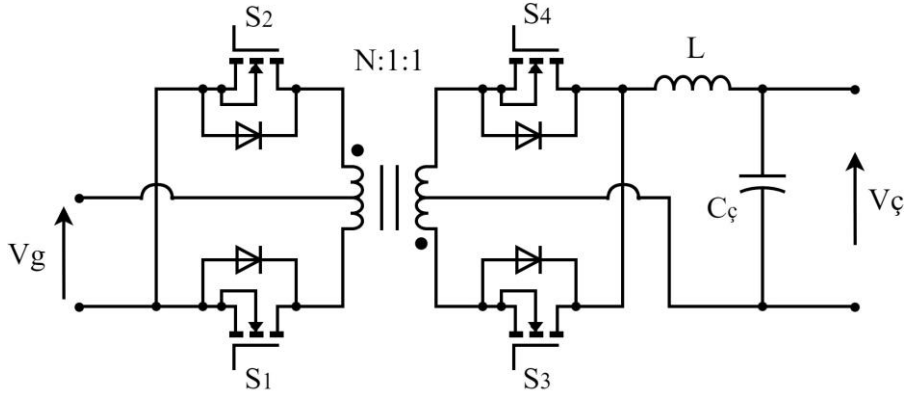
$$\frac{V_{\text{ç}}}{V_g} = \frac{ND}{1 - D} \quad (10)$$

1.3.11. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Push-Pull Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA push-pull dönüştürücü, enerji akışının her iki yönde de sağlanabilmesi için tek yönlü push-pull dönüştürücüde kullanılan anahtarlama elemanları ve diyotların yerine çift yönlü güç anahtarları kullanılarak Şekil 12'deki gibi elde edilir (Forouzesh, Siwakoti, Gorji, Blaabjerg, & Lehman, 2017).

Şekil 12'de devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (11)'de verilmiştir.

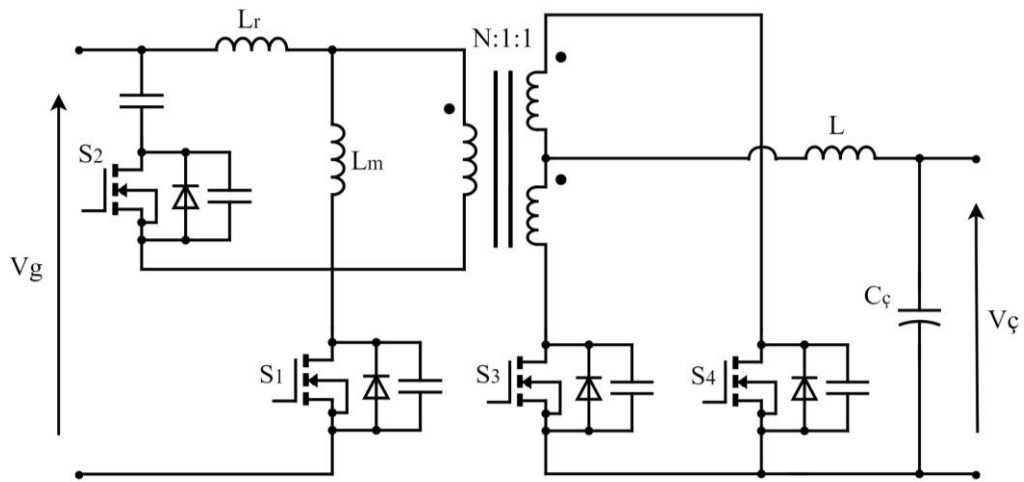
$$\frac{V_c}{V_g} = ND \quad (11)$$



Şekil 12. İzoleli çift yönlü DA-DA push-pull dönüştürücü

1.3.12. İzoleli Çift Yönlü DA-DA İleri Yönlü Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA ileri yönlü dönüştürücü, tek yönlü ileri yönlü dönüştürücüde kullanılan anahtarlama elemanları ve diyotların yerine güç anahtarları kullanılarak Şekil 13'teki gibi oluşturulur. Bu dönüştürücüde, sıfır gerilim anahtarlama sağlamak için bir sabitleme devresi kullanılabilir (Lin, Chen, Lee, & Chiang, 2008).



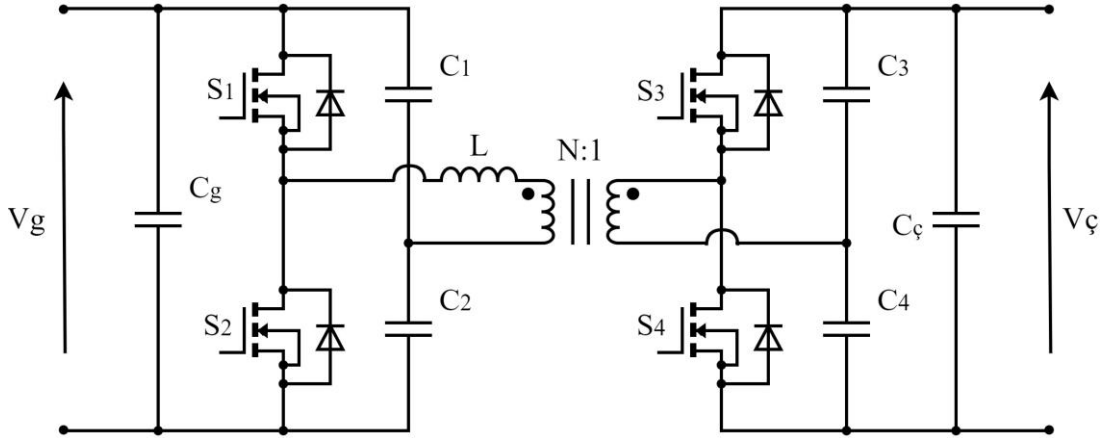
Şekil 13. İzoleli çift yönlü DA-DA ileri yönlü dönüştürücü

Şekil 13'te devre şeması verilen dönüştürücünün giriş ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki Denklem (12)'de verilmiştir.

$$\frac{V_g}{V_g} = ND \quad (12)$$

1.3.13. İzoleli Çift Yönlü DA-DA İki Yarım Köprülü Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA iki yarım köprülü dönüştürücü, transformatörün birincil ve ikincil taraflarında bulunan iki ayrı gerilim beslemeli yarım köprüden oluşmaktadır. Dört adet güç anahtarı elemanı bulunmaktadır. Düşük güç gerektiren uygulamalarda tercih edilirler (Xu, Khambadkone, & Oruganti, 2007). Şekil 14'te dönüştürücü devresi gösterilmektedir.

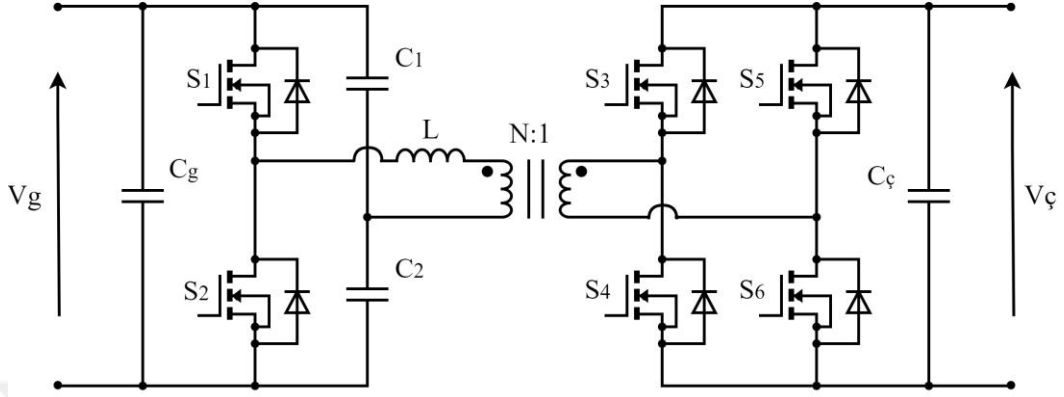


Şekil 14. İzoleli çift yönlü DA-DA iki yarım köprülü dönüştürücü

1.3.14. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Bir Tam Köprü Bir Yarım Köprü Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA bir tam köprü bir yarım köprü dönüştürücü, transformatörün birincil tarafında gerilim beslemeli yarım köprü topolojisi ve ikincil tarafında gerilim beslemeli tam köprü topolojisi kullanılarak Şekil 15'teki gibi oluşturulur (Du, Lukic,

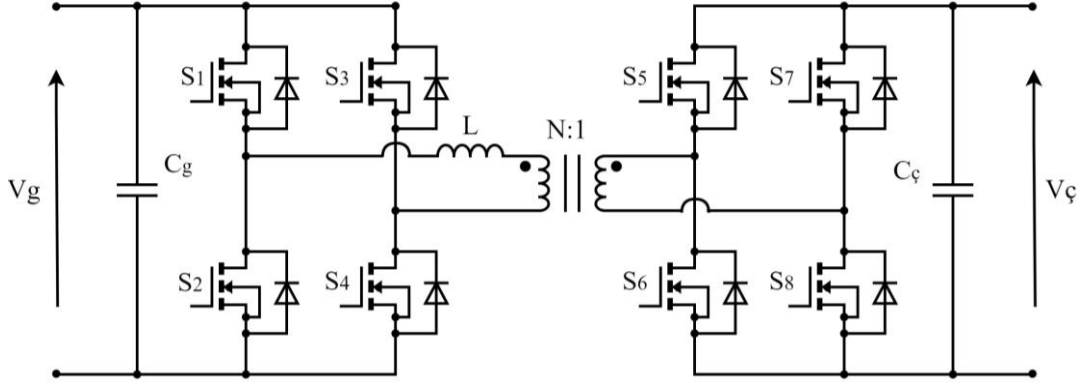
Jacobson, & Huang, 2011). Kesintisiz güç kaynağı uygulamalarında tercih edilir (Morrison & Egan, 2000). Daha az güç anahtarı kullanıldığı için kontrol edilmesi daha kolaydır.



Şekil 15. İzoleli çift yönlü DA-DA bir tam köprü bir yarım köprü dönüştürücü

1.3.15. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çift Aktif Köprülü Dönüştürücü

İzoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücü, temel yapısı izoleli yüksek frekanslı transformatörün her iki tarafında tam köprü topolojileri kullanan Şekil 16’da devre şeması verilen dönüştürücüdür (De Doncker, Divan, & Kheraluwala, 1991). İki, yönlü dönüştürücülerde güç iletimi, anahtar sayısı ile orantılıdır (Krismer & Kolar, 2010). Bu topoloji, sekiz anahtar içermesi ve galvanik izolasyon sağlaması nedeniyle, otomotiv sistemleri gibi yüksek gerilim kazanç oranına sahip yüksek güçlü uygulamalar için uygundur (Zhao, Song, Liu, & Sun, 2014). Yüksek sayıda anahtarın kayıpları, gelişen yarı iletken güç anahtarları kullanılarak azaltılabilir. Bu dönüştürücünün enerji transferi, transformatörün birincil/ikincil sargılarındaki AA gerilim dalga formlarının faz kayması ile kontrol edilir. Verimli bir kontrol şeması, verimlilik optimizasyonuna yol açarak bu dönüştürücünün kontrol şemalarının incelenmesini önemli kılar. İzoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü topolojiler, izolasyonlu çift yönlü topolojiler arasında en popüler olanlardan biri olduğundan, izoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprü temelli topolojiler üzerine kapsamlı incelemeler yapılmıştır (Zhao, Song, Liu, & Sun, 2014).



Şekil 16. İzoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücü

1.3.16. İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çok Girişli İki Tam Köprülü Dönüştürücü

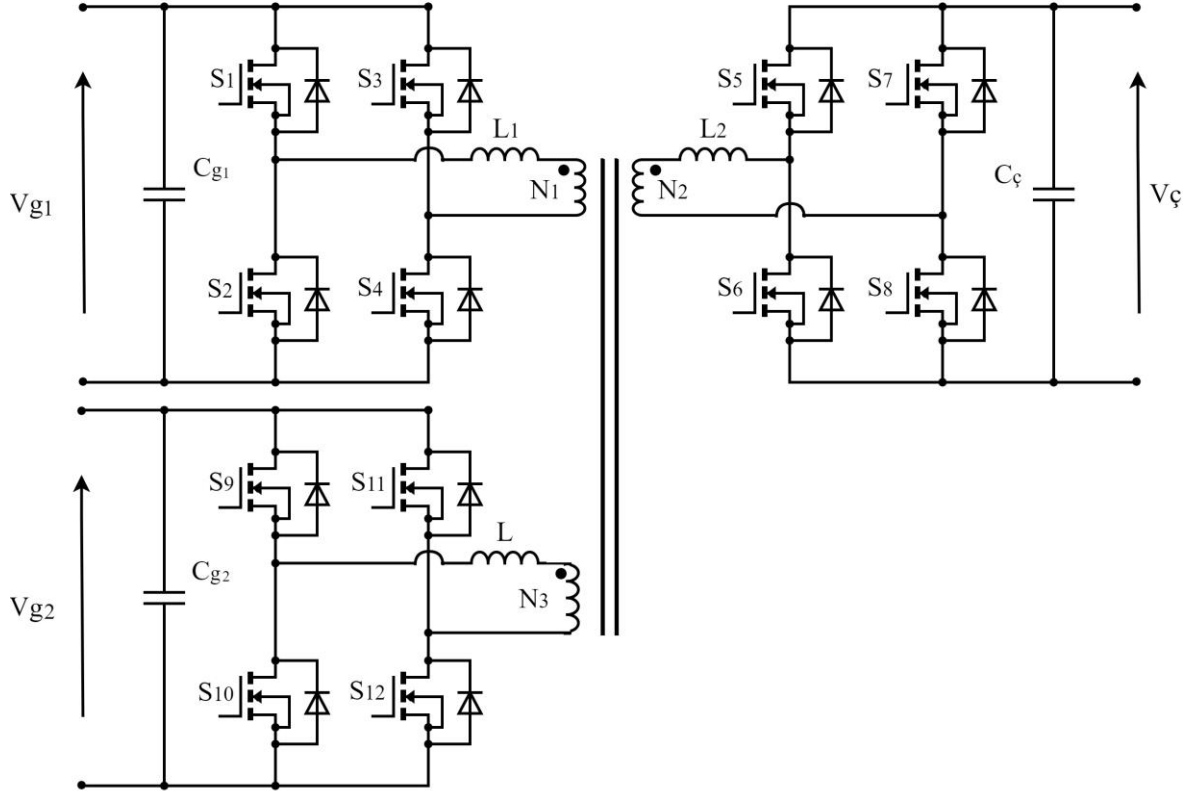
İzoleli çift yönlü DA-DA çok girişli iki tam köprülü dönüştürücü, yenilenebilir enerji sistemleri ve hibrit elektrikli araçlarda birden fazla giriş gerilim kaynağının sisteme bağlanması durumunda iyi bir alternatiftir (Tao, Kotsopoulos, Duarte, & Hendrix, 2006). Güç akışının kontrolü ve sistem davranışını optimize etmek için görev döngüsü kontrolü, çoklu girişli dönüştürücülerde önemli bir konudur (Gorji, Sahebi, Ektesabi, & Rad, 2019). Şekil 17’de çok sargılı transformatör kullanılan izoleli çift yönlü DA-DA çok girişli iki tam köprülü dönüştürücü devresi gösterilmektedir.

DAB dönüştürücüler, farklı topolojiler kullanılarak enerji transferinin verimliliğini artırmayı hedefler. Bu topolojiler, sistem gereksinimlerine ve uygulama alanlarına göre çeşitlilik göstermektedir. Ancak, bu dönüştürücülerin etkin ve güvenilir bir şekilde çalışabilmesi için yalnızca donanımsal yapı yeterli olmamakta; aynı zamanda uygun anahtarlama ve kontrol yöntemlerinin de kullanılması gerekmektedir. Bu bağlamda, dönüştürücünün çıkış gerilimini istenen seviyede tutmak, enerji kayıplarını minimize etmek ve sistem kararlılığını sağlamak amacıyla çeşitli anahtarlama yöntemleri geliştirilmiştir. Bir sonraki bölümde, DAB dönüştürücülerde kullanılan anahtarlama yöntemleri ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

1.4. Çift Yönlü DA-DA Dönüştürücülerde Kullanılan Anahtarlama Metodları

Anahtarlama yöntemleri, genellikle güç akışının yönünü, frekansını ve genliğini kontrol etmek amacıyla geliştirilmiş olup, farklı çalışma koşullarına uyum sağlama

esnekliğine sahiptir. Çift yönlü DA-DA dönüştürücülerde kullanılan anahtarlama teknikleri arasında, darbe genişlik modülasyonu (PWM), tek faz kaydırma (SPS), genişletilmiş faz kaydırma (EPS), çift faz kaydırma (DPS) ve üç faz kaydırma (TPS) gibi yöntemler bulunmaktadır. Takip eden alt başlıklarda, bu yöntemlerin çalışma prensipleri ve uygulama alanları detaylı bir şekilde incelenecektir.



Şekil 17. İzoleli çift yönlü DA-DA çok girişli iki tam köprülü dönüştürücü

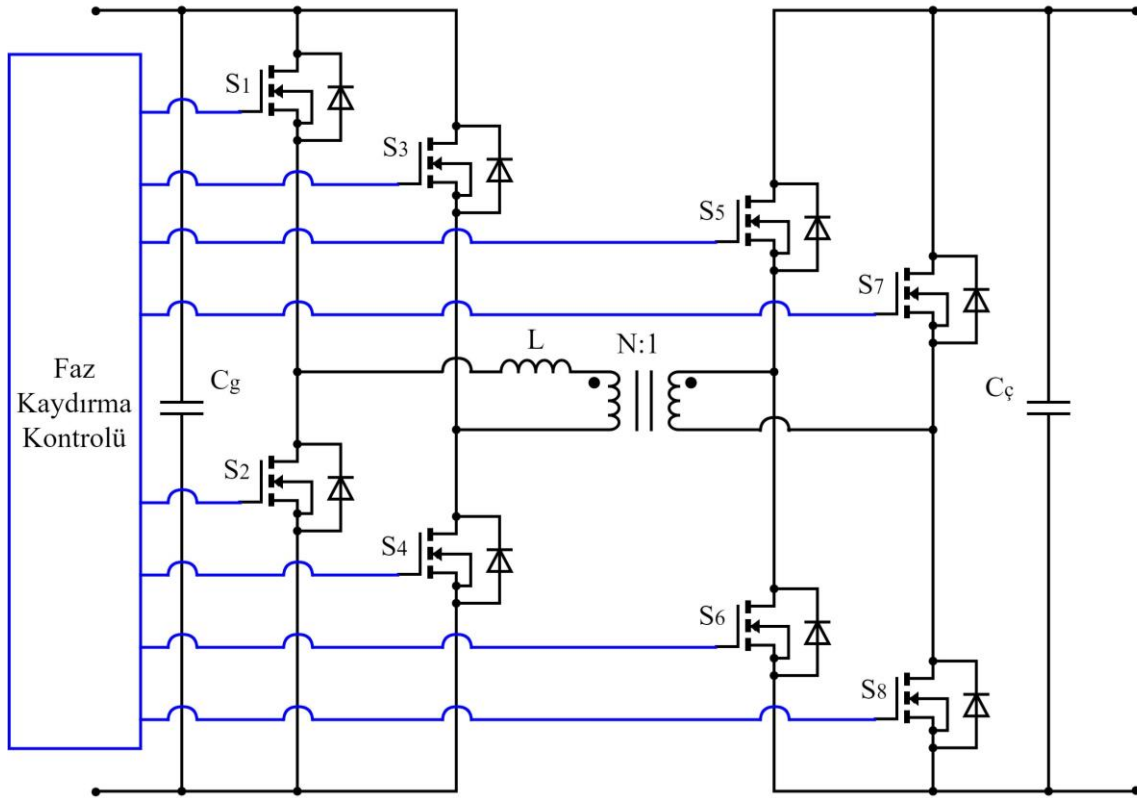
1.4.1. Darbe Genişlik Modülasyonu

Çift yönlü dönüştürücülerde çıkış gerilimi kontrolü, karşılaşılan en önemli problemlerdendir. Yaygın bir yöntem, dönüştürücünün gerilim azaltan modunda (Buck) gerilimi düzenlemek amacıyla bir PI kontrolör kullanmaktır. Yükseltme (Boost) modunda ise, akımın kontrol edilmesi için farklı bir PI kontrolörü devreye alınır. Genellikle, PI kontrolörü, farklı çalışma modlarının ayırt edilmesinde kullanılır (Guida, Rubino, Marino, & Cavallo, 2010). PWM yöntemi basit ve uygulanabilir olsa da dinamik performansı zayıftır.

Bu nedenle, farklı anahtarlama yöntemleri geliştirilmesi yoluyla performans iyileştirilmeye çalışılmıştır.

1.4.2. Tek Faz Kaydırma (Single Phase Shift)

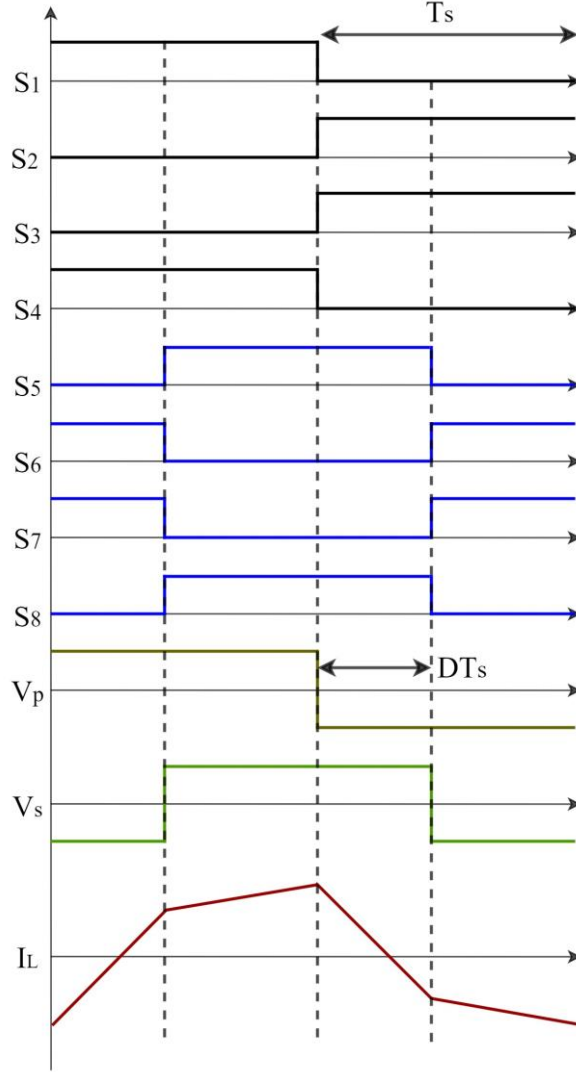
Tek fazlı kaydırma (SPS) yöntemi ile anahtarlama kontrolü, DAB için geleneksel anahtarlama yöntemidir (Soleimanifard & Varjani, 2021). Tek faz kaydırmalı (SPS) modülasyon yaklaşımı, aktif gücün büyüklüğü ve yönünün yalnızca iki H-köprüsü arasındaki faz kaymasını değiştirerek kolayca düzenlenebilmesi nedeniyle en yaygın kullanılan kontrol stratejisidir (Naseem & Seok, 2023). Şekil 18’de genel şeması verilen faz kaydırma kontrolünde güç anahtarları, bağlı iletim süresinin yüzde 0 ile 50 aralığında ve birbirleriyle 180 derece faz farkı yapacak şekilde iletime sokulur (Mi, Bai, Wang, & Gargies, 2008)



Şekil 18. Faz kaydırma kontrolünün genel şeması

Faz kaymasının miktarı çapraz anahtarlar arasındaki örtüşme miktarını belirler ve bu da aktarılan enerji miktarını belirler. Faz kayması, iki köprü arasında meydana gelir. Tek faz

kaydırma kontrol yöntemi Şekil 19'da belirtilen sekiz adet anahtarlama elemanının tetiklemesi ile elde edilir. İki köprü anahtarlama elemanlarının arasında oluşturulacak faz farkı, aktarılabacak olan gücün yönünü ve şiddetini belirler. Güç akışı önde olan faza sahip köprüden, geride olan faza sahip köprüye doğru olur. Bu modülasyon tekniği yüksek güç transferinde kullanılır.

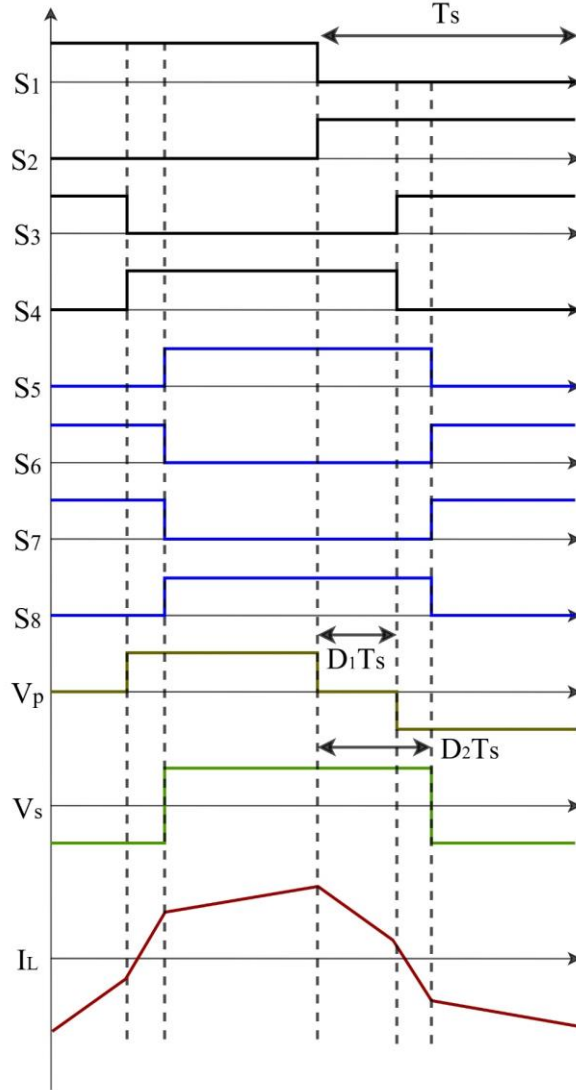


Şekil 19. Tek faz kaydırma kontrolünün genel şeması

1.4.3. Genişletilmiş Faz Kaydırma (Extended Phase Shift)

Genişletilmiş faz kaydırma yöntemi, tek faz kaydırma yönteminin geliştirilmiş hali olarak Şekil 20'de belirtildiği gibi önerilmiştir. Tek faz kaydırma yönteminde olduğu gibi

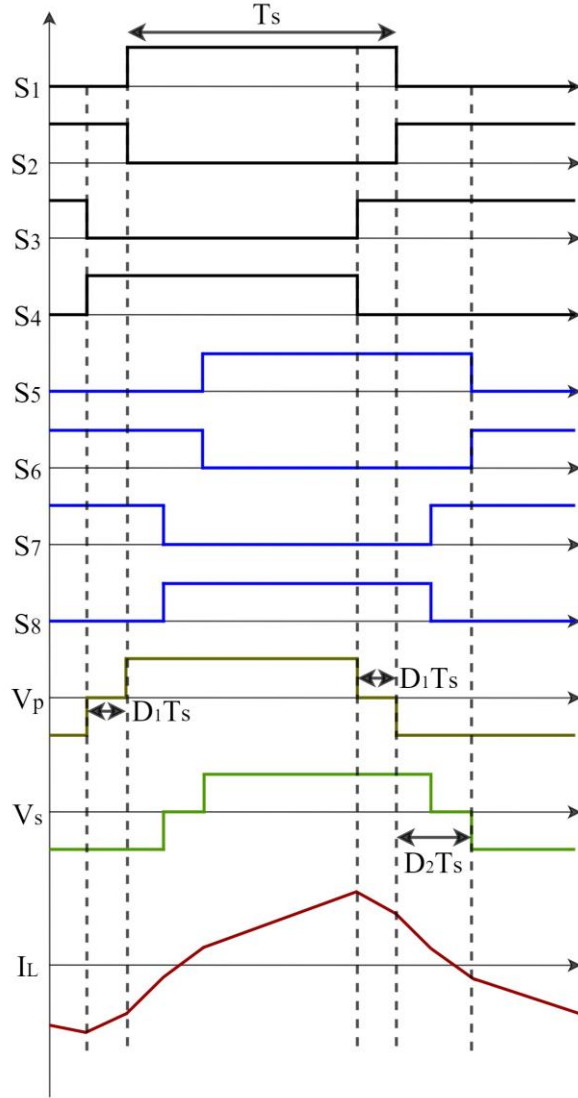
birinci köprü ile ikinci köprü anahtarlama elemanları arasında faz farkı (D_2) vardır. Tek faz kaydırma yönteminden farklı olarak ise birinci köprü anahtarları arasında da faz farkı (D_1) vardır. Bu nedenle, çıkış gerilimi, iki faz kayması oranı (D_1 ve D_2) ile kontrol edilir. Bu yöntemde, dolaşım akımı tek faz kaydırma yöntemine göre daha düşüktür. Ayrıca, yarı iletken anahtarlarının sıfır gerilimde, geniş bir çalışma aralığında anahtarlanması mümkündür (Li, Li, Deng, & He, 2010).



Şekil 20. Genişletilmiş faz kaydırma kontrolünün genel şeması

1.4.4. İki Faz Kaydırma (Dual Phase Shift)

İki faz kaydırma yöntemi, genişletilmiş faz kaydırma yöntemine benzer olup Şekil 21’de belirtildiği gibi birinci köprü ile ikinci köprü anahtarlama elemanları arasında faz farkı (D_2) vardır. Birinci köprü anahtarları arasında ve ikinci köprü anahtarları arasında faz farkı vardır ve bu faz farkı (D_1) birbirine eşittir. Bu nedenle, çıkış gerilimi, genişletilmiş faz kaydırma yönteminde olduğu gibi iki kontrol değişkeni (D_1 ve D_2) ile kontrol edilir. İki faz kaydırma, dolaşım akımını ve reaktif gücü azaltır, ayrıca geniş bir çalışma aralığında sıfır gerilim anahtarlama mümkün kılar (Shao, ve diğerleri, 2019).



Şekil 21. İki faz kaydırma kontrolünün genel şeması

DPS yöntemi, geleneksel SPS yöntemine kıyasla iletim gücü aralığını genişleterek ve düzenleme esnekliğini artırarak, dolaşım akımını azaltır, iletim kayıplarını düşürür, sistem verimliliğini artırır ve cihazların ömrünü uzatır. Ayrıca, DPS, dönüştürücünün başlatılmasında akım sıçramasını azaltmak için kullanılabilir (Bai & Mi, 2008). Bu yöntem, yüksek gerilim veya güçlü dönüştürücülerde güvenli bir çalışma alanı tasarlayanın zor olduğu durumlarda faydalıdır (Zhao, Yu, & Sun, 2012).

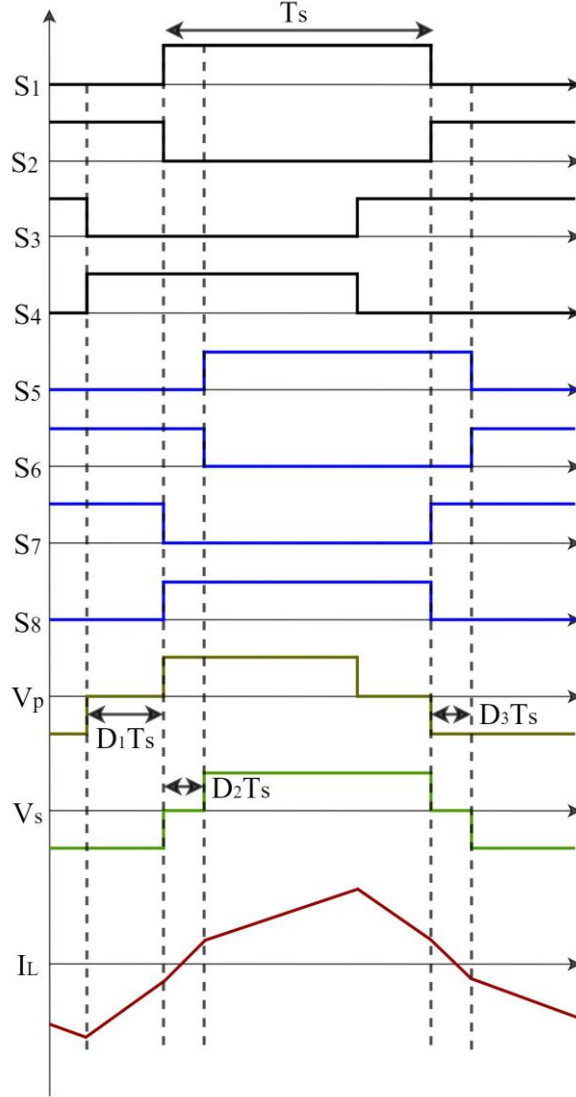
DPS yöntemi, dönüştürücünün dinamik performansını artırmak için ayrıntılı anahtarlama karakteristik analizleri ve model tahmin kontrolüyle etkili sonuçlar sağlamasına rağmen, bazı önemli dezavantajlara sahiptir. Özellikle izoleli dönüştürücülerde akım stresi ve verimlilik optimizasyonu amacıyla geliştirilen DPS tabanlı algoritmaların, tam anlamıyla optimal çalışma koşullarını sağlayamadığı gözlemlenmiştir. Bu durum, sistem performansında istenmeyen sapmalara ve enerji kayıplarına yol açabilmekte olup, küresel optimal çözüme ulaşılması için literatürdeki araştırmalar halen devam etmektedir (Gorji, Sahebi, Ektesabi, & Rad, 2019).

1.4.5. Üç Faz Kaydırma (Triple Phase Shift)

Üç faz kaydırma yöntemi, Şekil 22’de belirtildiği gibi birinci köprü ile ikinci köprü anahtarlama elemanları arasında faz farkı (D_2) vardır. Birinci köprü anahtarları arasında (D_1) ve ikinci köprü anahtarları arasında (D_3) faz farkı vardır ve iki faz kaydırma yönteminden farklı olarak bu faz farkları (D_1 ve D_3) birbirine eşit olmayabilir. Bu nedenle, çıkış gerilimi, üç kontrol değişkeni (D_1 , D_2 ve D_3) ile kontrol edilir. Bu yöntem, diğer yöntemlere kıyasla akım stresini, iletim kayıplarını ve diğer kayıpları en düşük seviyeye indirir. Ayrıca, sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) için en geniş çalışma aralığını sağlar (Hou & Li, 2020). Çıkış gerilimi ve aktarılan güç üç değişkenle kontrol edildiğinden, kontrolü diğer yöntemlere göre daha karmaşıktır.

SPS (Single Phase Shift), DPS (Dual Phase Shift) ve TPS (Triple Phase Shift) modülasyon yöntemleri, DAB dönüştürücülerde güç akışını kontrol etmek için kullanılan farklı faz kaydırma stratejileridir. SPS yönteminde, yalnızca bir köprü fazı kaydırılarak güç akışı sağlanır ve bu yöntem, uygulama açısından basitliği nedeniyle sıkça tercih edilir; ancak düşük yük koşullarında verim kayıpları yaşanabilir. DPS kontrolünde hem birincil hem de ikincil köprülerde faz kaydırma uygulanarak daha hassas güç kontrolü elde edilir; bu durum, akım stresinin azaltılmasına katkı sağlarken, kontrol algoritmasının karmaşıklığını artırır.

TPS yöntemi ise, her üç fazın ayrı ayrı kaydırılmasıyla en esnek kontrol stratejisini sunar ve güç akışının daha etkin şekilde yönetilmesine imkân tanır, ancak hesaplama ve kontrol gereksinimleri daha yüksektir. Dolayısıyla, bu yöntemler arasında seçim yapılırken, sistem gereksinimlerine ve performans beklentilerine göre bir denge sağlanması gerekmektedir.



Şekil 22. Üç faz kaydırma kontrolünün genel şeması

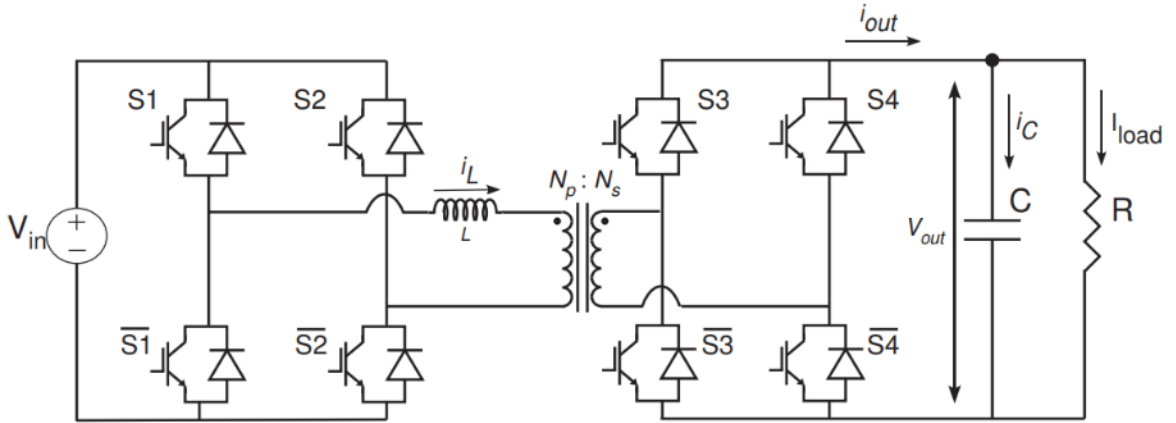
Çift yönlü DA-DA dönüştürücülerde kullanılan anahtarlama yöntemleri, sistem performansının artırılması, verimlilik kayıplarının minimize edilmesi ve yarı iletken elemanların korunması açısından kritik bir rol oynamaktadır. Bu yöntemler, dönüştürücünün güç akışını dinamik olarak yöneterek, sistemin farklı çalışma koşullarına uyum sağlamasına imkân tanır. Anahtarlama tekniklerinin etkin kullanımı, enerji transfer süreçlerinin daha

verimli ve güvenilir şekilde gerçekleştirilmesini mümkün kılmaktadır. Ancak, bu süreçlerin sağlıklı bir şekilde yönetilebilmesi için dönüştürücü topolojisinin doğru bir şekilde modellenmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, bir sonraki bölümde, tek fazlı ve üç fazlı izoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücünün matematiksel modellenmesi ve çalışma prensipleri detaylı olarak ele alınacaktır.

1.5. Tek Fazlı İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çift Aktif Köprülü Dönüştürücü Modellemesi

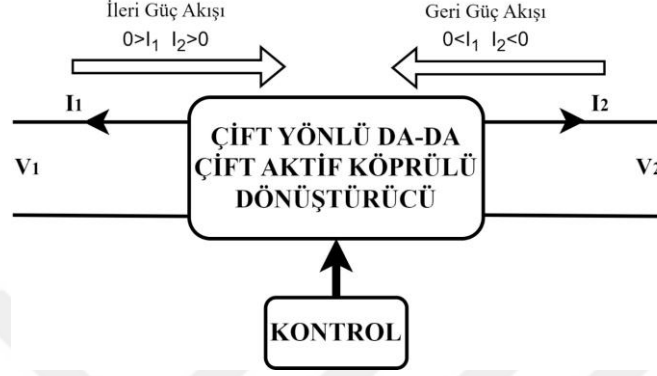
Tek fazlı izoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü (DAB) dönüştürücüler, güç elektroniği uygulamalarında enerji akışının her iki yönde de sağlanabilmesi, galvanik izolasyonun güvenli bir şekilde sağlanması ve sistem verimliliğinin artırılması açısından önemli bir yere sahiptir. Enerji depolama sistemleri, elektrikli araç şarj altyapıları ve yenilenebilir enerji sistemlerinde yaygın olarak kullanılan bu dönüştürücü yapısı, çift aktif köprü topolojisi sayesinde yüksek verimlilikle enerji aktarımı gerçekleştirebilir. Bu dönüştürücünün tek fazlı yapıya sahip olması, kontrol ve devre tasarımını basitleştirirken, maliyet ve devre karmaşıklığını azaltır. Özellikle enerji geri kazanımı gerektiren uygulamalarda, esnek kontrol mekanizmaları ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile yüksek dinamik performans sağlar. Sonuç olarak, tek fazlı izoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücüler, enerji sistemlerinin verimli, güvenilir ve esnek bir şekilde işletilmesine katkıda bulunan kritik bileşenler arasında yer almaktadır.

Şekil 23'te transformatörün her iki tarafında da tam köprü dönüştürücü kullanılan tek fazlı izoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücü topolojisi gösterilmektedir.



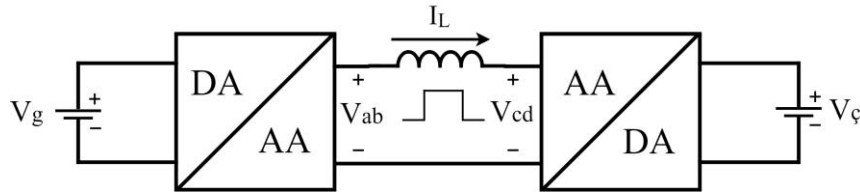
Şekil 23. DAB devre şeması

Tek fazlı izoleleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücünün temel çalışma prensibi, Şekil 24'te görüleceği üzere dönüştürücünün birincil köprü ve ikincil köprüsünde bulunan anahtarlama elemanlarını bir kontrol yöntemi ile kontrol ederek çift yönlü çalıştırılmaktadır.



Şekil 24. DAB temel çalışma prensibi

Çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücülerinde güç akışı, transformatörün primer ve sekonder sargılarındaki alternatif gerilimler arasındaki faz farkının ayarlanması ile kontrol edilir (De Doncker, Divan, & Kheraluwala, 1991). Uygulamada devre boyutunu küçültebilmek için yüksek frekanslı anahtarlama tercih edilir. Yüksek frekanslarda köprüler arasındaki transformatörün mıknatıslanma endüktansı ihmal edilir ve transformatör kaçak endüktans ile modellenir. Dönüştürücünün güç denklemini çıkartmak için Şekil 25'teki blok şeması kullanılmıştır.



Şekil 25. DAB yüksek frekanslı eşdeğer blok şeması

Birinci köprüdeki güç anahtarları dönüştürücü girişlerine uygulanan DA enerjiyi AA kare dalgaya çevirir ve transformatörün girişine uygular. Transformatörün çıkışındaki AA kare dalga, ikinci köprüdeki güç anahtarları ile tekrardan DA enerjiye çevrilir (Kenny, 2015). Transformatörün dönüştürme oranı N olmak üzere Şekil 25'te verilen eşdeğer blok

şemasının matematiksel ifadesi Denklem 13'te verilmiştir. Anahtarlama tam periyot süresi T olmak üzere endüktansın akım ifadesinin gösterimi ise Denklem 14'te verilmiştir.

$$V_L(t) = V_g(t) - NV_\zeta(t) \quad (13)$$

$$I_L(t) = I_L(t_0) - \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+T} V_L(t) dt \quad (14)$$

Denklem 14'te verilen akım ifadesi bir kare dalga periyodu süresince zamanla değişen akımı ifade etmektedir. Oluşan güç değerinin ifadesi ise Denklem 15'te verilmiştir. İki yönlü çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün kayıpları ihmal edilmiş modeline ait güç ifadesi ise Denklem 16'da verilmiştir.

$$P = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T} P(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+\frac{T}{2}} V_g(t) \cdot I_L(t) dt \quad (15)$$

$$P = \frac{2V_g}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+\frac{T}{2}} I_L(t) dt \quad (16)$$

Endüktans akımı, yarı periyod($T/2$) süresince P güç ifadesinin oluşmasına neden olur. P güç ifadesi Denklem 16'da görüldüğü üzere zamana bağlı olarak değişir. Endüktans akımının belirli zaman aralıkları için elde edilen ifade ise Denklem 17'de verilmiştir (Lechner, Kumar, Song, Ramakrishnan, & Bhardwaj, 2024).

$$I_L(t) = \begin{cases} I_L(t_0) + \frac{V_g + N \cdot V_\zeta}{L} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_\emptyset, \\ I_L(t_\emptyset) + \frac{V_g - N \cdot V_\zeta}{L} \cdot (t - t_\emptyset) & t_\emptyset \leq t \leq t_0 + \frac{T}{2} \end{cases} \quad (17)$$

Transformatör üzerine uygulanan gerilimin alternatif olmasından dolayı, endüktans akımı da alternatif akım karakteristiği gösterir. Bu alternatif akımın anahtarlama periyodu boyunca ortalama değeri sıfırdır, bu nedenle akım pozitif ve negatif olarak simetrik bir yapıdadır. Başlangıç (t_0) anında endüktans akımı ifadesi Denklem 18'de verilmiştir. Pozitif faz kayma modülasyonu için akım değeri ise Denklem 19'da belirtildiği şekilde hesaplanmaktadır (Lechner, Kumar, Song, Ramakrishnan, & Bhardwaj, 2024).

$$I_L(t_0) = \frac{\pi \cdot (NV_\zeta - V_g) - 2\phi NV_\zeta}{\omega L} \quad (18)$$

$$I_L(t_\phi) = \frac{\pi \cdot (NV_\zeta - V_g) + 2\phi V_g}{\omega L} \quad (19)$$

Şekil 25'te gösterilen devrenin çalışma prensibi dikkate alındığında, dönüştürücünün üreteceği gücün matematiksel ifadesi Denklem 20'de verilmiştir. Denklemdeki P , V_g , V_ζ , ω , ϕ ve L parametreleri sırasıyla çıkış gücü, giriş gerilimi, çıkış gerilimi, açısal hız, faz kayması ve kaçak endüktansı temsil etmektedir.

$$P = \frac{V_g V_\zeta \sin \phi}{\omega L} \quad (20)$$

Denklem 20 sistem parametrelerine göre düzenleyecek olursak F_s anahtarlama frekansı olmak üzere Denklem 21 elde edilir.

$$P = \frac{NV_g V_\zeta \phi (\pi - \phi)}{2\pi^2 F_s L} \quad (21)$$

Denklemlerde belirtilen faz kayma açısı (ϕ), devrenin birincil ve ikincil köprüleri arasındaki güç akışı oranını değiştirmeye imkân tanır. İki köprü arasındaki faz kayma açısı, her iki köprüdeki anahtarların farklı çalışma yöntemlerine bağlı olarak belirlenir. Faz kayma açısının matematiksel ifadesi Denklem 22'de verilmiştir (Lechner, Kumar, Song, Ramakrishnan, & Bhardwaj, 2024).

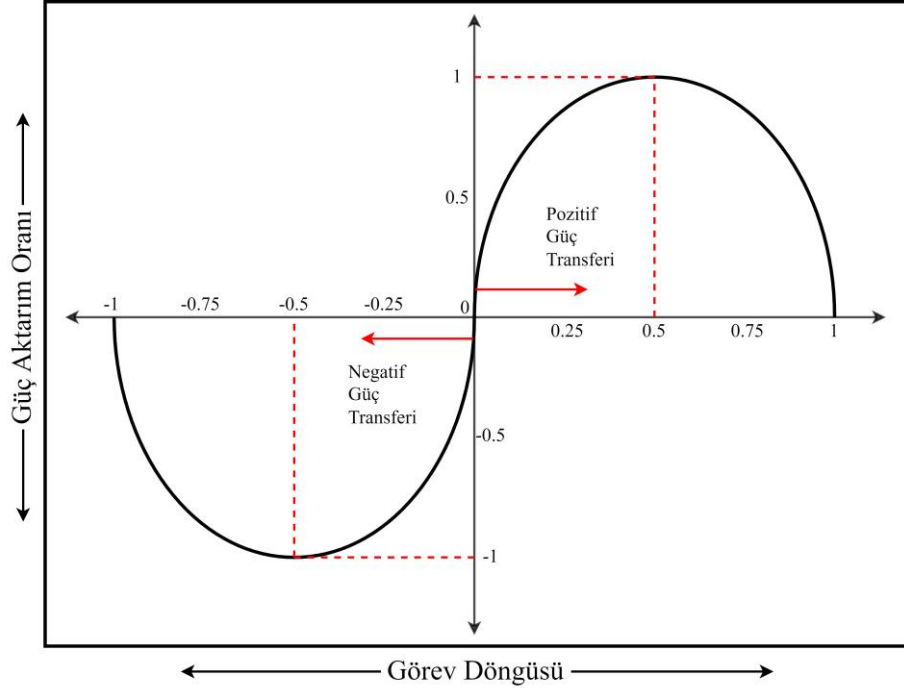
$$\phi = \frac{\pi}{2} * \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8 * F_s * L * P_{çıkış}}{N * V_g * V_\zeta}} \right) \quad (22)$$

Tek faz kaydırma yöntemi ile kontrol edilen çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücülerde kararlı durumda transformatördeki maksimum akımı ($I_{\max}$) ve başlangıç akımının (I_0) matematiksel ifadesi Denklem 23 ve Denklem 24'te verilmiştir (Bai & Mi, 2008).

$$I_{max} = \frac{N}{4F_s L} [-(1 - 2D)NV_G + V_{\zeta}] \quad (23)$$

$$I_0 = \frac{N}{4F_s L} [-(1 - 2D)V_{\zeta} - NV_G] \quad (24)$$

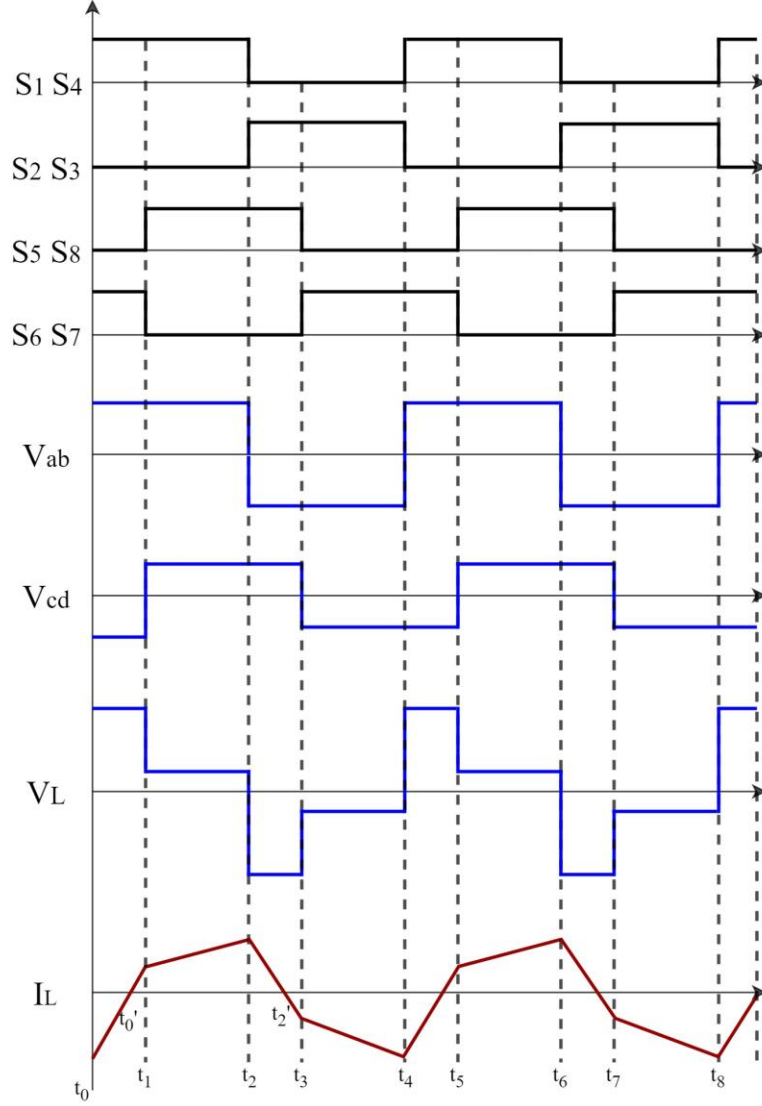
Dönüştürücü devresinin matematiksel ifadeleri, literatür çalışmalarından elde edilmiştir. Bu denklemlerin verimli bir şekilde çalışabilmesi için anahtarların %50 doluluk oranında çalışması gerektiği önceki çalışmalarla incelenmiştir. Şekil 26'da dönüştürücünün anahtarlarının görev döngüsüne bağlı olarak güç akışının iletim durumu verilmiştir (Kenny, 2015).



Şekil 26. DAB güç transfer karakteristiği

Tek faz kaydırma yöntemi ile kontrol edilen çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü devresini daha iyi analiz edebilmek için, yarıiletken devre elemanlarının iletim durumuna göre devre 8 farklı durumda incelenebilir. Yapılan analizde güç akışının şebekeden bataryaya veya yüke doğru olduğu varsayılmıştır (Wu & Yang, 2023). V_{ab} Transformatör primer gerilimi, V_{cd} transformatör sekonder gerilimi, V_L transformatör kaçak endüktans gerilimi, I_L transformatör kaçak endüktans akımı olmak üzere Şekil 25'teki eşdeğer blok

şeması ve Şekil 27'deki dalga biçimleri eşliğinde inceleme yapılmıştır. Transformör sargı oranı $N=1$ olduğu varsayılmıştır.

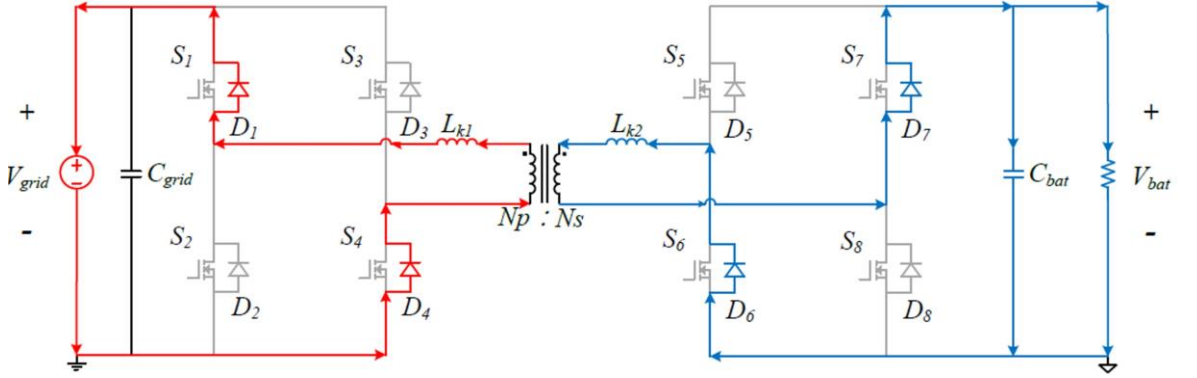


Şekil 27. Tek faz kaydırma yöntemi ile kontrol edilen dönüştürücünün dalga formları

1.5.1. S1, S4, S6, S7 İletimde, S2, S3, S5, S8 Kesimde D1 ve D4 İletimde

Şekil 27 ve Şekil 28'de belirtildiği üzere $t=t_0$ anından $t=t_0'$ anına kadar primer kaçak endüktans akımı (I_{LK1}) sıfırlanana kadar D1 ve D4 diyotları üzerinden akım akar. Transformör kaçak akım endüktansı üzerindeki gerilimi (V_{LK}) Denklem 25'te belirtildiği üzere giriş gerilimi ve çıkış geriliminin toplamı kadardır.

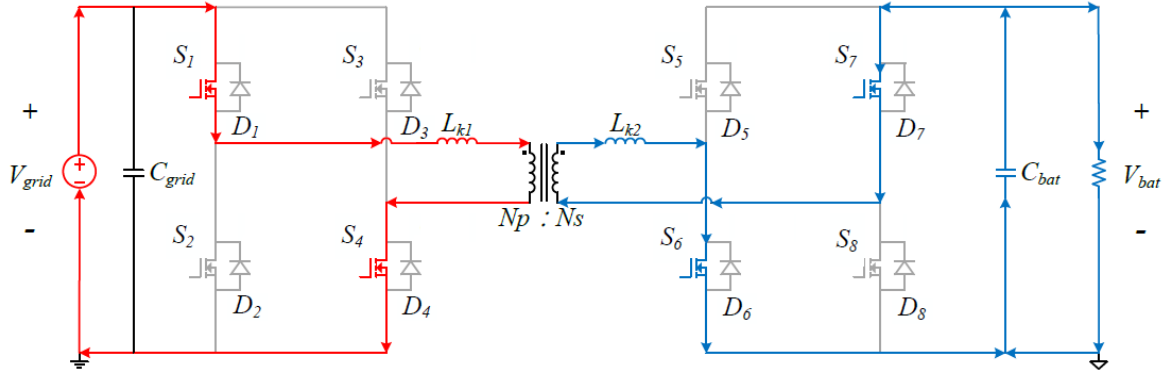
$$V_{LK} = V_{grid} + V_{bat} \quad (25)$$



Şekil 28. S₁, S₄, S₆, S₇ İletimde, S₂, S₃, S₅, S₈ Kesimde D₁ ve D₄ iletimde

1.5.2. S₁, S₄, S₆, S₇ İletimde, S₂, S₃, S₅, S₈ Kesimde

Şekil 27 ve Şekil 29’da belirtildiği üzere $t = t_0$ ’ anında I_{LK1} sıfır olur. $t = t_0$ ’ anından $t = t_1$ ’ anına kadar I_{LK1} akımı, S₁ ve S₄ anahtarlama elemanları üzerinden pozitif yönde artmaya başlar. V_{LK} gerilimi Denklem 25’te belirtildiği üzere giriş gerilimi ve çıkış geriliminin toplamı kadardır.

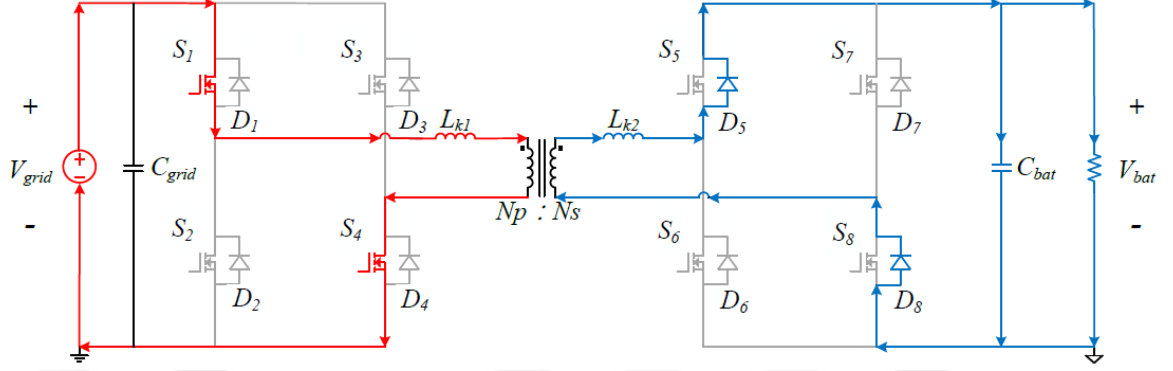


Şekil 29. S₁, S₄, S₆, S₇ İletimde, S₂, S₃, S₅, S₈ Kesimde

1.5.3. S₁, S₄, S₅, S₈ İletimde, S₂, S₃, S₆, S₇ Kesimde D₅ ve D₈ İletimde

Şekil 27 ve Şekil 30’da belirtildiği üzere $t = t_1$ ’ anından $t = t_2$ ’ anına kadar I_{LK1} akımı, S₁ ve S₄ anahtarlama elemanları üzerinden pozitif yönde artmaya devam eder. V_{LK} gerilimi Denklem 26’da belirtildiği üzere giriş gerilimi ve çıkış geriliminin farkı kadardır.

$$V_{LK} = V_{grid} - V_{bat} \quad (26)$$

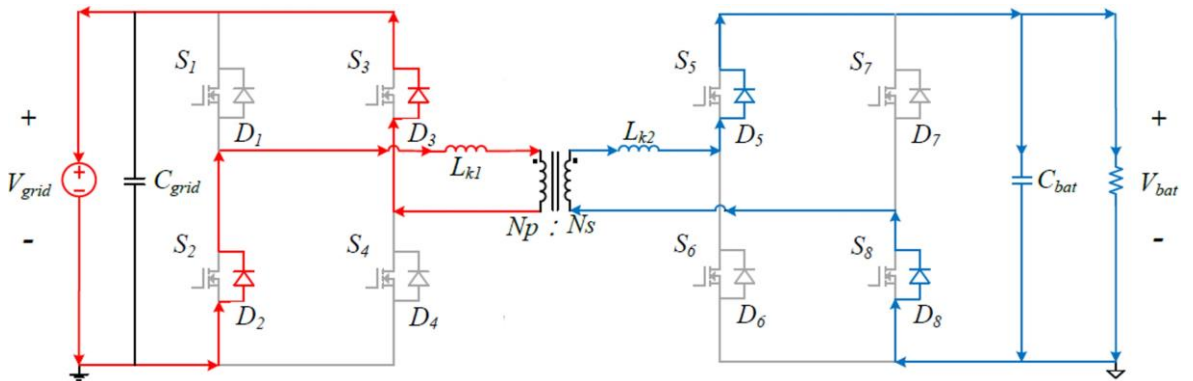


Şekil 30. S_1, S_4, S_5, S_8 İletimde, S_2, S_3, S_6, S_7 Kesimde D_5 ve D_8 İletimde

1.5.4. S_2, S_3, S_5, S_8 İletimde, S_1, S_4, S_6, S_7 Kesimde D_3 ve D_2 İletimde

Şekil 27 ve Şekil 31’de belirtildiği üzere $t=t_2$ anından $t=t_2'$ anına kadar I_{LK1} akımı, D_2 ve D_3 diyotları üzerinden azalmaya başlar ve $t=t_2'$ anında sıfır olur. V_{LK} gerilimi Denklem 27’de belirtildiği üzere negatif yönde giriş gerilimi ve negatif yönde çıkış geriliminin toplamı kadardır.

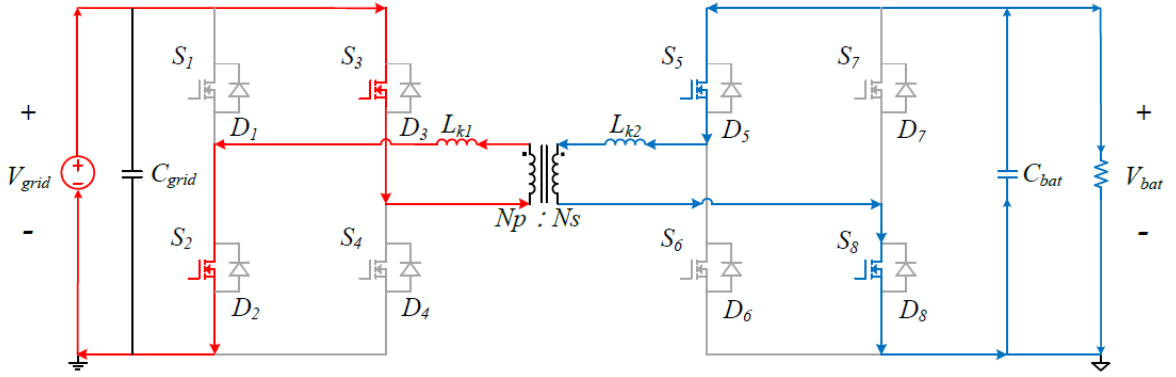
$$V_{LK} = -V_{grid} - V_{bat} \quad (27)$$



Şekil 31. S_2, S_3, S_5, S_8 İletimde, S_1, S_4, S_6, S_7 Kesimde D_3 ve D_2 İletimde

1.5.5. S2, S3, S5, S8 İletimde, S1, S4, S6, S7 Kesimde

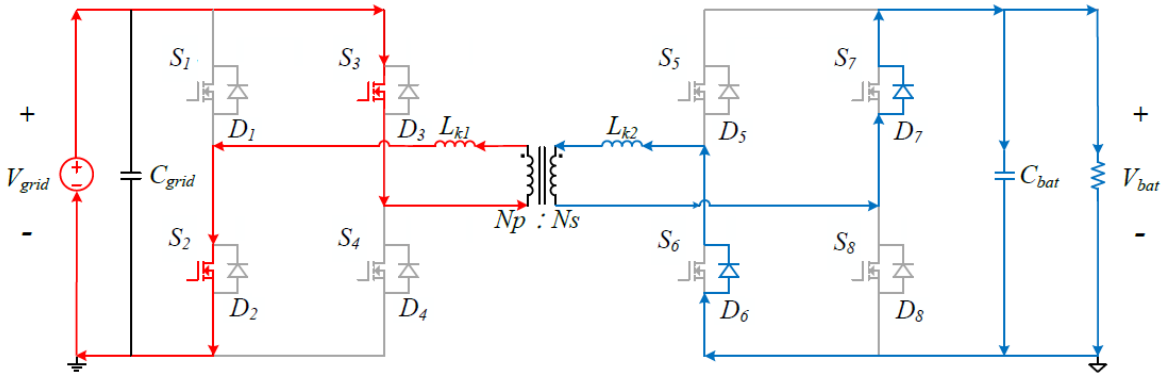
Şekil 27 ve Şekil 32’de belirtildiği üzere $t = t_2'$ anından $t = t_3$ anına kadar I_{LK1} akım değeri, S2 ve S3 anahtarlama elemanları üzerinden azalmaya (negatif yönde artmaya) devam eder. V_{LK} gerilimi Denklem 27’de belirtildiği üzere negatif yönde giriş gerilimi ve negatif yönde çıkış geriliminin toplamı kadardır.



Şekil 32. S2, S3, S5, S8 İletimde, S1, S4, S6, S7 Kesimde

1.5.6. S2, S3, S6, S7 İletimde, S1, S4, S5, S8 Kesimde D6 ve D7 İletimde

Şekil 27 ve Şekil 33’te belirtildiği üzere $t = t_3$ anından $t = t_4$ anına kadar I_{LK1} akım değeri, S2 ve S3 anahtarlama elemanları üzerinden azalmaya (negatif yönde artmaya) devam eder. V_{LK} gerilimi Denklem 28’de belirtildiği üzere negatif yönde giriş gerilimi ve pozitif yönde çıkış geriliminin toplamı kadardır.



Şekil 33. S2, S3, S6, S7 İletimde, S1, S4, S5, S8 Kesimde D6 ve D7 İletimde

$$V_{LK} = -V_{grid} + V_{bat} \quad (28)$$

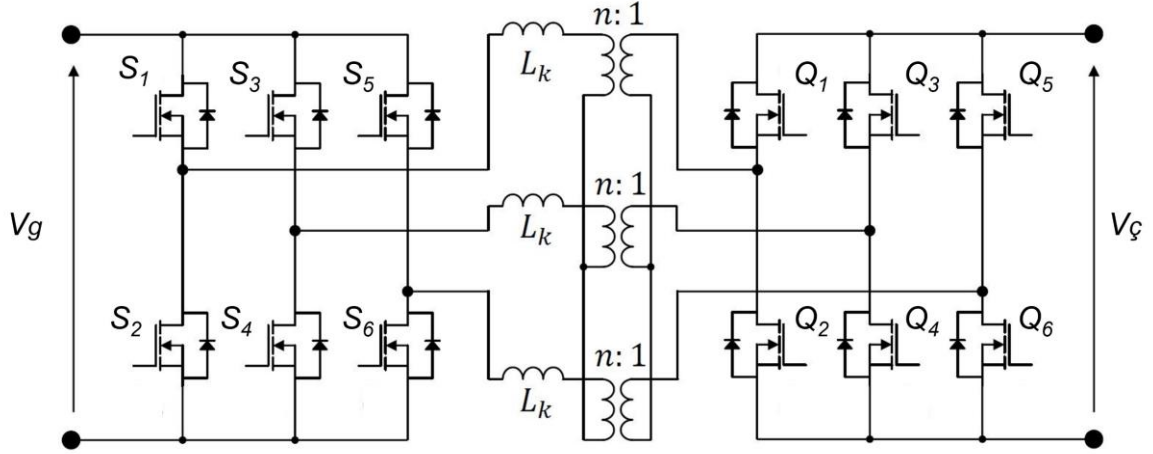
Şekil 27’de belirtildiği üzere $t=t_4$ anından sonra incelemesini yapılan 6 farklı durum döngü halinde baştan sona tekrar etmektedir.

1.6. Üç Fazlı İzoleli Çift Yönlü DA-DA Çift Aktif Köprülü Dönüştürücü Modellemesi

Üç fazlı izoleli çift yönlü DA-DA çift aktif köprülü dönüştürücü (DAB3), yüksek güçlü uygulamalarda kullanılan ve galvanik izolasyon sağlayarak çift yönlü güç transferi gerçekleştiren bir dönüştürücü topolojisidir. Elektrikli araçlar, enerji depolama sistemleri, dağıtık enerji sistemleri ve katı hal transformatörleri gibi uygulamalar, bu tür dönüştürücülerin gelişimini hızlandırmıştır. DAB3, yüksek verimlilik, güç yoğunluğu ve kolay kontrol gibi avantajlar sunarak bu uygulamalarda yaygın şekilde kullanılmaktadır. Ayrıca, DAB3, tek fazlı DAB dönüştürücüsüne kıyasla etkili frekansı üç katına çıkartarak dalgalanma genliğini azaltır, transformatörün etkin akımını düşürür, daha düşük filtreleme gereksinimleri sağlar, düşük bağlantı akımı harmonikleri ve daha yüksek güç transfer kapasitesi sağlar (Nguyen, Bui, & Yukita, 2020). Güvenilirlik, DAB3 topolojisinin kabulünde önemli bir faktör olup, güç elektroniği bileşenlerindeki arızaların büyük bir kısmı yarı iletken cihazlardan ve anahtarlama sürücülerinden kaynaklanmaktadır. Literatür araştırması, DAB3’ün sekonder tarafta anahtarlama elemanlarında açık devre arızası olsa bile tam yükte normal şekilde çalışabilme yeteneğini vurgulamaktadır (Rastogi, Shah, Singh, & Bhattacharya, 2023). Bu, DAB3’ün tek fazlı versiyonlarına göre önemli bir avantajıdır.

DAB3 topolojisi Şekil 34’te gösterilmiştir. Bu yapı, bir transformatör-indüktör düzenlemesi aracılığıyla bağlı iki adet üç fazlı aktif köprüden oluşur. Birincil köprü, DA giriş gerilimini yüksek frekanslı AA gerilimine çevirir, bu gerilimler transformatörün dönüş oranına göre dönüştürülür ve ikincil köprü tarafından doğrultulur.

DAB3’ün iki aktif köprüsü arasındaki güç transferi, bir enerji sisteminde kaynak uçtan alıcı uca doğru güç akışına benzer. Yük akış analiziyle, bir indüktör hat endüktansı üzerinden bağlı olan gerilim kaynakları olarak Şekil 35’teki gibi modellenabilir. Burada, V_g giriş tarafı geriliminin büyüklüğü, V_c çıkış tarafı geriliminin büyüklüğü, $\emptyset$ iki köprü arası faz farkı açısı, L ise bağlantı hattının empedansı olmak üzere Şekil 35’te benzetimi yapılan iletim hattındaki güç akışı Denklem 29’daki gibi ifade edilebilir (Nema, Sadangi, Atkar, Chaturvedi, & Patro, 2022).



Şekil 34. DAB3 topolojisi

$$P = \frac{V_g * V_{\phi} * \sin(\phi)}{\omega L} \quad (29)$$



Şekil 35. Çift aktif köprülü dönüştürücünün güç akış benzetimi

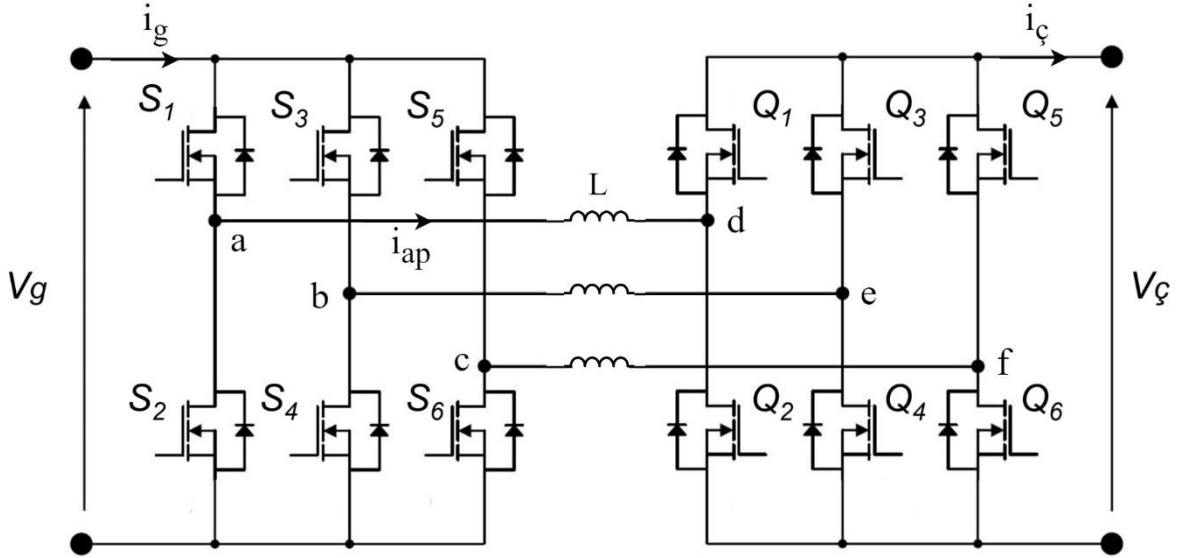
Faz farkı, güç miktarını ve güç akışının yönünü kontrol eder. Bu nedenle, köprüler arası faz kayma modülasyonu kullanarak güç akışı için ihtiyaç duyulan yön sağlanabilir. Güç, önde gelen faz açılı kaynaktan, geride kalan faz açılı gerilim kaynağına doğru akar. Bu nedenle, iki köprü arasındaki faz farkı, akış yönünü tanımlamamıza yardımcı olur. DAB DA-DA dönüştürücüsünün güç akışı denklemi, güç sistemlerindeki ortalama güç denklemiyle benzerdir. Şekil 35'teki endüktanstan geçen geçen kararlı durum akışı, Denklem 30 ile ifade edilebilir (Nguyen, Bui, & Yukita, 2020).

$$I = \frac{V_g - V_\zeta}{XL} \quad (30)$$

DAB3, tek fazlı kaydırma kontrol stratejisinde her faz bacağı için %50 görev döngüsüyle çalışır ve köprüdeki fazlar birbirine göre 120° kaydırılır. Güç aktarımı, giriş ve çıkış köprüleri arasındaki faz kayması açısına bağlıdır. Transfer edilen güç ile faz kayması arasındaki ilişki Denklem 31 ve Denklem 32'deki gibidir (Davoodi, Noroozi, & Zolghadri, 2019). DAB3'ün eşdeğer devre şeması ise Şekil 36'daki gibi modellenebilir.

$$P = \frac{NV_g V_\zeta}{2\pi FL} \phi \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right), \quad 0 \leq \phi < \frac{\pi}{3} \quad (31)$$

$$P = \frac{NV_g V_\zeta}{2\pi FL} \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right), \quad \frac{\pi}{3} \leq \phi < \frac{2\pi}{3} \quad (32)$$



Şekil 36. DAB3'ün eşdeğer devre şeması

DAB3'ün iki çalışma modu bulunmaktadır ve güç aktarımı faz kaymasına göre belirlenir. Faz kayma açısı “Ø” için iki farklı aralık aşağıdaki gibi ifade edilir.

1. Aralık: $0 \leq \phi < \frac{\pi}{3}$

2. Aralık: $\frac{\pi}{3} \leq \phi < \frac{\pi}{2}$

Her iki aralık içerisinde altı farklı çalışma modu bulunmaktadır. Her modda $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi f_{sw}$ ve f_{sw} anahtarlama frekansı olmak üzere transformatör primer tarafı ilk bacak kaçak endüktans akımının (i_{ap}) ifadesi Denklem 33'te verilmiştir (Ekinoğlu, 2017).

$$i_{ap}(\theta) = \frac{V_{ap}(\theta) - V_{ds}(\theta)}{\omega L} (\theta - \theta_i) + i_{ap}(\theta_i) \quad (33)$$

Denklem 33'te, θ_i ve θ_f sırasıyla her modun başlangıç ve bitiş açıları, V_{ap} transformatörün primer tarafı bacağının referans noktasına göre gerilimi, V_{ds} , transformatörün sekonder tarafı bacağının referans noktasına göre gerilimi, $i_{ap}(\theta_i)$ her modun başlangıç akımını temsil etmek üzere tüm analiz aşağıda Aralık 1 ve Aralık 2'ye dayalı olarak sunulmuştur. Şekil 37 ve Şekil 38'de bu bölgelere göre anahtarlama ve dalga formlarını gösterilmiştir. (Kheraluwala ve diğ., 1991).

1.6.1. 1. Aralık $0 \leq \theta < \pi/3$

DAB3'ün tek faz kaydırma modülasyonu kullanılarak yapılan anahtarlama sonucu 1. Aralıktaki ideal gerilim ve akım dalga formları Şekil 37'deki gibidir. 1. Aralıktaki altı farklı mod için i_{ap} akım değerleri sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilmiştir (Kheraluwala, 1991).

$$\text{Mod 1: } 0 \leq \theta < 0; \quad V_{ap}(\theta) = V_g/3 \quad V_{ds}(\theta) = -V_{\phi}/3$$

$$i_{ap}(\theta) = \frac{V_g + V_{\phi}}{3\omega L} (\theta) + i_{ap}(0) \quad (34)$$

$$\text{Mod 2: } 0 \leq \theta < \pi/3; \quad V_{ap}(\theta) = V_g/3 \quad V_{ds}(\theta) = V_{\phi}/3$$

$$i_{ap} = \frac{V_g - V_{\phi}}{3\omega L} (\theta - 0) + i_{ap}(0) \quad (35)$$

$$\text{Mod 3: } \pi/3 \leq \theta < (0 + \pi/3); \quad V_{ap}(\theta) = 2V_g/3 \quad V_{ds}(\theta) = V_{\phi}/3$$

$$i_{ap} = \frac{2V_g - V_{\phi}}{3\omega L} \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (36)$$

$$\text{Mod 4: } (0 + \pi/3) \leq \theta < 2\pi/3; \quad V_{ap}(\theta) = 2V_g/3 \quad V_{ds}(\theta) = 2V_{\phi}/3$$

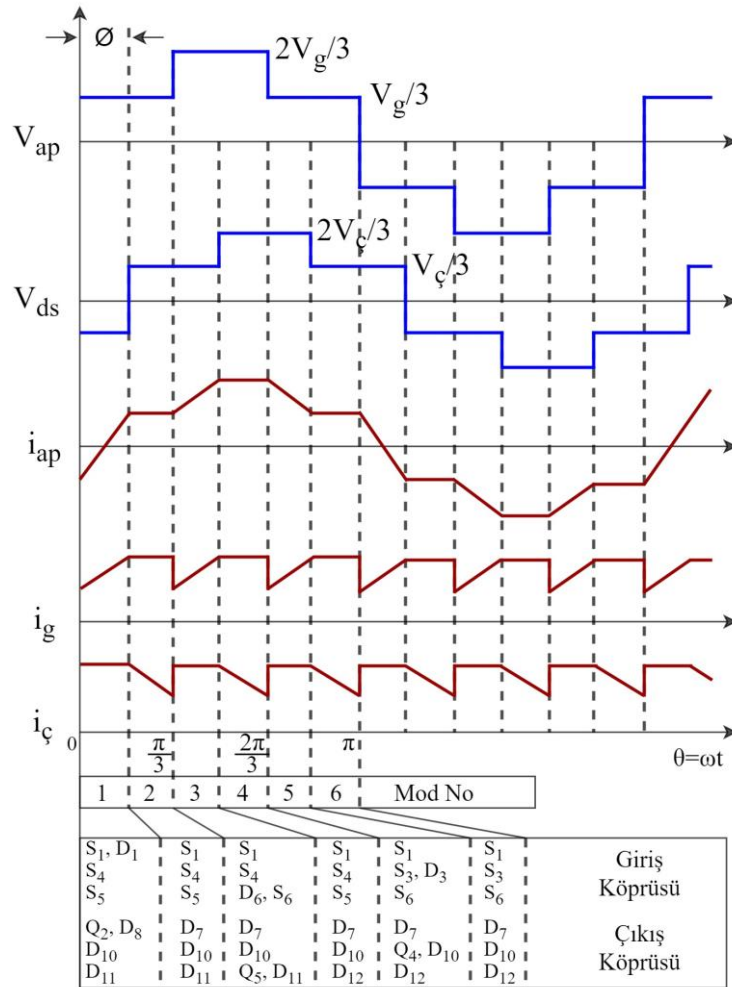
$$i_{ap} = \frac{2V_g - 2V_\zeta}{3\omega L} \left(\theta - \phi - \frac{\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\phi + \frac{\pi}{3} \right) \quad (37)$$

$$\text{Mod 5: } 2\pi/3 \leq \theta < (\phi + 2\pi/3); \quad V_{ap}(\theta) = V_g/3 \quad V_{ds}(\theta) = 2V_\zeta/3$$

$$i_{ap} = \frac{V_g - 2V_\zeta}{3\omega L} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\frac{2\pi}{3} \right) \quad (38)$$

$$\text{Mod 6: } (\phi + 2\pi/3) \leq \theta < \pi; \quad V_{ap}(\theta) = V_g/3 \quad V_{ds}(\theta) = V_\zeta/3$$

$$i_{ap} = \frac{V_g - V_\zeta}{3\omega L} \left(\theta - \phi - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\phi + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (39)$$



Şekil 37. DAB3'ün tek faz kaydırma modülasyonlu kontrolü, 1. Aralıktaki ($0 \leq \phi < \pi/3$) ideal gerilim ve akım grafikleri

1.6.2. 2. Aralık $\pi/3 \leq \theta < \pi/2$

DAB3'ün tek faz kaydırma modülasyonu kullanılarak yapılan anahtarlama sonucu 2. Aralıktaki ideal gerilim ve akım dalga formları Şekil 38'de gösterilmiştir. 2. Aralıktaki altı farklı mod için i_{ap} akım değerleri aşağıdaki gibi ifade edilmiştir (Kheraluwala, 1991).

Mod 1: $0 \leq \theta < (\phi - \pi/3)$;

$$V_{ap}(\theta) = V_g/3$$

$$V_{ds}(\theta) = -2V_\phi/3$$

$$i_{ap}(\theta) = \frac{V_g + 2V_\phi}{3\omega L}(\theta) + i_{ap}(0) \quad (40)$$

Mod 2: $(\phi - \pi/3) \leq \theta < \pi/3$;

$$V_{ap}(\theta) = V_g/3$$

$$V_{ds}(\theta) = -V_\phi/3$$

$$i_{ap} = \frac{V_g + V_\phi}{3\omega L} \left(\theta - \phi + \frac{\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\phi - \frac{\pi}{3} \right) \quad (41)$$

Mod 3: $\pi/3 \leq \theta < \phi$;

$$V_{ap}(\theta) = 2V_g/3$$

$$V_{ds}(\theta) = -V_\phi/3$$

$$i_{ap} = \frac{2V_g + V_\phi}{3\omega L} \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (42)$$

Mod 4: $\phi \leq \theta < 2\pi/3$;

$$V_{ap}(\theta) = 2V_g/3$$

$$V_{ds}(\theta) = V_\phi/3$$

$$i_{ap} = \frac{2V_g - V_\phi}{3\omega L}(\theta - \phi) + i_{ap}(\phi) \quad (43)$$

Mod 5: $2\pi/3 \leq \theta < (\phi + \pi/3)$;

$$V_{ap}(\theta) = V_g/3$$

$$V_{ds}(\theta) = V_\phi/3$$

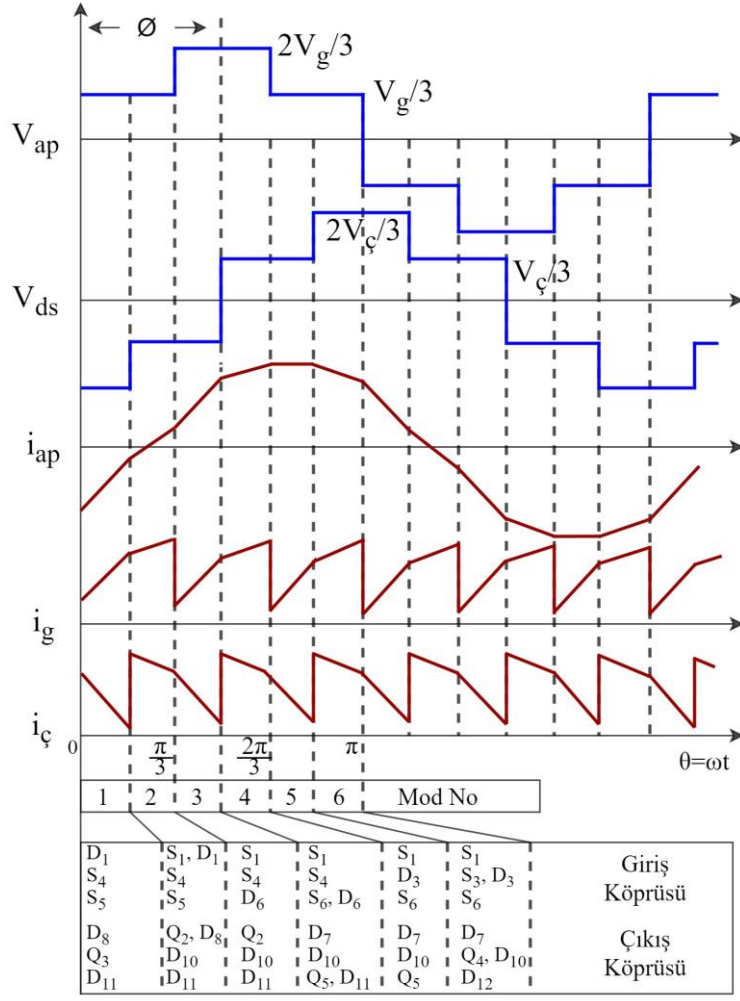
$$i_{ap} = \frac{V_g - V_\phi}{3\omega L} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\frac{2\pi}{3} \right) \quad (44)$$

Mod 6: $(\phi + \pi/3) \leq \theta < \pi$;

$$V_{ap}(\theta) = V_g/3$$

$$V_{ds}(\theta) = 2V_\phi/3$$

$$i_{ap} = \frac{V_g - 2V_\phi}{3\omega L} \left(\theta - \phi - \frac{\pi}{3} \right) + i_{ap} \left(\phi + \frac{\pi}{3} \right) \quad (45)$$

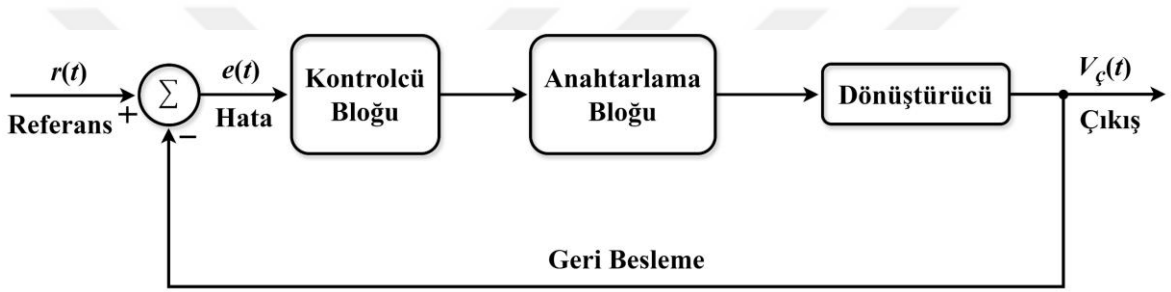


Şekil 38. DAB3'ün tek faz kaydırma modülasyonlu kontrolü, 2. Aralıktaki ($\pi/3 \leq \theta < \pi/2$) ideal gerilim ve akım grafikleri

DAB3 dönüştürücülerin modellenmesi, sistemin çalışma dinamiklerinin anlaşılması ve performansının değerlendirilmesi açısından kritik bir öneme sahiptir. Bu modelleme çalışmaları, dönüştürücünün farklı yük koşulları ve çalışma senaryolarındaki davranışlarını analiz etmek için sağlam bir temel oluşturur. Ancak, yalnızca modelleme çalışmaları sistemin istenen performansa ulaşması için yeterli değildir. Dönüştürücünün kararlı, verimli ve güvenilir bir şekilde çalışabilmesi için uygun kontrol yöntemlerinin kullanılması gerekmektedir. Bu doğrultuda, bir sonraki bölümde, çift yönlü DA-DA dönüştürücülerde kullanılan kontrol yöntemleri incelenecek ve bu yöntemlerin sistem performansına etkileri detaylandırılacaktır.

1.7. Çift Yönlü DA-DA Dönüştürücülerde Kullanılan Kontrol Yöntemleri

Şekil 39'da genel geribeslemeli kontrol sistemi blok diyagramı gösterilen DAB3 dönüştürücüleri için kullanılan kontrol yöntemleri, sistemin kararlı çalışmasını sağlamak, enerji transfer verimliliğini artırmak ve bozucu etkilere karşı dayanıklılığı güçlendirmek amacıyla kullanılır. Bunlar arasında klasik PID yöntemlerinin yanında model öngörülü kontrol, bulanık mantık kontrol, modele dayalı kontrol gibi gelişmiş kontrol yöntemleri yaygın olarak kullanılır. Ancak bu tez kapsamında klasik PID kontrolü incelendiğinden bu yöntemin detayları açıklanacaktır.

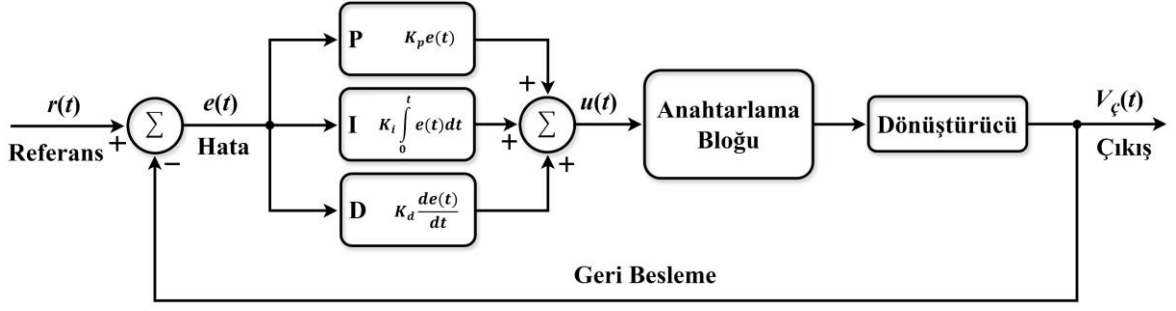


Şekil 39. Kontrol yöntemleri genel blok diyagramı

1.7.1. Klasik PID Kontrol

Çift yönlü DA-DA dönüştürücülerde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemi PID kontrolüdür. PID kontrolörü, oransal (P), integral (I) ve türev (D) parametrelerinin bir kombinasyonunu kullanır. Bu parametreler, sırasıyla hataya, geçmiş hataların toplamına ve gelecekteki hataların tahminine dayalı çalışır. PID kontrolü, sistemdeki kararlı durumu sağlamak için integral etkisini kullanırken, türev etkisi de sistemin yanıt hızını artırır. PID kontrol sistemi, sıfır kararlı durum hatasıyla hızlı bir yanıt sağlar. Bu parametrelerin optimal biçimde ayarlanması gereklidir (Civelek, Tüysüz, & Ayas, 2019). Şekil 40'ta PID kontrolörün genel gösterimi verilmiştir.

Burada, K_p oransal kazancı, K_i integral kazancı ve K_d türev kazancını temsil etmektedir. Şekil 40'ta yer alan $e(t)$ hata sinyali, referans sinyali $R(t)$ ile çıkış gerilimi $V_c(t)$ arasındaki farktan elde edilmektedir.



Şekil 40. PID Kontrolcü diyagramı

PID denetleyicisinin transfer fonksiyonu ise Denklem 46'daki gibi, genel ifadesi ise Denklem 47'deki gibi ifade edilir.

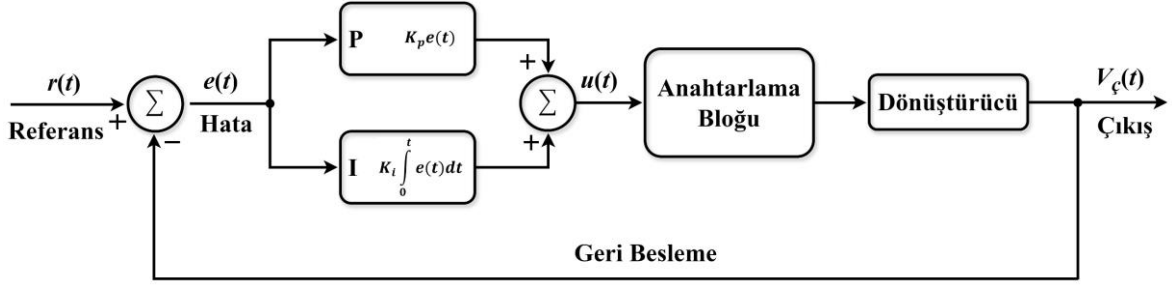
$$U(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (46)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (47)$$

1.7.2. Klasik PI Kontrol

Çift yönlü DA-DA dönüştürücülerde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemlerinden biri de PI kontrolüdür (Sira-Ramirez, 1991). PI kontrolörü, oransal (P) ve integral (I) parametrelerinin bir kombinasyonunu kullanarak sistemin dinamik performansını iyileştirmeyi amaçlar. Bu parametreler, sırasıyla hataya ve geçmiş hataların toplamına dayalı çalışır. PI kontrolü, sistemdeki kararlı durumu sağlamak için integral etkisini kullanır. Bu denetleyici yapısında oransal bileşen (P), mevcut hata sinyaline doğrudan tepki vererek hızlı bir düzeltme sağlarken, integral bileşen (I) ise geçmiş hataların toplamını dikkate alarak kararlı durum hatasını azaltır. Bu sayede, sistem belirlenen referans değere ulaşırken kararlı durum hatası sıfıra indirgenmesi amaçlanır. PI kontrolü, sistem kararlılığını artırırken, türev bileşeni (D) içermediği için gürültüye karşı daha az duyarlıdır. Şekil 41'de PI kontrolcüsünün diyagramı yer almaktadır.

Burada, K_p oransal kazancı ve K_i integral kazancını temsil etmektedir. Şekil 41'de yer alan $e(t)$ hata sinyali, referans sinyali $R(t)$ ile çıkış gerilimi $V_c(t)$ arasındaki farktan elde edilmektedir.



Şekil 41. PI Kontrolcü diyagramı

PI denetleyicisinin transfer fonksiyonu ise Denklem 48'deki gibi, genel ifadesi ise Denklem 49'daki gibi ifade edilir.

$$U(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (48)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (49)$$

Yapılan literatür araştırması ve benzetim çalışmaları sonucu dönüştürücünün daha kararlı ve daha hızlı çalışması için bu tez çalışmasında PI denetleyici kullanılmıştır.

PI denetleyicisinin parametrelerinin doğru bir şekilde belirlenmesi, DAB3 dönüştürücülerde sistem performansı açısından kritik bir öneme sahiptir. Oransal (P) ve integral (I) parametrelerin uygun şekilde ayarlanması, sistemin kararlı, hızlı ve dalgalanma olmadan referans değere ulaşmasını sağlar. Klasik yöntemlerle bu parametrelerin manuel olarak belirlenmesi, zaman alıcı ve hata payı yüksek bir süreçtir. Bu nedenle, metasezgisel algoritmaların kullanımı bu alanda giderek artan bir öneme sahip olmuştur. Genetik Algoritma (GA), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ve Yapay Arı Kolonisi (ABC) gibi algoritmalar, geniş çözüm uzayında optimum parametreleri daha kısa sürede ve etkin bir şekilde bulma imkânı sağlar. Bu algoritmaların etkinliğinin değerlendirilmesinde, hata performansını sayısal olarak ölçen çeşitli amaç fonksiyonları kullanılmaktadır. ISE (Integral of Squared Error), ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error), ITSE (Integral of Time-weighted Squared Error) ve IAE (Integral of Absolute Error) gibi amaç fonksiyonları, hata değerlerini minimize ederek sistemin dinamik performansını iyileştirme açısından önemli rol oynamaktadır. Takip eden bölümde, metasezgisel algoritmalarla PI denetleyicisi optimizasyonunda kullanılan bu amaç fonksiyonları detaylı olarak incelenecektir.

1.7.3. Amaç Fonksiyonları

Amaç fonksiyonu, optimizasyon problemlerinde bir çözümün kalitesini belirlemek için kullanılan matematiksel bir yapıdır. Denetleyici parametrelerinin optimizasyon algoritmaları ile belirlenmesi esnasında hatayı minimize edebilmek için kullanılan fonksiyonlardır (Civelek, Tüysüz, & Ayas, 2019). PID algoritmaların optimizasyonu için literatürde kullanılan amaç fonksiyonları aşağıdaki gibidir.

ISE (Integral of Squared Error): Zamanla hata sinyalinin karelerinin integrali alınarak hesaplanan bir ölçüdür. Sistem yanıtındaki toplam hata miktarını değerlendirmek için kullanılır. ISE amaç fonksiyonunun elde edilebileceği ifade Denklem 50’de verilmiştir.

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (50)$$

IAE (Integral of Absolute Error): Zamanla hata sinyalinin mutlak değerlerinin integrali olarak tanımlanır. Hata miktarının toplam etkisini değerlendirir. IAE amaç fonksiyonunun elde edilebileceği ifade Denklem 51’de verilmiştir.

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (51)$$

ITSE (Integral of Time-weighted Squared Error): Hata sinyalinin zamanla çarpılarak karelerinin integrali alınarak hesaplanır. Geçmiş hata değerlerini daha fazla önemseyen bir ölçüt oluşturur. ITSE amaç fonksiyonunun elde edilebileceği ifade Denklem 52’de verilmiştir.

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt \quad (52)$$

ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error): Hata sinyalinin zamanla çarpılarak mutlak değerinin integrali alınır. Hataların zamanla daha fazla önem taşıdığı durumlarda kullanılır. ITAE amaç fonksiyonunun elde edilebileceği ifade Denklem 53’te verilmiştir.

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \quad (53)$$

1.8. Metasezgisel Algoritmalar

Sezgisel algoritmalar, doğada var olan bazı davranışların taklit edilerek çeşitli problemlerin çözümünü amaçlayan algoritmalarlardır. Bu algoritmalar, genellikle büyük ve karmaşık arama alanlarında etkin çözümler bulmak amacıyla tasarlanmıştır. Metasezgisel algoritmalar, belirli bir probleme özgü olmayan genel bir yapı sunarak, çeşitli problemleri çözme yeteneğine sahip olurlar. Bu tez çalışmasında ise P ve I parametrelerinin optimal biçimde belirlenmesi için Karınca kolonisi algoritması (ACO), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Yapay Arı Kolonisi Algoritması (ABC) olmak üzere üç farklı metasezgisel algoritma kullanılmıştır.

1.8.1. Karınca Kolonisi Algoritması

Karınca kolonisi algoritması (Ant Colony Algorithm, ACO), doğadaki karıncaların yiyecek bulma ve yol oluşturma davranışlarından ilham alınarak geliştirilen bir optimizasyon yöntemidir. ACO, özellikle karmaşık optimizasyon problemlerinde kullanılan, tümevarımsal bir algoritmadır. Bu algoritmanın temel prensibi, bir grup karıncanın, çözüm uzayında en kısa yolu veya en uygun çözümü bulmak için birbirleriyle etkileşimde bulunarak ve feromon izleri bırakarak hareket etmeleridir.

Karıncalar, başlangıçta rastgele bir şekilde çözüm uzayına dağılırlar. Her bir karınca, belirli bir çözüm yolu üzerinde hareket ederken, bıraktığı feromon izleri bu yolu diğer karıncalar için çekici hale getirir. Feromon yoğunluğu, bir yolun kalitesini veya çözümün başarısını temsil eder. Zamanla, yüksek kaliteli çözüme giden yollar, daha fazla feromon birikimi ile güçlenir, bu da diğer karıncaları bu yola yönlendirir. Ancak, feromonlar zamanla buharlaşır, bu da eski ve verimsiz yolların önemini yitirerek daha yeni ve daha verimli yolların keşfedilmesine olanak tanır.

ACO'nun temel aşamaları şu şekildedir:

Başlangıç: Karıncalar rastgele bir çözümle başlar ve feromon izlerini bırakmaya başlar.

Gezinme: Her bir karınca, çözüm uzayında belirli bir yol boyunca ilerler ve hareket ettiği yolda feromon bırakır.

Güncelleme: Yoldan elde edilen çözümün kalitesine göre feromon yoğunluğu güncellenir. Yüksek kaliteli çözüme sahip yollar daha fazla feromon biriktirir.

Seçim: Diğer karıncalar, feromon yoğunluğuna göre en iyi yolları seçer ve aynı şekilde çözüm arayışına devam ederler.

Sonuç: Karıncalar, iterasyonlar sonunda en iyi çözümü bulmaya yönlendirilir.

Algoritmanın başarısı, parametre ayarlarına, karıncaların sayısına, feromon buharlaşma oranına ve diğer faktörlere bağlıdır.

Karınca kolonisi algoritmasında yol seçimi iki şekilde gerçekleştirilir. İlk seçenek olarak feromonun en yoğun olduğu yol seçilir. Feromon yoğunluğu parametresi (q_0) genellikle %90 olarak seçilir. Seçilebilirlik parametresi $\eta(i,j)$, iki nokta (i,j) arasındaki feromon miktarı $\tau(i,j)$, i ve j noktaları arasındaki mesafe $\delta(i,j)$, α ve β ayarlanabilir parametreler olmak üzere i noktasındaki bir karıncanın gideceği nokta Denklem 54'teki gibi seçilir (Kapakaya, 2019).

$$j = \max_{u \in J_k(i)} \{[\tau(i,u)]^\alpha \chi[\eta(i,u)]^\beta\} \quad \text{eğer } q \leq q_0 \quad (54)$$

İkinci yöntem, feromon izlerinin yoğunluğu ile orantılı olarak mevcut yollardan birinin seçilmesidir. Bu durumda, yol seçme olasılığı $1-q_0$ oranına bağlıdır. i noktasındaki bir karıncanın ziyaret edebileceği noktalar, yani daha önce gidilmemiş noktalar belirlenir. $j \in J_k(i)$ için seçim olasılıkları Denklem 55'teki gibi hesaplanır. Diğer durumlarda sıfırdır.

$$P_k(i,j) = \left\{ \frac{[\tau(i,j)]^\alpha \chi[\eta(i,j)]^\beta}{\sum_{u \in J_k(i)} [\tau(i,u)]^\alpha \chi[\eta(i,u)]^\beta} \right\} \quad (55)$$

Yol seçimi, belirlenen olasılıklara bağlı olarak yapılır ve feromon yoğunluğu yüksek olan yolların seçilme olasılığı daha fazladır. Feromon güncellemesi, çözüm uzayının araştırılması amacıyla gerçekleştirilir ve bu işlem tüm karıncalar turlarını tamamladıktan sonra uygulanır.

ACO uygulamalarında, farklı feromon yenileme kuralları kullanılmıştır. ACO'da feromon yenilemesi, yerel ve küresel olmak üzere iki aşamada gerçekleşir ve bir yoldaki toplam feromon seviyesi, yerel ve küresel feromon seviyelerinin toplamından oluşur.

Yerel feromon güncellemesi; t iterasyonuna kadar biriken feromon düzeyi $\tau_{ij}(t)$, t iterasyonundaki feromon düzeyi $\Delta\tau_{ij}^k(t+1)$, ve feromon buharlaşma katsayısı ρ ($0 \leq \rho \leq 1$) olmak üzere Denklem 56'daki gibi ifade edilir.

$$\tau_{ij}(t+1) = (1 - \rho)\tau_{ij}(t) + \sum_{k=1}^m \Delta\tau_{ij}^k(t+1) \quad (56)$$

k Karıncası (i, j) yolunu kullanmışsa $\Delta\tau_{ij}^k(t+1)$ Denklem 57'deki formül ile hesaplanır. k Karıncası (i, j) yolunu kullanmamışsa $\Delta\tau_{ij}^k(t+1)$ değeri sıfırdır.

$$\Delta\tau_{ij}^k(t+1) = \frac{1}{L^k(t+1)} \quad (57)$$

$L^k(t+1)$, k karıncasına ait toplam yol uzunluğunu temsil etmektedir. Yerel feromon güncellemesi, turları dinamik bir şekilde değiştirerek karıncalar için geçiş yapılan yolları daha çekici hale getirir. Karıncalar, her iterasyonda feromon miktarlarının değişimine bağlı olarak turlarını yeniden şekillendirirler. Bu süreç, sürekli olarak daha kısa turların keşfedilmesi amacını gütmektedir.

Küresel feromon güncellemesi; O anki iterasyonda en iyi sonuca ulaşan karıncanın izlediği yol üzerindeki feromon yoğunluğunu artırır ve iterasyonlar sırasında elde edilen en başarılı sonuçların belirli bir oranla bir sonraki iterasyonlara aktarılmasını sağlar. Küresel feromon güncellemesi Denklem 58'deki gibi ifade edilir.

$$\tau_{ij}(t+1) = (1 - \rho)\tau_{ij}(t) + \Delta\tau_{ij}^k(t+1) \quad (58)$$

(i, j) en iyi tura ait ise $\Delta\tau_{ij}^k(t+1)$ Denklem 59'daki formül ile hesaplanır. (i, j) en iyi tura ait değil ise $\Delta\tau_{ij}^k(t+1)$ değeri sıfırdır.

$$\Delta\tau_{ij}^k(t+1) = \frac{1}{L_{best}(t+1)} \quad (59)$$

$L_{best}(t+1)$ mevcut iterasyonda bulunan en iyi yolun uzunluğudur (Nagaraj & Murugananth, 2010; Kapukaya, 2019).

1.8.2. Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), doğada gözlemlenen kuş sürüsü veya balina grubu gibi sosyal organizmaların grup davranışlarını taklit eden bir optimizasyon algoritmasıdır. 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından geliştirilen bu algoritma, özellikle sürekli ve kesikli optimizasyon problemlerini çözmede etkili bir yöntem olarak kabul edilmektedir. PSO, çözüm uzayında bulunan potansiyel çözümler (parçacıklar) arasındaki etkileşimlere dayalı olarak en iyi çözümü arar (Kennedy & Eberhart, 1995).

PSO algoritması, her biri çözüm uzayında belirli bir pozisyonda bulunan ve hızlarıyla hareket eden parçacıklardan oluşan bir sürü (swarm) kullanır. Her parçacık, kendisinin en iyi çözümünü (p kişisel en iyi, $pbest$) ve sürüsünün en iyi çözümünü (g global en iyi, $gbest$) takip eder. Parçacıklar, bu iki bilgiyi kullanarak hızlarını günceller ve çözüm uzayında ilerlerler. Her iterasyonda, parçacıkların hızları ve konumları, Denklem 60 ve Denklem 61'teki formüllerle güncellenir:

$$V_i^{(k+1)} = w * V_i^{(k)} + c_1 * r_1 * (x_{i,best}^{(k)} - x_i^{(k)}) + c_2 * r_2 * (x_{gbest}^{(k)} - x_i^{(k)}) \quad (60)$$

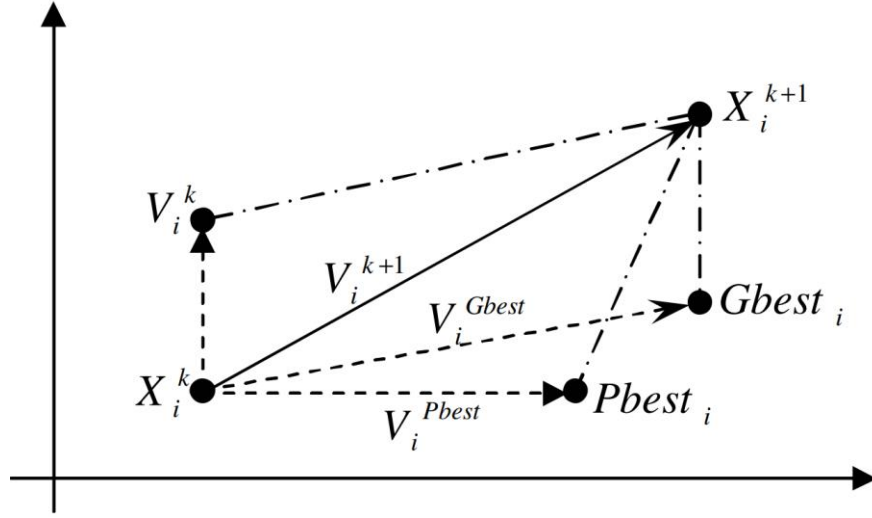
$$x_i^{(k+1)} = x_i^{(k)} + V_i^{(k+1)} \quad (61)$$

Denklem 60'ta yer alan c_1 ve c_2 , sabit pozitif hızlanma katsayılarıdır ve genellikle $c_1 = c_2 = 2$ olarak kabul edilir. r_1 ve r_2 , her iterasyonda yenilenen rastgele sayılardır ve 0 ile 1 arasında değer alır. w ise eylemsizlik ağırlığıdır ve genellikle 0.1 ile 1 arasında bir değere sahiptir (Kapukaya, 2019). $pbest$ ve $gbest$ değerleri Denklem 62 ve Denklem 63'teki gibi ifade edilir.

$$pbest_{i,best}^{(k)} = x_{i,best}^{(k)} = \begin{cases} x_{i,best}^{(k-1)} & \text{eğer } f(x_i^{(k)}) \geq f(x_{i,best}^{(k-1)}) \\ x_i^{(k)} & \text{değilse} \end{cases} \quad (62)$$

$$gbest^{(k)} = x_{gbest}^{(k)} = \min\{f(x_{1,best}^{(k)}), f(x_{2,best}^{(k)}), \dots, f(x_{n,best}^{(k)})\} \quad (63)$$

PSO algoritmasında, parçacıklar her iterasyonda arama alanındaki konumlarını değiştirirler. PSO'daki parçacıkların arama alanındaki hareketi, Şekil 42'de gösterilmiştir.



Şekil 42. PSO parçacıklarının hareketinin vektörel gösterimi (Allaoua, Gasbaoui, & Mebarki, 2009)

Şekil 42’de verilen ifadelerin açıklaması aşağıdaki gibidir.

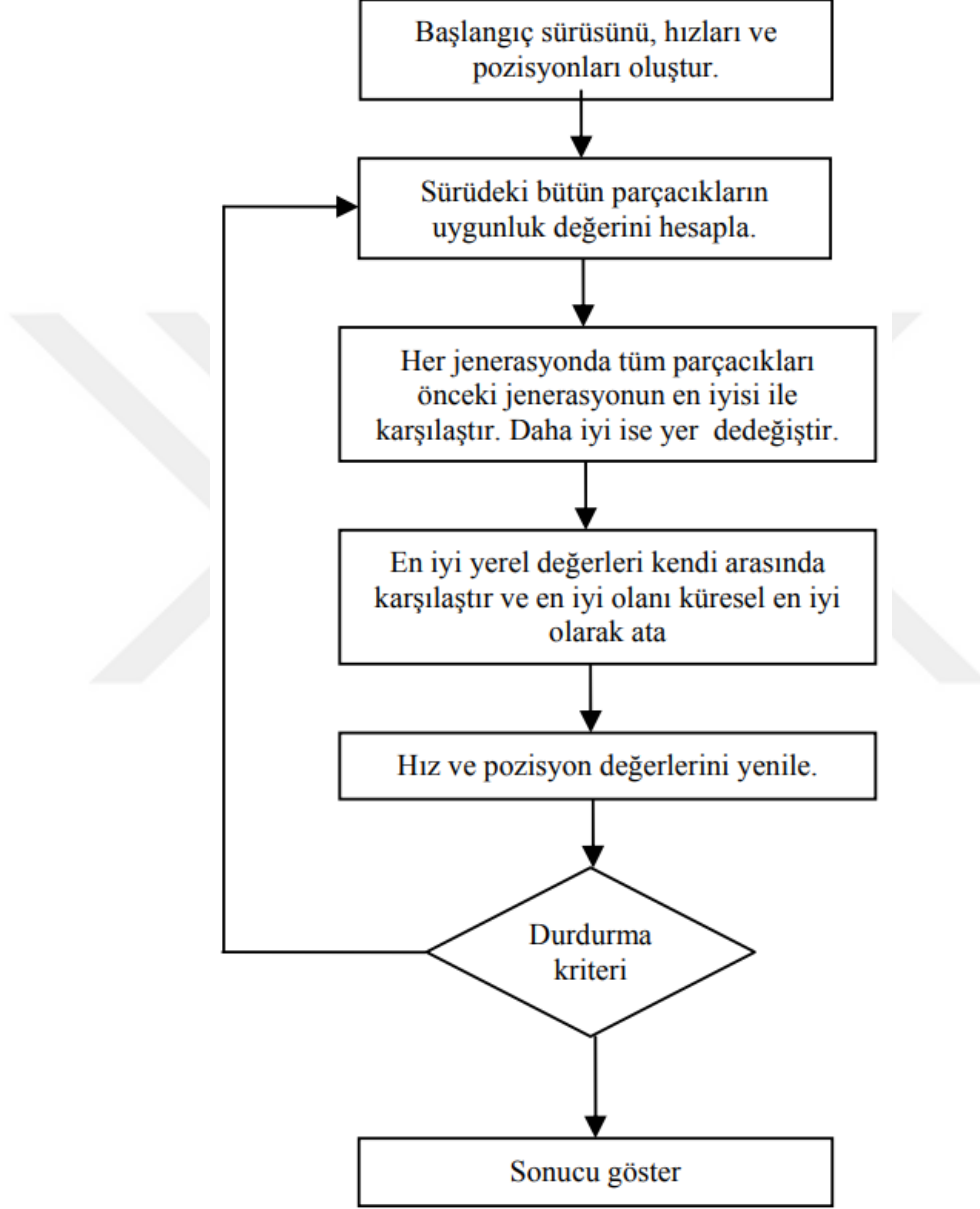
- $x_i^{(k)}$: Parçacığın anlık konumu.
- $x_i^{(k+1)}$: Parçacığın bir sonraki konumu,
- $V_i^{(k)}$: Parçacığın anlık hızı.
- $V_i^{(Pbest)}$: Pbest parçacığının hızı,
- $V_i^{(Gbest)}$: Gbest parçacığının hızı.

Parçacık Sürü Optimizasyonu algoritması aşağıdaki adımlar doğrultusunda çalışır:

1. Adım: Parçacıkların başlangıç konumları (x_i), arama uzayında rastgele olarak belirlenir.
2. Adım: Parçacıkları değerlendirmek için sürüdeki parçacıkların tamamının uygunluk değerleri hesaplanır.
3. Adım: Bir parçacığın konumunun uygunluk değeri, kendi yerel en iyi konumunun uygunluk değerinden daha iyi ise, bu konum yerel en iyi konum (Pbest) olarak güncellenir.
4. Adım: Yerel en iyi konuma sahip parçacıklar arasından en yüksek uygunluk değerine sahip olan, küresel en iyi konum (gbest) olarak belirlenir.
5. Adım: Parçacıkların hız ve konumları, Denklem 60 ve Denklem 61’e göre güncellenir.

6. Adım: Algoritma, durdurma kriterine ulaşıncaya kadar 3.Adımdan itibaren tekrar edilir.

PSO Algoritmasına ait temel akış diyagramı Şekil 43'te gösterilmiştir.



Şekil 43. PSO algoritması temel akış diyagramı

Uygunluk fonksiyonu, her iterasyonda mevcut popülasyondaki parçacıkları değerlendirmek amacıyla kullanılır. Bu fonksiyon, bir parçacığın popülasyondaki çözümle ne kadar uyumlu olduğunu belirler. Algoritma, iterasyon sayısı belirlenen maksimum seviyeye ulaştığında veya uygunluk değeri istenen sonuca eriştiğinde sonlanır. Algoritma

sonunda elde edilen küresel en iyi konum, problemin çözümü olarak kabul edilir (Özsağlam, Yasin, & Çunkaş, 2008).

1.8.3. Yapay Arı Kolonisi Algoritması

Yapay arı kolonisi algoritması (Artificial Bee Colony Algorithm, ABC), 2005 yılında doğadan esinlenen bilim insanı Derviş Karaboğa tarafından geliştirilmiştir. ABC doğal arıların yemek bulma ve toplama davranışlarını taklit eden bir metasezgisel optimizasyon yöntemidir. Arıların doğada en verimli şekilde nasıl hareket ettikleri gözlemlenerek geliştirilmiş olan ABC algoritması, karmaşık optimizasyon problemlerine çözüm arayan bir tekniktir. ABC, özellikle sürekli ve kesikli optimizasyon, fonksiyon optimizasyonu, makine öğrenimi ve yapay zeka uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

ABC Algoritması, bir arı kolonisi tarafından gerçekleştirilen iki ana davranışı taklit eder: arama ve değerlendirme. Arılar, besin kaynağını bulma sürecinde başlangıçta rastgele bölgelere dağılarak bölgede en iyi kaynağı bulmak için sistematik bir şekilde arama yaparlar. En iyi kaynakları buldukça, bu kaynaklar üzerinde daha fazla yoğunlaşarak bilgi paylaşımı yaparlar. ABC algoritmasında da benzer şekilde, çözüm uzayında potansiyel çözümler (parçacıklar) bulunur ve bu çözümler üzerinde bilgi paylaşımı yapılır. ABC Algoritmasının akışı aşağıdaki gibi açıklanabilir (Akay & Karaboga, 2012).

Başlangıç yiyecek kaynağı noktalarının üretilmesi: Eğer arama alanı, yiyecek kaynağı noktalarını içeren kovanın çevresi olarak kabul edilirse, algoritma, arama alanındaki çözümlere karşılık gelen yiyecek kaynağı noktalarını rastgele üreterek başlar. Başlangıç yiyecek kaynakları, Denklem 64'te ifade edildiği üzere parametrelerin sınırları içinde rastgele üretilir.

$$x_{ij} = x_j^{min} + rand(0,1)(x_j^{max} - V_j^{min}) \quad (64)$$

Denklemden i ve j yiyecek kaynağı sayısını ve D optimizasyon parametrelerinin sayısını temsil eder. Ayrıca, çözüm denemelerinin sayısını saklayan sayaçlar bu aşamada sıfırlanır. Başlangıç aşamasının ardından, yiyecek kaynaklarının (çözümlerin) popülasyonu, çalışan arılar, izleyen arılar ve kâşif arıların arama süreçlerinin tekrarlanan döngülerine tabi tutulur. ABC algoritması için bitiş kriterleri, maksimum döngü sayısına ulaşmak veya belirli bir hata toleransının sağlanması olabilir.

Çalışan arıları yiyecek kaynağı noktalarına göndermek: her çalışan arı yalnızca bir yiyecek kaynağı noktasıyla ilişkilidir. Bu nedenle, yiyecek kaynağı noktalarının sayısı, çalışan arıların sayısına eşittir. Bir çalışan arı, hafızasında bulunan yiyecek kaynağının (çözümün) konumunu yerel bilgilere (görsel bilgilere) bağlı olarak bir değişiklik yaparak bulur ve ardından bu yeni yiyecek kaynağının kalitesini değerlendirir. ABC algoritmasında, bir komşu yiyecek kaynağının bulunması Denklem 65 ile tanımlanır.

$$\vartheta_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj}) \quad (65)$$

x_i , Her yiyecek kaynağı noktasının komşuluğu, yiyecek kaynağı ϑ_i , $j \in [1, D]$ aralığında rastgele bir tamsayı ve $k \in \{1, 2, \dots, SN\}$ aralığından rastgele seçilen bir indekstir, ancak bu indeks i 'den farklı olmalıdır. ϕ_{ij} , $[-1, 1]$ aralığında düzgün dağılım gösteren rastgele bir gerçek sayıdır.

Belirlenen sınırlar içinde ϑ_i üretildikten sonra, minimizasyon problemi için bir uygunluk değeri (fitness) ϑ_i Denklem 66 ile atanabilir.

$$fitness_i = \begin{cases} 1/(1 + f_i), & f_i \geq 0 \\ 1 + abs(f_i), & x \geq 0 \end{cases} \quad (66)$$

Burada f_i , çözüm ϑ_i 'nin maliyet değerini temsil etmektedir. Maksimizasyon problemlerinde, maliyet fonksiyonu doğrudan bir fitness fonksiyonu olarak kullanılabilir. Daha iyi olan x_i ve ϑ_i arasında bir seçim uygulanır. x_i ve ϑ_i 'deki besin kaynaklarının nektar miktarını temsil eden fitness değerlerine göre daha iyisi seçilir. Eğer ϑ_i 'deki kaynak, x_i 'dekinden karlılık açısından üstünse, çalıştırıcı arı yeni konumu hatırlar ve eski konumu unuttur. Aksi takdirde, önceki konum hafızada saklanır. Eğer x_i geliştirilemiyorsa, deneme sayısını tutan sayaç 1 artırılır, aksi takdirde sayaç sıfırlanır.

Olasılıksal seçimde yer alan olasılık değerlerinin hesaplanması: Tüm çalıştırıcı arılar arama işlemlerini tamamladıktan sonra, nektar miktarları ve kaynaklarının konumlarıyla ilgili bilgilerini dans alanında izleyici arılarıyla paylaşırlar. Bu, ABC algoritmasındaki yapay arıların çoklu etkileşim özelliğidir. Bir izleyici arı, tüm çalıştırıcı arılardan aldığı nektar bilgilerini değerlendirir ve nektar miktarına bağlı bir olasılıkla bir besin kaynağı alanı seçer. Bu olasılıksal seçim, popülasyondaki çözümlerin fitness değerlerine bağlıdır. Bu adımda, farklı çözümler üretilirken, kaynakların kalitesi belirli bir olasılık doğrultusunda seçilir.

Böylece, gözcü arılar yiyecek kaynaklarına, kaynakların kalitesine bağlı olarak, Denklem 67'de belirtilen olasılık ile yönlendirilir.

$$p_i = \frac{fitness_i}{\sum_{i=1}^{SN} fitness_i} \quad (67)$$

Bu olasılıksal seçim aşamasında, yiyecek kaynaklarının nektar miktarı (çözümlerin fitness değeri) arttıkça, bu kaynakları ziyaret eden gözcü arıların sayısı da artar. Bu, ABC algoritmasının olumlu geri besleme özelliğidir.

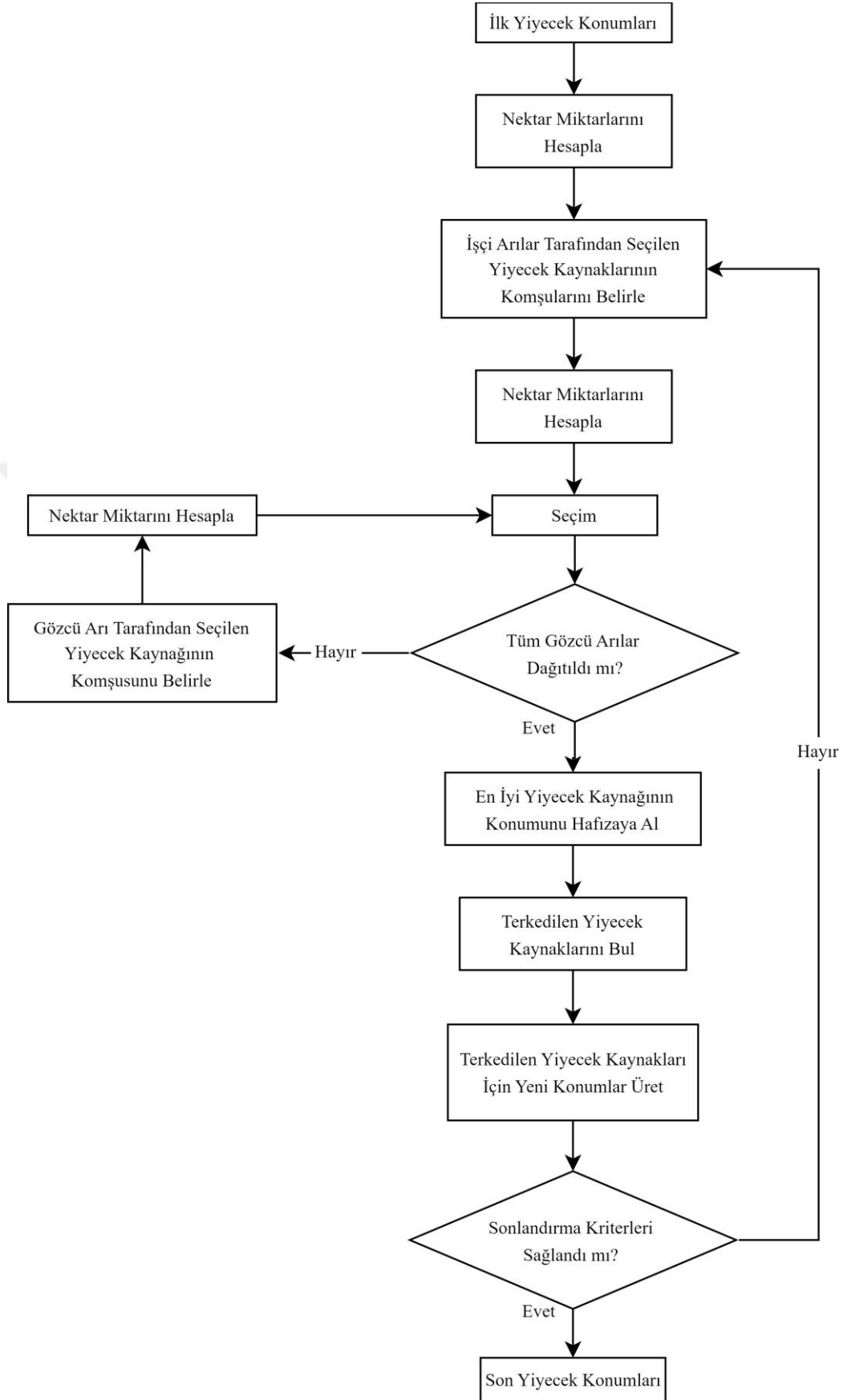
İşçi arılar tarafından sağlanan bilgilere dayalı olarak gözcü arıların yiyecek kaynağı seçimi: ABC Algoritmasında, her kaynak için $[0,1]$ aralığında rastgele bir reel sayı üretilir. Eğer o kaynağa ait olasılık değeri (p_i), bu rastgele sayıdan büyükse, gözcü arı, işçi arıdaki gibi Denklem 65 kullanılarak bu yiyecek kaynağının konumunda bir değişiklik yapar. Kaynak değerlendirildikten sonra, seçim uygulanır ve gözcü arı ya eski konumu unutarak yeni konumu hafızasına kaydeder ya da eski konumu saklamaya devam eder. Eğer çözüm x_i geliştirilemiyorsa, deneme sayısını tutan sayaç 1 artırılır; aksi takdirde sayaç sıfırlanır. Bu işlem, tüm gözcü arılar yiyecek kaynaklarına dağıtılana kadar tekrarlanır.

Vazgeçme Kriterleri, Limit ve izci üretimi: Bir döngüde, tüm işçi arılar ve gözcü arılar arama işlemlerini tamamladıktan sonra, algoritma terkedilmesi gereken herhangi bir tükenmiş kaynağın olup olmadığını kontrol eder. Bir kaynağın terkedilip terkedilmeyeceğine karar vermek için, arama sırasında güncellenen sayaçlar kullanılır. Eğer sayaç değerinin, ABC algoritmasının kontrol parametresi olan "limit" değerinden büyükse, bu sayaçla ilişkilendirilen kaynak tükenmiş kabul edilir ve terkedilir. Kendisinin terk ettiği yiyecek kaynağı, izci arı tarafından keşfedilen yeni bir yiyecek kaynağı ile değiştirilir; bu durum, ABC algoritmasının kendiliğinden organizasyonundaki negatif geri besleme mekanizması ve dalgalanma özelliğini temsil eder. Bu, rastgele bir konum üreterek ve terkedilen kaynakla değiştirilerek simüle edilir. Terkedilen kaynağın x_i olduğunu varsayalım, o zaman izci arı x_i ile değiştirilecek yeni bir yiyecek kaynağı keşfeder. Temel ABC algoritmasında, her döngüde yalnızca bir kaynağın tükenmiş olabileceği ve yalnızca bir işçi arının izci olabileceği kabul edilir. Eğer birden fazla sayaç "limit" değerini aşarsa, bunlardan en büyük olanı programatik olarak seçilebilir (Akay & Karaboga, 2012).

Tüm bu birimler ve aralarındaki etkileşimler Şekil 44'te bir akış diyagramı olarak gösterilmiştir.

ACO algoritması, dönüştürücü sisteminde bozucu etkiler altında kararlı bir kontrol performansı sağlamak ve çıkış gerilimini referans değerine daha hızlı ve doğru bir şekilde oturtmak amacıyla tercih edilmiştir. Bu algoritma, çok sayıda parametreye sahip kontrol tasarımlarında etkili bir çözüm sunmasını sağlamaktadır. Benzer şekilde, hızlı yakınsama kabiliyeti ile öne çıkan PSO algoritması, sistemin dinamik performansını iyileştirmek ve çıkış geriliminin hızlı bir şekilde referans değerine ulaşmasını sağlamak için kullanılmıştır. Çok boyutlu optimizasyon problemlerinde etkili bir yöntem olan ABC algoritması ise geniş bir çözüm arama alanında optimum parametre kombinasyonlarını tespit ederek, sistemin bozucu etkiler altında daha kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak için tercih edilmiştir.





Şekil 44. ABC algoritması temel akış diyagramı

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

Bu tez çalışmasında üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün PI denetleyici ile çıkış gerilimi kontrolü gerçekleştirilmiştir. Denetleyici parametreleri ise ACO, PSO ve ABC algoritmaları kullanılarak belirlenmiştir. DAB3 benzetim modeli MATLAB/Simulink ortamında elde edilmiştir. Algoritma kodları ise MATLAB m-file dosyasına yazılarak Simulink dosyası ile çalıştırılmış ve sonuçlar elde edilerek yorumlanmıştır. Tasarlanan kontrol sisteminin etkinliği ise çıkış geriliminin farklı referans değerleri için referans takip problemi, giriş gerilimindeki değişiklikler karşısında çıkış gerilimini referans takibi, kaçak endüktans değişikliği ve anahtarlama elemanı arızası durumlarında çıkış gerilimi referans takibi problemleri üzerinden incelenmiştir.

2.1. Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı

Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün tasarımı için literatürde bulunmuş olan denklemler üzerinden devre parametrelerinin hesaplanması yapılmıştır. İncelenen dönüştürücünün genel çıkış güç ifadesi Denklem 29'da verilmiş ve devre elemanlarına göre düzenlenmiş hali Denklem 30 ve Denklem 31'de gösterilmiştir. Denklem 30 ve Denklem 31'e bakıldığında dönüştürücü için kaçak endüktans seçimi, istenilen faz kayması, anahtarlama çalışma frekansı ve transformatör dönüştürme oranı en önemli faktörlerdir. Bu faktörlerin hepsi birbirleriyle ilişkili olduğundan herhangi birinin seçiminde diğeri doğrudan etkiye sahiptir. Dönüştürücü devresinde seçilen parametreler Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü devre parametreleri

Faz Kayması	$-90^\circ < \phi < 90^\circ$
Kaçak Endüktans	36 μH
Transformatör Dönüştürme Oranı	1
Frekans	100 kHz
Yük Direnci	26 Ω
Giriş Gerilimi	800 V
Çıkış Gerilimi	500 V
Çıkış Akımı	19,23 A
Kapasite	470 μF

Faz kayma açısının ($-90^0 < \phi < 90^0$) bu aralıkta olması, Şekil 26'da görüldüğü üzere çift aktif köprülü dönüştürücülerde güç akışının hem ileri hem geri yönde kontrol edilmesine olanak tanır. Bu aralık, enerji akışının verimli şekilde kontrol edilmesi için tasarlanmış bir sistemde, anahtarlar arasındaki ideal anahtarlama gecikmesini sağlar böylece hem güç transferi optimize edilir hem de verimlilik artırılır.

Kaçak endüktans değeri, trafonun yapısına bağlı olarak, enerji depolama kapasitesini ve yüksek frekansta oluşabilecek dalgalarda sönümlenmesini dengelemek amacıyla belirlenmiştir. $36 \mu H$, sistemle rezonans etkilerinin önlenmesi ve aşırı akım darbelerinin bastırılması için optimize edilmiş bir değerdir.

Transformatör dönüştürme oranının 1 seçilmesi, giriş ve çıkış arasında bir gerilim yükseltme veya düşürme ihtiyacı olmadığını ve izolasyon amaçlı bir transformatör kullanıldığını ifade eder. Bu oran sisteminin basitleştirilmesi ve kayıpların azaltılması için seçilmiştir.

Yüksek anahtarlama frekansı, dönüştürücüdeki pasif elemanların boyutlarını küçültür ve sistemin dinamik cevabını iyileştirir. 100 kHz , hem verimlilik hem de elektromanyetik girişim açısından uygun bir denge sağlar.

Yük direnci, sistemin güç ihtiyacına göre belirlenmiştir. Bu değer çıkış gerilimi ve akımına uygun bir yük şartını temsil eder ve sistemin kararlı çalışmasını destekler.

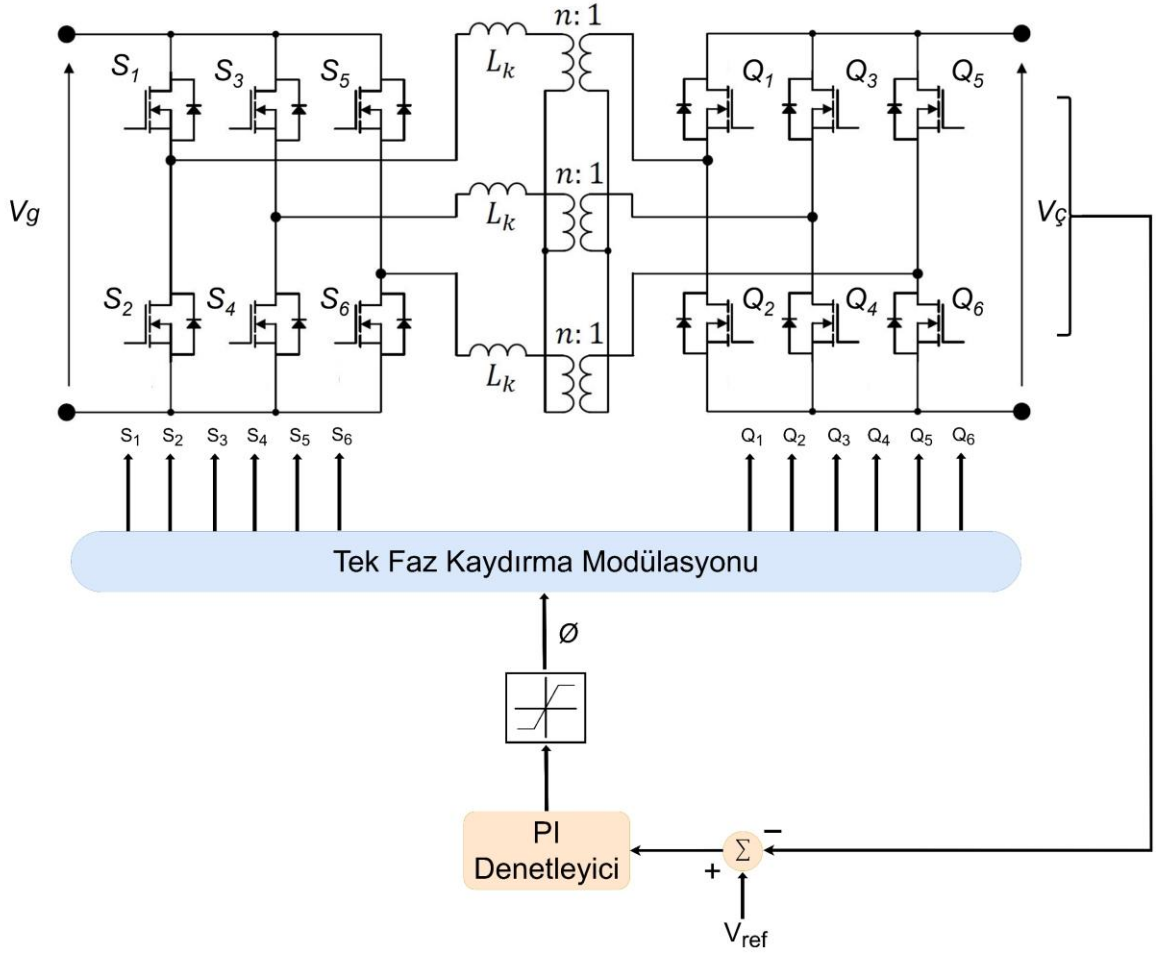
Giriş geriliminin 800 V , çıkış geriliminin ise 500 V olarak seçilmesinin temel nedeni, sistemin şarj istasyonu altyapısıyla uyumlu çalışmasını sağlamak ve güç aktarım verimliliğini artırmaktır. Şarj istasyonlarında kullanılan DC/DC dönüştürücü, girişinde üç fazlı Vienna doğrultucudan gelen $700\text{--}800 \text{ V}$ aralığındaki doğrultulmuş bara gerilimi ile beslenmektedir. Bu doğrultucu ve ona entegre edilmiş üç fazlı güç faktörü düzeltme devresi, yüksek giriş gerilimlerinde daha iyi verimlilik sağladığından, DAB dönüştürücüsünün bu gerilim aralığında çalışması gerekmektedir.

Çıkış geriliminin 500 V olarak belirlenmesi ise, dönüştürücünün elektrikli araç bataryalarına uyumlu şekilde güç sağlamasını ve hızlı şarj süreçlerini desteklemesini amaçlamaktadır. Yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmak, manyetik bileşenlerin boyutlarının küçültülmesine olanak tanırken, daha yüksek bara gerilimleriyle çalışmak, aynı akım seviyesinde daha fazla güç transfer edilmesini mümkün kılar. Bu durum, bakır iletken ihtiyacını azaltarak dönüştürücünün güç yoğunluğunu artırırken, sistemin genel verimliliğini de iyileştirir.

Çıkış kapasitesi, yükteki gerilim dalgalanmalarını azaltmak ve enerji depolama ihtiyacını karşılamak amacıyla belirlenmiştir. 470 μF sistemin hem dinamik yük değişimlerine cevap verebilmesini hem de sabit bir çıkış gerilimi sağlamasını destekler.

Genel olarak devre parametrelerinin belirlenmesinde Texas Instruments firmasının TIDA-010054 numaralı kaynakta belirtilen tasarım aşamaları kullanılmıştır (URL-1, 2024).

Şekil 45'te ise sistemin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 45. Üç fazlı DAB kontrolü blok diyagramı

Şekil 45'te blok diyagramı verilen üç fazlı DAB sisteminin MATLAB ortamında elde edilen benzetim modeli Ek 2'de detaylı olarak sunulmuştur. Benzetim devresinde örnekleme periyodu 1ms olarak belirlenmiştir ve devre şeması MATLAB/Simulink kütüphanesinden alınan elemanlar kullanılarak oluşturulmuştur. Giriş gerilimi, kontrollü bir gerilim kaynağı ile sağlanmış olup, bu gerilimin değeri komut satırı üzerinden dinamik olarak ayarlanmıştır.

Anahtarlama elemanları olarak, kapalı durum iletkenliği 1×10^{-5} olan 12 adet MOSFET tercih edilmiştir.

DAB dönüştürücünün Simulink ortamında tasarlanan modeli, ideal parametreler kullanılarak oluşturulmuştur. Anahtarlama süreçlerinde oluşan kayıpların oldukça düşük seviyelerde olması nedeniyle bu kayıplar analiz kapsamında göz ardı edilmiştir. Devrede, üç fazlı ve iki sargılı bir transformatör kullanılmıştır. Bu transformatörün nominal görünür gücü 25 kVA olarak belirlenmiş olup, çalışma frekansı 100 kHz'dir. Birincil sargı yıldız bağlantılı ve topraklanmış nötr yapıdadır ve nominal gerilimi 800V olarak tanımlanmıştır. İkincil sargı da aynı bağlantı tipine sahip olup, nominal gerilimi 500V olarak ayarlanmıştır.

Benzetim devresinde, faz açısını 90° ile sınırlayan bir kontrol bloğu eklenmiştir. Referans gerilim değişimleri için adım bloğu kullanılarak sistemin dinamik davranışı incelenmiştir. Ayrıca, dönüştürücü için tek faz kaydırma modülasyon yapısı Ek 4'deki gibi oluşturulmuştur. Bu yapı, DAB dönüştürücüsünde kullanılan bir PWM (Pulse Width Modulation) üretici ve buna bağlı faz kayması ile frekans kontrolünü içeren bir sinyal işleme sistemini temsil etmektedir. PWM üretici, giriş sinyallerini işleyerek istenilen dalga formunu üretmekte ve bu sinyal, güç anahtarlarına iletilmektedir. Çıkış frekansı 100 kHz olarak ayarlanmış ve faz kayması kontrolcü çıkışına dayandırılmıştır.

Amaç fonksiyonlarının hesaplanması ve hata değerlerinin belirlenmesi için özel blok yapıları oluşturulmuş ve bu hesaplamalar çalışma alanına aktarılmıştır. L1, L2 ve L3, transformatörün kaçak endüktanslarını temsil etmektedir.

Üç fazlı DAB MATLAB/Simulink benzetiminin PSO algoritması ile optimizasyon kodları Ek 3'te verilmiştir. Örnek olarak verilen kodlar ve Simulink/Simulation penceresi kullanılarak benzetiminin süresi 0,1 saniye olarak belirlenmiş ve algoritmalar 50 iterasyon boyunca çalıştırılarak en düşük hata değerine sahip olan uygun P ve I parametreleri tespit edilmiştir. Benzetim süresinin kısa tutulmasının temel amacı, sistemin hedeflenen çıkış gerilimine en kısa sürede ulaşmasını sağlamak ve optimizasyon algoritmalarının belirlenen iterasyon sayısı içerisinde hızlı ve verimli bir şekilde sonuç üretmesini sağlamaktır.

Benzetim süresi veya iterasyon sayısının artırılması, optimizasyon algoritmalarının daha geniş bir arama uzayında çalışmasını sağlamakla birlikte, sonuca ulaşmak için daha fazla zaman gerektirecektir. Bununla birlikte, iterasyon sayısının aşırı derecede azaltılması durumunda ise arama uzayında yeterli düzeyde keşif yapılamayacağından, hedeflenen sonuca ulaşmak mümkün olmayabilir. Bu nedenle, benzetim zamanı ve iterasyon sayısı hem algoritma performansını hem de sistemin verimliliğini optimize edecek şekilde dikkatlice

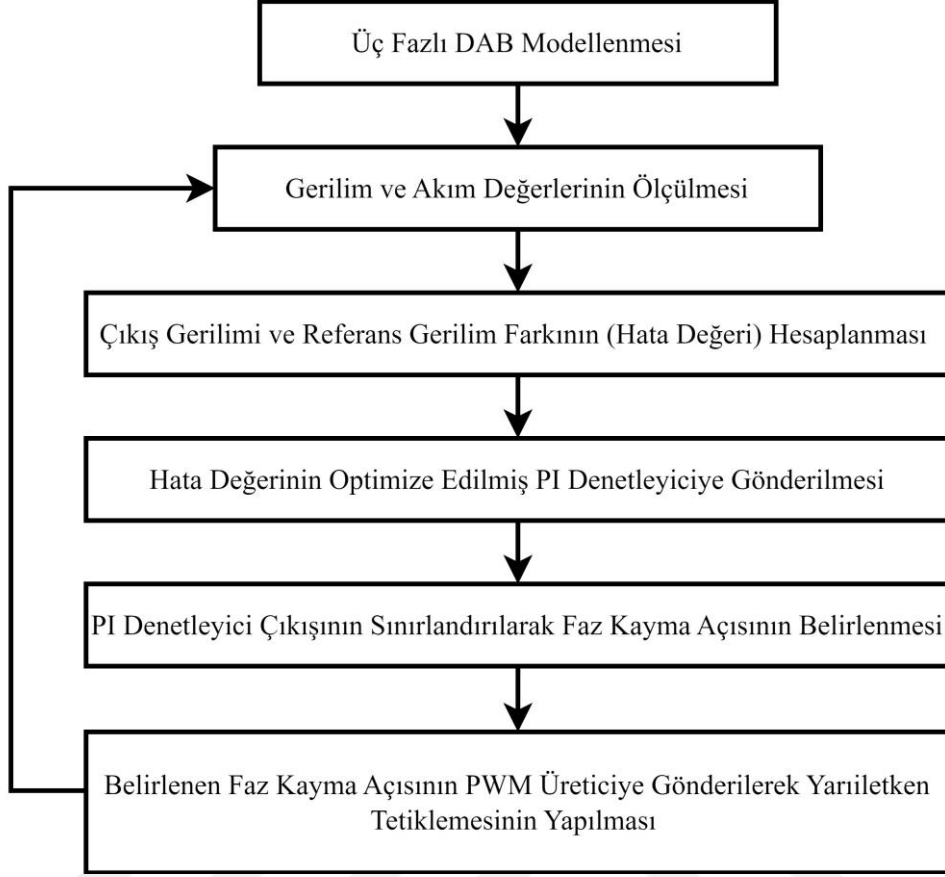
belirlenmiştir. Ayrıca, kısa bir benzetim süresi ile, sistemin dinamik özellikleri hızlı bir şekilde analiz edilmiş ve kontrol parametrelerinin hızlı tepki verecek şekilde optimize edilmesi sağlanmıştır. Böylece hem zaman verimliliği sağlanmış hem de kontrol algoritmalarının doğruluğu ve kararlılığı artırılmıştır.

Optimizasyon algoritmaları, amaç fonksiyonlarını minimize ederek en uygun PI kontrolör parametrelerini belirlemek amacıyla kullanılmıştır. Bu süreçte, algoritmalar, kontrol sisteminin performans kriterlerini optimize etmek ve hata değerlerini minimum seviyeye indirmek için tasarlanmıştır.

2.2. Üç Fazlı Çift Aktif Köprülü DA-DA Dönüştürücünün Kontrol Yöntemi Tasarımı

Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün kontrolü yapılırken Şekil 41 ve Şekil 45'te görüldüğü gibi referans gerilim değerinden çıkış geriliminin farkı alınır. Alınan fark, hata değerini belirtir. Bu hata değerini minimuma düşürecek şekilde kontrolcü çalışma yapar. Kontrolcü çıkışı tek faz kaydırma modülasyon tekniği için faz kayma açısını belirler. Tek faz kaydırma modülasyon tekniğinde en iyi güç akışını sağlayacağı açı değeri 90° dir (Denklem 29). Bu sebeple hata değeri ne kadar büyük olursa olsun kontrolcü çıkışı oluşan faz açısının 90° yi geçmemesini sağlamak için kontrolcü çıkışında faz açısı sınırlandırılmıştır. Kontrolcü tarafından belirlenen, sınırlandırıcı çıkışı elde edilen faz kayma açısı, birincil köprü ile ikinci köprü arasındaki anahtarlama elemanlarının faz kayma açısı olacak şekilde anahtarlama elemanları tetiklenir. Birincil aktif köprüden, ikincil aktif köprüye gerçekleştirilen güç aktarımı ile elde edilen çıkış gerilimi, referans gerilimi ile karşılaştırılarak yeni bir hata değeri elde edilir. Şekil 46'da gösterilen akış şemasında olduğu gibi elde edilen yeni hata değeri doğrultusunda yeni faz açısı belirlenmekte ve benzetim devresi, hata değerini sıfıra indirmek amacıyla döngüsel bir çalışma sergilemektedir.

Oluşturulan dönüştürücü sisteminde referans olarak çıkış gerilimi 500V seçilmiştir. Çıkıştan alınan gerilimin referans değere göre kontrolü yapılarak dönüştürücünün farklı referans değerlerine karşı yük altında çalışması incelenmiştir. Ayrıca dönüştürücü giriş gerilim değişikliği, kaçak endüktans değişikliği, anahtarlama elemanı arızası gibi bozucu etkiler altında çalışması incelenmiştir. Bu çalışmada, diğer hata tabanlı amaç fonksiyonlarına kıyasla daha az salınım ve aşım avantajı sağlaması nedeniyle amaç fonksiyonu olarak ITAE tercih edilmiştir (Şahin, Akyazı, Şahin, & Çakır, 2021).

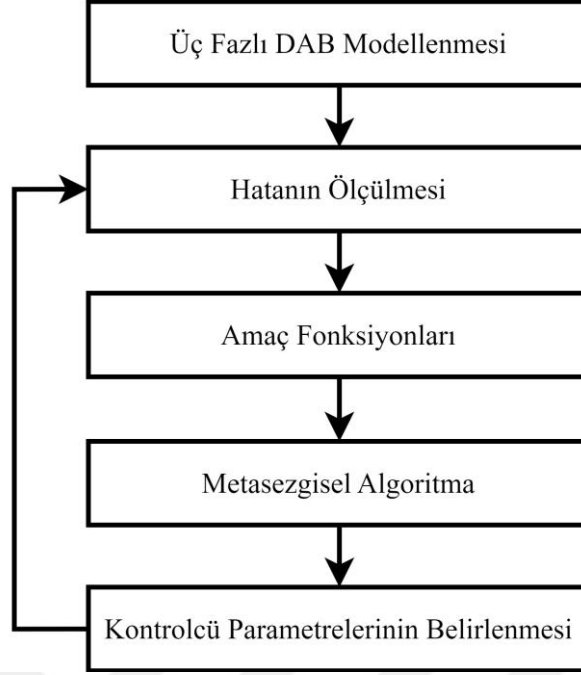


Şekil 46. Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün akış şeması

2.3. Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi

Bu çalışmada, PI kontrolcü parametrelerinin belirlenebilmesi için ITAE, ITSE, IAE, ISE amaç fonksiyonları ile Parçacık Sürü Optimizasyonu, Yapay Arı Kolonisi ve Karınca Kolonisi metasezgisel algoritmaları kullanılmıştır. Şekil 47’de görüldüğü gibi ölçülen hata değeri amaç fonksiyonlarına iletilmektedir. Amaç fonksiyonları çıkışı elde edilen hata değerleri metasezgisel algoritmalarda hatayı minimize etmek için kullanılır. Metasezgisel algoritmalar iterasyon sayısınca benzetimi tekrarlayıp, amaç fonksiyonlarınca iletilen hatayı en düşük tutacak kontrolcü parametrelerini arama uzayında bulmaya çalışır. Eşit koşullar altında adil bir değerlendirme yapabilmek adına kullanılan metasezgisel algoritmaların tamamında iterasyon sayısı 50 ve popülasyon sayısı 15 olarak seçilmiştir.

PSO, ABC ve ACO Optimizasyon teknikleri ile ITAE, IAE, ISE amaç fonksiyonları kullanılarak optimize edilen PI parametreleri Tablo 2’de yer almaktadır.



Şekil 47. Kontrolcü parametrelerinin belirlenmesi akış şeması

Tablo 2. Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü devre parametreleri

Algoritma	ITAE	ITSE	IAE	ISE	P Değeri	I Değeri
PSO	0,007425	0,514600	0,2129	10,5100	2,0103	100,0000
ABC	0,007632	0,516500	0,2267	10,6400	1,5304	94,6739
ACO	0,008147	0,512500	0,1721	10,2600	11,4715	95,045

En düşük ITAE maliyet değeri PSO optimizasyon tekniği ile 27 saat 32 dakika süren benzetim çalışması sonucu elde edilmiştir. PSO optimizasyon tekniği ile elde edilen, en düşük hata değerini veren Tablo 3'te değerleri verilen kontrolcü parametreleri, benzetim devresinde kullanılmıştır.

Tablo 3. PSO optimizasyon tekniği ile elde edilen kontrolcü parametreleri

Algoritma	ITAE	ITSE	IAE	ISE	P Değeri	I Değeri
PSO	0,007425	0,514600	0,2129	10,5100	2,0103	100,0000

Metasezgisel algoritmalar ile elde edilen en düşük ITAE değerine sahip kontrolcü parametrelerinin çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücü devresindeki verimliliği, çalışmanın devamında yapılan benzetim çalışmaları ile gözlemlenmiştir.

3. BULGULAR VE TARTIŞMA

Çalışmanın bu bölümünde, tasarlanan ve denetimi yapılan üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün MATLAB/Simulink ortamında elde edilmiş sonuçları sunulacaktır. Tablo 3'te bulunan değerler kullanılarak oluşturulan dönüştürücü benzetim devresinde anahtarlama elemanlarının kontrolü için tek faz kaydırma yöntemi kullanılmıştır. PI denetleyici ile kontrol edilen benzetim devresinde referans gerilim değişimi analizi yapılarak dönüştürücünün performansı gözlemlenmiştir. PI denetleyici parametrelerinin metasezgisel algoritmalar ile optimize edilerek dönüştürücü performansı iyileştirilmiştir. Optimize edilen PI denetleyici üzerinde referans gerilim değişimi, giriş geriliminde bozulma, yük değişimi, kaçak endüktans bozulma ve anahtarlama elemanı bozulma analizleri yapılmıştır.

3.1. Optimize Edilmemiş PI Denetleyicisi ile Referans Gerilim Değişimi Analizi

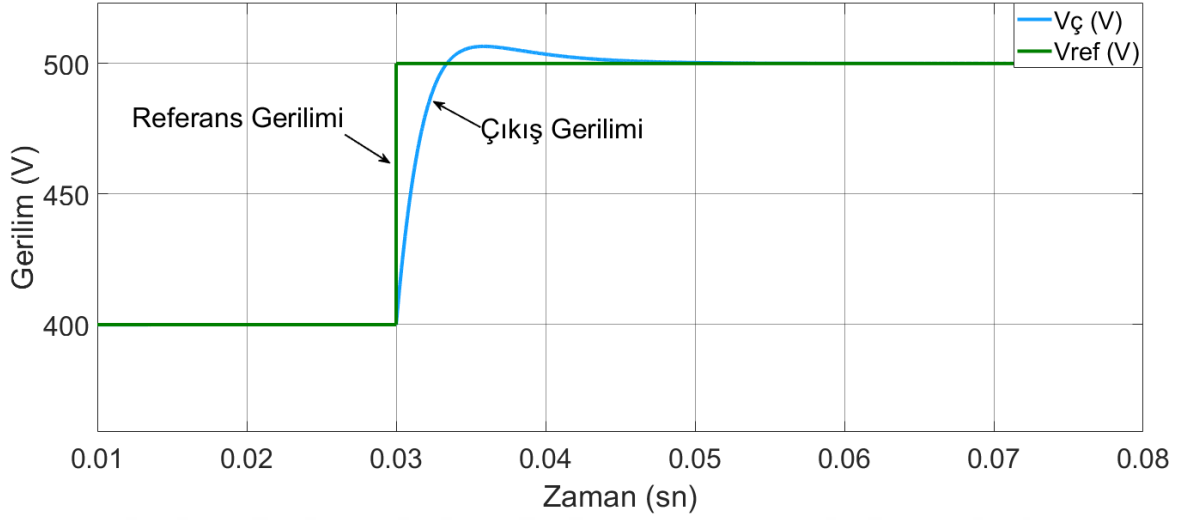
MATLAB/Simulink ortamında tasarlanan dönüştürücüde Tablo 3'te bulunan değerler kullanılmıştır. Deneme yanılma yöntemi ile belirlenen PI denetleyici parametreleri P değeri 0,3, I değeri 60 seçilerek benzetim çalıştırılmış olup referans gerilim değişimine karşı çıkış geriliminin değişimi Şekil 48'de verilmiştir. 400 Volt olarak belirlenen başlangıç referans gerilimi 0,02 sn sonra 500 Volt a çıkartılarak çıkış geriliminin değişimi gözlemlenmiştir. Referans gerilimi $t=0,02$ sn anında 500 volta yükseltilmiştir. Çıkış gerilimi $t=23,39$ msn anında referans gerilimini yakalamış olup $t=25,86$ msn anında çıkış gerilimi 506,56 volta kadar yükselmiştir. Çıkış geriliminin tekrar referans gerilimini $t=52,54$ ms anında yakaladığı görülmüştür.

Referans gerilimi 400 Volt tan 500 V a yükseltildiğinde, referans gerilim değişim anı olan 0,02 sn başlangıç zamanı olarak baz aldığımızda oturma süreleri Tablo 4'teki gibi olmuştur.

Tablo 4. Optimize edilmemiş PI denetleyici çıkış gerilimi değişim değerleri

Kontrolcü	Yükselme Süresi (ms)	Oturma Süresi (ms)	Tepe Süresi (ms)	Tepe Değeri (V)	Üst Aşım (%)
PI	2,323	12,5892	5,8592	506,5592	1,3118

Deneme yanılma yöntemi ile belirlenen PI parametrelerinin benzetim devresinde kullanılması sonucu dönüştürücü çıkış gerilimi, referans gerilimini 6,56 volt aştıktan sonra referansı yakalayabilmiştir. Referans gerilim değişim anı olan 0,02 sn başlangıç zamanı olarak baz aldığımızda oturma süresi 12,59 msn olmuştur. Dönüştürücünün verimliliğini arttırabilmek, çıkış gerilimi tepe değerinin azaltabilmek ve oturma süresini kısaltabilmek için PI parametrelerinin optimize edilmesi gerekmektedir.



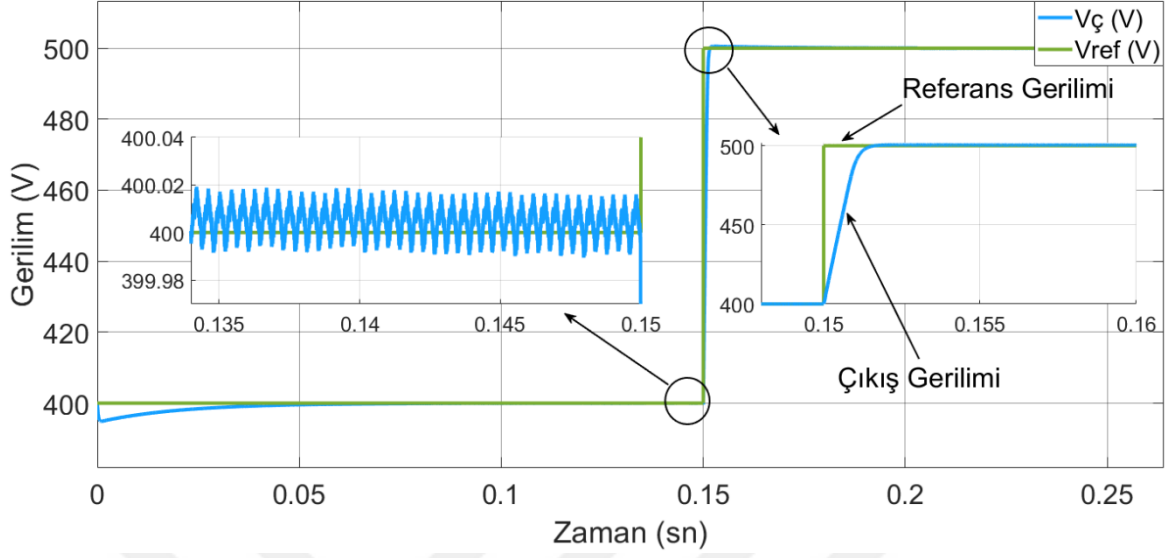
Şekil 48. Optimize edilmemiş PI denetleyici referans gerilim değişimi tepkisi

3.2. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Referans Gerilim Değişimi Analizi

Parçacık sürü optimizasyonu algoritması ile elde edilen Tablo 3'te verilen PI denetleyici parametrelerini kullanarak benzetimi tekrarladığımızda referans geriliminin değişimine karşı çıkış geriliminin değişimi Şekil 49'daki gibi olmuştur.

Referans gerilimi 400 volt tan 500 volta yükseltildiğinde, referans gerilim değişim anı olan 0,15 sn başlangıç zamanı olarak baz aldığımızda oturma süreleri Tablo 5'teki gibi olmuştur.

Optimize edilmemiş PI denetleyiciye göre sistemin referans gerilimine oturma süresi 11,26 msn daha erken olmuştur. Gerilimin tepe değeri ise 5,99 volt azalmıştır. Tablo 4 ile Tablo 5 arasında yapılan karşılaştırma sonucu optimize edilmiş PI denetleyici ile sistem çıkış geriliminin optimize edildiği gözlemlenmiştir.



Şekil 49. Optimize edilmiş PI denetleyici referans gerilim değişimi tepkisi

Tablo 5. Optimize edilmiş PI denetleyici çıkış gerilimi değişim değerleri

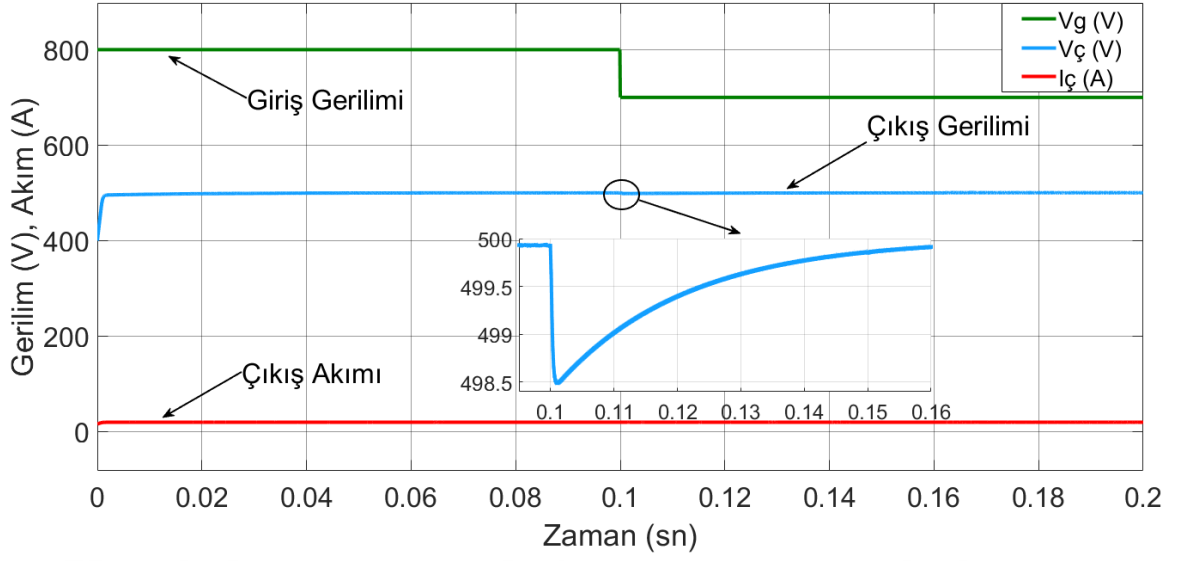
Optimizasyon Tekniği	Kontrolcü	Yükselme Süresi (ms)	Oturma Süresi (ms)	Tepe Süresi (ms)	Tepe Değeri (V)	Üst Aşım (%)
PSO	PI	0,9175	1,3244	2,5058	500,5707	0,1141

Optimize edilmiş PI denetleyicisinin bozucu etkilere karşı davranışını gözlemleyebilmek için çalışmanın devamında bozulma analizleri yapılmıştır.

3.3. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Giriş Geriliminde Bozulma Analizi

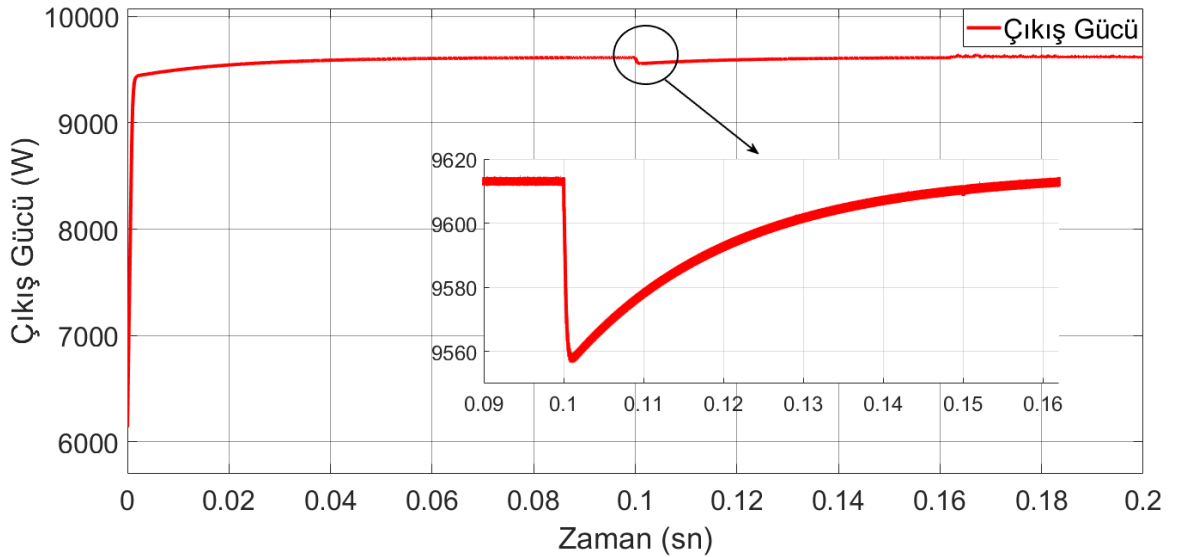
Çalışılan sistem üzerinde oluşabilecek bir gerilim düşümü anında sistemin tepkisini gözlemleyebilmek için giriş gerilimi 100V azaltılarak çıkış gerilimi ve çıkış akımı üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir.

Dönüştürücü devresinin giriş geriliminde olan bozulma için giriş gerilimi 800V'tan 700V'a düşürülmüştür. Bu gerilim düşmesiyle birlikte dönüştürücünün oluşturacağı faz kayması ve güç aktarımı değişmektedir. Dönüştürücünün PI kontrol altında gerilim değişimine karşı verdiği çıkış gerilimi tepkisi Şekil 50'de verilmiştir.



Şekil 50. Optimize edilmiş PI denetleyici giriş gerilim değişimi çıkış gerilim ve akım tepkisi

Dönüştürücü giriş geriliminin 100 Volt düşürülmesi sonrası, çıkış gerilimini anlık olarak 2,5 Volt düşerek 498,5 Volt olmuştur. Denetleyici çıkış gerilimi, sistem giriş gerilimi değişiminden 0,06 sn sonra referans gerilimini tekrar yakalamıştır. Dönüştürücünün PI kontrol altında gerilim değişimine verdiği çıkış gücü tepkisi Şekil 51’de verilmiştir.

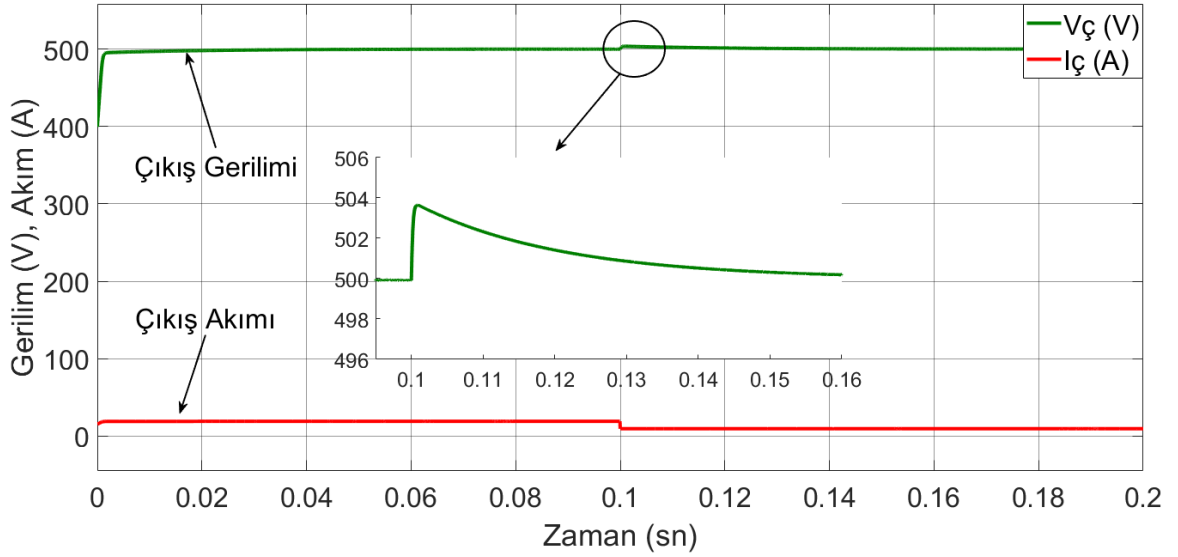


Şekil 51. Optimize edilmiş PI denetleyici giriş gerilim değişimi çıkış gücü tepkisi

Dönüştürücü giriş gerilimi 100 Volt düşürülmesi sonrası çıkış gücü anlık olarak 55 Watt düşerek 9560 Watt olmuştur. Denetleyici çıkış gerilimi, sistem giriş gerilimi değişiminden 0,06 sn sonra 9615 Watt çıkış gücünü tekrar yakalamıştır.

3.4. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Yük Değişimi Analizi

Çalışılan sistem üzerinde oluşabilecek yük değişimi anında sistemin tepkisini gözlemleyebilmek için $t=0,1$ sn de 26Ω olan yük direncini iki katına (52Ω) çıkartarak çıkış gerilimi ve çıkış akımı üzerindeki etkisi Şekil 52'deki gibi gözlemlenmiştir.



Şekil 52. Optimize edilmiş PI denetleyici yük değişimi çıkış gerilim ve akım tepkisi

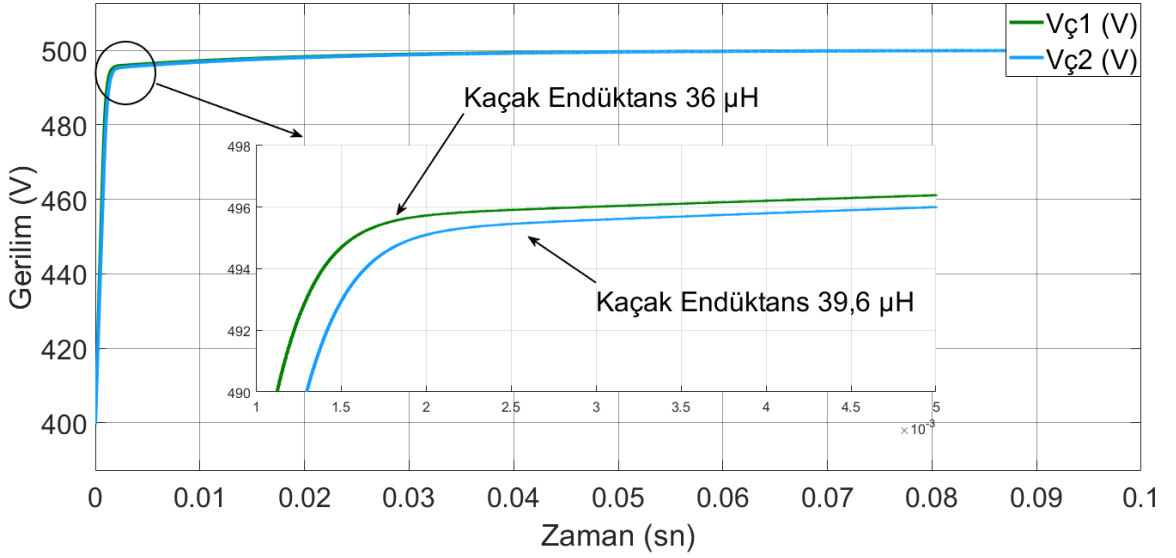
Sistemin yük direncinin iki katına çıkartıldığı $t=0,1$ sn anında çıkış gerilimi anlık olarak 3,6 Volt yükselerek 503,6 Volt olmuştur. Denetleyici çıkış gerilimi, sistem yük direnci değişiminden 0,08 sn sonra referans gerilimini tekrar yakalamıştır.

3.5. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Kaçak Endüktans Bozulma Analizi

Fiziksel olarak sistem parametreleri zamanla değişebilir (Danayiyen, Lee, Choi, & Lee, 2019). Dönüştürücünün parametre değişikliklerine karşı tepkisini analiz edebilmek amacıyla, endüktans değişim oranları %10 ve %20 olarak belirlenmiştir. Sistem devre elemanları üzerinde oluşabilecek bozulma sonrası sistemin çıkış gerilimi üzerindeki

tepkisini gözlemleyebilmek için kaçak endüktanslar önce %10 sonra %20 arttırılarak çıkış gerilimi üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir.

Dönüştürücü devresinin kaçak endüktans üzerinde olan bozukluk, $36 \mu\text{H}$ 'den, %10 arttırılarak $39,6 \mu\text{H}$ 'ye doğru olan endüktans değerindeki yükselmedir. İki farklı kaçak endüktans değeri ile dönüştürücünün PI kontrol altında verilen 500 V referans gerilimini yakaladığı grafik Şekil 53'te verilmiştir.



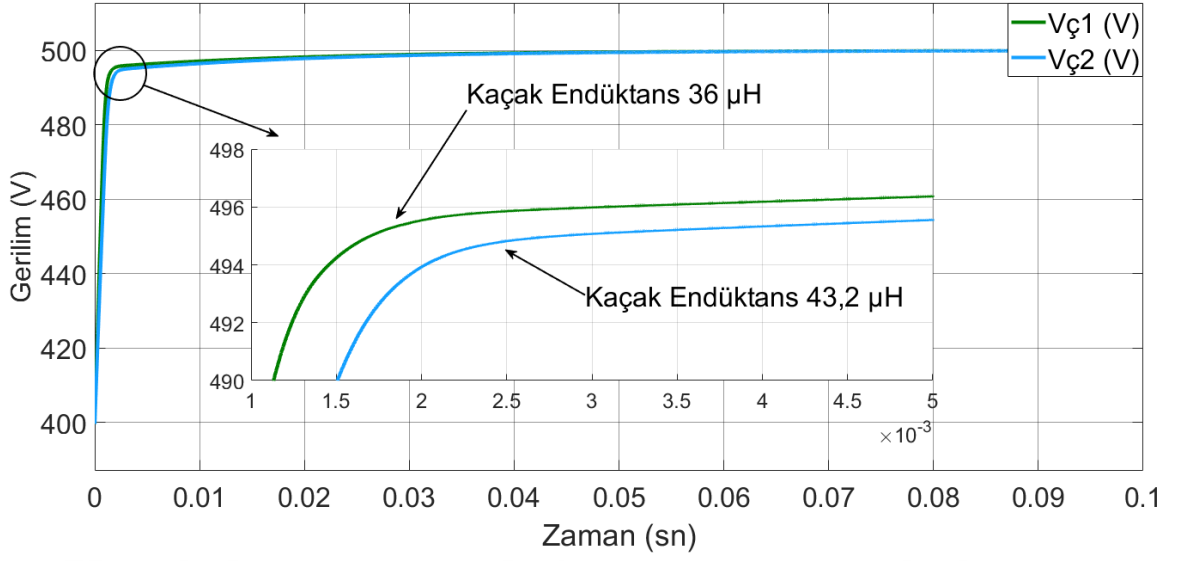
Şekil 53. Optimize edilmiş PI denetleyici kaçak endüktans %10 bozulma analizi

Kaçak endüktans değeri $36 \mu\text{H}$ 'den, %20 arttırılarak $43,2 \mu\text{H}$ 'ye çıkarılarak kontrol sisteminin performansı incelenmiştir. İki farklı kaçak endüktans değeri ile dönüştürücünün PI kontrol altında verilen 500 V referans gerilimini yakaladığı Şekil 54'te görülmektedir.

Üç farklı kaçak endüktans değerine karşı sistemin tepkisi Tablo 6'da verilmiştir. Kaçak endüktans değeri arttıkça sistemin yükselme süresi ve oturma süresinin arttığı gözlemlenmiştir.

Tablo 6. Optimize edilmiş PI denetleyici kaçak endüktans değişim değerleri

Kaçak Endüktans Değeri (μH)	Yükselme Süresi (ms)	Oturma Süresi (ms)
36	41,6001	17,1334
39,6	92,0187	19,2134
43,2	149,219	21,4333



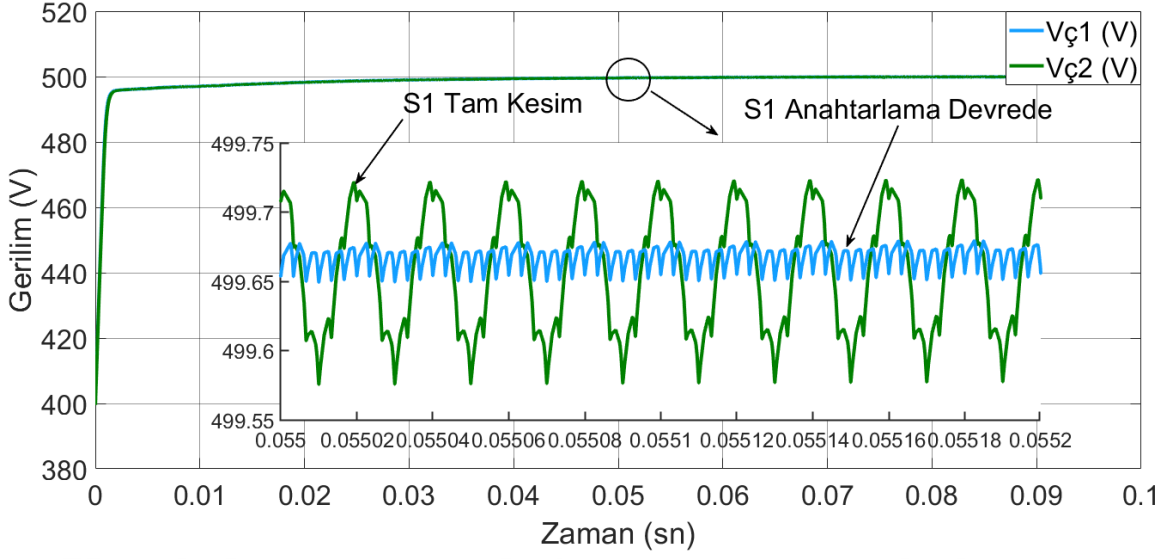
Şekil 54. Optimize edilmiş PI denetleyici kaçak endüktans %20 bozulma analizi

Çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücülerde transformatörün kaçak endüktansı, transformatörün etkin akımını ve dönüştürücünün güç faktörünü doğrudan etkiler (Denklem 30, Denklem 31 ve Denklem 32). Literatürde çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücülerinin çalışma bölgesinde mümkün olan en düşük etkin akım değerini elde edebilmek için kaçak endüktans değerini tahminleme çalışmaları bulunmaktadır.

3.6. Optimize Edilmiş PI Denetleyicisi ile Anahtarlama Elemanı Bozulma Analizi

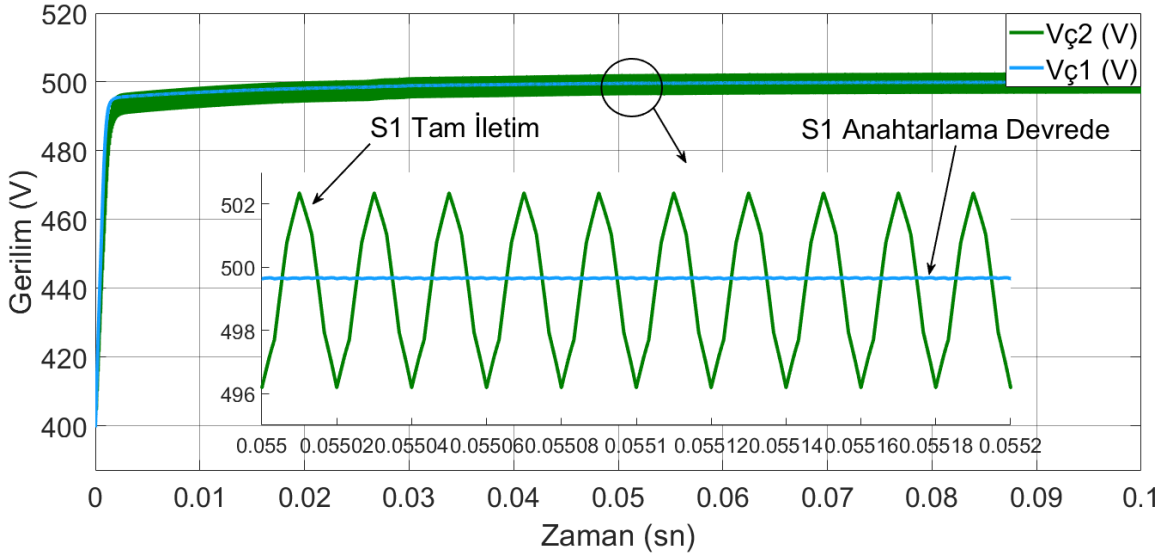
Sistem devre elemanları üzerinde oluşabilecek bozulma sonrası sistemin çıkış gerilimi üzerindeki tepkisini gözlemleyebilmek için primer tarafındaki S_1 anahtarlama elemanını tam kesimde Şekil 55 ve tam iletimle Şekil 56 olacak şekilde çıkış geriliminin değişimi gözlemlenmiştir.

S_1 anahtarlama elemanını devrede olduğunda sistemin çıkış gerilimi yükselme zamanı 21,55 msn iken, S_1 anahtarlama elemanını tam kesimde olması durumunda çıkış gerilimi yükselme zamanı 21,71 msn olmuştur. Anahtarlama elemanı tam kesimde kalması durumunda çıkış gerilimi yükselme zamanında 0,16 msn gecikme olmuştur. Anahtarlama elemanının tam kesimde olması durumunda sistemin çıkış geriliminde tepeden tepeye 0,146 volt salınım gözlemlenmiştir Şekil 55.



Şekil 55. S_1 anahtarlama elemanını tam kesimde çıkış gerilimleri karşılaştırması

Şekil 56 ise S_1 anahtarlama elemanını devrede olduğunda sistemin çıkış gerilimindeki değişimi göstermektedir. Çıkış geriliminde yükselme zamanı 40,9797 msn iken, S_1 anahtarlama elemanını tam iletimde olması durumunda çıkış gerilimi yükselme zamanı 179,2773 msn olmuştur. Anahtarlama elemanı tam iletimde kalması durumunda çıkış gerilimi yükselme zamanında 138,2976 msn gecikme olmuştur. Anahtarlama elemanının tam iletimde olması durumunda sistemin çıkış geriliminde tepeden tepeye 6,15 volt salınım gözlemlenmiştir.



Şekil 56. S_1 anahtarlama elemanını tam iletimde çıkış gerilimleri karşılaştırması

4. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün tasarımı ve kontrolü, metasezgisel algoritmalar ile optimize edilmiş PI kontrolcüsü kullanılarak gerçekleştirilmiş ve çeşitli bozucu etkilere karşı sistemin performansı analiz edilmiştir. Tasarım sürecinde, dönüştürücünün çalışma parametreleri belirlenmiş ve tek faz kaydırma modülasyon yöntemiyle kontrol sağlanmıştır. Kontrol parametrelerinin optimize edilmesiyle sistemin kararlılığı ve verimliliği artırılmıştır.

Optimize edilmemiş PI kontrolcüsü ile yapılan benzetim çalışmalarında, sistemin referans gerilim değişimlerine tepkisinin yavaş olduğu ve üst aşımın yüksek gerçekleştiği gözlemlenmiştir. Deneme yanılma yöntemi ile belirlenen PI parametreleri kullanıldığında, referans gerilimine oturma süresi 12,59 ms olarak ölçülmüş ve üst aşım %1,31 seviyesinde kalmıştır. Buna karşılık, PSO algoritması ile optimize edilen PI parametreleri kullanıldığında oturma süresi 1,32 ms'ye kadar düşürülmüş ve üst aşım %0,11 seviyesine indirilmiştir. Bu sonuç, optimize edilmiş kontrolcünün referans gerilimine daha hızlı ve hassas bir şekilde ulaşabildiğini göstermektedir. Optimize edilmiş dönüştürücünün bozucu etkilere karşı performansı aşağıdaki gibi olmuştur;

Giriş Gerilim Değişimi: Giriş gerilimi 800 V'tan 700 V'a düşürüldüğünde, optimize edilmiş PI kontrolcüsü ile çıkış gerilimi sadece 2,5 V düşmüş ve referans gerilimine 0,06 s içinde tekrar ulaşmıştır.

Yük Değişimi: Yük direncinin iki katına çıkarılması durumunda, optimize edilmiş kontrolcü ile çıkış gerilimindeki üst aşım 3,6 V seviyesinde gerçekleşmiş ve sistem 0,08 s içinde tekrar referans gerilimine oturmuştur.

Kaçak Endüktans Değişimi: Kaçak endüktans %10 ve %20 oranında artırıldığında, sistemin oturma ve yükselme sürelerinde uzama gözlemlenmiştir. Ancak optimize edilmiş kontrolcü, bu etkileri minimize ederek çıkış gerilimini referans değere hızla stabilize etmiştir.

Anahtarlama Elamanı Bozulması: Anahtarlama elemanlarının tam iletim veya tam kesim durumlarında optimize edilmiş kontrolcünün, çıkış gerilimindeki salınımları ve gecikmeleri minimize ettiği görülmüştür. Örneğin, tam kesimde salınım 0,15 V iken tam iletimde 6,15 V'a çıkmıştır. Ancak kontrolcü bu durumlarda bile çıkış gerilimini hızla referans değere döndürmüştür.

PSO, ABC ve ACO algoritmaları ile optimize edilen PI kontrolcülerinin performansı karşılaştırılmış ve PSO algoritmasının diğerlerine göre daha düşük ITAE hata değerleri sağladığı görülmüştür. ITAE amaç fonksiyonu açısından en düşük cost değeri PSO ile elde edilmiştir. PSO ile optimize edilen parametreler, dönüştürücü verimliliğini artırmış ve bozucu etkiler altındaki performansını iyileştirmiştir.

Bu çalışmada kullanılan metasezgisel algoritmalar, kontrol parametrelerini optimize ederek dönüştürücünün verimliliğini artırmak ve bozucu etkilere karşı kararlılığını sağlamak için etkili bir yöntem sunmuştur. Özellikle PSO algoritması ile optimize edilen PI kontrolcüsü, dönüştürücünün referans gerilim değişimlerine daha hızlı yanıt verdiğini, daha düşük üst aşım ve oturma süresi ile performansı iyileştirdiğini ortaya koymuştur. Elde edilen bulgular, çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücülerin enerji verimliliği yüksek uygulamalarda kullanım potansiyelini göstermektedir. Ayrıca, farklı optimizasyon yöntemlerinin kontrol tasarımına entegrasyonu ile bu sistemlerin performansının daha da iyileştirilebileceği sonucuna ulaşılmıştır.

5. ÖNERİLER

Bu çalışmada elde edilen sonuçlar ışığında, üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücülerin tasarımı, kontrolü ve optimizasyonuna yönelik çalışma yapmak isteyen araştırmacılara ve uygulayıcılara iletilmek istenen öneriler aşağıdaki gibi belirtilmiştir:

- PSO, ABC ve ACO gibi metasezgisel algoritmaların başarıları gösterilmiş olmakla birlikte, diğer modern algoritmaların (örneğin Genetik Algoritmalar, Grey Wolf Optimizer, ya da Whale Optimization Algoritması v.s.) dönüştürücü kontrolü üzerindeki etkileri araştırılabilir. Bu algoritmaların farklı amaç fonksiyonları ile uygulanarak performans iyileştirmesi sağlanabilir.
- Çalışmada kullanılan kontrol yöntemlerinin gerçek zamanlı bir mikrodenetleyici veya DSP (Digital Signal Processor) üzerinde uygulanabilirliği test edilmelidir. Gerçek donanım üzerinde gerçekleştirilecek uygulamalar, önerilen kontrolcünün endüstriyel ve ticari uygulamalara entegrasyon potansiyelini değerlendirmek için kritik öneme sahiptir.
- Bu çalışmada belirli referans gerilim, yük ve kaçak endüktans değişimleri üzerinde analizler yapılmıştır. Daha geniş bir çalışma aralığı oluşturularak, daha yüksek güç seviyeleri, farklı anahtarlama frekansları ve değişen çevresel koşullara (örneğin sıcaklık ve nem gibi) uygun performans değerlendirmeleri yapılabilir.
- Tek bir amaç fonksiyonuna dayalı optimizasyon yerine, çok hedefli optimizasyon yöntemleri kullanılabilir. Örneğin, verimlilik artırımı ile birlikte maliyet minimizasyonu, güç yoğunluğunun artırılması ve termal yönetim gibi çoklu hedefler göz önüne alınarak kontrolcü parametreleri optimize edilebilir.
- Bu çalışmada tek faz kaydırma modülasyonu kullanılmıştır. Genişletilmiş faz kaydırma, çift faz kaydırma veya diğer modülasyon teknikleri dönüştürücünün verimliliği ve kararlılığı üzerinde test edilerek karşılaştırılabilir. Her bir modülasyon tekniğinin bozucu etkilere karşı performansı detaylı bir şekilde analiz edilebilir.
- Geliştirilen dönüştürücü kontrol yöntemleri, yenilenebilir enerji kaynakları, enerji depolama sistemleri ve mikro şebekelerde kullanılabilir. Bu bağlamda, dönüştürücünün gerçek zamanlı yük dengeleme, enerji depolama ve geri besleme fonksiyonlarını destekleyen sistemlerle entegrasyonu sağlanabilir.

- Geliştirilen sistemlere yapay zeka ve makine öğrenimi tabanlı karar verme mekanizmaları entegre edilerek, dönüştürücü kontrolü daha dinamik hale getirilebilir. Örneğin, değişen koşullara göre kontrol parametrelerini adaptif olarak ayarlayabilen bir kontrol sistemi tasarlanabilir.
- Dönüştürücü tasarımında kullanılan anahtarlama frekansı artırılarak, boyut ve ağırlık açısından avantaj sağlayabilecek tasarımlar geliştirilebilir. Ancak, yüksek frekansların getirdiği termal sorunlar ve elektromanyetik girişim (EMI) etkileri üzerinde detaylı çalışmalar yapılmalıdır.



6. KAYNAKLAR

- Abdioğlu, T., & Danayiyen, Y. (2024). Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün metasezgisel algoritma tabanlı PI denetleyici ile kontrolü. *Karadeniz 17th International Conference On Applied Sciences*, (s. 532-544). RİZE.
- Aboulnaga, A. A., & Emadi, A. (2004). Performance evaluation of the isolated bidirectional Cuk converter with integrated magnetics. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2, s. 1557-1562.
- Agarwal, A., Rastogi, S. K., & Bhattacharya, S. (2022). Performance evaluation of Two-level to Three-level Three-phase Dual Active Bridge (2L-3L DAB3). *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (s. 361-368). IEEE.
- Akay, B., & Karaboga, D. (2012). A modified Artificial Bee Colony algorithm for real-parameter optimization. *Information Sciences*, 192, 120-142.
- Allaoua, B., Gasbaoui, B., & Mebarki, B. (2009). Setting up PID DC Motor Speed Control Alteration Parameters Using Particle Swarm Optimization Strategy. *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies*, 19-32.
- Ataullah, H., Iqbal, T., Khalil, I. U., Ali, U., Blazek, V., Prokop, L., & Ullah, N. (2022). Analysis of the Dual Active Bridge-Based DC-DC Converter Topologies, High-Frequency Transformer, and Control Techniques. *Energies*, 15(23).
- 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), s. 2905-2914.
- Caricchi, F., Crescimbeni, F., Noia, G., & Pirolo, D. (1994). Experimental study of a bidirectional DC-DC converter for the DC link voltage control and the regenerative braking in PM motor drives devoted to electrical vehicles. *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*, (s. 381-386).
- Chiu, H.-J., & Lin, L.-W. (2006). A bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle driving system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(4), 950-958.
- Chung, H., Chow, W. C., Hui, S., & Lee, S. (2000). Development of a switched-capacitor DC-DC converter with bidirectional power flow. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(9), 1383-1389.
- Chung, H., Ioinovici, A., & Cheung, W.-L. (2003). Generalized structure of bi-directional switched-capacitor DC/DC converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 50(6), 743-753.
- Civelek, Ö., Tüysüz, M., & Ayas, M. Ş. (2019). PID Parameter Optimization By Using Ant Colony And Cuckoo Algorithms For Boost Converter. *e 4th International Symposium on Innovative Approaches in Engineering and Natural Sciences (ISAS WINTER-2019 (ENS))*. 9, s. 246-252. Samsun: SETSCI Conference Proceedings.

- Cuk, S. (1983). A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics. *IEEE Transactions on Magnetics*, 19(2), 57-75.
- Danayiyen, Y., Lee, K., Choi, M., & Lee, Y. I. (2019). Model Predictive Control of Uninterruptible Power Supply with Robust Disturbance Observer. *Energies*, 12(15).
- Davoodi, A., Noroozi, N., & Zolghadri, M. R. (2019). A Fault-Tolerant Strategy for Three-Phase Dual Active Bridge Converter. *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, (s. 253-258).
- De 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*, 27(1), 63-73.
- Delshad, M., & Farzanehfard, H. (2010). A new isolated bidirectional buck-boost PWM converter. *2010 1st Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, (s. 41-45).
- Dimna, D. C., & Shahin, M. (2015). Analysis of bidirectional SEPIC/Zeta converter with coupled inductor. *2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, (s. 103-108).
- Du, Y., Lukic, S., Jacobson, B., & Huang, A. (2011). Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure. *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (s. 553-560).
- Ekinoğlu, F. (2017). Modeling And Analysis Of A Three Phase Dual Active Bridge Isolated Birectional DC-DC Converter. *MSc Thesis Çukurova University Institue Of Natural And Applied Sciences*. Adana.
- Forouzesh, M., Siwakoti, Y. P., Gorji, S. A., Blaabjerg, F., & Lehman, B. (2017). Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9143-9178.
- Garcia, O., Zumel, P., Castro, A., & Cobos, A. (2006). Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3), 578-586.
- Gorji, S. A., Sahebi, H. G., Ektesabi, M., & Rad, A. B. (2019). Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview. *IEEE Access*, 7, 117997-118019.
- Guida, B., Rubino, L., Marino, P., & Cavallo, A. (2010). Implementation of control and protection logics for a bidirectional DC/DC converter. *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, (s. 2696-2701).
- Hou, N., & Li, Y. W. (2020). Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), s. 3148-3172.

- Huang, X., Lee, F. C., Li, Q., & Du, W. (2016). High-Frequency High-Efficiency GaN-Based Interleaved CRM Bidirectional Buck/Boost Converter with Inverse Coupled Inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(6), 4343-4352.
- Jiang, L., Sun, Y., Su, M., Wang, H., & Dan, H. (2018). Optimized operation of dual-active-bridge DC-DC converters in the soft-switching area with triple-phase-shift control at light loads. *Journal of Power Electronics*, 18(1), s. 45-55.
- Kantepe, A. F., & Balıkçı, A. (2021). V2G, V2H ve EV Bataryası için şebekeye bağlı çift yönlü AC-DC dönüştürücü uygulaması. *Yüksek Lisans Tezi, Gebze Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*. Gebze.
- Kapukaya, O. (2019). Adaptif parçacık sürü optimizasyonu ve karınca kolonisi algoritması kullanarak öz ayarlamalı PID denetleyici tasarımı. *Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*. Kahramanmaraş.
- Karaboga, D., & Akay, B. (2009). A comparative study of Artificial Bee Colony algorithm. *Applied Mathematics and Computation*, 214(1), 108-132.
- Kazimierczuk, M. K., Vuong, D. Q., Nguyen, B. T., & Weimer, J. A. (1993). Topologies of bidirectional PWM dc-dc power converters. *Proceedings of the IEEE 1993 National Aerospace and Electronics Conference-NAECON 1993*, (s. 435-441).
- Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995). Particle swarm optimization. *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, 4, s. 1942-1948.
- Kenny, G. (2015). Design and Control of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter to Interface Solar Battery Storage, and Grid-Tied Inverters. *Electrical Engineering Undergraduate Honors Theses*.
- Kheraluwala, M. H. (1991, 01). High-power high-frequency DC-to-DC converters. *ProQuest Dissertations & Theses Global*, 9126422, pp.268. United States: Madison, WI (US); Univ. of Wisconsin.
- Krismer, F., & Kolar, J. W. (2010). Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3), 881-891.
- Lasseter, R. (2011). Smart Distribution: Coupled Microgrids. *Proceedings of the IEEE*, 99(6), 1074-1082.
- Lechner, A., Kumar, N. N., Song, L., Ramakrishnan, H., & Bhardwaj, M. (2024). Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations. India: Texas Instruments.
- Lee, H.-S., & Yun, J.-J. (2019). High-Efficiency Bidirectional Buck–Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5), 4316-4328.

- Li, W., Li, W., Deng, Y., & He, X. (2010). Single-Stage Single-Phase High-Step-Up ZVT Boost Converter for Fuel-Cell Microgrid System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(12), s. 3057-3065.
- Lin, B. R., Chen, J. J., Lee, Y. E., & Chiang, H. K. (2008). Analysis and implementation of a bidirectional ZVS dc-dc converter with active clamp. *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, (s. 382-387).
- Majo, J., Martinez, L., Poveda, A., Vicuna, L. G., Guinjoan, F., Sanchez, A. F., . . . Marpinard, J. C. (1992). Large-signal feedback control of a bidirectional coupled-inductor Cuk converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5), 429-436.
- 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), s. 507-517.
- Morrison, R., & Egan, M. G. (2000). A new power-factor-corrected single-transformer UPS design. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(1), 171-179.
- Nagaraj, B., & Muruganath, N. (2010). A comparative study of PID controller tuning using GA, EP, PSO and ACO. *2010 INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATION CONTROL AND COMPUTING TECHNOLOGIES*, (s. 305-313).
- Naseem, H., & Seok, J.-K. (2022). Triple-Phase Shift Power-Level Controller (TPSPC) For Single-Phase Dual Active Bridge (DAB) DC/DC Converter. *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (s. 1-5).
- Naseem, H., & Seok, J.-K. (2023). Reactive Power Controller for Single Phase Dual Active Bridge DC–DC Converters. *IEEE Access*, 11, s. 141537-141546.
- Nema, S., Sadangi, B. V., Atkar, D., Chaturvedi, P., & Patro, S. K. (2022). Three Phase-Threelfold Dual Active Bridge Converter for Electric Vehicle Charging Station in Distribution Network. *2022 IEEE 2nd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation* (s. 1-7). IEEE.
- Nguyen, D.-D., Bui, N.-T., & Yukita, K. (2020). Design and Optimization of Three-Phase Dual-Active-Bridge Converters for Electric Vehicle Charging Stations. *Energies*, 13(1).
- Özsağlam, M., Yasin, M., & Çunkaş, M. (2008). Optimizasyon Problemlerinin Çözümü için Parçaçık Sürü Optimizasyonu Algoritması. *Politeknik Dergisi*, 299–305, 299–305.
- Öztürk, M., & Kahveci, H. (2023). Mayıs sineği optimizasyonu tabanlı iki yönlü çift aktif köprülÜDA-DA dönüştürücünün tasarımı ve denetimi. *Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*. Trabzon.
- Pandey, D., Behera, P. K., & Pattnaik, M. (2023). *Steady-State Analysis of Dual Active Bridge Converter with Single Phase Shift and Dual Phase Shift Modulation* (s. 1-6).

2023 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS).

- Peng, F. Z., Fan, Z., & Zhaoming, Q. (2002). A magnetic-less DC-DC converter for dual voltage automotive systems. *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, 2, s. 1303-1310.
- Rastogi, S. K., Shah, S. S., Singh, B. N., & Bhattacharya, S. (2023). Mode Analysis, Transformer Saturation, and Fault Diagnosis Technique for an Open-Circuit Fault in a Three-Phase DAB Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(6), s. 7644-7660.
- Ravi, D., Letha, S. S., Samuel, P., & Reddy, B. M. (2018). An Overview of Various DC-DC Converter Techniques used for Fuel Cell based Applications. *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, (s. 16-21).
- Reed, G. F., Grainger, B. M., Korytowski, M. J., & Taylor, E. J. (2011). Modeling, analysis, and validation of a preliminary design for a 20 kV medium voltage DC substation. *IEEE 2011 EnergyTech*, (s. 1-8).
- Reed, G. F., Grainger, B. M., Sparacino, A. R., & Mao, Z.-H. (2012). Ship to Grid: Medium-Voltage DC Concepts in Theory and Practice. *IEEE Power and Energy Magazine*, 10(6), 70-79.
- Ruseler, A., & Barbi, I. (2013). Isolated Zeta-SEPIC bidirectional dc-dc converter with active-clamping. *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, (s. 123-128).
- Sadangi, B. V., Chaturvedi, P., Patro, S. K., & Nema, S. (2022). Soft Starting Algorithm to minimize the transient inductor current and transient capacitor voltage in series resonant Dual Active Bridge Converter. *2022 IEEE 2nd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SeFeT)* (s. 1-6). IEEE.
- Segaran, D., Holmes, D. G., & McGrath, B. P. (2011). Enhanced load step response for a Bi-directional DC-DC Converter. *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (s. 3649-3656).
- Shao, S., Jiang, M., Ye, W., Li, Y., Zhang, J., & Sheng, K. (2019). Optimal Phase-Shift Control to Minimize Reactive Power for a Dual Active Bridge DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10), s. 10193-10205.
- Siddique, H., Doncker, R., & Monti, A. (2019). The three-phase dual-active bridge converter family : modeling, analysis, optimization and comparison of two-level and three-level converter variants. RWTH Aachen University.
- Sira-Ramirez, H. (1991). Nonlinear P-I controller design for switchmode DC-to-DC power converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 38(4), 410-417.

- Soleimanifard, M., & Varjani, A. Y. (2021). Extended Phase Shift Control in Dual Active Bridge Converter Considering Magnetizing Inductance of Transformer. *2021 29th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, (s. 290-295).
- Song, M.-S., Son, Y.-D., & Lee, K.-H. (2014). Non-isolated Bidirectional Soft-switching SEPIC/ZETA Converter with Reduced Ripple Currents. *Journal of Power Electronics*, 14(4), 649-660.
- Sugimoto, J., Huang, P.-Y., Okutani, S., & Kado, Y. (2020). Bidirectional Isolated Ripple Cancel Dual Active Bridge Modular Multilevel DC-DC Converter. *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (s. 1081-1088).
- Şahin, A. K., Akyazı, Ö., Şahin, E., & Çakır, O. (2021). DC Motorun Hız Kontrolü İçin Meta-Sezgisel Algoritma Tabanlı PID Denetleyici Tasarımı. *Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 10(2), 533-549.
- Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J., & Hendrix, M. (2006). Family of multiport bidirectional DC-DC converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 153, 451-458.
- Teixeira, C. A., Riedel, J., Holmes, D. G., & McGrath, B. P. (2016). Extended soft switching operation of three-phase dual active bridge converters with unbalanced transformer impedances. *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, (s. 1-6).
- 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.
- URL-1. (2024, Nisan). Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations: <https://www.ti.com/lit/pdf/tidues0> adresinden alındı
- Wang, D., Nahid-Mobarakeh, B., & Emadi, A. (2019). Second Harmonic Current Reduction for a Battery-Driven Grid Interface With Three-Phase Dual Active Bridge DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(11), s. 9056-9064.
- Wang, Y.-C., Ni, F.-M., & Lee, T.-L. (2016). Hybrid Modulation of Bidirectional Three-Phase Dual-Active-Bridge DC Converters for Electric Vehicles. 9(7).
- Wei, S., Zhao, Z., Li, K., Yuan, L., & Wen, W. (2021). Deadbeat Current Controller for Bidirectional Dual-Active-Bridge Converter Using an Enhanced SPS Modulation Method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(2), 1274-1279.
- Wu, S.-T., & Yang, B.-Y. (2023). Design and Implementation of an Isolated Bidirectional Phase-Shift Full-Bridge Converter With High Transformation Ratio. *IEEE Access*, 11, 17945-17955.
- Xin, L., Haoyu, Z., Ya, Q., & Junkang, S. (2020). Current stress optimization of dual active bridge converter based on dual phase shift control. *2020 IEEE 9th Joint International*

Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC), 9, s. 717-724.

- Xu, X., Khambadkone, A. M., & Oruganti, R. (2007). A Soft-Switched Back-to-Back Bi-directional DC/DC Converter with a FPGA based Digital Control for Automotive applications. *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, (s. 262-267).
- Yadeo, D., Chaturvedi, P., Suryawanshi, H. M., Atkar, D., & Saketi, S. K. (2021). Transistor clamped dual active bridge DC-DC converter to reduce voltage and current stress in low voltage distribution network. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(1), e12665.
- Zehgeer, F. S., Haque, A., Mateen, S., & Shah, N. (2023). Review of the Isolated Dual Active Bridge Converter Topologies for the Fast and Ultra-Fast Charging of Electric Vehicles. *2023 11th National Power Electronics Conference (NPEC)*, (s. 1-6).
- Zhao, B., Song, Q., Liu, W., & Sun, Y. (2014). Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 4091-4106.
- 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), s. 4667-4680.
- Zhou, B., Yang, X., Zhang, Z., Li, Z., Zheng, T., & You, X. (2019). Backflow Power Optimization of DAB with Gradient Descent Algorithm Based Extended-Phase-Shift Control in EER Application. *2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, (s. 1737-1742).

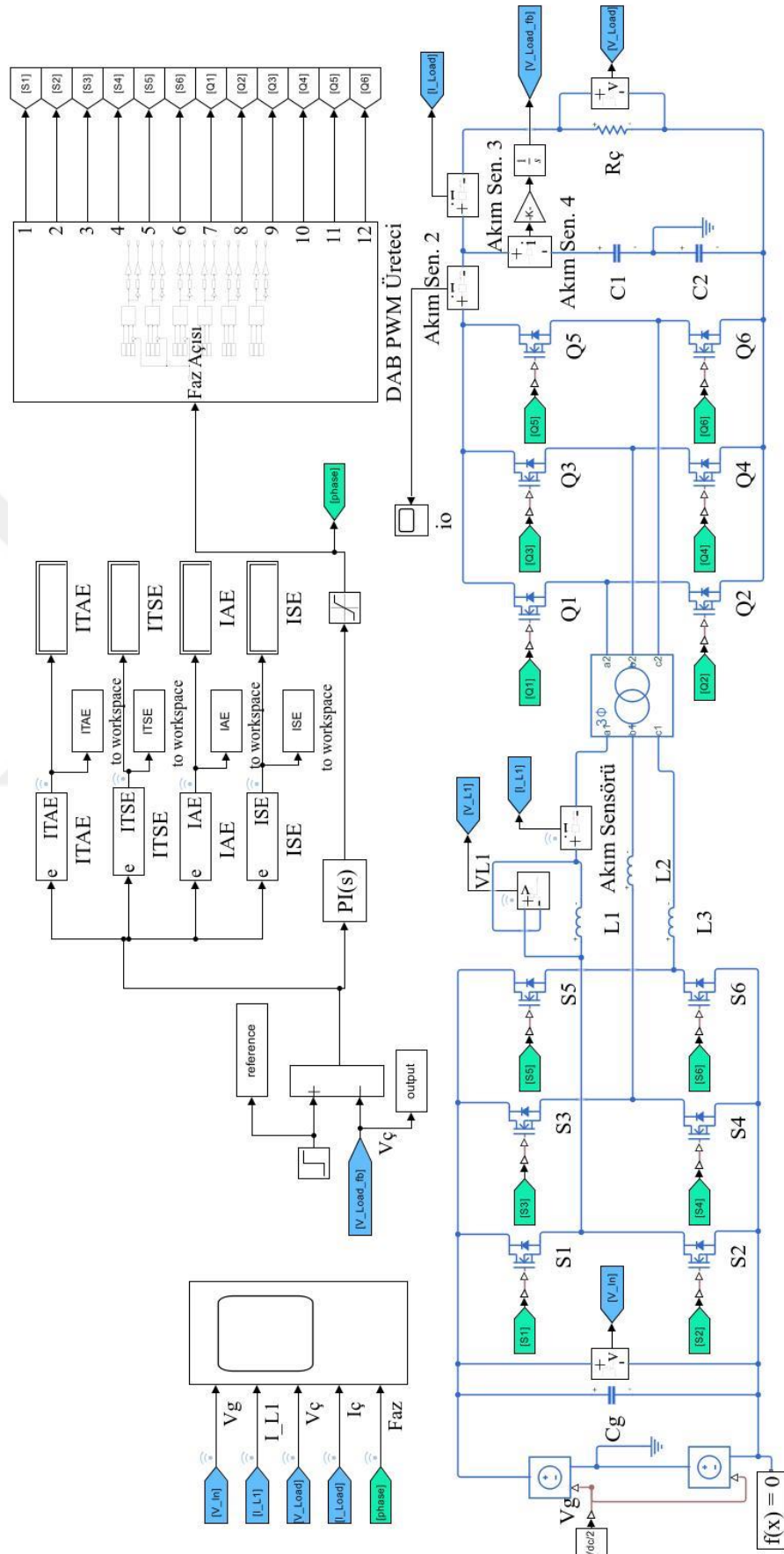
7. EKLER

Ek 1. Üç Fazlı DAB Dönüştürücünün MATLAB/Simulink (R2023b) Modeli Oluşturulması

MATLAB/Simulink (R2023b) ekranına devre elemanları aşağıdaki gibi eklenip Şekil 45'te blok şeması verilen üç fazlı DAB dönüştürücünün benzetimi Ek 2'deki gibi yapılmıştır. Anahtarlama elemanı olarak ideal mosfet seçilmiştir. Simscape/Electrical/Semiconductors & Converters kütüphanesinden 12 adet mosfet MATLAB/Simulink ekranına eklenmiştir. Mosfet'lerin tetiklenmesi için gerekli olan eşik gerilimi V_{th} değişkeni olarak atandı ve komut satırından değeri 5 V olarak belirlendi. Mosfet'lerin drain-source arası açık devre direnci R_{ds} değişkeni olarak atandı ve komut satırından değeri 0,01 Ω olarak belirlendi. Devrede kullanılan üç fazlı ve iki sargılı transformatör (Two-Winding Transformer (Three-Phase)) Simscape/Electrical/Passive/Transformers kütüphanesinden eklenmiştir. Transformatörün kaçak endüktansını modelleyebilmek için Simscape/Electrical/Passive kütüphanesinden üç adet endüktans (Inductor) eklenmiştir. Giriş ve çıkış kondansatörleri (Capacitor) ve yük direnci (Resistor) Simscape/Electrical/Passive kütüphanesinden eklenmiştir. Giriş gerilim kaynağı olarak Simscape/Electrical/Specialized Power Systems/Sources kütüphanesinden alınan kontrollü gerilim kaynağı (Controlled Voltage Source) kullanılmıştır ve gerilim kontrolü, Simulink/Sources kütüphanesinden alınan sabit değer (Constant) bloğuna Vdc değişkeni tanımlanarak komut arayüzü ile yapılmıştır. Referans noktası olarak Simscape/Electrical/Connectors & References kütüphanesinden referans bloğu (Electrical Reference) eklenmiştir. Dönüştürücünün gerilim değerlerini ölçebilmek için gerilim sensörü (Voltage Sensor) ve dönüştürücünün akım değerlerini ölçebilmek için akım sensörü (Current Sensor) Simscape/Electrical/Sensors & Transducers kütüphanesinden eklenmiştir. Akım ve gerilim dalga şekillerini gözlemleyebilmek için osiloskop (Scope) ve benzetim çalışması esnasında amaç fonksiyonlarının değerlerini gözlemleyebilmek için ekran (Display) Simulink/Sinks kütüphanesinden eklenmiştir. Simulink tarafından üretilen sinyallerin fiziksel sinyale dönüştürülebilmesi için dönüştürücü blok (Simulink-PS Converter), fiziksel sinyalleri simulink sinyaline dönüştürebilmek için dönüştürücü blok (PS-Simulink Converter) kullanılmıştır. Benzetim çalışması için kullanılacak çözümleyici ayarlarının tanımlanabilmesi için çözümleyici yapılandırıcı blok (Solver Configuration) Simscape/Utilities kütüphanesinden eklenmiştir. Dönüştürücü benzetim çalışmasında devre iletken karışıklığını önlemek için Simulink/Signal Routing kütüphanesinden From ve Goto

blokları eklenmiştir. Dönüştürücünün PI denetleyici ile kontrolü için Simulink/Continuous kütüphanesinden PID denetleyici (PID Controller) eklenmiş ve denetleyici PI olarak belirlenmiştir. Tek faz kaydırma modülasyon tekniğinde güç aktarımının maksimum değeri 90^0 faz kayma açısında gerçekleşmektedir (Denklem 29). Hata değeri ne kadar büyük olursa olsun PI denetleyici çıkışını 90^0 faz kayma açısını geçmeyecek şekilde sınırlandırılması amacıyla Simulink/Discontinuities kütüphanesinden sınırlandırma bloğu (Saturation) denetleyici çıkışına eklenerek üst limit olarak 90 girilmiştir. Referans gerilim değişimini modellemek amacıyla Simulink/Sources kütüphanesinden adım bloğu (Step) eklenmiştir. Referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farkı hesaplayarak bu hata değerini PI denetleyiciye göndermek için Simulink/Math Operations kütüphanesinden çıkarma bloğu (Subtract) eklenmiştir. Benzetim çalışmasında komut satırından okunması ve optimizasyon algoritmalarında kullanılması istenen değerler için Simulink/Sinks kütüphanesinden çalışma alanı bloğu (To Workspace) kullanılmıştır. Benzetim çalışmasının daha hızlı çalışabilmesi, çıkış kondansatörleri üzerinden geçen akım değeri Simulink/Math Operations kütüphanesindeki kazanç (Gain) bloğundan geçirdikten sonra Simulink/Continuous kütüphanesindeki integral bloğu (Integrator) ile integrali alınarak çıkış gerilim değeri hesaplanmıştır. Matematiksel ifadeleri Denklem 50, Denklem 51, Denklem 52 ve Denklem 53'te verilen ISE, IAE, ITSE ve ITAE amaç fonksiyonlarını hesaplayabilmek için bloklar içerisinde Simulink/Math Operations kütüphanesinden mutlak değer bloğu (Abs), Çarpan bloğu (Product), Simulink/Quick Insert/Math Operations kütüphanesinden kare bloğu (Square), Simulink/Sources kütüphanesinden saat bloğu (Clock), Simulink/Discrete kütüphanesinden ayrık zamanlı integratör bloğu (Discrete-time Integrator) kullanılmıştır. PI denetleyici çıkışı belirlenen faz kayma açısı ile anahtarlama elemanlarını tetikleyebilmek için DAB PWM Üreteci bloğu oluşturuldu. Üç Fazlı DAB MATLAB/Simulink Modeli, belirtilen devre elemanları kullanılarak Ek 2'deki gibi oluşturuldu. DAB PWM Üreteci bloğu içeriği ve Simulink modeli Ek 3 ve Ek 4'te verildi.

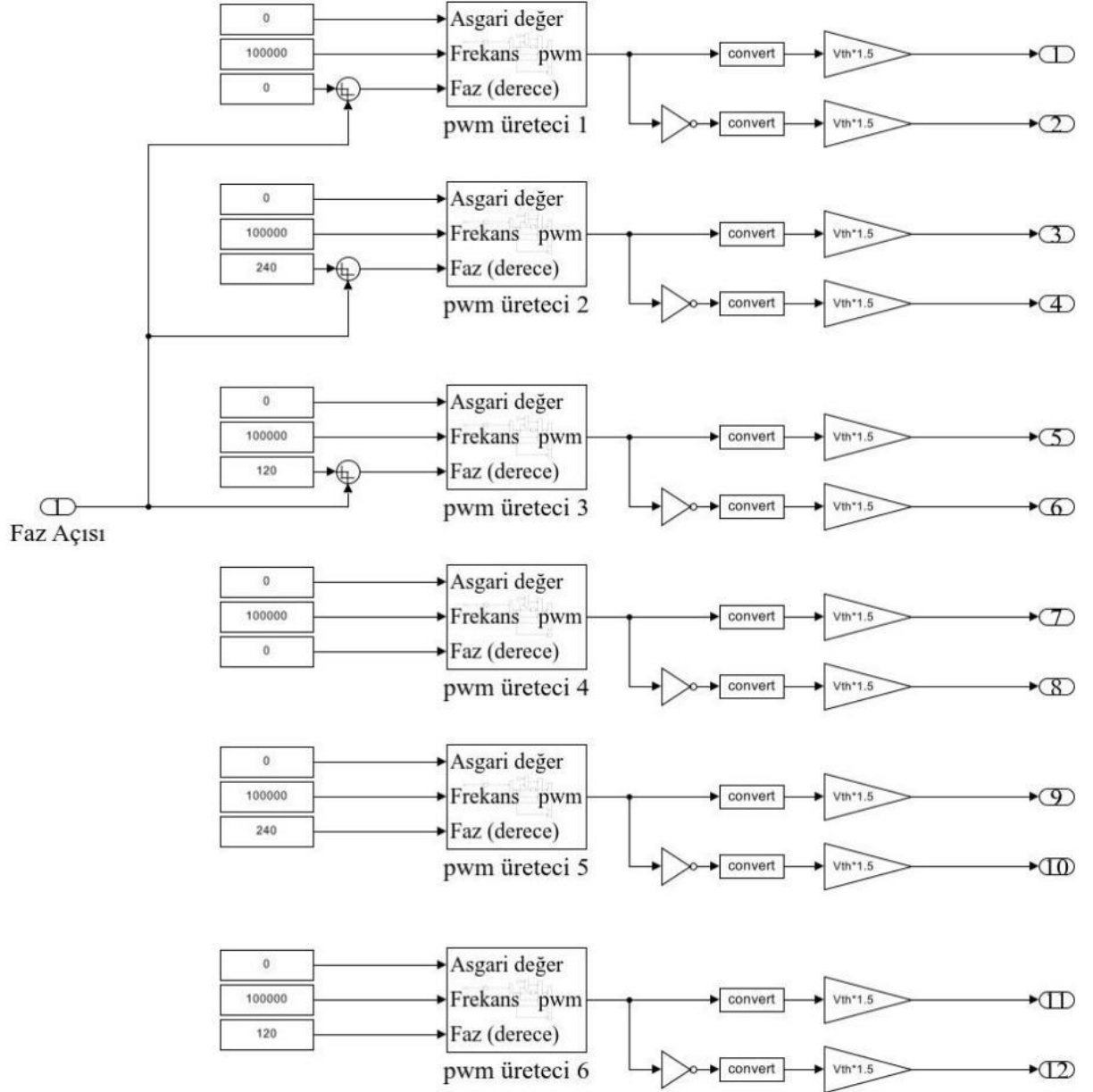
Ek 2. Üç Fazlı DAB MATLAB/Simulink Modeli



Ek 3. Üç Fazlı DAB PWM Üreteci Bloğu MATLAB/Simulink (R2023b) Modeli Oluşturulması

MATLAB/Simulink (R2023b) ekranına devre elemanları aşağıdaki gibi eklenip PWM Üreteci Bloğu benzetimi Ek 4'teki gibi yapıldı. Her bir anahtarlama kolu için 1 adet olmak üzere toplamda 6 adet PWM üreteci bloğu kullanıldı. Giriş ve çıkış tarafındaki her bir anahtarlama bloğunun faz açısı kendi arasında 120^0 faz farkı oluşturacak şekilde Simulink/Sources kütüphanesinden alınan sabit değer bloğu (Constant) kullanılarak sırası ile 0, 240 ve 120 olarak belirlendi. Tek faz kaydırma modülasyon tekniği için giriş anahtarlama elemanları ile çıkış anahtarlama elemanları arasında oluşturulacak olan faz farkı, giriş tarafındaki her bir anahtarlama bloğuna PI denetleyici tarafından belirlenen faz kayma açısı Simulink/Math Operations kütüphanesinden toplam bloğu (Sum) kullanılarak eklendi. PWM çalışma frekansı (100 kHz) sabit değer (Constant) bloğu kullanılarak eklendi. PWM üreteci tarafından üretilen tetikleme sinyalinin en düşük değeri 0 olması için sabit değer bloğu (Constant) kullanılarak PWM üreteci girişine uygulandı. Her bir anahtarlama kolundaki birbirine seri bağlı iki adet anahtarlama elemanı birbirine göre ters çalışması gerektiği için her bir PWM üreteci çıkışına paralel olarak Simulink/Quick Insert/Logic and Bit Operations kütüphanesinden Not bloğu eklendi. PWM üreteci çıkışlarının anahtarlama elemanlarını tetikleyecek sinyal tipine dönüştürebilmek için Simulink/Signal Attributes kütüphanesinden veri tipi çevirici (Data Type Conversion) bloğu eklendi. Son olarak PWM üretecinin çıkış gerilim değerinin anahtarlama elemanlarını tetikleyebilir düzeye çıkarabilmek için Simulink/Math Operations kütüphanesinden kazanç (Gain) bloğu eklendi. Anahtarlamanın sağlıklı çalışabilmesi için kazanç bloğunun içerisindeki çarpım değeri, Mosfet'lerin tetiklenmesi için gerekli olan eşik gerilimi olan V_{th} 'ın 1,5 katı olarak belirlendi. PWM üreteci blok faz açısı girişi ve anahtarlama elemanları tetikleme çıkışları Simulink/Quick Insert/Ports & Subsystems kütüphanesinden giriş portu (Inport) bloğu ve çıkış portu (Outport) bloğu kullanılarak irtibatlandırıldı.

Ek 4. Üç Fazlı DAB PWM Üretici MATLAB/Simulink Modeli



Simulink modeli oluşturulduktan sonra dosya DAB.slx ismi ile DAB3 isimli klasör içerisine kaydedilmiştir. Sonrasında ise devre parametrelerini ve PSO algoritma kodlarını (Ek 5) m-file içerisinde yazılarak PSO.m ismi ile DAB3 klasörü içerisine kaydedilmiştir. Benzetim çalışmasını başlatan ve amaç fonksiyonu değerini cost fonksiyonuna atayan fonksiyon kodlarını (Ek 5) tuning.m ismi ile m-file içerisinde yazdıktan sonra DAB3 klasörü içerisine kaydedilmiştir. Simulink modeli açıkken PSO.m dosyası çalıştırılmıştır.

Ek 5. Üç Fazlı DAB MATLAB/Simulink Benzetiminin PSO Algoritması İle Optimizasyon Kodu

```

clear all      %Tanımlı tüm değişkenler silinir
close all     %Açık olan tüm figüre pencereler kapatılır
clc          % Ekran temizlenir

% Benzetim Parametreleri
Ts=0.001;    %Örnekleme zamanı
R_ds = 0.01; % Mosfet'lerin drain-source arası açık devre direnci
Vth = 5;     % Mosfet'lerin tetiklenmesi için gerekli olan eşik gerilimi
Vdc = 800;   %Giriş gerilimi değeri (Volt)
P_Best=9999; % En iyi P başlangıç değeri atandı
I_Best=9999; % En iyi I başlangıç değeri atandı
CostTA=9999; % En iyi Cost başlangıç değeri atandı
nVar = 2;    % Değişken sayısı (P ve I değerleri için kk(1) ve kk(2))
ub = [100 100]; % Arama uzayının üst limiti
lb = [-10 -10 ]; % Arama uzayının alt limiti
fobj = @tunning; % Fonksiyon ismini tanımla

% PSO parametrelerini tanımla
noP = 15;    % Parçacık sayısı
maxIter = 50; % İterasyon sayısı
wMax = 1;    %Parçacık maksimum hızı katsayısı
wMin = 0.1;  %Parçacık minimum hızı katsayısı
c1 = 2;      %Bilişsel katsayı
c2 = 2;      %Sosyal katsayı
vMax = (ub - lb) .* 0.2; % Parçacık maksimum hız sınırı
vMin = -vMax; % Parçacık minimum hız sınırı

% PSO Algoritması
% Parçacık sayısı kadar döngü başlatılır (noP, parçacık sayısını ifade eder)
for k = 1 : noP
    % Parçacığın konumunu (X) rastgele başlat.
    % (ub - lb), çözüm arama alanındaki genişliği verir.
    % rand(1, nVar) ile 0 ile 1 arasında rastgele sayılar üretilir.
    % Bu değer, lb (alt sınır) ile eklenerek, konumlar [lb, ub] aralığına yerleştirilir.

```

```

Swarm.Particles(k).X = (ub-lb) .* rand(1, nVar) + lb;
% Parçacığın hızını (V) sıfırla. Başlangıçta hız sıfırdır.
Swarm.Particles(k).V = zeros(1, nVar);
% Parçacığın en iyi konumunu (PBEST.X) sıfırlayarak başlat.
% İlk başta herhangi bir en iyi konum bulunmadığı için sıfırla başlatılır.
Swarm.Particles(k).PBEST.X = zeros(1, nVar);
% Parçacığın en iyi çözümünün hedef fonksiyon değerini (PBEST.O) sonsuza eşitle.
% Başlangıçta en iyi çözüm bulunmadığı için sonsuz (inf) bir değer atanır.
Swarm.Particles(k).PBEST.O = inf;
% Tüm parçacıklar arasında bulunan en iyi çözümü (GBEST.X) sıfırlayarak başlat.
% Bu çözüm başlangıçta bilinmediği için sıfırlarla başlatılır.
Swarm.GBEST.X = zeros(1, nVar);
% Tüm parçacıklar arasında bulunan en iyi çözümün hedef fonksiyon değerini
(GBEST.O) sonsuza eşitle.
% Bu, başlangıçta herhangi bir en iyi çözüm olmadığı için sonsuz bir değerle başlatılır.
Swarm.GBEST.O = inf;
End
% Ana döngü
% Maksimum iterasyon sayısı kadar döngü başlatılır
for t = 1 : maxIter
    % Her bir parçacık için objektif değeri hesaplanır
    for k = 1 : noP
        currentX = Swarm.Particles(k).X;    % Parçacığın mevcut konumu
        Swarm.Particles(k).O = fobj(currentX); % Parçacığın objektif fonksiyonu değeri
        hesaplanır
        % Eğer mevcut objektif değer, parçacığın geçmişteki en iyi değerinden küçükse
        % En iyi PBEST değerini güncelle
        if Swarm.Particles(k).O < Swarm.Particles(k).PBEST.O
            Swarm.Particles(k).PBEST.X = currentX; % Yeni en iyi konumu kaydet
            Swarm.Particles(k).PBEST.O = Swarm.Particles(k).O; % Yeni en iyi objektif
            değeri kaydet
        end
    end
end

```

```

% Eğer mevcut objektif değer, sürüdeki en iyi değerden küçükse
% En iyi GBEST değerini güncelle
if Swarm.Particles(k).O < Swarm.GBEST.O
    Swarm.GBEST.X = currentX; % Yeni en iyi sürü konumunu kaydet
    Swarm.GBEST.O = Swarm.Particles(k).O; % Yeni en iyi objektif değeri kaydet
end
% Optimum sonuçları tespit et
% Eğer mevcut çözüm, CostTA'dan daha küçükse, yeni en iyi çözümü kaydet
if Swarm.Particles(k).O < CostTA % En iyi CostTA değerini bul
    CostTA = Swarm.Particles(k).O; % CostTA'yı güncelle
    P_Best = kk(1); % En iyi P_Best değerini kaydet
    I_Best = kk(2); % En iyi I_Best değerini kaydet
end
% Ekranı temizle ve güncel sonuçları yazdır
clc
disp(['CostTA: ' num2str(CostTA)]) % CostTA'yı ekrana yazdır
disp(['Best P: ' num2str(P_Best)]) % En iyi P_Best'i ekrana yazdır
disp(['Best I: ' num2str(I_Best)]) % En iyi I_Best'i ekrana yazdır
disp(['Iteration# ', num2str(t)]) % Geçerli iterasyonu ekrana yazdır
end
% Parçacıkların hızını güncelle
% w, hızın dinamik değişim oranını kontrol eder (lineer azalma)
w = wMax - t .* ((wMax - wMin) / maxIter);
% Her bir parçacık için hız güncelleme işlemi
for k = 1 : noP
    % Parçacık hızını güncelleme (PSO hız güncelleme formülü)
    Swarm.Particles(k).V = w .* Swarm.Particles(k).V + c1 .* rand(1,nVar) .*
    (Swarm.Particles(k).PBEST.X - Swarm.Particles(k).X) + c2 .* rand(1,nVar) .*
    (Swarm.GBEST.X - Swarm.Particles(k).X);
    % Hızın sınırlarını kontrol et ve aşan hızları vMax ve vMin ile kısıtla
    index1 = find(Swarm.Particles(k).V > vMax); % Hız, vMax değerini aşıyor mu?
    index2 = find(Swarm.Particles(k).V < vMin); % Hız, vMin değerini aşıyor mu?
    Swarm.Particles(k).V(index1) = vMax(index1); % Aşan hızları vMax ile sınırla

```

```

Swarm.Particles(k).V(index2) = vMin(index2); % Düşük hızları vMin ile sınırla
% Parçacığın yeni konumunu güncelle
Swarm.Particles(k).X = Swarm.Particles(k).X + Swarm.Particles(k).V; % Konumu
hız ile güncelle
% Konumun sınırları kontrol edilir, eğer sınırı aşıyorsa, konumu sınırlar içinde tut
index1 = find(Swarm.Particles(k).X > ub); % Konum, üst sınırı aşıyor mu?
index2 = find(Swarm.Particles(k).X < lb); % Konum, alt sınırı aşıyor mu?
Swarm.Particles(k).X(index1) = ub(index1); % Aşan konumları üst sınırla sınırlayın
Swarm.Particles(k).X(index2) = lb(index2); % Düşük konumları alt sınırla sınırlayın
end
% Sonuçları ekrana yazdır
outmsg = ['Iteration# ', num2str(t), ' Swarm.GBEST.O = ', num2str(Swarm.GBEST.O)];
disp(outmsg);
% Sürüdeki en iyi çözümün değerini kaydet
cgCurve(t) = Swarm.GBEST.O;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Benzetim çalışmasını başlatan fonksiyon kodları
function cost = tuning(kk)
% 'kk' değerini çalışma alanına atar.
% Bu, 'kk' değişkeninin Simulink modelinde kullanılabilmesi için gereklidir.
assignin('base','kk',kk);
% 'dab.slx' Simulink modelini çalıştırılır ve simülasyon başlatılır.
sim('dab.slx');
% Simülasyon sonucunda elde edilen ITAE dizisinin son elemanını (cost) döndürür.
cost = ITAE(end);
end

```

ÖZGEÇMİŞ

Turgut ABDİOĞLU, İlköğrenimini İstanbul'da bitirdikten sonra ortaokul ve lise öğrenimini Yomra Lisesi'nde tamamladı. 2002 yılında 1 yıl İngilizce hazırlık öğrenimi gördükten sonra 2003 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans programına başladı ve 2007 yılında mezun oldu. 2010 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı'nda Yüksek Lisans eğitime başladı. Türk Telekom Trabzon Bölge Müdürlüğü'nde yönetici olarak görev yapmaktadır. Yabancı dil olarak iyi seviyede İngilizce bilmektedir.

Abdioğlu, T., & Danayiyen, Y. (2024). Üç fazlı çift aktif köprülü DA-DA dönüştürücünün metasezgisel algoritma tabanlı PI denetleyici ile kontrolü. Karadeniz 17th International Conference On Applied Sciences, (s. 532-544). RİZE.