

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İKİ YÖNLÜ ÜÇ SEVİYELİ T-TİPİ LLC REZONANS İZOLE
DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Kemal KALAYCI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Bilim Dalı

OCAK 2024

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İKİ YÖNLÜ ÜÇ SEVİYELİ T-TİPİ LLC REZONANS İZOLE
DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ

DOKTORA TEZİ

Kemal KALAYCI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Bilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU

Ortak Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Onur DEMİREL

OCAK 2024

Kemal KALAYCI tarafından hazırlanan “İki Yönlü Üç Seviyeli T-Tipi LLC Rezonans İzole DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı Ve Analizi” adlı tez çalışması 24.01.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Jüri Başkanı :

Jüri Üyesi :

Jüri Üyesi :

Jüri Üyesi :

Jüri Üyesi :



ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğine ve Yükseköğretim Kurumları Bilimsel Araştırma ve Yayın Etiği Yönergesine uygun olarak hazırlamış olduğum “İKİ YÖNLÜ ÜÇ SEVİYELİ T-TİPİ LLC REZONANS İZOLE DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ” başlıklı tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın tüm aşamalarında yukarıda belirtilen yönetmelik ve yönergeye uygun davrandığımı, tezin içerdiği yenilik ve sonuçları başka bir yerden almadığımı, tezde kullandığım eserleri usulüne göre kaynak olarak gösterdiğimi, bu tezi başka bir bilim kuruluna akademik amaç ve unvan almak amacıyla vermediğimi ve 20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince Sakarya Üniversitesi’nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Enstitü tarafından belirlenmiş ölçütlere uygun rapor alındığını, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun ortaya çıkması halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi beyan ederim.

(24/01/2024).

Kemal KALAYCI





Eşime ve Kızıma



TEŞEKKÜR

Doktora tez çalışmam sırasında yardımlarını ve desteğini esirgemeyen ve her zaman bilgi ve tecrübesiyle yoluma ışık tutan değerli danışman hocam Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU'na çok teşekkür ederim.

Doktora çalışmamın uygulama kısmında desteğini esirgemeyen, deneyimi ile zorlu süreçleri kolaylaştıran ve üzerimde emeği bulunan ortak danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Onur DEMİREL'e çok teşekkür ederim.

Tez izleme komitesi jüri üyeleri Prof. Dr. Adnan DERDİYOK ve Prof. Dr. İrfan YAZICI'ya değerli görüş ve yönlendirmeleri için teşekkür ederim.

Yaşamım boyunca daima yanımda olan annem, babam ve ağabeyime minnet ve sonsuz şükranlarımı sunuyorum.

Çalışmam sürecinde maddi ve manevi her zaman yanımda olan en büyük destekçim sevgili eşim Canan KALAYCI'ya, moral ve motivasyon kaynağım minik kızım Bilge Eslem'ime sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışması 118E173 numaralı Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından ve 2019-7-25-291 numaralı proje kapsamında Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Koordinatörlüğü tarafından desteklenmiştir.

Kemal KALAYCI



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ	v
TEŞEKKÜR	ix
İÇİNDEKİLER	xi
KISALTMALAR	xiii
SİMGELER	xv
TABLO LİSTESİ	xix
ŞEKİL LİSTESİ	xxi
ÖZET	xxiii
SUMMARY	xxvii
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özeti	3
1.2. Tezin Amacı	6
2. TOPOLOJİ, KONTROL VE TEORİK ANALİZ YÖNTEMLERİ.....	9
2.1. İki Yönlü İzole DA-DA Dönüştürücü Topolojileri	9
2.1.1. İki yönlü iki seviyeli izoleli DA-DA dönüştürücüler.....	10
2.1.2. İki yönlü üç seviyeli izoleli DA-DA dönüştürücüler	11
2.1.3. İki ve üç seviyeli DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması.....	12
2.1.4. İki yönlü izoleli rezonans DA-DA dönüştürücüler	13
2.1.4.1. Yumuşak anahtarlama teknikleri.....	14
2.1.4.2. Seri rezonans dönüştürücü	15
2.1.4.3. LCL rezonans dönüştürücü	18
2.1.4.4. LLC rezonans dönüştürücü	19
2.1.4.5. CLLC rezonans dönüştürücü.....	20
2.1.4.6. Rezonans dönüştürücülerin karşılaştırılması	22
2.2. İki Yönlü İzole DA-DA Dönüştürücülerin Kontrol Yöntemleri	23
2.2.1. 1-DOF modülasyon.....	24
2.2.2. 2-DOF modülasyon.....	24
2.2.3. 3-DOF modülasyon.....	26
2.2.4. 4-DOF modülasyon.....	28
2.2.5. 5-DOF modülasyon.....	29
2.2.6. Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması	30
2.3. İki Yönlü İzole DA-DA Dönüştürücülerin Teorik Analiz Yöntemleri	32
2.3.1. Zaman domen analizi	32
2.3.2. Frekans domen analizi	34
2.3.3. Zaman ile frekans domen analizlerinin karşılaştırılması	36
3. ÖNERİLEN İKİ YÖNLÜ 3L T-TİPİ LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ	39
3.1. LLC Rezonans T-tipi Topolojisi	39
3.2. 3-DOF Modülasyon Yöntemi.....	40
3.3. Çalışma aralıkları	42
4. TEORİK VE BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	47
4.1. Teorik Çalışma	47

4.1.1. İleri yönlü çalışmanın teorik analizi.....	49
4.1.2. Geri yönlü çalışmanın teorik analizi	55
4.1.3. İleri yönlü güç akışında ZVS analizi.....	60
4.1.4. Geri yönlü güç akışında ZVS analizi	67
4.2. Benzetim Çalışması	71
5. UYGULAMA SONUÇLARI.....	77
5.1. Prototip	78
5.2. Ölçülen çalışma dalga şekilleri ve ZVS koşulu.....	79
5.3. İki yönlü rezonans DA-DA dönüştürücüler arasındaki karşılaştırma	86
5.4. Dönüştürücü verimi	89
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	93
KAYNAKLAR.....	99
ÖZGEÇMİŞ.....	113



KISALTMALAR

2L	: İki seviyeli (two level)
3L	: Üç seviyeli (three level)
AA	: Alternatif akım
ADM	: Asimetrik çalışma modülasyonu (Asymmetric Duty Modulation)
BDC	: İki yönlü DA (Bidirectional DC)
CCM	: Sürekli iletim modu (Continuous Conduction Mode)
CF	: Akım beslemeli (Current Feed)
DA	: Doğru akım
DAB	: İkili aktif köprü (Dual Active Bridge)
DPS	: İkili faz kaydırma (Dual Phase Shift)
DOF	: Serbestlik derecesi (Degrees Of Freedom)
EDS	: Enerji depolama sistemleri
EMI	: Elektromanyetik girişim (Electromagnetic Interference)
EPS	: Genişletilmiş faz kaydırma (Extended Phase Shift)
EV	: Elektrikli araç (Extended Phase Shift)
FB	: Tam köprü (Full Bridge)
FDA	: Frekans domen analizi (Frequency Domain Analysis)
FDM	: Dört serbestlik dereceli modülasyon (Four Degrees of Freedom)
FHA	: Temel harmonik analizi (Fundamental Harmonic Analysis)
HB	: Yarım köprü (Half Bridge)
HDAB	: Hibrit ikili aktif köprü (Hybrid Dual Active Bridge)
HVDC	: Yüksek gerilim DA (High Voltage DC)
IBDC	: İzole iki yönlü DA (Isolated Bidirectional DC)
IGBT	: İzole kapılı bipolar transistör (Isolated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	: Metal-oksit-yarıiletken alan etkili transistör
PFC	: Güç faktörü düzeltmesi (Power Factor Correction)
PSM	: Faz kaydırmalı modülasyon (Phase Shift Modulation)
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RL	: Pekiştirmeli öğrenme (Reinforcement Learning)

RMS	: Karekök ortalama kare (Root Mean Square)
SiC	: Silisyum karbür (Silicon Carbide)
SOM	: Basitleştirilmiş işletim modları (Simplified Operating Modes)
SPS	: Sadece faz kaydırma (Single Phase Shift)
SR-DAB	: Seri rezonans ikili aktif köprü
TDA	: Zaman domen analizi (Time Domain Analysis)
TPS	: Üçlü faz kaydırma (Triple Phase Shift)
UTPS	: Birleşik üçlü faz kaydırma (Unified Triple Phase Shift)
VF	: Gerilim beslemeli (Voltage Feed)
VFM	: Değişken frekans modülasyonu (Variable Frequency Modulation)
ZCS	: Sıfır akımda anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	: Sıfır akımda geçiş (Zero Current Transition)
ZVS	: Sıfır gerilimde anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	: Sıfır gerilimde geçiş (Zero Voltage Transition)

SİMGELER

f	: İleri yönlü güç akışı indisi
r	: Geri yönlü güç akışı indisi
f_s	: Anahtarlama frekansı [Hz]
f_{sw}	: Benzetim çalışması için anahtarlama frekansı [Hz]
f_o	: Rezonans frekansı [Hz]
F	: Normalize edilmiş frekans [b.]
δ	: Faz kaydırma oranı
δ_i	: Köprü içi anahtar çiftleri arasındaki faz kaydırma oranı
ϕ_{hs}	: Benzetim çalışması için faz kaydırma oranı
λ	: Endüktans oranı
C_1, C_2, C_3, C_4	: Filtre kondansatörleri
S_1, S_2, S_3, S_4	: Primer taraftaki MOSFET'ler
Q_1, Q_2, Q_3, Q_4	: Sekonder taraftaki MOSFET'ler
D	: Çalışma oranı
D_p	: Primer çalışma oranı
D_s	: Sekonder çalışma oranı
L_r	: Rezonans endüktansı [H]
L_{lk}	: Kaçak endüktans [H]
L_m	: Mıknatıslanma endüktansı [H]
I_m	: Mıknatıslanma akımı
Z_m	: Mıknatıslanma empedansı
n	: Transformatör sarım oranı
C_r	: Rezonans kondansatörü [F]
C_{oss}	: MOSFET'in çıkış kapasitansı [F]
C_j	: MOSFET'in jonksiyon kondansatörü [F]
C_s	: Primer taraftaki MOSFET'lerin jonksiyon kondansatörü [F]
C_Q	: Sekonder taraftaki MOSFET'lerin jonksiyon kondansatörü [F]
p	: Anlık güç
P_i	: Giriş gücü
P_o	: Çıkış gücü

R_{ac}	: AA eşdeğer yansıyan yük direnci
R_o	: Yük direnci
T_s	: Anahtarlama periyodu [s.]
ω_s	: Açısai frekans [rad/s]
a_0	: DA bileşeni
a_n, b_n	: Fourier katsayıları
b_h	: Fourier katsayısı
h	: Harmonik sırası
$i_L(t_0)$	: Endüktans akımının başlangıçtaki değeri [A]
i_{Lr}, I_{Lr}	: Rezonans endüktansı üzerinden geçen akım [A]
i_{Lr-rms}	: Rezonans endüktansı üzerinden geçen akımın RMS değeri [A]
I_s	: Transformatörün sekonder tarafından akan akım [A]
V_{ab}	: a-b uçları arasındaki gerilim [V]
V_{cd}	: c-d uçları arasındaki gerilim [V]
$V_{c'd'}$	: c-d uçlarının primere yansımış hali olan c'-d' uçları arasındaki gerilim
V_{Cr}	: Rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim [V]
V_{Lc}	: L_r ve C_r elemanlarından oluşan seri rezonans tankı üzerindeki gerilim
$V_{rezonans}$	: Benzetim çalışmasında seri rezonans tankı üzerindeki gerilim
V_{Lr}	: Rezonans endüktansı üzerindeki gerilim [V]
V_i	: Giriş gerilimi [V]
V_o	: Çıkış gerilimi [V]
M	: Gerilim çevrim oranı
M_f	: İleri yönlü güç akışında gerilim çevrim oranı
M_r	: Geri yönlü güç akışında gerilim çevrim oranı
V_{gs}, V_{gq}	: Primer ve sekonder taraftaki MOSFET'lerin kapı sürücü işaretleri
V_{Gs}, V_{GQ}	: Benzetim çalışması için MOSFET'lerin kapı sürücü işaretleri
V_s, V_q	: Benzetim çalışması için MOSFET'lerin üzerindeki gerilimler
I_s, I_q	: Benzetim çalışması için MOSFET'lerin üzerindeki akımlar
t	: Zaman [s.]
t_{c1}, t_{c2}	: Komütasyon zamanı [s.]
t_d	: Ölü zaman [s.]
t_{dead}	: Benzetim çalışması için ölü zaman [s.]
Z_o	: Karakteristik empedans
Z_{inf}	: a-b noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansı (ileri yön)

Z_{if}	: a-b noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansın reel kısmı (ileri)
α_f	: a-b noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansın faz açısı (ileri)
Z_f	: c'-d' noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansı (ileri)
Z_a	: c'-d' noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansın reel kısmı (ileri)
β_f	: c'-d' noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansın faz açısı (ileri)
Z_{LC}	: LC rezonans tankının empedansı
θ	: LC rezonans tankı üzerindeki gerilimin faz açısı
Z_r	: Rezonans akımının geçtiği yolun eşdeğer devre empedansı (geri)
Z_b	: Z_r empedansının reel kısmı (geri)
β_r	: Z_r empedansının faz açısı (geri)
Z_{in_r}	: c'-d' noktaları arasından yüke doğru görünen empedans (geri)
Z_{i_r}	: Z_{in_r} empedansının reel kısmı (geri)
α_r	: Z_{in_r} empedansının faz açısı (geri)
Z_o	: Karakteristik empedans
Q	: Kalite faktörü
η	: Verim değeri



TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1. İki seviyeli, üç seviyeli T-tipi ve I-tipi DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması.	13
Tablo 2.2. İki yönlü izoleli rezonans dönüştürücülerin karşılaştırılması.	22
Tablo 2.3. İki yönlü izoleli DA-DA dönüştürücülerdeki kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması.	31
Tablo 2.4. Zaman ve frekans domen analizlerinin karşılaştırılması.....	37
Tablo 3.1. Gerilim çevrim oranına göre değişen ölü zaman aralıkları.....	43
Tablo 5.1. Prototipe ilişkin parametreler ve değerleri.....	77
Tablo 5.2. $M=1$ durumunda ileri yönlü çalışma için teorik hesapların ve deneysel sonuçların karşılaştırılması ve aralarındaki hata oranı.....	84
Tablo 5.3. $M=1$ durumunda geri yönlü çalışma için teorik hesapların ve deneysel sonuçların karşılaştırılması ve aralarındaki hata oranı.....	85
Tablo 5.4. İki yönlü rezonans DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması.	87



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1. Mikro-şebeke güç dağıtım sistemlerinde iki yönlü izole DA-DA dönüştürücü kullanımı.....	2
Şekil 1.2. Elektrikli araçlarda iki yönlü izole DA-DA dönüştürücü kullanımı.	2
Şekil 2.1. DAB dönüştürücü topolojisi.	10
Şekil 2.2. Üç seviyeli I-tipi dönüştürücü topolojisi [95].	11
Şekil 2.3. Sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama türlerine ait dalga şekilleri [97].	15
Şekil 2.4. Seri LC rezonans DAB dönüştürücü.	16
Şekil 2.5. LCL rezonans DAB dönüştürücü.	18
Şekil 2.6. LLC rezonans DAB dönüştürücü.	19
Şekil 2.7. CLLC rezonans DAB dönüştürücü.	21
Şekil 3.1. Önerilen iki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans izoleli DA-DA dönüştürücü [157].	39
Şekil 3.2. Önerilen dönüştürücünün ileri yönlü çalışmasında ölü zaman dikkate alınarak elde edilen çalışma dalga şekilleri.	41
Şekil 3.3. Çalışma aşamalarına göre önerilen dönüştürücünün eşdeğer devreleri ve aktif akım yolların gösterimi.	42
Şekil 4.1. İki yönlü 3L LLC rezonans T-tipi topolojisi: (a) ileri yönlü güç akışı için ana devresi, (b) ileri yönlü güç akışı için basitleştirilmiş eşdeğer devresi, (c) geri yönlü güç akışı için ana devresi, (d) geri yönlü güç akışı için basitleştirilmiş eşdeğer devresi.	48
Şekil 4.2. İleri yönlü güç akışı için değişik yüklerde, gerilim çevrim oranı (M_f) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.	51
Şekil 4.3. İleri yönlü güç akışı için değişik yüklerde, faz kaydırma oranı (δ) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.	53
Şekil 4.4. İleri yönlü güç akışı için değişik yüklerde, çalışma oranı (D) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.	54
Şekil 4.5. İleri yönlü güç akışı için, çalışma oranı (D) ile normalize edilmiş frekans (F) ve çıkış gücü (P_{of}) arasındaki ilişki.	55
Şekil 4.6. Geri yönlü güç akışı için değişik yüklerde gerilim çevrim oranı (M_r) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.	57
Şekil 4.7. İleri yönlü güç akışı için dalga şekilleri.	61
Şekil 4.8. $M_f = 1$ durumunda çeşitli yük koşullarında çalışma oranı ve normalize edilmiş frekans değerlerine göre ZVS çalışma bölgesi.	65
Şekil 4.9. a) Tam yükte ZVS bölgesi diyagramı (b) $M_f = 1$ ve tam yükte çalışırken kontrol parametrelerine göre ZVS güç aralığı (c) $M_f = 1$ ve % 60 yükte çalışırken kontrol parametrelerine göre ZVS güç aralığı.	66
Şekil 4.10. Geri yönlü güç akışı için dalga şekilleri.	67
Şekil 4.11. İki yönlü 3L T-tipi LLC rezonanslı DA-DA dönüştürücünün benzetim şeması.	71

Şekil 4.12. İleri yönlü çalışmada, $M = 1$ değeri ve tam yük koşulları altında, benzetim çalışmamızda kullanılan parametreler.	72
Şekil 4.13. 3-DOF modülasyon için tasarlanan kontrol devresi.	73
Şekil 4.14. (a) MOSFET'in modeli ve (b) MOSFET'in termal analizi parametreleri.	73
Şekil 4.15. İki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün primer taraftaki anahtarlama elemanlarının akım ve gerilim dalga şekilleri.	74
Şekil 4.16. İki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün sekonder taraftaki anahtarlama elemanlarının akım ve gerilim dalga şekilleri.	75
Şekil 4.17. Mıknatıslanma endüktansının değeri (L_m) ile transformatörün birincil ve ikincil taraflarındaki akımların RMS değerleri arasındaki ilişki. (a) ileri yönlü çalışma, (b) geri yönlü çalışma.	76
Şekil 5.1. Önerilen dönüştürücüye ait prototipin a) alttan görüntüsü b) üstten görüntüsü.	78
Şekil 5.2. Tam yük durumunda ileri ve geri yönlü güç akışında dalga biçimleri. (a) ileri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{Lrf} (kanal 2), (b) ileri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{Sf} (kanal 2), (c) geri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{Lrr} (kanal 2), (d) geri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{Sr} (kanal 2).	80
Şekil 5.3. İleri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda primer anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) S1 iletimde, (b) S1 kesimde, (c) S3 iletimde, (d) S3 kesimde.	81
Şekil 5.4. İleri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda sekonder anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) Q1 iletimde, (b) Q1 kesimde, (c) Q3 iletimde, (d) Q3 kesimde.	81
Şekil 5.5. Geri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda primer anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) S1 iletimde, (b) S1 kesimde, (c) S3 iletimde, (d) S3 kesimde.	82
Şekil 5.6. Geri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda sekonder anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) Q1 iletimde, (b) Q1 kesimde, (c) Q3 iletimde, (d) Q3 kesimde.	83
Şekil 5.7. $M_f = 0,45$, $P_o = 409 \text{ W}$ ve $Q = 0,4444$ için anahtarların akım (turkuaz) ve gerilim (eflatun) dalga şekilleri. a) S1 anahtarı, b) S3 anahtarı, c) Q1 anahtarı, d) Q3 anahtarı.	83
Şekil 5.8. 600 W (% 30 yükte) – 2 kW (tam yükte) güçleri arasındaki klasik SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücünün ve 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans T-tipi dönüştürücünün verim grafiği.	90
Şekil 5.9. Önerilen yaklaşımda, değişik gerilim çevrim oranı ve çıkış güçleri ile verim arasındaki ilişki.	90
Şekil 5.10. Anahtarlama elemanlarının (S1, S3, Q1, Q3) güç kaybı. a) $M_f = 1$, $V_o = 400 \text{ V}$, $P_o = 2000 \text{ W}$, $f_s = 48,6 \text{ kHz}$ ve $Q=0,4444$, b) $M_f = 0,45$, $V_o = 180 \text{ V}$, $P_o = 409 \text{ W}$, $f_s = 170 \text{ kHz}$ ve $Q=0,4444$	91

İKİ YÖNLÜ ÜÇ SEVİYELİ T-TİPİ LLC REZONANS İZOLE DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ

ÖZET

Yenilenebilir enerji kaynakları, batarya depolama sistemleri, doğru akım (DA) şebekeleri ve elektrikli araçların hızla gelişmesi, iki yönlü DA-DA dönüştürücülere olan ilgiyi artırmaktadır. Bu dönüştürücüler, genellikle yenilenebilir enerji kaynakları tarafından beslenen yüksek gerilimli bir DA bara ile enerji depolama cihazlarının bağlandığı düşük gerilimli bir DA bara arasında güç transferini sağlayan bir ara yüz olarak işlev görmektedir. Bu uygulamaların çoğunda, iki DA barası arasında iki yönlü güç akışı, geniş bir gerilim çevrim oranında ve hafif yüklerde yüksek verimliliği gerektirir ki bu da hâlâ iki yönlü DA-DA dönüştürücülerin tasarımı ve modülasyonunu zorlayan bir durumdur.

İki yönlü DA-DA dönüştürücüler alanında, üç seviyeli topolojilerin kullanımı giderek artmaktadır. Bu topolojiler, iki seviyeli topolojilere kıyasla anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim stresini daha düşük seviyede tutarak, anahtarlama sırasında kayıpları azaltmaktadır. Üç seviyeli topolojiler, I-tipi ve T-tipi olmak üzere iki ana kategoriye ayrılmaktadır. T-tipi topolojisinin anahtar kombinasyonu, I-tipi topolojisine göre daha yüksek güvenilirlik sunmaktadır. Bunun temel nedeni, I-tipi topolojisinde yer alan ancak T-tipi topolojisinde bulunmayan iki fazlı diyotun, T-tipindeki akım yolunu kısaltarak iletkenlik kayıplarını azaltmasıdır. Ayrıca, T-tipi topolojisi, I-tipi topolojisine kıyasla daha az anahtarlama elemanı gerektirdiğinden maliyet açısından da avantajlıdır. Bu çalışmada, iki seviyeli topolojilere ve üç seviyeli I-tipi topolojisine göre daha düşük maliyetli, daha yüksek güvenilirlik sunan ve daha az kayıp ile çalışan üç seviyeli T-tipi topolojisi kullanılmıştır.

İki yönlü izole LLC rezonans DA-DA dönüştürücüler, özellikle alçaltıcı ve yükseltici çalışma kapasitesi, dar anahtarlama frekansı değişim aralığı ve geniş sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) çalışma aralığı açısından, seri rezonans dönüştürücülere kıyasla üstün performans göstermektedirler. Bununla birlikte, bu topoloji ters güç akışı yönünde çalıştığında, hala geleneksel bir seri rezonans dönüştürücü olarak işlev görmek ve simetrik çalışma özelliğine sahip değildir. Bu simetrik çalışma eksikliğini gidermek için, iki yönlü CLLC rezonans dönüştürücüsü önerilmektedir. Ancak, eklenen rezonans tankı, dönüştürücünün maliyetini ve hacmini artırmakta, ayrıca geleneksel LLC rezonans dönüştürücüye kıyasla gerilim çevrim oranı aralığını düşürmektedir. Bu çalışmada, topolojinin hem geniş ZVS çalışma aralığında ve yüksek gerilim çevrim oranında çalışması arzu edildiğinden hem de sağlayacağı düşük maliyet ve düşük hacim avantajları da göz önünde bulundurularak, LLC rezonans dönüştürücü topolojisi tercih edilmiştir.

Bu tezde, iki yönlü güç akışı için faz kaydırmalı modülasyon (PSM), geniş bir gerilim çevrim oranı aralığında ve hafif yüklerde yumuşak anahtarlama gerçekleştirmek için değişken frekans modülasyonu (VFM) ve reaktif sirkülasyon akımını azaltmak için darbe genişlik modülasyonu (PWM) kullanılarak iki yönlü üç seviyeli T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Üç modülasyon

yönteminin birleşimi olan bu çalışmada, dikey kollarındaki anahtarların çalışma oranı, primer ve sekonder anahtarlar arasındaki faz kaydırma oranı ve anahtarlama frekansı; gerilim çevrim oranına ve yüke bağlı olarak değiştirilir. Kontrol edilen parametrelerin sayıca artması literatürde serbestlik derecesinin (DOF) sayıca artışı olarak adlandırılmaktadır. Bu artış dönüştürücünün performansını önemli ölçüde iyileştirmekte; Karekök ortalama kare (RMS) akım değerini düşürmekte, geri yönlü sirkülasyon akış gücünü azaltmakta ve yumuşak anahtarlama aralığını genişletmektedir. Sonuç olarak, bu iyileştirmeler, dönüştürücünün genel verimliliğini ve güvenilirliğini artırırken, anahtarlama ve iletim kayıplarını azaltmaktadır. Bununla birlikte, DOF sayısındaki artış, kontrol karmaşıklığını ve işlem sayısını da artırmaktadır. Bu çalışmada önerilen topoloji, yarım köprü yapısı nedeniyle en fazla dört DOF modülasyon yöntemi ile kontrol edilebilir. Dört DOF modülasyon yönteminde, transformatörün primer ve sekonder taraflarında yer alan dikey kollardaki anahtarların çalışma oranları farklı olduğundan kompleks hesaplamalar gerekir. Ancak bu çalışmada, pratiklik ve işlem kolaylığı açısından, dikey kollardaki çalışma oranları eşit olarak belirlenmiştir. Klasik 3-DOF kontrol yöntemlerinden farklı olarak, bu çalışmada önerilen 3-DOF modülasyonu; anahtarlama frekansı, faz kaydırma oranı ve dikey kollardaki çalışma oranı gibi parametreler kullanılarak geliştirilmiş ve ilk kez iki yönlü bir DA-DA dönüştürücüde uygulanmıştır. Önerilen modülasyon yöntemi sayesinde, LLC rezonanslı dönüştürücü, klasik sadece faz kaydırmalı (SPS) yönteminin aksine, hafif yük koşulları ve düşük gerilim çevrim oranları altında bile ZVS bölgesinde yüksek verimlilikle çalışabilir duruma getirilmiştir. Bu modülasyon yöntemi, %30 yük ile tam yük arasında yumuşak anahtarlama bölgesinde kalmasını sağlamak amacıyla, yük azaldıkça anahtarlama frekansının artırılması ile gerçekleştirilir. Anahtarlama frekansındaki değişimlere bağlı olarak faz kaydırma oranı ve dikey kollardaki anahtarların çalışma oranları belirlenmiştir. Önerilen LLC rezonans topolojisi; ileri yönlü güç akışında LLC rezonans, geri yönlü güç akışında ise seri rezonanslı devre olarak çalışır. Bu nedenle tez içeriğinde, sürekli akım modunda çalışan dönüştürücünün hem LLC hem de seri rezonans devre hesaplamalarına ilişkin teorik analizler sunulmuştur. Bu çalışmada, seri rezonans tankındaki empedans değerine kıyasla mıknatıslanma endüktansı daha yüksek değerde alınarak, transformatörün primer ve sekonder uçlarındaki devre akımlarının RMS değerlerinin birbirine yakın olması sağlanmıştır. Bu yaklaşım, kontrol parametrelerinin hem ileri yönlü güç akışı hem de geri yönlü güç akışı operasyonlarında birbirine benzer değerler almasına olanak sağlamıştır. Ancak, tasarımcı mıknatıslanma endüktansını düşük bir değerde seçerse, geri yönlü güç akışı için ayrıca teorik hesaplamaların yapılması gerekecektir. Tez içeriğinde, ileri ve geri yön güç akışı için detaylı teorik hesaplamalar ve ZVS analizleri sunulmuştur.

İki yönlü izole DA-DA dönüştürücülerin teorik analizleri, zaman domen analizi (TDA) ve frekans domen analizi (FDA) yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilir. TDA yönteminde her bir çalışma modunun eşdeğer devre modeli kullanılarak durum denklemleri formüle edilir. Bu yöntem, özellikle serbestlik derecesi (DOF) sayısının yüksek olduğu durumlarda ve anahtarlama elemanlarının jonksiyon kapasitesi ile ölü zaman parametrelerinin dikkate alınması gerektiğinde, FDA'ya kıyasla daha karmaşık hesaplamalar gerektirir. Öte yandan, FDA yöntemi, yüksek frekanslı gerilim ve akımın Fourier dönüşümü kullanılarak yapılır. FDA yönteminin basitleştirilmiş bir formu olan temel harmonik analizi (FHA), sadece birinci harmonik bileşeni hesaba katarak gerçekleştirilir. Ancak, bu yaklaşım, DOF sayısının artması durumunda, kontrol parametrelerinin değerlerini gerçek uygulama koşullarında istenilen doğruluk seviyesinde elde etmeyi zorlaştırmaktadır. Bu sebeple, FHA analizi ile elde edilen

kontrol parametrelerinin değerleri, pratik uygulamalarda beklenen sonuçlardan önemli ölçüde farklılık gösterebilir. Bu çalışmada, teorik analizin basitliğini ve doğruluğunu dikkate alarak, normalize edilmiş değerler içeren basitleştirilmiş frekans analizi tercih edilmiştir. Tez kapsamındaki teorik hesaplamalarda, iki yönlü dönüştürücülerde, tüm harmonikleri içeren basitleştirilmiş frekans domeni analizi literatürde ilk kez uygulanmış ve belirlenen ZVS bölgesinde önerilen dönüştürücü yüksek verimlilikte çalıştırılmıştır. Frekans domeni analizi ile bulunan eşitliklerden kontrol parametrelerini elde etmek için Newton-Raphson metodu kullanılmıştır. Hesaplamalarda 99. harmonikten sonra kontrol parametrelerinde bir değişim olmadığı için analizde ilk 99 harmonik dikkate alınmıştır. Bu analiz kapsamında, teorik hesaplamalarla elde edilen kontrol parametreleri, deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmada, hata oranının oldukça düşük olduğu tespit edilmiştir. Önerilen tasarıma ilişkin akım, gerilim ve g formülleri türetilmiş, kontrol parametreleri ve ZVS alışma bölgesi analizi yapılmıştır. ZVS alışma bölgesinin çok daha doğru bir şekilde tespit edilebilmesi için MOSFET'in jonksiyon kapasitesi ve ölü zaman parametreleri hesaplamalara dahil edilerek detaylı bir yumuşak anahtarlama analizi gerçekleştirilmiştir.

Önerilen 3-DOF kontrol yöntemi ile LLC rezonans dönüştürücü topolojisi; 400 V giriş gerilimi ve 180-400 V aralığında değişken çıkış gerilimine sahip, maksimum 2 kW güç kapasitesine ulaşan bir prototip üzerinde test edilmiş ve doğrulanmıştır. Deneysel çalışmada, ileri ve geri yönlü güç akışı için anahtarlama frekansı ve çalışma oranına ilişkin parametreler, tez çalışmasında yapılan teorik analizde üretilen eşitliklerden elde edilmiştir. Hem teorik hem de deneysel çalışmadan elde edilen faz kaydırma oranının derece cinsinden değeri birbirleri ile karşılaştırılmış ve hata oranı hesaplanmıştır. Deneysel alışma, sıcaklık ve parazittik devre elemanları gibi çeşitli faktörleri içermesine rağmen, hata oranı % 3,5'in altında gerçekleşmiştir. Dönüştürücünün verim analizinde % 30 yük durumunda, klasik SPS modülasyonuna sahip T-tipi dönüştürücüye kıyasla % 3,87 oranında bir verim artışı sağlanmıştır. Tam yük altında ise bu artış, aynı tür dönüştürücüye göre % 1,1 olarak ölçülmüştür. Elde edilen verim değerleri, literatürde yer alan benzer modülasyon ve yapıya sahip diğer iki yönlü rezonans dönüştürücüler ile karşılaştırılmıştır. Gerilim evrim oranı $M=1$ olduğunda tam yükte ve % 40 yük durumlarında karşılaştırılan diğer iki yönlü rezonans dönüştürücülere göre uygulanan topoloji ve kontrol yöntemi sayesinde dönüştürücünün yaklaşık % 2 ile % 4 arasında bir verim artışı sağlandığı görülmektedir. Tez içeriğinde farklı gerilim çevrim oranı ve yük durumları için anahtarlama ve iletim kaybı analizi de yapılmıştır. Ayrıca, düşük gerilim çevrim oranları ve düşük güç seviyelerinde de devrenin performansı test edilmiştir. Önerilen yaklaşımda 3-DOF modülasyon yöntemi ile LLC topolojisinin birlikte kullanılarak, geniş bir gerilim çevrim oranı aralığında yüksek verimlilikle çalışma imkânı sağlanmıştır. Gerilim evrim oranı 0,45 iken, 405 W ıkış gücü için en düşük verim % 94,15 olarak ölçülmüştür. En yüksek verim ise, geri ynl g akışında % 50 yk koşulunda % 97,4 olarak llmştr.



DESIGN AND ANALYSIS OF BIDIRECTIONAL THREE LEVEL T-TYPE LLC RESONANT ISOLATED DC-DC CONVERTER

SUMMARY

The rapid development of renewable energy sources, battery storage systems, direct current (DC) grids, and electric vehicles has increased interest in bidirectional DC-DC converters. These converters typically function as an interface facilitating power transfer between a high-voltage DC bus, often fed by renewable energy sources, and a low-voltage DC bus to which energy storage devices are connected. In most of these applications, bidirectional power flow between the two DC buses is required, with a wide voltage conversion ratio and high efficiency at light loads, which remains a challenging aspect in designing and modulating bidirectional DC-DC converters.

In the field of bidirectional DC-DC converters, the use of three-level topologies is increasingly prevalent. Compared to two-level topologies, these three-level topologies maintain lower voltage stress on the switching elements, thereby reducing losses during switching. Three-level topologies are categorized mainly into two types: I-type and T-type. The switch combination of the T-type topology offers higher reliability compared to the I-type topology. The primary reason for this is the absence of two additional diodes in the T-type topology, which are present in the I-type. This absence shortens the current path in the T-type, reducing conduction losses. Furthermore, the T-type topology requires fewer switching elements than the I-type topology, making it more cost-effective. In this study, the three-level T-type topology is employed due to its lower cost, higher reliability, and reduced losses compared to two-level topologies and three-level I-type topology.

Bidirectional isolated LLC resonant DC-DC converters, particularly in terms of buck-boost capability, narrow switching frequency variation range, and wide Zero Voltage Switching (ZVS) operating range, outperform series resonant converters. However, when operating in reverse power flow, this topology still functions as a traditional series resonant converter and lacks symmetric operation. To address this lack of symmetric operation, a bidirectional CLLC resonant converter is proposed. However, the added resonant tank increases the converter's cost and size and reduces the voltage conversion ratio range compared to the traditional LLC resonant converter. In this study, the LLC resonant converter topology is preferred due to its desired wide ZVS operating range and high voltage conversion ratio, as well as the advantages of low cost and compact size.

In this thesis, a bidirectional three-level T-type LLC resonant DC-DC converter has been designed and implemented using phase-shift modulation (PSM) for bidirectional power flow, variable frequency modulation (VFM) to achieve soft switching over a wide voltage conversion ratio range and under light loads, and pulse-width modulation (PWM) to reduce reactive circulating current. This work combines three modulation methods, where the duty cycle of the switches in the vertical legs, the phase shift ratio between primary and secondary switches, and the switching frequency are varied depending on the voltage conversion ratio and load. The increase in the number of

controlled parameters is referred to in the literature as an increase in the number of degrees of freedom (DOF). This increase significantly enhances the converter's performance; it reduces the root mean square (RMS) current, decreases the reverse circulating power flow, and extends the soft-switching range. Consequently, these improvements increase the overall efficiency and reliability of the converter while reducing switching and conduction losses. However, each increase in the number of DOFs also increases control complexity and computational effort. In the proposed topology of this study, due to its half-bridge structure, it can be controlled with a maximum of four DOF modulation methods. In the four DOF modulation approach, complex calculations are required since the duty cycles of the switches in the vertical legs on the primary and secondary sides of the transformer are different. However, for practicality and ease of processing in this study, the duty cycles in the vertical legs have been set to be equal. Unlike classic 3-DOF control methods, the proposed 3-DOF modulation in this study; developed using parameters such as switching frequency, phase shift ratio, and duty cycle in the vertical legs, and applied for the first time in a bidirectional DC-DC converter. Thanks to the proposed modulation method, the LLC resonant converter can operate with high efficiency in the ZVS region under low load conditions and low voltage conversion ratios, unlike the classic single-phase-shift (SPS) method. This modulation method is achieved by increasing the switching frequency as the load decreases, with the intention of remaining in the soft-switching region between 30% load and full load. The phase shift ratio and the duty cycles of the switches in the vertical legs have been determined based on the changes in the switching frequency. The proposed LLC resonant topology operates as an LLC resonant circuit in forward power flow and as a series resonant circuit in reverse power flow. Therefore, the thesis presents theoretical analyses related to both LLC and series resonant circuit calculations for the converter operating in continuous current mode. In this study, by choosing a magnetizing inductance value higher than the impedance value in the series resonant tank, it has been ensured that the RMS values of the circuit currents at the primary and secondary ends of the transformer are close to each other. This approach has allowed the control parameters to take similar values in both forward and reverse power flow operations. However, if the designer chooses a lower value for the magnetizing inductance, separate theoretical calculations will be required for reverse power flow. The thesis provides detailed theoretical calculations and ZVS analyses for both forward and reverse power flows.

The theoretical analyses of bidirectional isolated DC-DC converters are performed using time domain analysis (TDA) and frequency domain analysis (FDA) methods. In the TDA method, state equations are formulated using equivalent circuit models for each operating mode. This method requires more complex calculations than FDA, especially in cases with a high number of degrees of freedom (DOF) and when considering parameters like the junction capacitance of switching elements and dead time. On the other hand, FDA involves the use of Fourier transform for high-frequency voltage and current analysis. A simplified form of FDA, known as fundamental harmonic analysis (FHA), considers only the first harmonic component. However, this approach becomes challenging in accurately determining control parameter values under real application conditions, especially with an increase in the number of DOFs. Therefore, control parameter values obtained through FHA can significantly differ from expected results in practical applications. In this study, a simplified frequency analysis containing normalized values was preferred for its simplicity and accuracy. For the first time in the literature, this study applies simplified frequency domain analysis encompassing all harmonics in bidirectional converters, operating the

proposed converter efficiently within the determined ZVS region. The Newton-Raphson method was used to derive control parameters from the equations found in frequency domain analysis. Considering that no significant changes in control parameters occurred beyond the 99th harmonic, the analysis included up to the first 99 harmonics. Theoretically calculated control parameters were compared with experimental results, showing a remarkably low error rate. Formulas for current, voltage, and power were derived for the proposed design, along with analysis of control parameters and the ZVS operating region. For a more accurate determination of the ZVS operating region, a detailed soft-switching analysis was performed, incorporating the MOSFET's junction capacitance and dead time parameters.

The proposed 3-DOF control method with LLC resonant converter topology was tested and validated on a prototype capable of 400V input voltage and a variable output voltage range of 180-400V, with a maximum power capacity of 2kW. In the experimental study, parameters such as switching frequency and duty cycle for forward and reverse power flow were derived from equations produced in the theoretical analysis of the thesis. The degree value of the phase shift ratio obtained from both theoretical and experimental studies was compared, and the error rate was calculated. Despite various factors like temperature and parasitic circuit elements in the experimental study, the error rate was found to be below 3.5%. In efficiency analysis of the converter, an efficiency increase of 3.87% was achieved under 30% load conditions compared to a classic SPS-modulated T-type converter. Under full load, this increase was measured at 1.1% compared to the same type of converter. The obtained efficiency values were compared with other bidirectional resonant converters with similar modulation and structures in the literature. It was observed that the applied topology and control method resulted in an efficiency improvement of approximately 2-4% when compared with other bidirectional resonant converters at full load and 40% load conditions with a voltage conversion ratio $M=1$. The thesis also includes switching and conduction loss analyses for different voltage conversion ratios and load conditions. Additionally, the circuit's performance at low voltage conversion ratios and power levels was tested. The proposed approach with the 3-DOF modulation method combined with the LLC topology enabled high-efficiency operation over a wide voltage conversion ratio range. At a voltage conversion ratio of 0.45, the minimum efficiency measured for 405W output power was 94.15%. The highest efficiency, measured in reverse power flow at 50% load condition, was 97.4%.

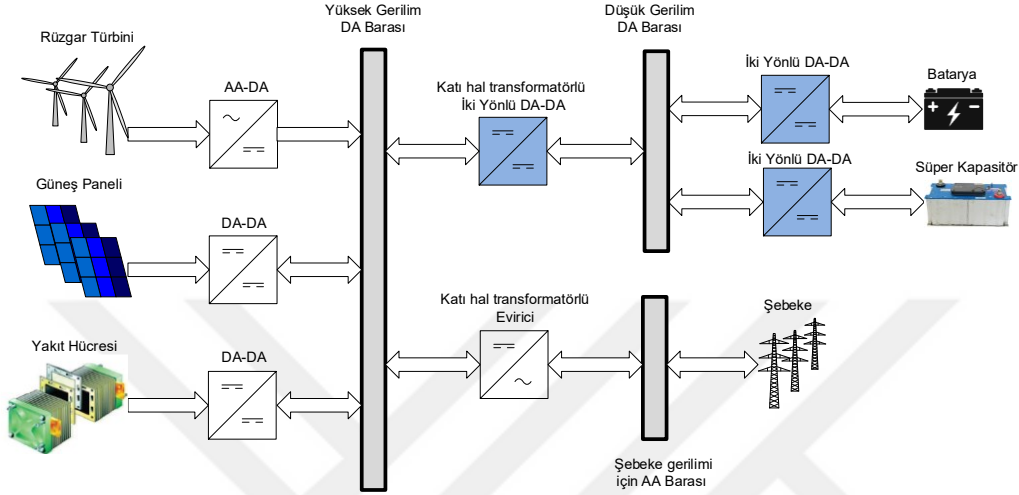


1. GİRİŞ

Günümüzde enerji kıtlığı ve çevresel sorunlar ile ülkelerin sürdürülebilir kalkınma hedefleri arasındaki çatışmalar nedeniyle, “karbon nötr ve net sıfır karbon emisyonu” politikaları birçok ülkenin ekolojik medeniyet stratejisi haline gelmiştir [1, 2]. Bu politikada elektrik enerjisinin, karbondioksit emisyonlarını azaltma potansiyeli kritik bir öneme sahiptir. Enerji sektöründe karbon nötr hedefini gerçekleştirmek, enerji üretimi aşamasında yenilenebilir enerji kaynaklarını (güneş, rüzgâr, hidroelektrik gibi) temel enerji kaynağı olarak benimsemekle doğrudan bağlantılıdır. Öte yandan, elektrik enerjisi tüketimi giderek artmaktadır [3, 4]. Alternatif akım (AA) dağıtım sistemleri günümüzde en yaygın olarak kullanılan sistemler olsa da elektrikli araçlara ve yenilenebilir enerji kaynaklarına artan talep nedeniyle, doğru akım (DA) dağıtım sistemi geleceğin güç dağıtım sistemi olarak öne çıkmaktadır [5, 6]. Yenilenebilir enerji kaynaklarının geniş çaplı entegrasyonu ve artan enerji terminal ekipmanlarının kullanımı, esnek doğru akım (DA) tabanlı akıllı enerji dağıtım sistemleri [7–11], elektrikli araçlar [12–17] ve akıllı enerji depolama sistemleri [18–22] gibi teknolojilerin geliştirilmesini ve iki yönlü DA-DA dönüştürücülerin yaygınlaşmasını teşvik etmektedir. DA dağıtım sistemlerinde enerji akışının ve gerilim seviyelerinin düzenlenmesi görevi iki yönlü DA-DA (BDC) dönüştürücülere aittir. Bu nedenle, bu tip dönüştürücülerde güvenilir ve verimli bir şekilde enerji akışının sağlanması kritik bir öneme sahiptir.

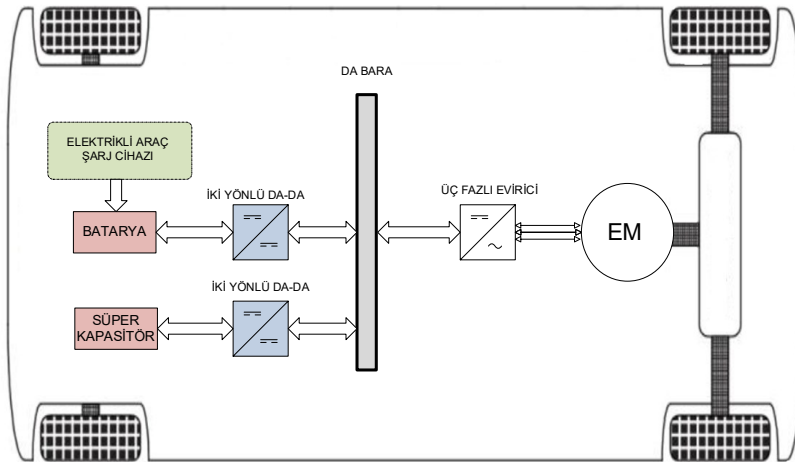
Endüstride, enerji akış yönüne göre sınıflandırılan tek ve iki yönlü izole DA-DA dönüştürücüler mevcuttur. Şekil 1.1’de mikro-şebeke güç dağıtım sistemlerinde iki yönlü izole DA-DA dönüştürücü kullanımı gösterilmiştir. İki yönlü DA-DA dönüştürücüler, enerji kaynaklarını ve depolama sistemlerini birbirine bağlayarak enerji akışını düzenler [23]. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında, güneş enerji sistemleri ve rüzgâr enerji sistemleri giderek daha fazla tercih edilmektedir. Yenilenebilir enerji kaynakları, özellikle güneş ışığı yoğunluğu ve rüzgâr hızı ile yönündeki değişimlere bağlıdır. Bu doğal koşullar sürekli değişkenlik göstermektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bu şekilde rastgele değişen güç üretimi, yükler için güvenilir enerji sağlamada zorluklar oluşturmaktadır. Bu nedenle, arz güvenliği

açısından enerji depolama sistemlerinin kullanımı, bu kaynaklardan elde edilen enerjinin etkin bir şekilde yönetilmesi için zorunludur. İki yönlü DA-DA dönüştürücüler enerji depolama tesislerinin vazgeçilmez unsurlarıdır. Bu dönüştürücüler üzerinden gerektiğinde enerji üretim kaynağından depolama tesisine, gerektiğinde ise depolama tesisinden tüketim birimlerine enerji akışı sağlanır [24].



Şekil 1.1. Mikro-şebeke güç dağıtım sistemlerinde iki yönlü izole DA-DA dönüştürücü kullanımı.

Şekil 1.2’den görüleceği üzere elektrikli araçlarda, rejeneratif frenleme esnasında geri kazanılan enerji, enerji depolama ünitesinde saklanır. Ayrıca, iki yönlü DA-DA dönüştürücüler, aracın hızlanması veya yokuş tırmanması sırasında depolama biriminden yüksek gerilim barasına gerekli ek enerjiyi transfer etme görevini üstlenir. Bu dönüştürücülerin akım yönünü değiştirme kabiliyeti, iki farklı doğru akım barası arasında enerji aktarımında tercih sebebidir [25].



Şekil 1.2. Elektrikli araçlarda iki yönlü izole DA-DA dönüştürücü kullanımı.

Havacılık sektöründe ise, bir hava aracının başlangıç enerjisi, geleneksel jeneratörlere alternatif olarak enerji depolama birimlerinden (örneğin, bataryalar veya süper kapasitörler) karşılanır. Başlangıç sırasında enerji, BDC dönüştürücü aracılığıyla depolama sisteminden DA barasına transfer edilir. Hava aracı seyir moduna geçtikten sonra, marş jeneratöründen alınan enerji, iki yönlü dönüştürücü aracılığıyla enerji depolama biriminde saklanır [26].

1.1. Literatür Özeti

Gün geçtikçe enerji tüketimindeki ivme nedeni ile doğadaki dengenin bozulması tüm dünyada yenilebilir enerji kaynaklarına olan talebi de hızlı bir şekilde artırmaktadır. Genellikle, rüzgâr ve güneş enerjisinden elektrik üreten hibrit yenilenebilir enerji üretim tesisinde tek yönlü dönüştürücü yardımıyla DA barası beslenir. DA baraya ya DA yükü ya da batarya grubunu beslemek için kullanılan iki yönlü izole DA-DA dönüştürücü bağlanır. DA-DA dönüştürücü olarak ikili aktif köprü (DAB) kullanıldığında, galvanik izolasyon sağlayan transformatörün primer ve sekonder tarafına bağlı tam köprü devrelerdeki anahtarlar uygun zaman dilimlerinde tetiklenerek iki DA bara arasındaki güç akış yönü ve değeri kontrol edilebilir [27]. Bu dönüştürücülerde gerilim kazancı 1'den uzaklaştıkça artan reaktif güç ve devrede ortaya çıkan sirkülasyon akımı nedeniyle yüksek anahtarlama kayıplarıyla karşılaşmaktadır. Hem sirkülasyon akımını azaltmak hem de yumuşak anahtarlamaı sağlamak için DAB dönüştürücüde; genişletilmiş faz kaydırmalı (EPS) [10] , ikili faz kaydırmalı (DPS) [28], üçlü faz kaydırmalı (TPS) [29] modülasyon yöntemleri uygulanmaktadır. Geniş gerilim çevrim oranı aralığında hem yumuşak anahtarlamaı sağlamak hem de reaktif gücü minimize etmek için iki yönlü DA-DA dönüştürücüler üzerine yapılan araştırmalar hala devam etmektedir [30–32].

İki yönlü dönüştürücülerde DAB topolojisinde genellikle LLC rezonans devresi kullanılmıştır [33–35]. Bu dönüştürücülerde ters yönde güç aktarım modunda çalışıldığında LLC rezonans dönüştürücü, LC seri rezonans dönüştürücüye eşdeğerdir ve bu dönüştürücü ileri yön moduna göre değişik gerilim çevrim oranı karakteristiğine sahiptir. Bazı makalelerde, ileri ve geri yönlü güç akışında simetrik çalışmayı sağlamak için CLLC rezonans tankı kullanıldığı görülmektedir [11, 13, 36]. Ancak bu dönüştürücülerde kullanılan eleman sayısı devre maliyetini arttırmakta, dönüştürücünün güç yoğunluğunu ise azaltmaktadır.

Genel olarak iki yönlü seri ve LLC rezonans devrelerinde; faz kaydırma oranı (δ), anahtarlama frekansı (f_s), primer çalışma oranı (D_p), sekonder çalışma oranı (D_s) olmak üzere 4 adet kontrol parametresi vardır. İki yönlü rezonans dönüştürücülerde primer ve sekonder anahtarları arasındaki faz kaydırma oranını (δ) ayarlayarak güç akış yönü ve büyüklüğü kolayca düzenlenebilmektedir. Sadece faz kayması modülasyonu (PSM) uygulandığında hafif yüklerde yumuşak anahtarlama sağlanamamakta ve yüksek sirkülasyon akımının sonucu olarak devrenin verimi düşmektedir [37]. Değişken frekans modülasyonu (VFM) ile anahtarlama frekansı (f_s) değiştirilerek çıkış gücü ayarlanabilir. VFM modülasyonu dönüştürücünün yumuşak anahtarlama kabiliyetinde önemli kazanımlar sağlar [38].

İki yönlü güç aktarımında kullanılan LLC ve seri rezonans dönüştürücülerde modülasyon şemaları olarak 2-DOF yani VFM+PSM (f_s, δ), 3-DOF yani PSM+PWM (δ, D_p, D_s) veya VFM+PWM (f_s, D_p, D_s) ve 4-DOF (δ, f_s, D_p, D_s) modülasyon yöntemleri kullanılmıştır. VFM ile PSM modülasyonlarının birleştirilmesi ile ZVS tüm çalışma aralığında sağlanabilir [39–41]. Bu yaklaşımlarla anahtarlama kayıplarını azaltmak mümkün olsa da transformatörün sekonder tarafında sirkülasyon akımından kaynaklanan verim düşüşüne engel olunamamaktadır. PWM modülasyonu ile primer D_p ve sekonder D_s çalışma oranları ayarlanarak reaktif akım düşürülebilir. PSM ile PWM modülasyonlarının birleştirilmesi ile güç akışı yönü ve büyüklüğü ayarlanabileceği gibi primer ve sekonder taraftaki reaktif akım da önemli ölçüde düşürülerek verim artırılabilir [34, 42, 43]. Ancak kullanılan bu hibrit modülasyon yönteminde hafif yüklerde anahtarlama kayıpları artar ve devrenin verimi düşer. Hafif yüklerdeki verimi artırmak için VFM, PSM ve PWM modülasyon yöntemlerinin birleştirilmesi ile dört serbestlik dereceli modülasyon (FDM) oluşturulmuştur [44]. δ, f_s, D_p, D_s değişkenlerinin kontrol parametresi olarak belirlendiği bu modelde hesaplamaları basitleştirmek için temel harmonik analizi (FHA) yöntemi kullanılarak hem hafif yüklerde anahtarlama kayıpları hem de reaktif akım değeri azaltılmaya çalışılmıştır. Ancak referans [45]'te, FHA analizinde birinci harmonik dışındaki harmonikler hesaplama katılmadığından dolayı kontrol parametrelerinin elde edilmesi gereken değerlerden oldukça farklı olduğu görülmektedir. Kompleks hesaplamalar gerektiren FDM yönteminde ise sadece FHA analizi uygulanarak bulunan 4 adet kontrol parametresinin değeri gerçek uygulamada istenilen doğrulukta sonuç vermemiştir [44]. Bununla birlikte, hesaplamalar zaman domen analizinde

yapılırsa, kontrol parametre değerleri frekans domeni analizine göre daha az hata ile hesaplanabilir. Fakat bunun için çok daha kompleks hesaplamaların yapılması gerekir [46].

Son yıllarda ana anahtarlardaki gerilim stresini yarıya indiren üç seviyeli DA-DA dönüştürücülere ilgi artmaktadır. Üç seviyeli gerilim dalga şeklini üretmek için I-tipi ve T-tipi olmak üzere 2 tür anahtarlama kombinasyonu vardır. Üç seviyeli (3L) T-tipi DA-DA dönüştürücü topolojisi üç seviyeli gerilim dalga şekline sahip olmasından dolayı anahtarlama geçişi esnasında ana anahtarlar üzerinde giriş geriliminin yarısı kadar gerilim stresi oluşur. Geleneksel iki seviyeli (2L) DAB’da ise anahtarlama geçişi esnasında giriş gerilimi kadar stres oluşur. Bu durum T-tipi topoloji’de hafif yük koşullarında, ilettime girerken oluşan anahtarlama kayıplarının daha düşük olmasına neden olur. Bu yüzden T-tipi dönüştürücü hafif yük koşullarında geleneksel DAB dönüştürücüye göre daha verimlidir. Ayrıca T-tipi topolojinin yardımcı bacağına bulunan anahtarlar üzerinde giriş gerilimin yarısı kadar gerilim stresi oluşmasından dolayı daha düşük gerilim ve akım değerine sahip anahtarlar kullanılarak DAB dönüştürücülere kıyasla devrenin maliyeti azaltılabilir [47]. DAB’daki iki seviyeli yarım veya tam köprü yapısını esas alarak, transformatörün sadece primer veya sadece sekonder tarafında I-tipi veya T-tipi anahtarlama kombinasyonları kullanılarak hibrit asimetrik üç seviyeli dönüştürücüler türetilmiştir [22, 31]. Transformatörün her iki tarafı I-tipi anahtar kombinasyonuna sahip simetrik üç seviyeli dönüştürücüde, anahtarların jonksiyon kapasitesi ve ölü zaman değeri hesaba katılarak yumuşak anahtarlama analizi yapılmıştır [48]. Jonksiyon kapasitesinin ve ölü zamanın yumuşak anahtarlama analizinde kritik parametreler olduğu gösterilmiştir [47]. [49] makalesinde ise simetrik I-tipi dönüştürücüye DPS modülasyonu uygulanmıştır. İki yönlü simetrik I-tipi tam köprü CLLC rezonans dönüştürücü modeli [14]’te verilmiştir.

Rezonans tankı olmayan iki yönlü T-tipi DA-DA dönüştürücüye ait özgün bir topoloji [50]’de verilmiştir. Bu topoloji sabit anahtarlama frekansında ve sabit çalışma oranında çalıştırılmış ve SPS modülasyon yöntemi kullanılarak kontrol edilmiştir. Ayrıca [50]’de gerilim çevrim oranı $M=1$ değerinde sabit tutularak değişik yük durumlarında çalıştırılan T-tipi DA-DA dönüştürücü modeli verilmiştir. DAB dönüştürücüde $M=1$ olmadığında ve hafif yük koşullarında yumuşak anahtarlama bölgesi önemli şekilde daralmış ve dönüştürücü ZVS’yi sağlayamaz duruma gelmiştir

[51]. [50] dışında iki yönlü T-tipi DA-DA dönüştürücü ile ilgili literatürde yapılmış herhangi bir çalışma bulunmamaktadır.

1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı, literatür özetinde verilen problemlerin çözümüne ilişkin alternatif bir yaklaşım öneren 3-DOF modülasyonuna sahip yeni bir üç seviyeli T-tipi LLC rezonans dönüştürücü modeli ortaya koymaktır. Tezin literatüre olan başlıca katkıları aşağıda verilmiştir:

- 1) $M < 1$ düşük gerilim çevrim oranlarında bile ZVS şartını sağlayarak devrenin verimini arttıran LLC rezonans topolojisi kullanılmıştır. Dönüştürücüde anahtarlama frekansı, çalışma oranı ve faz kaydırma oranı kontrol parametresi olarak seçilmiş, bu parametreler gerilim çevrim oranı ve yük durumlarına bağlı olarak değiştirilmiştir. Bu tez çalışmasında klasik 3-DOF modülasyonunda primer ve sekonder devre için kullanılan asimetrik çalışma oranları (D_p , D_s) yerine primer ve sekonder devrede ana anahtarlar (S_1 , S_2 , Q_1 , Q_2) için tek bir çalışma oranı (D) kullanılarak yeni bir 3-DOF PSM+VFM+PWM (δ , f_s , D) modülasyon modeli önerilmiştir. Böylece dönüştürücü klasik SPS yönteminin aksine hafif yük koşullarında da 3-DOF modülasyonu ile belirlenen ZVS bölgesinde yüksek verimde çalışabilir hale gelmiştir.
- 2) Klasik iki yönlü LLC rezonans dönüştürücülerde her iki yön için de ayrı ayrı analiz yapılması gerektiği için teorik hesaplamaları kolaylaştırmak amacıyla FHA tercih edilmiştir. Ancak FHA yüksek dereceden harmonikleri dikkate almadığından, her zaman kontrol parametrelerini yeterli doğrulukta hesaplamak mümkün olamamaktadır. Bunun için bu çalışmada tüm harmonikleri dikkate alan basitleştirilmiş frekans domeni analizi kullanılmıştır. Bu analizde teorik hesaplamalar sonucunda elde edilen kontrol parametreleri deneysel sonuçlarla karşılaştırılmış ve hata oranının oldukça düşük olduğu görülmüştür.
- 3) Önerilen üç seviyeli T-tipi LLC rezonans dönüştürücüyü doğrulamak için maksimum çıkış gücü 2 kW olan bir prototip oluşturulmuştur. Deney sonuçları, ileri ve geri yönlü güç akışı için yapılan teorik analiz sonuçlarını doğrulamıştır. Uygulanan kontrol yöntemi ve LLC rezonans topolojisi yardımıyla % 30 ile % 100 yük aralığında rezonanssız SPS modülasyonlu haline göre dönüştürücü

veriminin arttığı gözlenmiştir. Ayrıca, geniş gerilim çevrim oranı aralığında dönüştürücünün verim değişimi de ilk defa incelenmiştir.

Özetle, bu çalışmada düşük gerilim çevrim oranı ve hafif yük koşullarında bile yumuşak anahtarlama kabiliyeti sağlamak için klasik iki yönlü T-tipi topolojisine LLC rezonans tankı eklenmiştir. Diğer 3-DOF kontrol yöntemlerinden farklı olarak anahtarlama frekansı, faz kaydırma oranı, çalışma oranı parametreleri kullanılarak oluşturulan 3-DOF modülasyonu ilk kez iki yönlü bir dönüştürücüde uygulanmıştır. Ayrıca 3 kontrol değişkenini yüksek doğrulukta hesaplamaya yarayan basitleştirilmiş FDA yönteminin iki yönlü dönüştürücülerde ilk kez uygulanması sayesinde belirlenen ZVS bölgesinde yüksek verimlilikte çalıştırılabilmektedir.





2. TOPOLOJİ, KONTROL VE TEORİK ANALİZ YÖNTEMLERİ

Bu bölümde, tezin amacına yönelik iki yönlü izole DA-DA dönüştürücülerin topolojileri, kontrol yöntemleri ve teorik analiz yöntemleri hakkında kapsamlı bir inceleme sunulmuştur. Öncelikle, iki yönlü iki seviyeli (2L) ve iki yönlü üç seviyeli (3L) izole DA-DA dönüştürücüler karşılaştırılmalı olarak ele alınmıştır. Daha sonra, kontrol değişkeni sayısı diğer bir ifade ile serbestlik derecesi sayısı bakımından kontrol yöntemleri gözden geçirilmiş, ardından dönüştürücünün teorik analiz yöntemleri incelenmiştir.

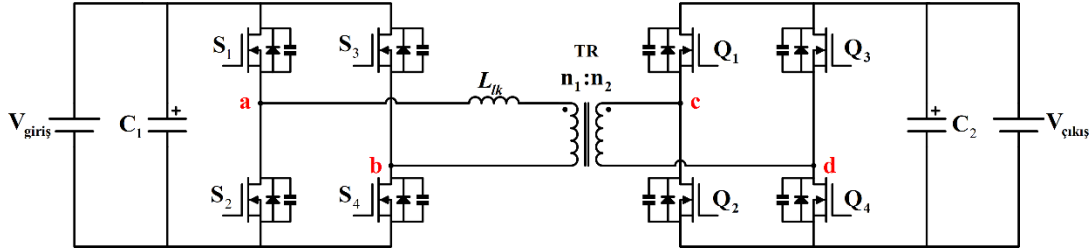
2.1. İki Yönlü İzole DA-DA Dönüştürücü Topolojileri

İki yönlü DA-DA dönüştürücüler, izolesiz ve izoleli olmak üzere iki ana kategoriye ayrılmaktadır. İki yönlü izole DA-DA dönüştürücüler (IBDC), yüksek gerilimli doğru akım baralarını, izolasyon transformatörü vasıtasıyla düşük gerilimli bataryalara bağlayarak elektriksel yalıtım ve yüksek güvenilirlik sağlamaktadır. Bu özellikleri sayesinde, IBDC'ler, enerji depolama sistemleri (EDS) üzerine yapılan araştırmalarda öne çıkmaktadır. Literatürde, IBDC'ler arasında en popüler topolojiler; ikili aktif köprü (DAB), CLLC rezonans DAB dönüştürücü ve LLC rezonans DAB dönüştürücü olarak sıralanmaktadır. İyi bir yumuşak anahtarlama özelliğine ve esnek enerji aktarım kabiliyetine sahip olan DAB dönüştürücüler, dağıtılmış enerji depolama, fotovoltaik enerji üretimi, elektrikli araçlar ve diğer pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [15].

Güç elektroniği alanında, temel dönüştürücü yapılarına dayanan izole edilmiş ve iki yönlü çalışabilen topolojilerin yanı sıra, daha karmaşık yapılar da mevcuttur. Bunlar arasında hem yarım köprü hem de tam köprü topolojileri ve bunların iki seviyeli karma versiyonları sayılabilir. Bu çalışmalar, güç elektroniğinin temel yapı taşları olan Cuk, push-pull, flyback, forward, zeta ve sepic dönüştürücülerin geliştirilmiş hallerini içermektedir [52–57]. Ayrıca, iki yönlü izoleli üç seviyeli [12, 14, 22, 34, 49, 58–62], çok uçlu [63–72] ve üç fazlı [73–78] DA-DA dönüştürücü topolojileri üzerine yapılan çalışmalar da literatürde yer almaktadır.

2.1.1. İki yönlü iki seviyeli izoleli DA-DA dönüştürücüler

Şekil 2.1’de DAB dönüştürücü topolojisi verilmiştir. DAB dönüştürücünün primer kaçak endüktans değeri ve ek primer endüktans değerleri birleşimi L_{lk} olarak gösterilmiştir.

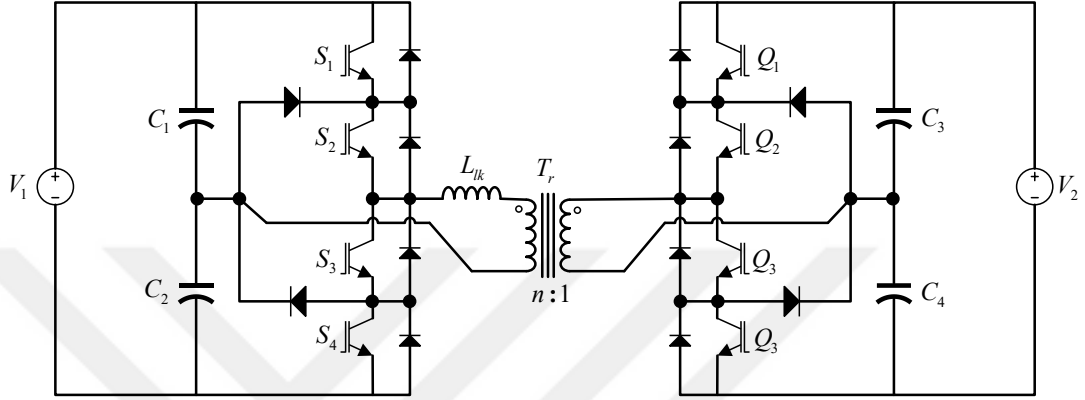


Şekil 2.1. DAB dönüştürücü topolojisi.

DAB dönüştürücüler, devre yapısı bakımından yarım ve tam köprü olmak üzere iki türe ayrılmaktadır. Yarım köprü DAB dönüştürücüler, daha az anahtarlama elemanı kullanılması, basit devre yapısı ve düşük maliyeti ile avantaj sağlamaktadır. Ancak, büyük gerilim ve akım streslerine maruz kalması nedeniyle geniş gerilim çevrim oranı aralığında çalıştırılacak uygulamalar için uygun değildir [79–84]. Tam köprü DAB dönüştürücüler ise temelde gerilim beslemeli (VF) DAB ve akım beslemeli (CF) DAB olmak üzere iki türe ayrılır [85]. VF-DAB için sadece faz kaydırma (SPS) kontrolü basit bir şekilde uygulanabilir. Şekil 2.1’deki DAB dönüştürücünün primer H köprüsü ile sekonder H köprüsü arasındaki faz kaydırma oranı modüle edilerek, güç akışının büyüklüğü ve yönü kontrol edilebilir. Ancak, dönüştürücünün iki tarafındaki gerilimler eşleşmediğinde, sirkülasyon akımı artacak ve sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) aralığı sınırlı kalacaktır. İletim kaybını azaltmak, gerilim çevrim oranı ve ZVS aralığını genişletmek için kontrol serbestlik derecesi sayısını artıran çeşitli modülasyon stratejileri uygulanır. VF-DAB dönüştürücülere kıyasla, CF-DAB dönüştürücülerin birçok benzersiz avantajı bulunmaktadır. Gerilim çevrim oranını genişletmek ve geniş giriş gerilim aralığında dönüştürücüyü yüksek verimlilikle çalıştırmak amacıyla, devrenin giriş tarafına seri bir endüktans eklenmiş olan CF-DAB dönüştürücüler önerilmiştir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) ile çalışan bu dönüştürücüler, geniş bir gerilim çevrim oranı ve geniş bir yumuşak anahtarlama aralığına sahiptir. Ancak, CF-DAB dönüştürücüler, ilave edilen endüktansın enerji depolama özelliğinden dolayı yükseltme işlemi yapmaktadır. Yüksek güç durumlarında, büyük endüktans akımı ve anahtarlama elemanı üzerindeki yüksek akım stresi dönüştürücünün performansını olumsuz olarak etkilemektedir [85–88].

2.1.2. İki yönlü üç seviyeli izoleli DA-DA dönüştürücüler

Son yıllarda, ana anahtarlar üzerindeki gerilim stresini yarıya indiren üç seviyeli DA-DA dönüştürücülere olan ilgi artmaktadır. Üç seviyeli gerilim dalga formunu üretmek için I-tipi ve T-tipi olmak üzere iki tür anahtar seçeneği bulunmaktadır. Şekil 2.2’de üç seviyeli I-tipi dönüştürücü topolojisi verilmiştir. Üç seviyeli T-tipi dönüştürücü topolojisi ise bu çalışmada kullanılan topolojidir.



Şekil 2.2. Üç seviyeli I-tipi dönüştürücü topolojisi [95].

Üç seviyeli T-tipi DA-DA dönüştürücü topolojisi, üç seviyeli formunda (sıfır, giriş geriliminin yarısı, giriş gerilimi) bir gerilim dalga sahip olduğundan, anahtarlama anlarında ana anahtarlar üzerinde giriş geriliminin yarısı değerinde bir gerilim stresi meydana gelir. Buna karşın, geleneksel iki seviyeli DAB’da, anahtarlama anlarında aynı anahtar üzerinde giriş gerilimi kadar stres meydana gelir. T-tipi topolojisinin bu özelliği sayesinde, özellikle hafif yük koşullarında daha düşük anahtarlama kayıpları meydana gelir. Fakat, T-tipinde dikey kollardaki anahtarlar tüm bara gerilimlerine maruz kalırken, yatay kollardaki anahtarlar bara gerilimlerinin yarısına maruz kalır. I-tipinde ise tüm anahtarlar bara geriliminin yarısına maruz kalmaktadır. Ayrıca, T-tipi topolojisindeki iletim kayıpları, iletim yolunda ekstra bir anahtar bulunan I-tipine göre daha azdır ve bu durum I-tipinde daha fazla gerilim düşüşüne neden olur [89, 90]. Sonuç olarak, T-tipi dönüştürücü, hafif yük koşullarında geleneksel DAB dönüştürücüsünden ve iletim kayıplarının düşük olması nedeniyle I-tipinden daha verimlidir. [91]. Ayrıca, T-tipi topolojisi, yardımcı bacaktaki anahtarların giriş geriliminin yarısı kadar bir gerilim stresine maruz kalması nedeniyle, daha düşük gerilim ve akım değerli anahtarların kullanılmasına imkân tanır. Bu nedenle, T-tipi topolojisi, geleneksel DAB dönüştürücüsünde kullanılan anahtarlara kıyasla maliyet avantajına sahiptir [47]. Ayrıca, T-tipi topolojisi, I-tipi topolojisine kıyasla daha az

anahtarlama elemanı gerektirdiğinden devre maliyeti açısından da avantajlıdır [92, 93]. T-tipi topolojisinin anahtar yapısı nedeni ile I-tipi topolojisine göre akım yolu kısaltıldığı için daha yüksek güvenilirlik ve daha düşük iletim kayıpları elde edilmektedir [94].

DAB dönüştürücülerin iki seviyeli yarım veya tam köprü yapısına dayanarak, transformatörün yalnızca primer veya sekonder tarafında I-tipi veya T-tipi anahtar kombinasyonlarının kullanımıyla hibrit asimetrik üç seviyeli dönüştürücüler geliştirilmiştir [22, 31]. Literatürde, çeşitli iki yönlü üç seviyeli izole DA-DA dönüştürücü yapıları ele alınmıştır. Bu yapıların bir örneği olarak, transformatörün primer tarafında üç seviyeli I-tipi topolojisi, sekonder tarafında ise iki seviyeli tam köprü topolojisi ile gerçekleştirilen tasarım [62]'de verilmiştir.

Jing ve ark. [95]'te iki yönlü üç seviyeli yarım köprü DA-DA dönüştürücünün performansını analiz etmiştir. Bu çalışmada, yarım köprü dönüştürücünün iki seviyeli modülasyon stratejisi altında, dış ve iç anahtarların eş zamanlı açılması veya kapanması nedeniyle geleneksel DAB dönüştürücülerle benzer performans sergilediği gösterilmiştir. Ayrıca, Wang ve ark. [96]'da primer tarafa üç seviyeli, sekonder tarafa ise iki seviyeli modülasyon uygulayarak kontrol esnekliğini artırmışlardır. Bu yaklaşımda geri yönlü güç akışı gerektiğinde ise modülasyon yönteminin değiştirilmesi gerekmektedir.

Transformatörün her iki tarafında da I-tipi anahtar kombinasyonuna sahip simetrik üç seviyeli bir dönüştürücüde, anahtarların jonksiyon kondansatörleri ve ölü zaman etkisi göz önünde bulundurularak yumuşak anahtarlama analizi yapılmıştır [48]. Jonksiyon kondansatörleri ve ölü zaman, yumuşak anahtarlama analizinde kritik parametrelerdir [47]. Liu ve ark. [49]'da simetrik iki yönlü I-tipi dönüştürücüye DPS modülasyonu uygulamıştır. Xuan ve ark. [14]'te iki yönlü simetrik I-tipi tam köprü CLLC rezonans dönüştürücü analizi gerçekleştirmişlerdir.

2.1.3. İki ve üç seviyeli DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması

İki yönlü iki seviyeli (2L) izoleli DA-DA, üç seviyeli (3L) T-tipi izoleli DA-DA ve üç seviyeli (3L) I-tipi izoleli DA-DA dönüştürücüler, Tablo 2.1'de çeşitli açılardan karşılaştırılmıştır.

İki yönlü 2L izoleli DA-DA dönüştürücüler, daha basit bir yapıya sahip olmalarına rağmen, ana anahtarlar üzerinde daha yüksek gerilim stresi ve anahtarlama kaybı

yaşarlar. Bu, genellikle veriminin düşük veya orta seviyede olmasına yol açar. Maliyet açısından ise bu dönüştürücüler orta seviyede yer alırlar.

Tablo 2.1. İki seviyeli, üç seviyeli T-tipi ve I-tipi DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Özellik	2L	3L T-tipi	3L I-tipi
Gerilim stresi	Yüksek	Orta	Düşük
Anahtarlama kayıpları	Yüksek	Düşük	Orta
Verim	Orta	Yüksek	Orta-yüksek
Maliyet	Orta	Düşük	Yüksek
Güvenirlilik	Orta	Yüksek	Orta

3L T-tipi izoleli DA-DA dönüştürücülerde ana anahtarlar üzerindeki gerilim stresi azalır, anahtarlama kayıpları düşer ve sonuç olarak verim yükselir. T-tipi topolojisi daha az ve daha ucuz anahtar kullanımı sayesinde maliyet etkindir. Daha az gerilim stresi ve daha düşük anahtarlama kayıpları nedeni ile daha az arıza riski olduğundan güvenilirlikleri daha yüksektir.

3L I-tipi izoleli DA-DA dönüştürücülerde anahtarlar genellikle bara geriliminin yarısına maruz kalır, bu da düşük gerilim stresi anlamına gelir. Ancak, bu topolojide daha fazla ve daha pahalı anahtarlar gerektiği için daha yüksek maliyetlidir. Diğer kıyaslanan dönüştürücülere göre bu dönüştürücünün verimi orta ile yüksek arasındadır.

2.1.4. İki yönlü izoleli rezonans DA-DA dönüştürücüler

İki yönlü dönüştürücüler tam yükte ve gerilim çevrim oranının $M=1$ olduğu durumda genellikle yumuşak anahtarlama özelliğine sahip olsa da hafif yük altında veya gerilim çevrim oranının 1 olmadığı durumlarda yumuşak anahtarlama aralığı azalır. Yumuşak anahtarlama aralığını genişletmek amacıyla iki yönlü DA-DA topolojisine rezonans tankları eklenmiştir. Takip eden bölümlerde, dönüştürücüde kullanılan farklı rezonans tankları (seri LC, LCL, LLC, CLLC) detaylı bir şekilde incelenecektir.

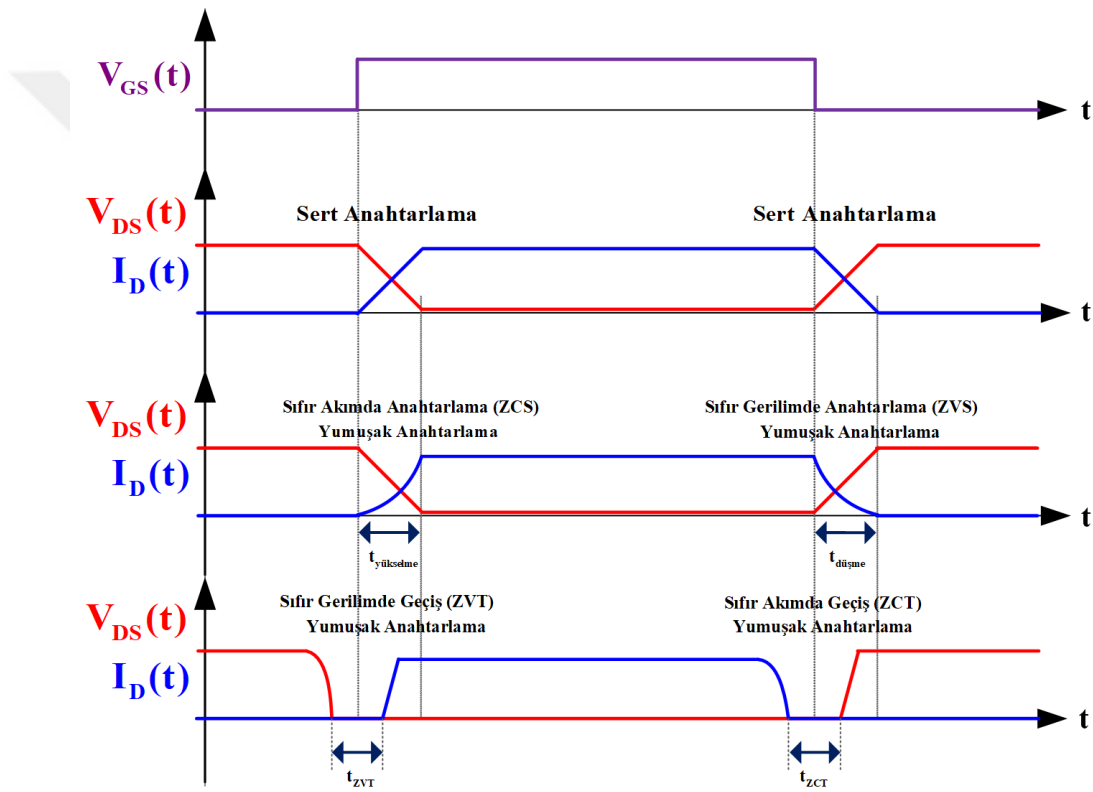
2.1.4.1. Yumuşak anahtarlama teknikleri

Metal-okсит-yarıiletken alan etkili transistör (MOSFET) ve izole kapılı bipolar transistör (IGBT) gibi anahtarlama elemanları bir anahtarlama periyodu boyunca ilettime geçme, iletim ve kesime gitme olmak üzere üç farklı modda çalışırlar. Anahtarlama elemanının toplam güç kaybı, iletim ve anahtarlama kayıplarının toplamı olarak değerlendirilir. İletim kayıpları, anahtarlama elemanından geçen akıma ve bu akımın anahtar üzerinde oluşturduğu gerilim düşümüne bağlıdır, anahtarlama frekansından bağımsızdır. Anahtarlama kayıpları, elemanın gerilim ve akım eğrilerinin ilettime geçme ve kesime gitme anlarında çakışmasından kaynaklanır. Sert anahtarlama, anahtarlama elemanının gerilim ve akım değişimlerinin çakışmasına karşı herhangi bir önlem alınmadan yapılan anahtarlama işlemidir. Yumuşak anahtarlama ise anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik girişimi (EMI) özel düzenlemelerle azaltmayı veya ortadan kaldırmayı hedefler [97].

Yumuşak anahtarlama teknikleri dört ana kategoride incelenebilir: Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), Sıfır Akımda Geçiş (ZCT) ve Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT). ZCS, ilettime girme işleminde kullanılan bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte, bastırma endüktansı kullanılarak ilettime girme anındaki akımın yükselme hızı sınırlandırılır, bu ise gerilimle akımın çakışma süresini dolayısı ile anahtarlama kaybını azaltır. Bastırma endüktansında depolanan enerji, klasik hücrelerde bir dirençte harcanırken, modern hücrelerde yüke veya kaynağa aktarılabilir geri kazanılır. ZVS, kesime gitme işleminde uygulanan bir başka yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte, bastırma kondansatörü kullanılarak anahtar gerilim eğrisinin eğimi azalır ve bu eğrinin akım eğrisi ile çakışma süresi ve anahtarlama kaybı azaltılır. Bastırma kondansatöründe depolanan enerji modern hücrelerde yüke veya kaynağa aktarılır. ZCT, kesime girme işleminde kullanılan bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte, güç elemanının akımı kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve ardından kontrol sinyali kesilir. Bu sayede, akım eğrisi ile gerilim eğrisinin üst üste binmesi engellenir ve anahtarlama kaybı tamamen ortadan kaldırılır. ZVT ise, ilettime girme işleminde kullanılan ileri bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarının uçlarındaki gerilim, kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Bu yöntemle, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. En yüksek anahtarlama kaybı, endüktif yükler için sert anahtarlama koşullarında meydana gelir.

ZCS ve ZVS teknikleriyle anahtarlama kayıpları düşürülürken, ZCT ve ZVT teknikleriyle bu kayıplar tamamen ortadan kaldırılır [97].

Şekil 2.3'te yumuşak anahtarlama tekniklerinin temel dalga formları verilmiştir. " V_{GS} ", MOSFET'in kapı ve kaynak uçları arasındaki gerilimini göstermektedir. " V_{DS} " ve " I_D ", sırasıyla MOSFET'in üzerindeki gerilimi ve üzerinde geçen akımını temsil etmektedir. Şekil 2.3'te görüldüğü üzere, en yüksek anahtarlama kaybı, sert anahtarlama koşulları altında ortaya çıkmaktadır. ZCS ve ZVS teknikleri ile anahtarlama kayıpları azaltılırken, ZCT ve ZVT teknikleri kullanılarak anahtarlama kayıpları tamamen ortadan kaldırılmaktadır [97].

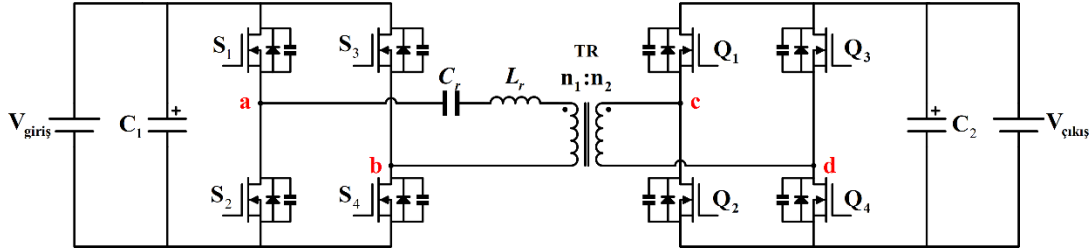


Şekil 2.3. Sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama türlerine ait dalga şekilleri [97].

2.1.4.2. Seri rezonans dönüştürücü

Şekil 2.1'deki klasik DAB topolojisinde endüktansa seri olarak sadece bir adet kondansatör eklenerek seri rezonans DAB dönüştürücü oluşturulmuştur. Seri LC rezonanslı DAB dönüştürücünün konfigürasyonu Şekil 2.4'te verilmiştir. Ayrıca, LC rezonans tankında transformatörün primer kaçak endüktansı ile ek primer endüktans değeri birleştirilerek eşdeğer rezonans endüktansı L_r olarak gösterilmiştir. Rezonans tankının boyutunun büyümesine ve dolayısı ile yüksek maliyetine rağmen, rezonanssız DAB dönüştürücülere kıyasla seri rezonanslı devrede yumuşak anahtarlama daha

kolay gerçekleştirilir ve yüksek güçlerde dönüştürücünün verimi artar. Rezonans tankındaki gerilim ve akımın sinüzoidal şekli nedeniyle, sadece temel bileşenlerle yapılacak analiz daha da basit hale gelir [37].



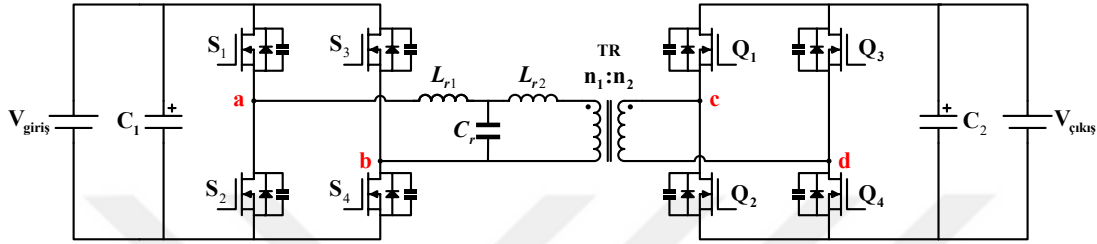
Şekil 2.4. Seri LC rezonans DAB dönüştürücü.

Chen ve ark. [98]'de, yenilikçi bir tek aşamalı seri rezonans ikili aktif köprü (SR-DAB) DA-DA dönüştürücü yapısı önermişlerdir. Bu dönüştürücü, geniş bir yük aralığında ZVS'yi sağlama ve güç faktörü düzeltici (PFC) özelliklerine sahip olup, DPS ve VFM modülasyonlarını birleştiren bir kontrol yapısı içermektedir. Yaqoob ve ark. [44]'te, SR-DAB dönüştürücüler için dört serbestlik derecesine sahip bir modülasyon stratejisi geliştirmiştir. Bu strateji, çıkış gücü ve gerilim çevrim oranı geniş aralıkta değişse bile, tam yumuşak anahtarlama özelliğini korumaktadır. Sidorov ve ark. [99]'da, SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için sabit frekansta gerilim kontrol yöntemlerinin kapsamlı ve karşılaştırmalı bir değerlendirmesini yapmış, farklı kontrol yöntemlerini güç kayıpları açısından analizlerini gerçekleştirmişlerdir. Li ve ark. [37]'de, yüksek frekanslı SR-DAB DA-DA dönüştürücülerinin analizi ve tasarımı üzerine yoğunlaşmış, anahtarlama modları arasında geniş bir gerilim çevrim oranı aralığına odaklanmıştır. Wu ve ark. [20]'de, enerji depolama uygulamaları için tasarlanmış sabit frekanslı PWM kontrollü iki yönlü akım beslemeli seri rezonans dönüştürücünün çalışma prensiplerini ve karakteristiklerini ayrıntılı bir şekilde analiz etmiş, geniş bir gerilim aralığında bu dönüştürücünün verimli çalışabilmesini sağlayan tasarım özelliklerini tespit etmişlerdir. Kundu ve ark. [100]'de, SR-DAB dönüştürücülerin frekans domeni analizini ve optimal tasarımını ele almış, geniş bir gerilim çevrim oranı ve geniş yük değişimi altında yüksek verimlilik sağlayan çözüm önerilerinde bulunmuşlardır. Han ve ark. [45]'te, SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için genel kapalı formda ZVS analizi yapmış ve bu analizin devrenin verimliliğini artırdığını belirtmişlerdir. Wang ve ark. [101]'de, SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için doğru frekans domeni analizi ve hibrit kontrol yöntemi ile hafif yük durumlarında ZVS'yi gerçekleştirirken verimliliği artırmayı hedeflemişlerdir. Langbauer ve ark. [102]'de, faz kaydırmalı değişken

frekanslı çok portlu SR-DAB dönüştürücülerin hafif yükte verimliliğini artırma yöntemlerini ele almıştır. Fang ve ark. [103]'te, SR-DAB dönüştürücüler için aralıklı sinüzoidal modülasyonu önermiş, bu modülasyonun yükten bağımsız yüksek verim sağladığını ve dönüştürücünün farklı gerilim çevrim oranları için nasıl optimize edilebileceğini göstermişlerdir. Park ve ark. [104]'te, iki yönlü SR-DAB için faz kaydırma modülasyonunu kullanarak hafif yük durumlarında dönüştürücünün verimini yükseltmek amacıyla ZVS yeteneğini artırma yollarını araştırmışlardır. Yaqoob ve ark. [105]'te, çıkış gerilimi ve akımında geniş aralıkta yapılan değişikliklerde güç kaybını azaltmak için DAB dönüştürücü için ayarlanabilir bir LC tipi rezonans tank tasarımı önermişlerdir. Corradini ve ark. [43]'te, SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için geniş aralıkta değişen giriş ve çıkış gerilimleri altında minimum akım çalışma koşullarını incelemişlerdir. Song ve ark. [106]'da, lokomotif çekiş sistemlerinde hızlı dinamik tepkiye sahip SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için model tahminli güç kontrolünü, dinamik tepkiyi ve sağlamlığı artırmayı hedeflemişlerdir. Fang ve ark. [107]'de, sirkülasyon akımının neden olduğu geri yönlü reaktif dolaşım gücü olmayan ve azaltılmış anahtarlama kaybı modülasyonu ile SR-DAB dönüştürücüde, geniş gerilim çevrim oranı için yüksek verim elde etmişlerdir. Hu ve ark. [34]'te, faz kaydırmalı modülasyon ile azaltılmış tank akımı ve geniş ZVS aralığına sahip SR-DAB dönüştürücüsünün çalışmasını incelemişlerdir. Wu ve ark. [108]'de, yakıt hücreleri sistemleri için çift tank rezonanslı DA-DA dönüştürücülerin reaktif güç optimizasyon kontrolü ile verimini etkileyen büyük değerli reaktif dolaşım gücünü azaltmayı amaçlamışlardır. Bhawal ve ark. [109]'da, şebeke frekansında anahtarlanan hücre dengeli SR-DAB dönüştürücüye dayalı katı hal transformatörü kullanarak verim ve maliyet açısından üstün performans gösteren bir devre tasarımı sunmuşlardır. Song ve ark. [110]'da, SR-DAB DA-DA dönüştürücülerin sabit durum performans optimizasyonu yaparak, devrenin verimini artıran ve kontrol karmaşıklığını azaltan bir yöntem geliştirmişlerdir. Chen ve ark. [111]'de SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için TPS kontrolü ve bu kontrolün birleştirilmiş sınır koşulları üzerine etkisini gösteren bir çalışma yapmışlardır. Han ve ark. [39]'da, SR-DAB DA-DA dönüştürücüler için geniş aralıklı ZVS kontrol tekniği uygulayarak, anahtarlama kayıplarını azaltmış ve verimini arttırmışlardır. Deng ve ark. [112]'de ise SR-DAB dönüştürücüler için yüksek doğruluklu zaman domen modellemesi yapmış ve sıfır geri reaktif dolaşım gücü sağlayan kontrol şemasını ele alarak daha yüksek verim sağlamışlardır.

2.1.4.3. LCL rezonans dönüştürücü

LCL rezonanslı DAB dönüştürücü topolojisi Şekil 2.5'te verilmiştir. LCL rezonanslı DAB dönüştürücüler üzerine yapılan çalışmalar; ZVS kapasitelerini arttırma, reaktif güç akışını azaltma, verimi ve performansı arttırma ve bu hedeflere yönelik olarak geliştirilen kontrol stratejilerini içermektedir. ZVS'yi sağlama ve daha düşük tepe akımına ulaşma kapasitesi ile öne çıkan LCL rezonans tankı, özellikle geniş yük aralığına sahip uygulamalarda avantajlıdır [113].



Şekil 2.5. LCL rezonans DAB dönüştürücü.

James ve ark. [114]'te, geniş bir çalışma aralığında ZVS'yi sağlamak ve reaktif dolaşım gücünü en aza indirmek için LCL tanklı rezonans DAB dönüştürücünün modülasyon analizi üzerine çalışmalar yapılmışlardır. Böylece bu dönüştürücülerin yumuşak anahtarlama için kolaylaştıran ve reaktif özellikteki sirkülasyon güç akışını azaltan modülasyon koşulları belirlemişlerdir. Guo ve ark. [115]'te geniş aralıkta değişen gerilim çevrim oranında ZVS ile düşük iletim kaybını sağlamak ve iki yönlü güç akışı arasında sorunsuz geçişler yapabilmek için geliştirilen DPS kontrol stratejisi; LCL rezonanslı DAB dönüştürücüler için önermiş ve düşük iletim kaybıyla verimde iyileştirme sağlamıştır.

Deniz altından güç dağıtımı için tasarlanan LCL-T rezonanslı izole DA-DA dönüştürücünün analizi ve tasarımında aktif doğrultucu kullanımının ve üçlü faz kaydırma oranlı (TPS) modülasyon stratejisinin benimsenmesinin dönüştürücünün genel volt-amper (VA) derecelendirmesini azalttığı gösterilmiştir [116]. Deniz altı dağıtım sistemlerinde öncelikli yükler için tasarlanan iki yönlü LCL-T rezonanslı DA-DA dönüştürücünün hem ileri hem de geri yönlü güç akışında etkin çalışabilmesi için detaylı bir analiz ve modülasyon açısı kontrolü [117]'de sunulmuştur.

LCL-T rezonanslı güç dönüştürücülerinin çalışmasında sabit frekanslı faz kaydırmalı kapı sinyalleri ile modifiye kapı sinyalleri kontrol modelleri karşılaştırılmış ve

modifiye kapı sinyallerinin daha yüksek verimlilik sağladığı ortaya konulmuştur [118].

LCL-DAB DA-DA dönüştürücüyü geri yönlü reaktif dolaşım gücü olmadan çalıştırmak için dinamik telafiye dayalı ileri beslemeli bir kontrol yöntemi incelenmiş; yapılan çalışma ile giriş/çıkış akım bozulmalarına karşı dönüştürücünün dinamik performansının artırılması hedeflenmiştir [119].

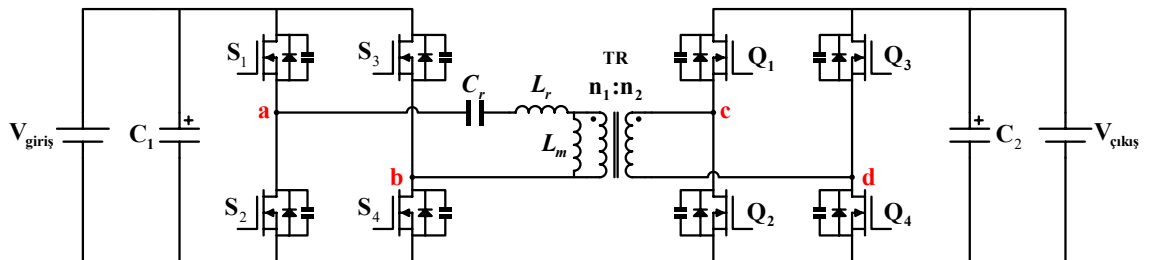
Hızlı geçici tepki sağlayan ve geri reaktif dolaşım gücü olmadan çalışabilen LCL-DAB DA-DA dönüştürücüler için sanal doğru akım kontrol yöntemi tanıtılmış, bu yöntemin dönüştürücünün geçici tepkisini iyileştirdiği ve geniş bir çalışma aralığında kararlı çalışmasını sağladığı belirtilmiştir [120].

LCL rezonans DAB dönüştürücüler için geniş bir çalışma aralığında yumuşak anahtarlamaı sağlayan ve geri reaktif dolaşım gücünü en aza indiren bir kontrol yöntemi sunulmuş, bu çalışmada dönüştürücünün verimini arttırmak ve ZVS çalışma aralığını genişletmek hedeflenmiştir [121].

Son olarak, LCL rezonans DAB dönüştürücüsü için TPS modülasyon yaklaşımı incelenmiştir. Bu çalışmada dönüştürücünün iletim kaybını azaltırken geniş bir gerilim çevrim oranı aralığında yüksek verimlilik sağlamayan bir yapı amaçlanmıştır [122].

2.1.4.4. LLC rezonans dönüştürücü

LLC rezonans tankı, rezonans endüktansı (L_r), mıknatıslanma endüktansı (L_m) ve rezonans kondansatörü (C_r) içerir. LLC rezonans DAB topolojisi Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6. LLC rezonans DAB dönüştürücü.

LLC rezonans devresi, anahtarlama frekansı rezonans frekansına yakın olduğunda yük değerinden bağımsız bir çalışma noktası sağlar ve sabit değerli bir gerilim çevrim oranı sunar. Primer tam köprü anahtarları için ZVS ve sekonder tam köprü anahtarları için ZCS gerçekleştirebilir. Böylece, LLC rezonans tankı, seri LC rezonans tankına kıyasla

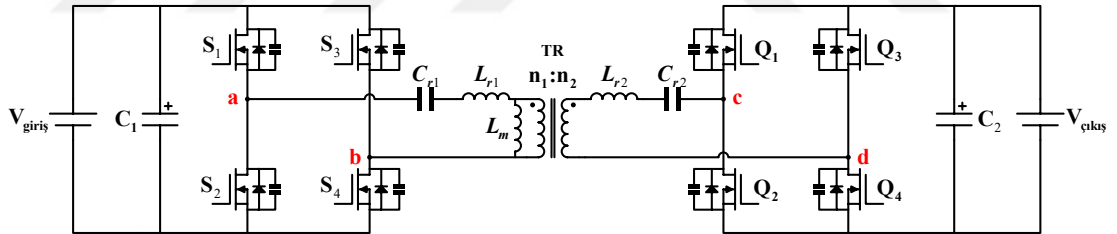
daha yüksek verimlilik ve daha dar anahtarlama frekansı değişimi için daha iyi performans sağlar [123, 124]. LLC rezonans DAB dönüştürücüsünün geri yönlü güç akışında bir dezavantaj vardır: LLC rezonans DAB dönüştürücüsü, seri LC rezonans DAB dönüştürücüsü ile aynı şekilde çalışır. Bu durumda ZVS çalışma aralığı daralır ve ZCS özellikleri kaybolur, sonuç olarak dönüştürücünün verimi azalır [16].

Özellikle enerji depolama sistemleri ve elektrikli araç şarj uygulamalarında, iki yönlü LLC rezonans dönüştürücülerin geliştirilmesi üzerine yapılan araştırmalar, verim ve işlevselliğini arttırması açısından önemli katkılar sağlanmıştır. Otomatik ileri yönlü ve geri yönlü mod geçişine sahip iki yönlü bir LLC rezonans dönüştürücü öneren Jiang ve ark. [33]'te, geleneksel izole iki yönlü DA-DA dönüştürücülere kıyasla, geri yönde sirkülasyon enerjisini ve anahtarların açma-kapama kaybını önemli ölçüde azaltarak dönüştürücünün verimini artırmışlardır. Uyarlanabilir ölü zaman modülasyon modeli kullanarak Sun ve ark. [125]'te, geleneksel tasarımlara göre daha yüksek verime ulaşarak, LLC rezonans dönüştürücülerinin performansını iyileştirmişlerdir. Geniş giriş gerilimi aralığında ve hafif yük koşullarında daha yüksek verimlilik sağlayan hibrit değişken frekans-çalışma oranı (VFM+PWM) modülasyon tekniği analizi öneren Awasthi ve ark. [126]'da LLC dönüştürücülerinin çalışma alanını genişletmişlerdir. Geniş giriş gerilimi aralığına sahip bir LLC rezonans dönüştürücü ve bileşik kontrol stratejisi üzerine çalışma yapan Zhou ve ark. [127]'de, daha kararlı çalışma ve yumuşak geçiş özellikleri sunarak, dönüştürücülerin performansını artırmışlardır. Süreksiz iletim modunda sıfır kayıplı anahtarlama sağlayan bir LLC rezonans dönüştürücü tasarım metodolojisi sunan Elizondo ve ark. [128]'de, anahtarlama kayıplarını azaltarak verimi artırmışlardır. İki yönlü elektrikli araç şarj cihazları için LLC rezonanslı DA-DA dönüştürücülerinin modelleme ve kontrol stratejilerine odaklanan Al Attar ve ark. [17]'de, çeşitli kontrol stratejilerinin avantajlarını ve sınırlamalarını ortaya koymuşlardır. Son olarak, ultra geniş gerilim çevrim oranı aralığı uygulamaları için yeniden yapılandırılabilir iki yönlü izole LLC rezonans dönüştürücü öneren Zuo ve ark. [129]'da, dar bir anahtarlama frekansı aralığında ultra geniş bir gerilim çevrim oranı aralığına ulaşarak, bu dönüştürücülerin uygulama alanını genişletmişlerdir.

2.1.4.5. CLLC rezonans dönüştürücü

LLC rezonanslı DAB dönüştürücüler, asimetric yapısı nedeniyle iki yönlü güç aktarımı sırasında ileri yönlü güç akışında LLC olarak ve geri yönlü güç akışında ise

seri rezonans devresi olarak işlev görmektedir. Bu özellik, her iki yöndeki güç akışı için ayrıntılı bir şekilde teorik ve ZVS analizlerinin yapılmasını zorunlu kılar. LLC rezonanslı DAB dönüştürücülerde, mıknatıslanma endüktans değeri, seri tanktaki empedans değerinden önemli ölçüde yüksek tutularak, primer ve sekonder devre akımlarının RMS değerlerinin birbirine yakın olması sağlanır. Bu durum, ileri ve geri yönlü güç akışı için kontrol parametre değerlerinin birbirlerine yakın olarak elde edilmesini sağlar ve böylece devre, simetrik CLLC topolojisinde olduğu gibi her iki yönde de aynı kontrol parametreleri ile çalıştırılabilir. Ancak, eğer LLC topolojisinde transformatörün mıknatıslanma endüktansı değeri düşük tutulmak istenirse, geri yönlü güç akışında yapılan teorik hesaplamalara özellikle ihtiyaç duyulacaktır. LLC rezonanslı DAB dönüştürücülerin asimetrik yapısından kaynaklanan problemlerin üstesinden gelmek için Şekil 2.7’de gösterildiği gibi simetrik bir yapıya sahip CLLC tipi bir rezonans tankı kullanılmaktadır. Bu devre iki adet LC tipi rezonans tankının birleşimi olarak görülebilir. Bu devrenin simetrik yapısı nedeni ile her iki yöndeki güç akışı kolaylıkla kontrol edilebilir. Primer tam köprü için ZVS ve sekonder tam köprü için ZCS geniş bir gerilim çevrim oranı değişimi için korunabilir. Bu topoloji, bastırma hücresi (snubber)’a gerek kalmadan anahtar gerilim streslerinin azaltılmasını sağlar.



Şekil 2.7. CLLC rezonans DAB dönüştürücü.

[130]’da CLLC şarj cihazları için basitleştirilmiş çalışma modları (SOM) modeli ve rezonans parametre tasarımı incelenmiştir. Bu çalışmada gerilim kazancına ilişkin ifadeler ve çalışma modu sınırları doğrudan hesaplanarak, CLLC dönüştürücülerinin verimi ve güvenilirliği arttırılmıştır. Ayrıca, SOM modeli, geleneksel temel harmonik yaklaşıma (FHA) göre daha doğru gerilim çevrim oranı ifadeleri sunulmuştur. Yapılan bir diğer çalışmada geniş gerilim aralığına sahip iki yönlü CLLC şarj cihazları için parametre eşdeğerliliği ve zaman domenı modeline dayanan bir tasarım yöntemi önerilmiş, bu yöntem sayesinde ZVS gerçekleştirilirken her iki yönde de minimum reaktif güçle çalışma yapılabilmektedir [131]. Başka bir çalışmada yüksek frekans koşullarında tam köprü CLLC dönüştürücüsünün kesime gitmedeki anahtarlama

kayıplarını optimize eden bir yöntem sunulmuş, FHA ve TDA analizlerine dayalı bir optimizasyon süreci yoluyla kayıpların azaltılması hedeflenmiştir [132]. [133]'te CLLC dönüştürücülerde sensörsüz senkron doğrultma için bir gecikme stratejisi önermiştir. Bu strateji, yüksek verimlilik elde etmek için sekonder taraftaki anahtarların açılma anını geciktirerek, ZVS koşullarını sağlamaktadır. [134]'te geniş çıkış gerilim aralığına sahip iki yönlü CLLC rezonans dönüştürücüler için dinamik pürüzsüz geçiş kontrolü ve hibrit modülasyonla bütünleşmiş bir yöntem sunulmuş, bu sayede çalışma modu geçişlerindeki gerilim dalgalanmaları ve tepki süresi önemli ölçüde iyileştirilmiştir. [135]'te hafif yük koşullarında CLLC dönüştürücülerin verimliliğini artırmak için geliştirilmiş üç faz kaydırma modülasyonu (TPS) sunulmuştur. Bu yöntem, daha düşük sirkülasyon akımları ve daha yüksek verim sağlamaktadır. [14]'te DA mikro şebekelerde iki yönlü elektrikli araç (EV) şarjı için yenilikçi 3L CLLC rezonans DA-DA dönüştürücü sunulmuş ve bu dönüştürücünün geniş çıkış gerilim aralığında yüksek verimlilik gösterdiğini doğrulanmıştır.

2.1.4.6. Rezonans dönüştürücülerin karşılaştırılması

İki yönlü izoleli seri LC, LCL, LLC ve CLLC rezonans dönüştürücülerin avantaj ve dezavantajları Tablo 2.2'de karşılaştırılmıştır. Tablo 2.2 incelendiğinde verim ve performans anlamında LLC ve CLLC dönüştürücüler öne çıkmaktadır. Her iki dönüştürücü de yüksek verimli olsa da LLC dönüştürücüler daha geniş bir ZVS aralığı ile daha etkili anahtarlama performansına sahiptir. Ayrıca LLC dönüştürücüler, maliyet avantajına sahiptir. CLLC dönüştürücüler simetrik çalışabilme imkanları nedeniyle kontrolleri daha basitken, LLC dönüştürücülerin kontrol edilmeleri ise daha karmaşıktır. Her iki rezonans dönüştürücü tipi gereksinimlere bağlı olarak farklı uygulama alanlarında tercih edilebilirler.

Tablo 2.2. İki yönlü izoleli rezonans dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Rezonans dönüştürücü	Bileşenler	Avantajlar	Dezavantajlar
Seri LC rezonans	Bir endüktans ve bir kapasitör	- Basit yapıda ve düşük maliyetli - Tam yükte ve nominal çevrim oranlarında etkili yumuşak anahtarlama - Kontrolü kolay	Hafif yük ve farklı gerilim çevrim oranlarında sınırlı yumuşak anahtarlama

Tablo 2.2. (Devamı) İki yönlü izoleli rezonans dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Rezonans dönüştürücü	Bileşenler	Avantajlar	Dezavantajlar
LCL rezonans	İki endüktans ve bir kapasitör	- Geniş yük aralığında etkili ZVS - Daha düşük tepe akımı sağlama yeteneği	- Tasarım ve kontrol yöntemlerinde ek karmaşıklık - Reaktif güç akışının kontrolü zor
LLC rezonans	İki endüktans ve bir kapasitör	- Geniş ZVS aralığı - Yüksek verimlilik ve dar anahtarlama frekansı değişimi - CLLC'ye göre düşük maliyetli	- Ters yön operasyonunda seri rezonans çalışmasından ZVS ve ZCS özelliklerinde kayıp ve ilave teorik analiz gerektirmesi - Asimetrik çalışmasından dolayı karmaşık kontrol stratejileri gerektirmesi
CLLC rezonans	İki endüktans ve iki kapasitör	- Simetrik çalışmadan dolayı kontrolü kolay - Geniş yumuşak anahtarlama aralığı ve yüksek verimlilik	- Maliyeti yüksek - Bileşenlerin fazlalığı nedeniyle düşük güç yoğunluğuna sahip - Gerilim çevrim oranı aralığı LLC'ye göre biraz daha dar

2.2. İki Yönlü İzole DA-DA Dönüştürücülerin Kontrol Yöntemleri

DAB ile ilgili araştırmalar incelendiğinde, verimlilik performansının artırılması için farklı modülasyon türlerinin önerildiği görülmektedir. Klasik sadece faz kaydırma modülasyonu (SPS), basitliği nedeniyle sıklıkla kullanılmıştır. Bu modülasyon ile, primer ve sekonder H köprüleri arasındaki faz kaydırma açısını ayarlayarak geniş bir işlem aralığında iki yönlü güç akışı yapılabilir. SPS, tam yükte verimi iyi olsa da hafif ve orta yük durumlarında yüksek RMS akımı üretir ve ZVS çalışma aralığı sınırlıdır. Bu durum anahtarlama ve iletim kayıplarını artırır. SPS'nin bu kısıtlamalarını aşmak için daha fazla değişken kullanan modülasyon yöntemleri önerilmiştir. DAB dönüştürücüsünün verimini optimize etmek için minimum tepe akımını, düşük RMS akımını, minimum geri reaktif dolaşım gücünü ve geniş ZVS aralığını sağlamak amacıyla kontrol parametrelerinin en uygun değerlerini belirlemek gerekir. İki yönlü tam köprü topoloji ailesinden olan DAB dönüştürücüde; primer ve sekonder köprüler

arasındaki faz kaydırma oranı (δ), köprü içi anahtar çiftleri arasındaki faz kaydırma oranı (δ_i), anahtarlama frekansı (f_s), primer taraf çalışma oranı (D_p) ve sekonder taraf çalışma oranı (D_s) olmak üzere toplam beş kontrol parametresi bulunmaktadır. Yarım köprü topolojilerde köprü içi durum söz konusu olmadığından, δ_i parametresi mevcut değildir. Bu nedenle, yarım köprü topolojilerde en fazla dört adet kontrol parametresi kullanılabilir.

Serbestlik derecesi sayısının artması; RMS akımını azaltma, geri yönlü reaktif dolaşım gücünü minimuma indirme ve yumuşak anahtarlama aralığını genişletme bakımından dönüştürücünün performansını artırır.

Aşağıda kontrol değişkeni sayısını ifade eden “serbestlik derecesi (DOF)” kavramına göre modülasyon yöntemleri açıklanmıştır.

2.2.1. 1-DOF modülasyon

Klasik sadece faz kaydırma modülasyonu (SPS) diğer bir ifade ile faz kaydırma modülasyonu (PSM) iki yönlü DAB dönüştürücü için en temel modülasyon yöntemidir. Bu yöntemde sadece güç akış yönü ve büyüklüğü tek bir değişken üzerinden kontrol edilir [27]. PSM’nin en büyük dezavantajı, gerilim çevrim oranının $M=1$ değerinden sapması durumunda yumuşak anahtarlama bölgesinin kısıtlı kalmasıdır. Bu durum yüksek anahtarlama kayıplarına neden olabilir. Ayrıca, hafif yük altında reaktif gücün artması iletim kayıplarına yol açar [37]. Bu yüzden, PSM geniş bir gerilim çevrim oranı aralığına ihtiyaç duyan enerji depolama sistemleri ve doğru akım güç kaynakları için iyi bir seçenek değildir.

Değişken frekans modülasyonu (VFM) ile anahtarlama frekansını ayarlayarak çıkış gücünün denetimi yapılır [38]. Bu teknik, primer anahtarlarda tam çalışma aralığı boyunca ZVS’ye olanak sağlar. Ancak, dönüştürücünün giriş tarafının geri reaktif dolaşım gücü primer anahtarların iletim kayıplarını artırır. Ayrıca, VFM’nin karşılaştığı önemli sorunlardan biri de seri LC-tipi rezonans devresinin çalışma aralığının dar olmasıdır [40].

2.2.2. 2-DOF modülasyon

İki değişkenli modülasyon yöntemleri genellikle ikili faz kaydırma (DPS) ve genişletilmiş faz kaydırma (EPS) olmak üzere iki ana kategoriye ayrılır. Her iki modülasyon tekniğinde de çalışma oranı (D) sabit ve değeri %50’dir. DPS yöntemi ilk olarak [28]’de ele alınmış olup, bu modülasyonda hem primer hem de sekonder H

köprüler aynı iç faz kaydırma açısını kullanırlar. Bu açılar, DAB dönüştürücünün genel performansını optimize etmek adına dış faz kaydırma açısı ile ayarlanır. EPS yöntemi [10]'da detaylı bir şekilde incelenmiştir. Bu yöntem; iki serbestlik derecesini, bir H köprüünün iç faz kaydırma açısını ve dış faz kaydırma açısını bir arada modüle ederek kullanır. Mevcut literatürde, iki değişkenli modülasyonun temel hedefi, iletim kayıplarını azaltarak tepe akım seviyesini minimize etmektir.

Zhao ve ark. [136]'da, DAB dönüştürücülerin akım stresini matematiksel olarak modelleyerek, geleneksel SPS ve ikili faz kaydırma (DPS) kontrolü altında yapılan çalışmaların performanslarını karşılaştırmış ve DPS kontrolü ile IBDC için akım stresini en aza indirme stratejisi önermişlerdir. Bu strateji SPS'ye kıyasla, özellikle hafif ve orta yük koşullarında, biraz daha geniş ZVS aralığı ve daha düşük RMS akım değeri nedeni ile verimi hafifçe arttırsa da bu artış önemli bir iyileştirme olarak kabul edilemez. Li ve ark. [137]'de, DAB dönüştürücüler için geniş gerilim ve yük aralığında ZVS'yi sağlayarak kontrol yapmanın zorluğunu ele almıştır. İyileştirilmiş bir DPS kontrolü, klasik DPS kontrolünün aşamalarını azaltarak geniş yük aralığında ZVS'yi gerçekleştirmek için önerilmiştir. Önerilen yöntem, daha düşük akım stresi ve geniş yük aralığında ZVS'yi sağlama başarısı ile DAB dönüştürücülerin verimini artırmıştır. Chaurasiya ve ark. [138]'de, elektrikli araç (EV) şarj cihazlarının tasarımında gerilim çevrim oranı ve yük değişikliklerini göz önünde bulundurarak, DPS kontrolünün hibrit kullanımıyla tam ZVS ve düşük akım stresini sağlamayı hedeflemiştir. Önerilen kontrol ile geniş bir gerilim ve yük aralığı için ZVS başarıyla sağlanmış ve devrenin verimi artmıştır. Shi ve ark. [139]'da, DAB tabanlı katı hal transformatörlerinin verimini artırmak için geri yönlü reaktif dolaşım gücünü en aza indiren bir kontrol stratejisi önermiştir. Önerilen yöntem, geniş bir çalışma aralığında verimi artırmış ve geri yönlü reaktif dolaşım gücünü başarıyla en aza indirmektedir. An ve ark. [140]'da, DAB dönüştürücüler için iyileştirilmiş bir güç kontrolü ve dengeleme şeması önermiştir. Bu şema, orta yük koşullarında verimi önemli ölçüde artırırken, hafif yük koşullarında ise verim tatmin edici düzeye ulaşamamıştır. Tian ve ark. [141]'de, yüksek gerilim DA (HVDC) şebekeleri için çok düzeyli dönüştürücü tasarımı ve bunun için genişletilmiş faz kaydırma (EPS) kontrolü önermiştir. DAB dönüştürücülerin verimi ve güvenilirliği bu kontrol ile arttırılmıştır. Önerilen kontrol, HVDC sistemlerinde geniş yük aralığı için yüksek verimlilik ve güvenilirlik sağlamaktadır. Bagheri ve ark. [142]'de, EPS modülasyonu ile DAB dönüştürücüsü

için adaptif kayan mod kontrolü tanıtmıştır. Bu kontrol yöntemi ile endüktansın akım stresini ve geri reaktif dolaşım gücü azaltılmıştır. Adaptif kontrol stratejisi, geniş bir çalışma aralığında sistem performansını artırmıştır. Hiltunen ve ark. [41]'de, DAB dönüştürücüler için değişken frekanslı faz kaydırma modülasyonu (VFM+PSM) önermiştir. Bu modülasyon ile geniş bir güç aralığında ZVS sağlanmıştır. Han ve ark. [39]'da, seri rezonans DAB dönüştürücüler için geniş aralıklı ZVS kontrol yöntemi sunmuştur. Bu kontrol yöntemi, devrenin verimini ve anahtarlama davranışını iyileştirmiştir. Mishima ve ark. [40]'da, simetrik CLLC rezonanslı iki yönlü DA-DA dönüştürücüler için anahtarlama frekansı (f_s) ve faz kaydırma oranı (δ) parametrelerinin ayarlanmasına dayanan VFM+PSM kontrol yönteminin, ZVS performansını arttırdığını ve reaktif gücü azalttığını göstermişlerdir. Ancak bu yöntem hafif yük koşullarında kayda değer bir verim artışı sağlamamıştır. Xuan ve ark. [14]'te, iki yönlü EV şarj cihazları için yenilikçi bir üç seviyeli CLLC rezonanslı dönüştürücü tasarlamışlardır. Bu dönüştürücü, geniş bir çıkış gerilimi aralığında yüksek verimlilik sunmasına rağmen hafif yük koşullarında istenen performansı gösterememiştir.

İki serbestlik dereceli (2-DOF) modülasyon yöntemleri, klasik SPS modülasyon yöntemine kıyasla, orta ve hafif yük koşullarında biraz daha geniş ZVS aralığı sağlamakta ve daha düşük RMS akım değerleri sergilemektedir. Bununla birlikte, bu yöntemlerde görülen hafif verim artışı, önemli bir iyileştirme olarak değerlendirilemeyecek kadar sınırlıdır.

2.2.3. 3-DOF modülasyon

Üç serbestlik dereceli (3-DOF) modülasyon; üçlü faz kaydırma (TPS), asimetrik çalışma modülasyonunu (ADM), PSM+PWM modülasyonu ve VFM+PWM modülasyonunu içerir. PSM ile karşılaştırıldığında, EPS bir adet tam köprüde yeni bir serbestlik derecesi sunarken, DPS iki adet tam köprüde aynı serbestlik derecelerini sunar. Bu yaklaşım ile reaktif güç ve akım stresi etkili bir şekilde azaltılabilir ve yumuşak anahtarlama aralığı genişletilebilir. Ancak, iki serbestlik dereceli EPS ve DPS modülasyonları altında hafif yük operasyonlarında reaktif güç değeri hala yüksektir. TPS modülasyonunda, DPS modülasyonuna benzer şekilde her iki köprünün çıkışları üç seviyeli gerilim dalga formundadır. Ancak, iç kaydırma açıları iki tarafta eşit olmayabilir ve bu nedenle üç serbestlik derecesi kontrol edilebilir. TPS modülasyonunda toplamda üç kontrol parametresi bulunmaktadır. Bunlar arasında iki

farklı iç faz kaydırma açıları ve primer ile sekonder yarı köprüler (HB) arasındaki dış faz kaydırma açısı yer alır.

Huang ve ark. [143]'te, DAB dönüştürücüsünde akım stresini minimize etmek için birleşik üçlü faz kaydırma (UTPS) kontrolü sunmuştur. Bu yöntem, dönüştürücünün tüm yük aralığında en düşük akım stresi ile çalışmasını sağlamakta ve ayrıca tam yumuşak anahtarlama operasyonunu gerçekleştirmiştir. Muthuraj ve ark. [144]'te, DAB dönüştürücülerde tam ZVS'yi sağlamak için LLL tankı bazlı bir dönüştürücü modeli önermişlerdir. Bu çalışmada, VF-DAB dönüştürücüsünün ZVS aralığını genişletmek için pasif yardımcı endüktanslar kullanılmıştır. Bhattacharjee ve ark. [145]'te, DAB dönüştürücüsü için TPS modülasyonunu analitik olarak optimize ederek ve geniş bir çalışma aralığında yüksek verim sağlayan hibrit kontrol stratejisi önermişlerdir. Bu yöntem hem iletim hem de anahtarlama kayıplarını azaltarak dönüştürücünün verimini artırmıştır. Liu ve ark. [86]'da, transformatörün uç gerilimleri eşleşmediğinde ZVS gerçekleştirmekte zorlanan DAB dönüştürücüsünde ZVS aralığını genişletmek için hibrit bir modülasyon tekniği sunmuştur. Bu teknik, dönüştürücünün farklı DA gerilim ofsetlerini blokaj kapasitörlerine tanıtarak farklı çalışma modlarına göre ZVS bölgesini genişletmiş ve hafif yük koşullarında devrenin verimini artırmıştır. Tang ve ark. [146]'da, DAB dönüştürücüsü için TPS modülasyonunu kullanarak verimi optimum kılan bir pekiştirmeli öğrenme (RL) tabanlı bir yöntem sunmuştur. Bu çalışmada, RL kullanılarak optimal faz kaydırma açılarını elde etmek ve güç kayıplarını azaltarak maksimum güç verimine ulaşmak hedeflenmiştir. Noroozi ve ark. [147]'de, TPS modülasyonu ile kontrol edilen silikon karbür (SiC) tabanlı DAB dönüştürücüsünde RMS akımını minimize etmeyi hedefleyen bir yaklaşım önermişlerdir. Bu yaklaşım, dönüştürücünün toplam RMS akımını, dönüştürücüdeki akım harmonik değerlerini hesaplayarak yaklaşık olarak belirlemektedir.

ADM, bir başka üç serbestlik dereceli modülasyon yöntemidir. Bu yöntemde elde edilen yüksek frekanslı alternatif gerilim dalga formları, zıt kutuplu iki sürekli gerilim darbesinden oluşur ve her anahtarlama periyodu yalnızca bir adet sıfır gerilim bölümü içerir. Bu, yumuşak anahtarlama işlem bölgesini bir dereceye kadar genişletir, ancak endüktansın RMS akım değeri TPS modülasyon yöntemine kıyasla daha büyük olur [148, 149].

Corradini ve ark. [43]'te, üç bağımsız faz kaydırma kontrol açısı ile kontrol edilen seri rezonanslı DAB dönüştürücünün reaktif akımını minimum yapan ve geniş bir ZVS aralığında çalışmasını sağlayan bir yöntem sunmuştur. Bu yöntem, dönüştürücünün verimini özellikle hafif yük koşullarında artırmayı hedeflemektedir. Zhao ve ark. [150]'de, PSM+PWM modülasyonu altında DAB dönüştürücüsünün sirkülasyon akımını azaltmayı hedefleyen bir strateji geliştirmiştir. Bu strateji, DAB'ın verimini artırmayı ve sirkülasyon akımını azaltmayı hedeflemektedir. Shao ve ark. [42]'de, DAB dönüştürücüsünde reaktif dolaşım gücünü en aza indirmek ve bir olmayan gerilim çevrim oranı koşulları altında devrenin verimini artırmak için faz kaydırma oranlarını modüle etmiştir. Dört farklı DAB çalışma senaryosu (ileri/geri yön, alçaltıcı/yükseltici çalışma) altında minimum reaktif gücü sağlamak için optimal faz kaydırma oranlarının türetilmesi zordur. Bu çalışmada, farklı DAB senaryolarını birbirine eşdeğer kılan dönüşümler tanıtılmıştır. Hu ve ark. [34]'te faz kaydırmalı modülasyon ile birleştirilmiş modifiye edilmiş darbe genişlik modülasyonunu kullanan seri rezonanslı DAB dönüştürücüsü için bir kontrol stratejisi sunmuştur. Bu strateji, geniş yük aralığında daha büyük bir ZVS aralığı sağlamayı ve hafif yükte daha yüksek verim elde etmeyi amaçlamaktadır. Fang ve ark. [107]'de, geniş bir gerilim çevrim oranı aralığında yüksek güç verimini sağlamayı ve sirkülasyon akımını ortadan kaldırmayı hedefleyen seri rezonanslı DAB dönüştürücü için VFM+PWM modülasyon yöntemini önermişlerdir. Bu çalışmada, iletim kayıplarını azaltmak ve sert anahtarlama sorununu hafifletmek için anahtarlama periyodunun tamamlanmasından önce rezonans akımının tamamen serbest bırakılmasını önerilmektedir.

Hafif yük durumlarında DAB dönüştürücüsünü tam verimli olarak kullanabilmek için üç serbestlik derecesi modülasyon yöntemlerinin de yeterli olmadığı söylenebilir.

2.2.4. 4-DOF modülasyon

Yüksek verim hedefine ulaşmak ve geniş bir güç aralığında sorunsuz çalışmak amacıyla, sırasıyla seri rezonans DAB ve hibrit ikili aktif köprü (HDAB) dönüştürücüler için literatürde dört serbestlik dereceli modülasyon (4-DOF) stratejileri önerilmiştir. İki ayrı çalışmada sunulan bu stratejiler, dönüştürücünün verimini önemli ölçüde artırmıştır [44, 83].

Yaqoob ve ark. [44]'te seri rezonans DAB dönüştürücüler için iletim ve anahtarlama kayıplarını azaltmayı hedefleyen bir 4-DOF modülasyon yöntemi önermişlerdir. Bu

yöntemde; sıfır reaktif güç, azaltılmış tank akımı ve tam yumuşak anahtarlamayı sağlayacak şekilde iç ve dış faz kaymaları ile anahtarlama frekansı ayarlanmıştır. 1 kW'lık bir prototip üzerinde elde edilen % 97,7'lik maksimum verim değerine ulaşarak değişken yük koşulları altında dönüştürücünün üstün performansı kanıtlanmıştır.

Öte yandan, Mou ve ark. [83]'te önerilen hibrit DAB (HDAB) dönüştürücüsü hem orta güç uygulamalarına uygunluğunu hem de gerilim ve akım aralıklarında etkin bir performans sergileme kabiliyetini göstermiştir. Bu çalışmada yüksek reaktif gücün ve geniş gerilim aralığının ZVS operasyonları üzerindeki olumsuz etkilerini ele alınmış, köprü kapasitörlerinin volt-saniye dengesini ve tam köprüdeki serbestlik derecelerini optimize eden 4-DOF modülasyon stratejisi geliştirilmiştir. Geliştirilen modülasyon stratejisinde, parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritması kullanılarak endüktansın RMS akımı minimum değere indirilmiş ve böylece dönüştürücünün veriminde maksimum % 18,42'ye varan bir artış sağlanmıştır.

2.2.5. 5-DOF modülasyon

DAB dönüştürücülerin enerji dönüşüm verimini ve ZVS çalışma aralığını en üst düzeye çıkarma hedefi modülasyon tekniklerinin geliştirilmesinde en önemli motivasyon kaynağı olmuştur. Mevcut literatür incelendiğinde, faz kaydırma, frekans ve darbe genişliği modülasyon tekniklerinin birbirlerine entegre edildiği; beş kontrol değişkenine dayanan yeni modülasyon yaklaşımlarının araştırıldığı görülmektedir. Bu yenilikçi yaklaşımlar, anahtarlama kayıplarını azaltmayı ve genişletilmiş ZVS aralığı sağlayarak dönüştürücülerin verimini artırmayı hedeflemektedir.

Beş kontrol değişkenine sahip modülasyon (5-DOF) stratejilerinin, geleneksel yöntemlerin sınırlarını aşma potansiyeline sahip olduğu, literatürdeki çeşitli çalışmalarda gösterilmiştir. Liu ve ark. [151]'de tanıtılan beş kontrol derecesine sahip modülasyon yöntemi ile köprü gerilimlerinin genliğinin ayarlanması ve endüktans akımının RMS değerinin optimizasyonu yoluyla dönüştürücü performansını artırmayı hedeflemiştir. Bu yöntem, endüktans akımı ve anahtarlama frekansını dengelerken yüksek verim sağlamak için karmaşık matematiksel optimizasyonlara gerek duyar. Li ve ark. tarafından [152]'de önerilen hibrit beş kontrol değişkenli modülasyon şeması da benzer bir iyileştirme sunar: Bu yaklaşımda, geniş ZVS aralığı ve düşük RMS akım seviyesi aynı anda sağlanarak DAB dönüştürücülerin verimi artırılmıştır. Mou ve ark. [153]'te hafif yük durumlarında endüktans akımının sekizinci harmonik bileşenini

hesaba katarak teorik analiz hatalarını azaltmış ve böylece tüm güç aralığında optimal çalışma noktalarını tespit etmiştir.

Beş kontrol değişkenli modülasyon teknikleri, düşük gerilim çevrim oranları ve geniş ZVS çalışma aralıkları gerektiren uygulamalarda fayda sağlamaktadır. 5-DOF modülasyon yönteminin enerji dönüşüm verimini artırmak için getirdiği iyileştirmeler, azaltılmış anahtarlama ve iletim kayıplarıyla doğrudan ilişkilendirilebilir.

2.2.6. Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması

DAB dönüştürücüler için farklı serbestlik derecelerine sahip modülasyon tekniklerinden 1-DOF en basit yöntemi temsil ederken, 5-DOF en karmaşık olanıdır. Her bir DOF sayısı artışı, kontrol parametrelerini ve optimizasyon seçeneklerini genişletir, ancak aynı zamanda sistem karmaşıklığını ve kontrol zorluğunu ise artırır. Daha yüksek DOF'lar, genellikle daha iyi verim ve daha iyi güç yönetimi sağlar, ancak daha fazla kontrol ve hesaplama gerektirir. Bu modülasyon tekniklerinin her biri, uygulamanın ihtiyaçlarına ve hedeflerine göre belirlenmelidir. 1-DOF'tan 5-DOF'a kadar olan modülasyon yöntemleri aşağıda kısaca özetlenmiştir:

1-DOF modülasyon: Basittir ve düşük kontrol karmaşıklığına sahiptir. Güç akışını tek bir değişkenle kontrol eder, ancak yumuşak anahtarlama imkânı sınırlıdır, yüksek anahtarlama kayıplarına ve hafif yük altında reaktif güç artışına neden olabilir.

2-DOF modülasyon: İki tam köprüde faz kaydırma açılarının optimizasyonunu içerir. Orta ve hafif yük koşullarında geniş bir ZVS aralığı ve düşük RMS akım değerleri sağlar, fakat verim artışı sınırlıdır.

3-DOF modülasyon: TPS, ADM, PSM+PWM ve VFM+PWM gibi çeşitli modülasyonları içerir. Reaktif gücü ve akım stresini etkili bir şekilde azaltabilir, yumuşak anahtarlama işlem aralığını genişletir. Ancak hafif yüklerde verim artışı sınırlı kalmıştır.

4-DOF modülasyon: Daha karmaşıktır. Yüksek verimlilik ve geniş operasyonel adaptasyon imkânı sağlar. İletim ve anahtarlama kayıplarını azaltma odaklıdır.

5-DOF Modülasyon: En karmaşık ve esnek modülasyon türüdür. Faz kaydırma, frekans ve darbe genişliği modülasyon tekniklerinin entegre edilmiş halidir. Düşük anahtarlama kayıpları ve genişletilmiş ZVS aralığı sağlar. En yüksek kontrol ve

optimizasyon imkanını sunar. Ancak, bu durum en yüksek karmaşıklık ve hesaplama yüküne yol açar.

Her modülasyon yönteminde kontrol karmaşıklığı, verim ve operasyonel adaptasyon arasında bir denge vardır. Tablo 2.3'te iki yönlü izoleli DA-DA dönüştürücülerde uygulanan DOF türleri çeşitli açılardan karşılaştırılmıştır.

Tablo 2.3. İki yönlü izoleli DA-DA dönüştürücülerdeki kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması.

Kontrol yöntemi	Kontrol karmaşıklığı	Yumuşak anahtarlama	Verim	Uygulama alanı
1-DOF	Düşük	Sınırlı	Orta	Basit uygulamalar
2-DOF	Orta	Genişletilmiş	Yüksek	Orta düzey uygulamalar
3-DOF	Orta-yüksek	Daha genişletilmiş	Çok yüksek	Karmaşık uygulamalar
4-DOF	Yüksek	Çok geniş	Çok yüksek (3-DOF'a göre hafif yükteki verimliliği yüksek)	Yüksek performans gerektiren uygulamalar
5-DOF	Çok yüksek	En geniş	Maksimum	En yüksek performans gerektiren çok karmaşık uygulamalar

Tablo 2.3'ten görüleceği üzere 1-DOF modülasyon yöntemi basit uygulamalar için uygunken, verim artışı için 2-DOF ve 3-DOF tercih edilmektedir. 4-DOF ve 5-DOF, en karmaşık fakat en yüksek verimi sunan yöntemler olarak öne çıkmaktadır. Ancak

bu iki yöntemde yüksek seviyede kontrol karmaşıklığı söz konusudur. Her bir DOF artışı, daha geniş ZVS aralığı ve verim performansı sunarken, aynı zamanda daha fazla kontrol ve hesaplama ihtiyacını beraberinde getirmektedir. Bu durum, tasarım ve uygulama seçimlerinde dikkate alınması gereken önemli bir dengedir.

İki yönlü DA-DA dönüştürücülerde yarım köprü topolojilerde en fazla 4-DOF, tam köprü topolojilerde ise en fazla 5-DOF modülasyon uygulanabilir. Bu tez çalışmasında yarım köprü T-tipi dönüştürücü topolojisi kullanıldığı için en fazla 4-DOF modülasyon uygulanabilir. Ancak 4-DOF modülasyon karmaşık olmasından dolayı 3-DOF modülasyon uygulanabilmektedir.

2.3. İki Yönlü İzole DA-DA Dönüştürücülerin Teorik Analiz Yöntemleri

İki yönlü izole DA-DA dönüştürücüler için mevcut olan iki ana modelleme analizi şunlardır: Zaman domen analizi (TDA) [42–44, 81, 137, 144, 154] ve frekans domen analizi (FDA) [83, 114, 143, 150, 152, 155]. TDA, her bir çalışma modunun eşdeğer devresini temel alarak durum denklemlerini formüle ederken; FDA, yüksek frekansta gerilim ve akımın Fourier dönüşümünü alarak analiz yapar.

2.3.1. Zaman domen analizi

Zaman domen analizi, DAB'ın çeşitli çalışma modları için durum denklemlerini formüle etmek amacıyla kullanılır. Her bir çalışma modu için dönüştürücünün eşdeğer devresi üzerinden elektriksel davranışını karakterize eden denklemler türetilir. Bu denklemler, dönüştürücünün dinamik tepkisinin farklı modülasyon yöntemleri ve kontrol stratejileri altında nasıl değiştiğini anlamak için analiz edilir. TDA'nın öne çıkan avantajı ise dönüştürücünün yanıtının derinlemesine ve detaylı bir şekilde incelenebilmesidir.

Genel olarak, DAB ve benzeri izoleli iki yönlü yarım ve tam köprü DA-DA dönüştürücülerin zaman domenindeki analizinde aşağıdaki adımlar uygulanmaktadır:

DAB'ın eşdeğer alternatif akım (AA) güç kaynakları v_{ab} ve v_{cd} , enerji aktarımı amacıyla Şekil 2.1'de gösterildiği gibi kaçak endüktansın ve primer endüktansının birleşiminin eşdeğeri L_{lk} ile temsil edilir. Bu durumda L_{lk} üzerindeki gerilim denklem 2.1 ile ifade edilebilir:

$$v_{L_{lk}}(t) = v_{ab}(t) - v_{cd}(t) \quad (2.1)$$

Denklem 2.1 temel alınarak endüktans akımı $i_{L_{lk}}$ denklem 2.2'deki ifade ile verilir:

$$i_{L_{lk}}(t_1) = i_{L_{lk}}(t_0) + \frac{1}{L_{lk}} \int_{t_0}^{t_1} v_{L_{lk}}(t) dt \quad (2.2)$$

Denklem 2.2'de t_0 çalışma modunun başlangıcını, t_1 ise sonunu temsil eder. $i_L(t_0)$ ise endüktans akımının başlangıçtaki değeridir. Primer taraftaki anlık güç p_1 ve sekonder taraftaki anlık güç p_2 sırasıyla denklem 2.3 ve 2.4 ile tanımlanır:

$$p_1(t) = v_{ab}(t) \cdot i_{L_{lk}}(t) \quad (2.3)$$

$$p_2(t) = v_{cd}(t) \cdot i_{L_{lk}}(t) \quad (2.4)$$

Anahtarlama döngüsü boyunca transformatörün primer ve sekonder taraflarındaki ortalama güçler P_1 ve P_2 , sırasıyla 2.5 ve 2.6 denklemleriyle hesaplanır:

$$P_1 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} p_1(t) dt \quad (2.5)$$

$$P_2 = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} p_2(t) dt \quad (2.6)$$

Denklem 2.5 ve 2.6'da " T_s " ifadesi anahtarlama periyodunu temsil etmektedir. Bu analize göre, ideal bir DAB modelinde giriş ve çıkış güçleri eşdeğer olup $P_1 = P_2$ 'dir. DAB dönüştürücüsünün durağan durum performansı denklemler 2.1 ile 2.4 arasında açıklanmış olsa da gerçekte endüktans akımı ile giriş ve çıkış gerilimleri arasında başka değişimler de mevcut olabilir. Bu nedenle gerçek uygulamalarda bu değişimlerin de göz önünde bulundurulması gerekir.

Zaman domeninde çeşitli DOF türevleri arasında bazı farklar mevcuttur. Bu farklar, üç ana kategoride özetlenebilir:

1) Çalışma aralıklarının sayısı: v_{ab} ve v_{cd} arasındaki etkileşim, endüktans geriliminin modülasyonu ile denklem 2.1 üzerinden açıklanmıştır. Farklı DOF sınıflandırmaları, bu gerilim değerlerine göre ayarlanabilir. Örneğin, SPS'nin sıfır seviyeli dizi içermemesi sebebiyle dört çalışma aralığı mevcuttur. EPS dalga formları toplamda iki

sıfır seviyeli diziyi içerdiğinden, altı çalışma aralığı oluştururlar. DPS, TPS ise dört sıfır seviyeli dizi içerdiklerinden dolayı sekiz çalışma aralığı oluştururlar.

2) Çalışma modlarının sayısı: Her DOF değişimi, gerilim ve akımdaki farklılıkları beraberinde getirir. DAB, teorik olarak sonsuz sayıda çalışma moduna sahip olabilir; fakat pratikte belirli kombinasyonlarla sınırlı sayıda çalışma modu vardır.

3) Bobin akımının başlangıç değerinin çözümü: Simetrik DOF'larda gerilimler ve bobin akımları yarı döngü boyunca simetrik değişiklik gösterirken, asimetrik DOF'larda bu değerlerin çözümü daha karmaşıktır.

Netice itibarıyla her DOF modülasyon metodu, belirtilen üç kategori altında farklı karakteristiklere sahiptir ve bu farklılıklar DAB dönüştürücülerinin tasarımı ve analizi sırasında dikkate alınmalıdır.

2.3.2. Frekans domen analizi

Frekans domen analizi, DAB'ın gerilim ve akım dalga şekillerini Fourier dönüşümü yardımıyla frekans domenine taşıyarak değerlendirir. Bu yöntem, dönüştürücünün frekans bağımlı tepkisini derinlemesine anlaşılmasına olanak tanır. Bu durum, kontrol sistemlerinin tasarlanması ve filtreleme ihtiyaçlarının belirlenmesi açısından çok önemlidir. FDA'nın en belirgin avantajı dönüştürücünün frekans bazlı tepkisinin hızla elde edilebilmesi olup, bu sayede kontrol sistemlerinin tasarım ve optimizasyon süreçleri daha verimli hale gelir.

DAB ve ona benzer izole iki yönlü yarım ve tam köprü DA-DA dönüştürücülerinin frekans domen analizi esnasında aşağıdaki prosedürler uygulanır:

Bir periyodik fonksiyon olan $f(t)$, Fourier serisi olarak denklem 2.7'deki gibi ifade edilebilir:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nw_s t) + b_n \sin(nw_s t)) \quad (2.7)$$

Denklem 2.7'de; a_0 DA bileşeni, w_s ise açısal frekanstır. a_n ve b_n katsayıları denklem 2.8 ve 2.9'daki formüllerle hesaplanır:

$$a_n = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} f(t) \cos(nw_s t) dt \quad (2.8)$$

$$b_n = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} f(t) \sin(nw_s t) dt \quad (2.9)$$

Denklemler 2.8 ve 2.9 kullanılarak her durağan durumun frekans domenindeki özgün ifadelerini türetmek mümkündür. Bu ifadeler, a_0 , a_n ve b_n katsayılarına bağlı olarak farklılık gösterebilir.

SPS, DPS ve EPS modülasyon teknikleri, daha geniş TPS modülasyon çatısına uygun özel durumlar olarak görülebilir ve birleşik bir formda temsil edilebilirler. Yüksek frekans bağlantı gerilimleri üç farklı faz kaydırma değişkeni olan δ_{i1} , δ_{i2} ve δ 'da mevcuttur. Burada, δ_{i1} ve δ_{i2} sırasıyla transformatörün primer ve sekonder tarafların iç faz açılarını, δ ise transformatörün primer ve sekonder taraflar arasındaki dış faz kaydırma oranını temsil eder. SPS, DPS ve EPS, bu formun özel durumları olarak değerlendirilebilir. SPS modülasyonu için $\delta_{i1} = \delta_{i2} = 0$, DPS modülasyonu için $\delta_{i1} = \delta_{i2}$ ve EPS modülasyonu için ya $\delta_{i1} = 0$, $\delta_{i2} \neq 0$ ya da $\delta_{i2} = 0$, $\delta_{i1} \neq 0$ uygulanır [156].

Primer ve sekonder taraf yüksek frekans bağlantı gerilimleri, Fourier serileri olarak ifade edilebilir:

$$V_{ab}(wt) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_i}{h\pi} \cos\left(\frac{h\delta_{i1}}{2}\right) \sin(hwt) \quad (2.10)$$

$$V_{cd}(wt) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_o}{h\pi} \cos\left(\frac{h\delta_{i2}}{2}\right) \sin(h[h(wt - \delta)]) \quad (2.11)$$

Kaçak endüktansın üzerinden geçen akımın denklemi aşağıda türetilmiştir:

$$i_{lk}(wt) - i_{lk}(0) = \int_0^{wt} \frac{V_{ab}(wt) - V_{cd}(wt)}{L_{lk}} dwt \quad (2.12)$$

$$i_{lk}\left(\frac{\pi}{w}\right) = -i_{lk}(0) \quad (2.13)$$

$$i_{lk}(wt) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4}{h^2 \pi w L_{lk}} \sqrt{A^2 + B^2} \sin\left(hwt + \tan^{-1} \frac{A}{B}\right) \quad (2.14)$$

Denklem 2.14'te verilen A ve B değerleri aşağıda ifade edilmiştir:

$$A = V_o \cos\left(h \frac{\delta_{i2}}{2}\right) \cos(h\delta) - V_i \cos\left(h \frac{\delta_{i1}}{2}\right) \quad (2.15)$$

$$B = V_o \cos\left(h \frac{\delta_{i2}}{2}\right) \cos(h\delta) \quad (2.16)$$

2.11 ve 2.14 denklemlerine dayanarak, yüksek frekans bağlantısı için denklem 2.17'de gösterilen, birleşik bir güç transfer fonksiyonu elde edilebilir:

$$P = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8V_i V_o}{h^3 \pi^2 \omega L_{lk}} \cos\left(h \frac{\delta_{i2}}{2}\right) \cos\left(h \frac{\delta_{i1}}{2}\right) \sin(h\delta) \quad (2.17)$$

2.11, 2.14 ve 2.17 numaralı denklemler, her frekans bileşenindeki gerilim, akım ve anlık gücün zamanla değişen davranışlarını içerir ve bir araya gelerek yüksek frekans bağlantı gerilimini, akımını ve gücünü oluştururlar. Bu sonuçlar, indirgenmiş-derece modelleme analizinden elde edilenlerle uyumludur. Bu nedenle, durağan durum modeli, DAB'ın küçük-ışaret modelini türetmek için kullanılabilir.

2.3.3. Zaman ile frekans domeni analizlerinin karşılaştırılması

TDA ve FDA teknikleri, DOF modülasyon yöntemlerinin teorik analizinde etkin olarak kullanılmaktadır. Tablo 2.4'te, bu iki yöntemin modelleme karmaşıklığı, genelleştirme kapasitesi ve doğruluğu açısından nasıl bir performans gösterdiğine ilişkin bir karşılaştırma verilmiştir.

Tablo 2.4 daha detaylı bir şekilde incelendiğinde öne çıkanlar aşağıda maddeler halinde özetlenmiştir:

- 1) Karmaşıklık: TDA analizinde DOF sayısının artması, sistem modelinin çalışma aralığını ve aralık sayısını genişleterek karmaşıklığın artmasına yol açmaktadır. Öte yandan, FDA modellemesi, belirli çalışma aralıklarına ilişkin tanımlamalara ihtiyaç duymadan, Fourier bileşenlerinin süperpozisyonunu kullanarak durağan durum özelliklerini temsil eder. Bu yaklaşım hem daha özgün hem daha sade bir modelleme tekniği sunar.
- 2) Genelleştirme: TDA, diğer DAB tabanlı yapılar için doğrudan genişletilmesi zor bir yapıya sahiptir. Herhangi bir topolojik değişiklikte, çalışma modlarına bölünmesi ve matematiksel ifadelerin türetilmesi süreçlerini yeniden

değerlendirilmesi gerekmektedir. Öte yandan, FDA'nın denklem yapısı değişmeden kalır, bu da sadece katsayıların ayarlanması gerektiği anlamına gelir.

- 3) Doğruluk: TDA, dönüştürücünün tüm çalışma aşamalarını ayrıntılı bir şekilde tanımlayarak, gerçek çalışma dalga biçimini ve özelliklerini başarılı bir şekilde yansıtmaktadır. Ancak, FDA'da yüksek harmonik bileşenlerin hesaba katılması, analizin karmaşıklığını artırabilir. FDA'da bulunan temel harmonik bileşen, diğer harmonik bileşenlere göre oldukça baskın olduğundan, bazı durumlarda sadece bu bileşenin dikkate alınmasıyla sürekli durum karakteristiklerinin belirlenmesi mümkündür.

Tablo 2.4. Zaman ve frekans domeni analizlerinin karşılaştırılması.

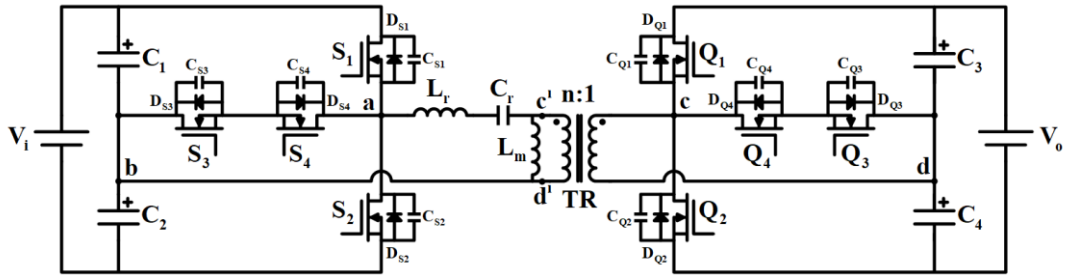
Özellikler	Zaman domeni analizi (TDA)	Frekans domeni analizi (FDA)
Karmaşıklık	DOF sayısı arttıkça analiz karmaşılaşır. Çalışma aralıkları ve modlar artar.	Çalışma modlarını tanımlamadan Fourier seviyelerinin süperpozisyonu ile temsil edilir. Daha doğrudan modelleme imkânı sağlar.
Genelleştirme	Diğer DAB türevi yapılarına genişletilmesi zordur. Topolojik değişikliklerde çalışma modlarının segmentasyonu ve türetimi tekrarlanmalıdır.	İfade yapısı sabit ve genişletilmesi kolaydır. Sadece katsayıların ayarlanması yeterlidir.
Doğruluk	Her çalışma aralığını ve gerçek dalga formunu doğru şekilde yansıtır. Ayrıntılı tanımlama yapılması gerekir. Doğruluğu yüksektir.	Daha yüksek harmonik bileşenlerin dikkate alınması gerekir. Temel bileşen bazen yeterli olabilir.



3. ÖNERİLEN İKİ YÖNLÜ 3L T-TİPİ LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

3.1. LLC Rezonans T-tipi Topolojisi

Şekil 3.1’de gösterildiği gibi önerilen topoloji, yüksek frekans transformatörünün primer tarafında giriş gerilimin yarısını ($V_i/2$) stabilize eden aynı değerdeki C_1 ve C_2 giriş kondansatörlerine sahiptir ve bu kondansatörlerin orta noktası b ucudur. Benzer durum transformatörün sekonder tarafında bulunan ve çıkış gerilimin yarısını ($V_o/2$) üzerlerinde stabilize edebilen aynı değerdeki C_3 ve C_4 çıkış kondansatörleri için de geçerlidir. Bu kondansatörlerin orta noktası ise d ucudur [157].



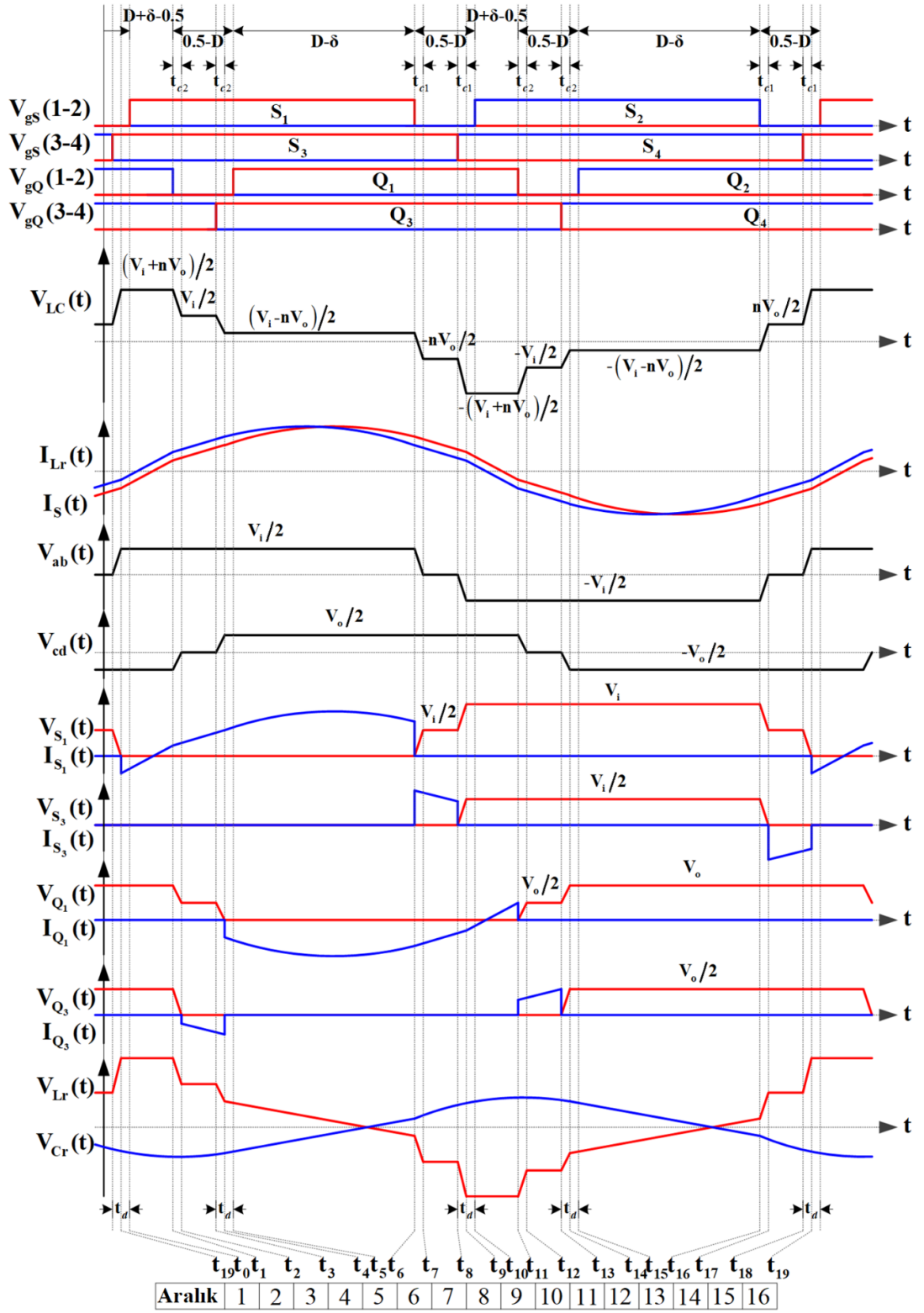
Şekil 3.1. Önerilen iki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans izoleli DA-DA dönüştürücü [157].

S_1 ve S_2 MOSFET’leri primer taraftaki yarım köprü (HB)’nin ana bacağı oluşturur ve orta noktaları a ucudur. Sekonder tarafta da Q_1 ve Q_2 MOSFET’leri HB’nin ana bacağıdır ve orta noktaları ise c ucudur. Klasik iki yönlü HB LLC topolojisinden farklı olarak bu topolojide; primerde a-b uçları arasında S_3 ve S_4 MOSFET’lerinden oluşan yardımcı bir bacak, sekonderdeki c-d uçları arasında ise Q_3 ve Q_4 MOSFET’lerinden oluşan yardımcı bir bacak bulunmaktadır. Rezonans endüktansı (L_r), rezonans kondansatörü (C_r) ve mıknatıslanma endüktansı (L_m) hep birlikte LLC rezonans tankını oluşturur. Rezonans tankının giriş gerilimini a-b uçları arasındaki V_{ab} gerilimi, çıkış gerilimini ise c-d uçları arasındaki V_{cd} geriliminin primere yansımış hali olan c'-d' uçları arasındaki $V_{c'd'}$ gerilimi oluşturur. V_{ab} gerilimi $V_i/2$, 0, $-V_i/2$ arasında değişmekte iken $V_{c'd'}$ gerilimi ise $nV_o/2$, 0, $-nV_o/2$ arasında üç seviyeli gerilim dalga şekli olarak değişmektedir [157].

3.2. 3-DOF Modülasyon Yöntemi

Önerilen 3-DOF modülasyon yönteminde anahtarlama frekansı (f_s), çalışma oranı (D) ve faz kaydırma oranı (δ) olmak üzere 3 kontrol parametresi bulunmaktadır. Bu modülasyon yönteminde, hafif yüklerle inildikçe anahtarlama frekansının artırılması gerekir. Böylece hafif yüklerde ve $M < 1$ gerilim çevrim oranlarında da dönüştürücü ZVS'yi sağlayabilir. Ana bacaklardaki S_1 , S_2 , Q_1 , Q_2 MOSFET'lerine uygulanan çalışma oranı (D); yüke, anahtarlama frekansına ve gerilim çevrim oranına göre ayarlanır. Yardımcı bacaklardaki S_3 , S_4 , Q_3 , Q_4 MOSFET'lerine uygulanan kapı sinyalinin çalışma oranı % 50'dir. Önerilen dönüştürücüde güç akışı yönü faz kaydırma oranı (δ) ile ayarlanır. Transformatorün primer tarafındaki V_{ab} geriliminin fazı, sekonder taraftaki V_{cd} geriliminin fazından ileri ise güç akış yönü primerden sekondere doğru, aksi durumda güç akış yönü ters tarafa doğru olacaktır.

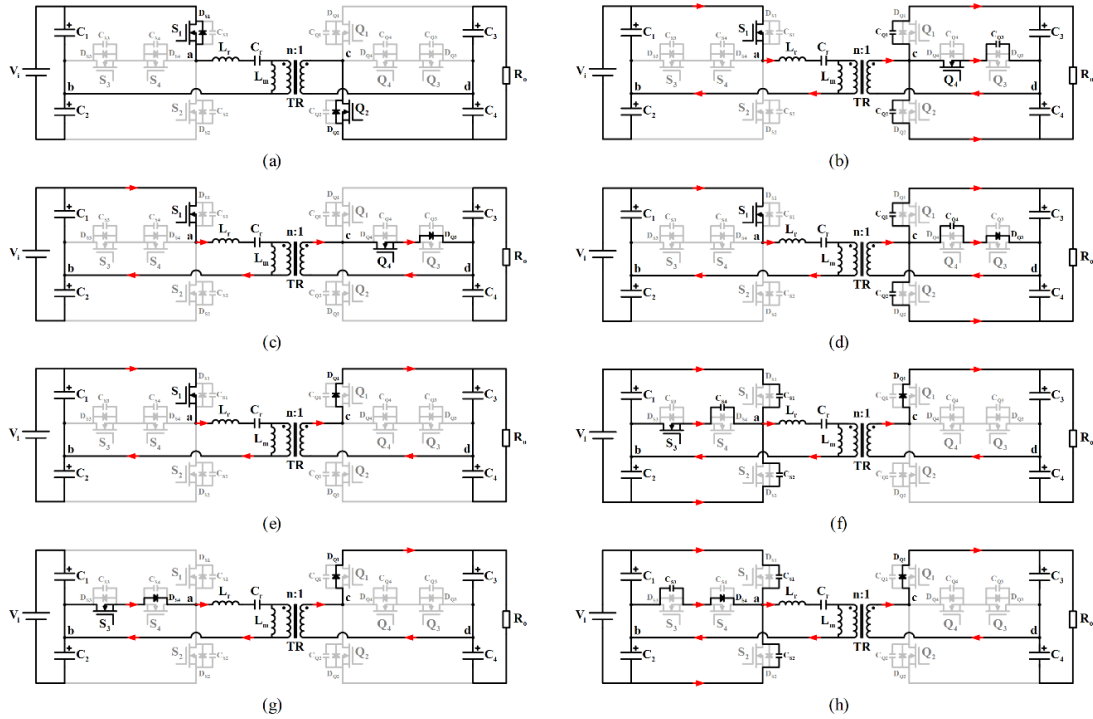
Şekil 3.2'de sürekli akım modunda (CCM) çalışan dönüştürücünün ölü zamanı dikkate alınarak çizilen dalga şekilleri verilmiştir. V_{gS} , V_{gQ} sırasıyla primer ve sekonder taraftaki MOSFET'lerin kapı sürücü işaretleridir. L_r ve C_r elemanlarından oluşan seri rezonans tankı üzerindeki gerilim V_{LC} , bu tankın üzerinden geçen akım I_{Lr} , transformatorün sekonder tarafından akan akım ise I_s olarak gösterilmiştir. I_{Lr} ve I_s akımlarının arasında faz açısı farkı vardır. Ayrıca $M < 1$ durumlarında I_{Lr} ve I_s akımlarının genlikleri arasında fark olacağı için özellikle ZVS analizi için bu iki akımın hesaplanması gerekir. Şekil 3.2'de primerde S_1 , S_3 ve sekonderde Q_1 , Q_3 MOSFET'leri üzerindeki gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir. MOSFET'in çıkış kondansatörü diğer bir ifade ile jonksiyon kondansatörünün dolup boşalma süreleri ZVS analizinde önemlidir. Bu nedenle S_1 ile S_3 , S_2 ile S_4 , Q_1 ile Q_3 ve Q_2 ile Q_4 anahtar çiftleri arasında ZVS'yi sağlamak ve çakışmayı önlemek için ölü zaman (t_d) bırakılmıştır. Ek olarak, rezonans endüktansı (L_r) üzerindeki gerilimin (V_{Lr}) ve rezonans kondansatörü (C_r) üzerindeki gerilimin (V_{Cr}) dalga şekilleri de verilmiştir.



Şekil 3.2. Önerilen dönüştürücünün ileri yönlü çalışmasında ölü zaman dikkate alınarak elde edilen çalışma dalga şekilleri.

3.3. Çalışma aralıkları

Bu bölümde, önerilen dönüştürücünün MOSFET'in jonksiyon kapasitesi ve ölü zamanı dikkate alınarak çalışma prensibi açıklanmıştır. Tezde sadece dönüştürücünün sürekli akım modunda (CCM) çalışması ele alınmıştır. Şekil 3.2'de iki yönlü LLC rezonans T-tipi DA-DA dönüştürücünün dalga şekilleri; 20 adet zaman aralığında ve 16 adet aralık için verilmiştir. Simetrik anahtarlama işlemi nedeniyle, diğer yarım periyodun çalışma prensibi Aralık 1, Aralık 2, ... Aralık 8 ile aynıdır, sadece akım ve gerilimin işaretleri ters yönlüdür. Bu nedenle tez içinde sadece ilk yarım periyodu açıklanmıştır. Çalışma aşamaları ve aktif akım yollarına ilişkin eşdeğer devreler Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3. Çalışma aşamalarına göre önerilen dönüştürücünün eşdeğer devreleri ve aktif akım yolların gösterimi.

Şekil 3.3f'de eşdeğer devrelerin primer tarafındaki ana anahtarların jonksiyon kondansatörlerinin (C_{S1} ve C_{S2}) ve yardımcı anahtarlardan C_{S4} jonksiyon kondansatörlerinin aktif olduğu komütasyon zamanı t_{c1} 'dir. Tüm anahtarların jonksiyon kondansatörleri birbirine eşittir ve aşağıdaki eşitliklerde C_j ile gösterilmiştir.

$$t_{c1} = C_j \frac{\Delta V_{ab}}{i_{Lr}/3} = \frac{3C_j V_i}{2i_{Lr}} \quad (3.1)$$

Şekil 3.3b’de verilen eşdeğer devrenin sekonder tarafındaki ana anahtarların jonksiyon kondansatörlerinin (C_{Q1} ve C_{Q2}) ve yardımcı anahtarlardan C_{Q3} jonksiyon kondansatörlerinin aktif olduğu komütasyon zamanı t_{c2} ’dir.

$$t_{c2} = C_j \frac{\Delta V_{c'd^l}}{i_{Lr}/3} = \frac{3C_j n V_o}{2i_{Lr}} \quad (3.2)$$

Denklem 3.1 ve 3.2’deki komütasyon zaman aralıklarındaki i_{Lr} değerleri birbirine çok yakın olduğu için $t_{c2} = M t_{c1}$ olduğu kabul edilebilir. Burada $M = \frac{nV_o}{V_i}$ gerilim çevrim oranıdır. Bu nedenle ana anahtarların (S_1, S_2, Q_1, Q_2) sıfır gerilim anahtarlamaı sağlayabilmesi için gerilim çevrim oranına göre değişen ölü zaman (t_d) aralıkları Tablo 3.1’de verilmiştir.

Tablo 3.1. Gerilim çevrim oranına göre değişen ölü zaman aralıkları.

Gerilim çevrim oranı	Ölü zaman aralıkları
$M < 1$ (Alçaltıcı modu)	$t_d > t_{c1} > t_{c2}$
$M = 1$	$t_d > t_{c1} = t_{c2}$
$M > 1$ (Yükseltici modu)	$t_d > t_{c2} > t_{c1}$

Tez çalışması içinde alçaltıcı modda % 30 ile % 100 yük değişim aralığında analiz yapılacağından dolayı ve prototipte kullanılan MOSFET’in jonksiyon kondansatör değeri (C_j) 1,7 nF olduğundan Tablo 3.1’e göre hesap yapıldığında ölü zaman değeri 300 ns elde edilmiştir.

Şekil 3.2’de gösterilen ileri yönlü çalışmada ölü zaman dikkate alınarak elde edilen çalışma dalga şekilleri dikkate alındığında önerilen dönüştürücünün bir anahtarlama periyodunun yarısı için çalışma aralıkları aşağıdaki gibi olacaktır:

Aralık 1 [$t_{19} - t_1$]: Aralık 1’e ait çalışma süresi $(D + \delta - 0.5)T_s + t_d - t_{c1}$ olur. Aralığın başlangıcı C_{S1}, C_{S2}, C_{S4} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçen akımların sıfır olduğu t_{19} anıdır. Şekil 3.3a’da gösterildiği gibi t_0 ’da S_1 anahtarının ilettime girer. Rezonans akımı $i_{Lr}(t_0)$ negatifken $i_{Lr}(t_1)$ sıfırdır ve ardından bu akım sıfırdan pozitif doğru doğru olarak artar. İndirgenmiş devrenin $V_{ab}(t)$ gerilim değeri S_1 anahtarının ilettime girmesi ile $V_i/2$ olur. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer

tarafına indirgenmiş değeri ise $V_{c'd'}(t) = -nV_o/2$ olur. Dolayısı ile S_1 anahtarı iletime girer girmez, LC rezonans tank gerilimi $v_{LC}(t) = (V_i + nV_o)/2$ olur. Bu aralık t_1 anında Q_2 anahtarı kesime girince sona erer.

Aralık 2 [$t_1 - t_2$]: Aralık 2'ye ait çalışma süresi $t_{c2} = Mt_{c1}$ kadardır. Bu aralık t_1 anında Q_2 anahtarının kesime gitmesi ile başlar. Şekil 3.3b'de gösterildiği gibi transformatörün primer tarafındaki akım yolu Aralık 1 ile aynı kalırken, sekonder taraftaki akım yolu ise Q_4 anahtarı ve C_{Q1} , C_{Q2} , C_{Q3} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçer. Rezonans akımı $i_{Lr}(t_1)$ pozitifdir ve doğrusal olarak artmaya devam eder. İndirgenmiş devrenin $V_{ab}(t)$ gerilim değeri $V_i/2$ 'ye eşittir. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri t_1 anında $V_{c'd'}(t_1) = -nV_o/2$ 'ye eşitken, t_2 anında ise $V_{c'd'}(t_2)$ sıfırdır. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi t_1 anında $v_{LC}(t_1) = (V_i + nV_o)/2$ iken, t_2 anında $v_{LC}(t_2) = V_i/2$ olur. t_2 anında C_{Q1} , C_{Q2} ve C_{Q3} jonksiyon kondansatörleri deşarj olduğunda Aralık 2 biter.

Aralık 3 [$t_2 - t_3$]: Aralık 3'e ait çalışma süresi $(0.5 - D)T_s - t_d - Mt_{c1}$ kadardır. Bu aralık t_2 anında C_{Q1} , C_{Q2} , C_{Q3} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçen akımların sıfır olmasıyla başlar. Şekil 3.3c'de gösterildiği gibi transformatörün primer tarafındaki akım yolu Aralık 2 ile aynı kalırken, sekonder taraftaki akım yolu Q_4 anahtarı ve Q_3 anahtarının serbest geçiş diyotu üzerinden geçer. Bu aralıkta rezonans akımı doğrusal olarak artmaya devam eder. İndirgenmiş devrenin $V_{ab}(t)$ gerilim değeri $V_i/2$ 'ye eşittir. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri $(V_{c'd'}(t))$ ise sıfırdır. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi $v_{LC}(t) = V_i/2$ olur. Bu aralık t_3 anında Q_4 anahtarı kesime ve Q_3 anahtarı iletime geçince sona erer.

Aralık 4 [$t_3 - t_4$]: Aralık 4'e ait çalışma süresi $t_{c2} = Mt_{c1}$ kadardır. t_3 anında Q_4 anahtarının kesime gitmesi ile başlar. Şekil 3.3d'de gösterildiği gibi transformatörün primer tarafındaki akım yolu Aralık 3 ile aynı kalırken, sekonder tarafta akım Q_3 anahtarının serbest geçiş diyotu ve C_{Q1} , C_{Q2} , C_{Q4} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçer. Bu aralıkta rezonans akımı ($i_{Lr}(t)$) doğrusal olarak artmaya devam eder. İndirgenmiş devrenin $V_{ab}(t)$ gerilim değeri $V_i/2$ 'ye eşittir. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri t_3 anında $V_{c'd'}(t_3)$ sıfıra eşitken, t_4 anında $V_{c'd'}(t_4) = nV_o/2$ olur. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi t_3 anında $v_{LC}(t_3) = V_i/2$ iken, t_4 anında $v_{LC}(t_4) = (V_i - nV_o)/2$ olur. t_4 anında C_{Q1} , C_{Q2} ve C_{Q4} jonksiyon kondansatörleri deşarj olduğunda Aralık 4 biter.

Aralık 5 $[t_4 - t_6]$: Aralık 5'e ait çalışma süresi $(D - \delta)T_s + t_d - Mt_{c1}$ kadardır. Bu aralık t_4 'te C_{Q1} , C_{Q2} , C_{Q4} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçen akımların sıfır olmasıyla başlar. Şekil 3.3e'de gösterildiği gibi t_5 'te Q_1 anahtarının ilettime girmesi ile devam eder ve S_1 anahtarının kesime gitmesi ile son bulur. Rezonans akımı $t_4 - t_5$ zaman aralığında doğrusal olarak artarak maksimum değerine ulaşır ve ardından $t_5 - t_6$ zamanları aralığında azalmaya başlar. İndirgenmiş devrenin $V_{ab}(t)$ gerilim değeri $V_i/2$ 'dir. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri ise $V_{c'd'}(t) = nV_o/2$ 'dir. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi $v_{LC}(t) = (V_i - nV_o)/2$ olur. Bu aralık t_6 anında S_1 anahtarı kesime gitmesi ile sona erer.

Aralık 6 $[t_6 - t_7]$: Aralık 6'ya ait çalışma süresi t_{c1} kadardır. Bu aralık t_6 anında S_1 anahtarının kesime gitmesi ile başlar. Şekil 3.3f'de gösterildiği gibi transformatörün primer tarafındaki akım yolu S_3 anahtarı ve C_{S1} , C_{S2} , C_{S4} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçerken, sekonder taraftaki akım yolu ise Aralık 5 ile aynı kalır. Bu aralıkta rezonans akımı doğrusal olarak azalır. İndirgenmiş devrenin t_6 anında $V_{ab}(t_6)$ gerilim değeri $V_i/2$ 'e eşitken t_7 anında $V_{ab}(t_7)$ gerilim değeri sıfıra eşit olur. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri $V_{c'd'}(t) = nV_o/2$ 'ye eşittir. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi t_6 anında $v_{LC}(t_6) = (V_i - nV_o)/2$ iken, t_7 anında $v_{LC}(t_7) = -nV_o/2$ olur. t_7 anında C_{S1} , C_{S2} ve C_{S4} jonksiyon kondansatörleri deşarj olduğunda Aralık 6 biter.

Aralık 7 $[t_7 - t_8]$: Aralık 7'e ait çalışma süresi $(0.5 - D)T_s - t_d - t_{c1}$ kadardır. Bu aralık t_7 anında C_{S1} , C_{S2} , C_{S4} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçen akımların sıfır olmasıyla başlar. Şekil 3.3g'de gösterildiği gibi transformatörün primer tarafındaki akım yolu S_3 anahtarı ve S_4 anahtarının serbest geçiş diyotu üzerinden geçerken, sekonder taraftaki akım yolu ise Aralık 6 ile aynı kalır. Bu aralıkta rezonans akımı doğrusal olarak azalmaya devam eder. İndirgenmiş devrenin $V_{ab}(t)$ gerilim değeri sıfırdır. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri $(V_{c'd'}(t))$ ise $nV_o/2$ 'dir. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi $v_{LC}(t) = -nV_o/2$ olur. Bu aralık t_8 anında S_3 anahtarı kesime ve S_4 anahtarı ilettime geçince sona erer.

Aralık 8 $[t_8 - t_9]$: Aralık 8'e ait çalışma süresi t_{c1} kadardır. Bu aralık t_8 anında S_3 anahtarının kesime gitmesi ile başlar. Şekil 3.3h'de gösterildiği gibi transformatörün primer tarafındaki akım yolu S_4 anahtarının serbest geçiş diyotu ve C_{S1} , C_{S2} , C_{S3} jonksiyon kondansatörleri üzerinden geçerken, sekonder taraftaki akım yolu ise Aralık

7 ile aynı kalır. Rezonans akımı ($i_{Lr}(t)$) hala pozitif değerdedir ve doğrusal olarak azalmaya devam eder. İndirgenmiş devrenin t_8 anında $V_{ab}(t_8)$ gerilim değeri sıfırken t_9 anında $V_{ab}(t_9)$ gerilim değeri $-V_i/2$ olur. $V_{cd}(t)$ geriliminin transformatörün primer tarafına indirgenmiş değeri $V_{c'd'}(t) = nV_o/2$ olur. Dolayısı ile LC rezonans tank gerilimi t_8 anında $v_{LC}(t_8) = -nV_o/2$ iken, t_9 anında $v_{LC}(t_9) = -(V_i+nV_o)/2$ olur. t_9 anında C_{S1} , C_{S2} ve C_{S3} jonksiyon kondansatörleri deşarj olduğunda Aralık 8 biter.

t_9 anında C_{S1} , C_{S2} ve C_{S3} jonksiyon kondansatörlerin deşarj olması ile ikinci yarım periyod başlar. Bu yarım periyodun çalışma prensibi Aralık 1, Aralık 2, ... Aralık 8 ile aynıdır, sadece akım ve gerilimlerin işaretleri farklıdır. Bu nedenle sadece birinci yarım periyodun izahı yapılmıştır.

4. TEORİK VE BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde iki yönlü T-tipi LLC rezonans dönüştürücünün 3-DOF kontrolü için teorik analizi ve simülasyonu hakkında bilgi verilecektir.

4.1. Teorik Çalışma

Teorik analizde basitleşmiş FDA analiz metodu kullanılmıştır. Bu analiz metodu zaman domenini analizi kadar işlem gerektirmez. Ayrıca bu çalışmada normal FDA analizi normalize edilmiş büyüklükler kullanılarak basitleştirilmiştir. LLC rezonans T-tipi topolojisinin iki yönlü güç aktarabilmesi sebebiyle devre, ileri yön operasyonunda LLC, geri yön operasyonunda ise seri rezonans olarak çalışmaktadır. Bu yüzden her iki yöndeki operasyonların teorik denklemlerine ve ZVS analizlerine ayrıntılı olarak yer verilmiştir. Uygulamada mıknatıslanma endüktans değeri seri tanktaki empedans değerinden çok daha büyük seçilerek, primer ve sekonder devre akımlarının RMS değerleri birbirine çok yakın değerlerde olması sağlanmıştır. Böylece kontrol parametreleri değerleri, ileri ve geri yönlü güç akışı durumlarında birbirine çok yakın olarak bulunmuştur. Eğer transformatörün L_m endüktans değeri düşük seçilirse geri yönlü operasyonda verilen teorik hesaplamalara ihtiyaç duyulacaktır. Bu nedenle çalışmada ileri yönlü operasyona ilave olarak geri yönlü operasyonun teorik ifadeleri ve ZVS hesaplamaları da verilmiştir.

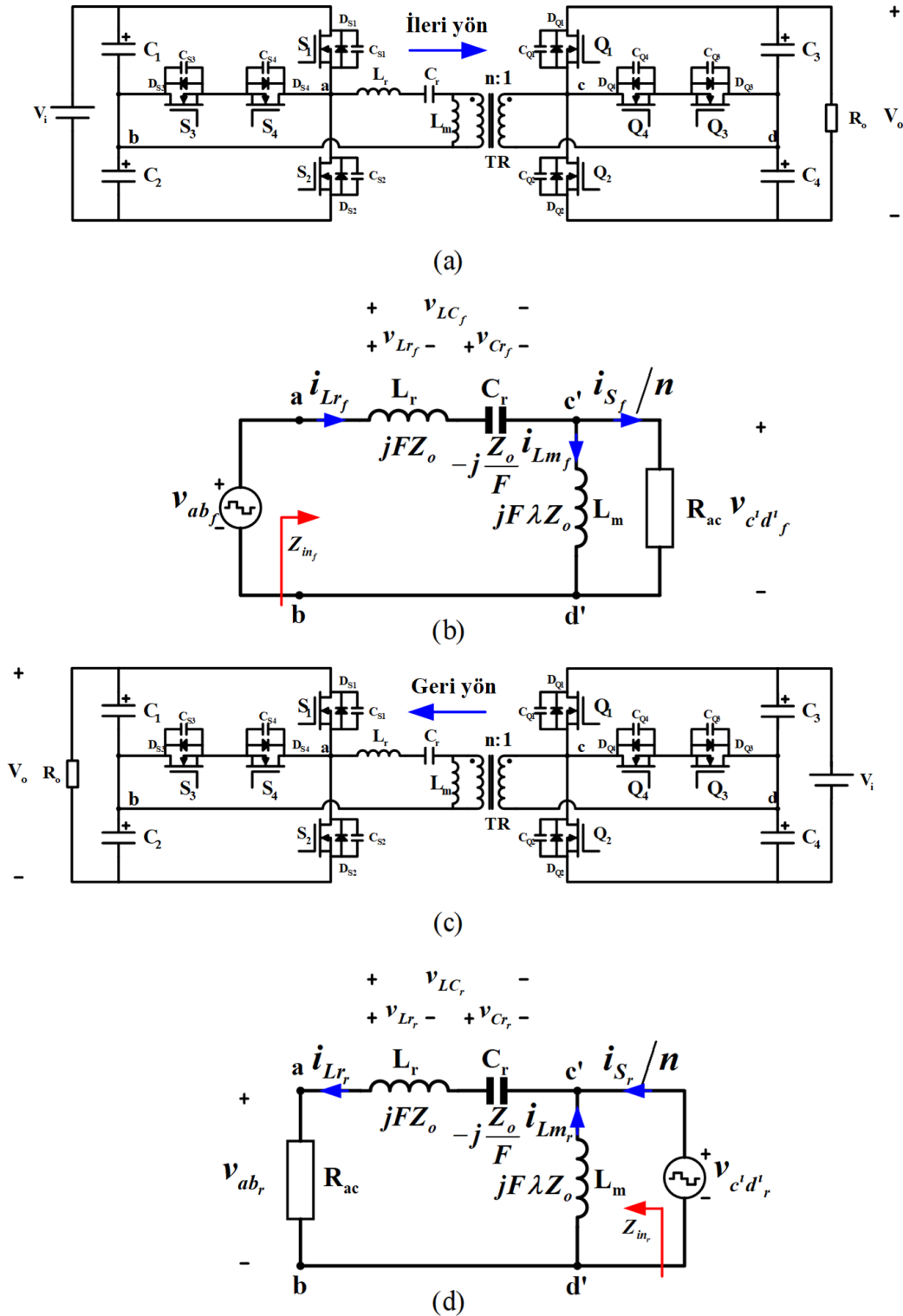
Şekil 4.1’de iki yönlü T-tipi LLC rezonans topolojisinin ana ve basitleştirilmiş eşdeğer devreleri sırasıyla ileri ve geri yönlü güç akışı durumları için ayrı ayrı verilmiştir.

Şekil 4.1’de verilen basitleştirilmiş eşdeğer devrelerde kullanılan ifadelerin açık halleri aşağıda gösterilmiştir:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, F = \frac{f_s}{f_o}, f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}, \lambda = \frac{L_m}{L_r}, R_{ac} = \frac{2n^2}{\pi^2} R_o = \frac{Z_o}{Q}, Q = \frac{Z_o}{R_{ac}}$$

Yukarıdaki ifadelerde Z_o ; karakteristik empedansı, F ; normalize edilmiş frekans değerini, f_o ; rezonans frekansı, λ ; endüktans oranı, R_{ac} ; AA eşdeğer yansıyan yük direncini, Q ; kalite faktörünü belirtmektedir.

Formüllerde ileri yönlü güç akışı analizinde f , geri yönlü güç akışı analizinde ise r indisleri kullanılmıştır.



Şekil 4.1. İki yönlü 3L LLC rezonans T-tipi topolojisi: (a) ileri yönlü güç akışı için ana devresi, (b) ileri yönlü güç akışı için basitleştirilmiş eşdeğer devresi, (c) geri yönlü güç akışı için ana devresi, (d) geri yönlü güç akışı için basitleştirilmiş eşdeğer devresi.

4.1.1. İleri yönlü çalışmanın teorik analizi

Bu bölümde iki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün Şekil 4.1a'da verilen basitleştirilmiş eşdeğer devresinin analizi yapılmış ve denklemlerde kullanılan empedansların değerleri hesaplanmıştır.

Transformatörün primer tarafında a-b noktaları arasındaki gerilimin ($V_{ab_f}(wt)$) ve transformatörün sekonder tarafındaki c-d noktaları arasındaki gerilimin primere yansıtılan gerilimin ($V_{c'd'_f}(wt)$) değerleri Fourier serisi olarak açılımı, sırası ile denklem 4.1 ve denklem 4.2'de verilmiştir:

$$V_{ab_f}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} V_i b_h \sin(hwt) \quad (4.1)$$

$$V_{c'd'_f}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} nV_o b_h \sin(hwt - 2\pi\delta h) \quad (4.2)$$

Denklem 4.1 ve denklem 4.2'de görülen b_h ifadesi Fourier katsayısıdır ve değeri denklem 4.3'ten bulunabilir:

$$b_h = \frac{[(-1)^h - 1]}{h\pi} \cos[\pi(0,5 - D)h] \quad (4.3)$$

Şekil 4.1b'de görünen basitleştirilmiş eşdeğer devrede a-b noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansı denklem 4.4'te ve bu empedansın reel kısmı ve faz açısı sırasıyla denklem 4.5'te verilmiştir. Basitleştirilmiş devrede c'-d' noktaları arasındaki eşdeğer devre empedansı denklem 4.6'da, empedansın reel kısmı ve faz açısı ise sırasıyla denklem 4.7'de verilmiştir.

$$Z_{in_f} = \frac{F^2 \lambda^2 Q Z_o}{F^2 \lambda^2 Q^2 + 1} + j \left(F Z_o - \frac{Z_o}{F} + \frac{F \lambda Z_o}{F^2 \lambda^2 Q^2 + 1} \right) = a + jb \quad (4.4)$$

$$Z_{i_f} = \sqrt{a^2 + b^2} , \quad \alpha_f = \tan^{-1} \frac{b}{a} \quad (4.5)$$

$$Z_f = L_m // R_{ac} = \frac{F^2 \lambda^2 Q Z_o}{F^2 \lambda^2 Q^2 + 1} + j \left(\frac{F \lambda Z_o}{F^2 \lambda^2 Q^2 + 1} \right) = Z_a \angle \beta_f \quad (4.6)$$

$$Z_a = \sqrt{\left(\frac{F^2 \lambda^2 Q Z_o}{F^2 \lambda^2 Q^2 + 1}\right)^2 + \left(\frac{F \lambda Z_o}{F^2 \lambda^2 Q^2 + 1}\right)^2}, \quad \beta_f = \tan^{-1} \frac{1}{F \lambda Q} \quad (4.7)$$

İleri yönlü güç akışında, gerilim çevrim oranı olan M_f 'yi bulmak için a-b noktaları arasındaki eşdeğer devreki ve c'-d' noktaları arasındaki eşdeğer devredeki rezonans akımının RMS değeri ($i_{Lr-rmsf}$) denklem 4.8'de gösterildiği gibi eşitlenir.

$$i_{Lr-rmsf} = \left(\frac{V_{abf}}{h Z_{if}} \right)_{rms} = \left(\frac{V_{c'd'f}}{h Z_a} \right)_{rms} \quad (4.8)$$

Denklem 4.8'de görünen RMS rezonans akım değerlerinin Fourier karşılıkları denklem 4.9 ve 4.10'da verilmiştir.

$$\left(\frac{V_{c'd'f}}{h Z_a} \right)_{rms} = \frac{n V_o}{\sqrt{2} Z_a} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.9)$$

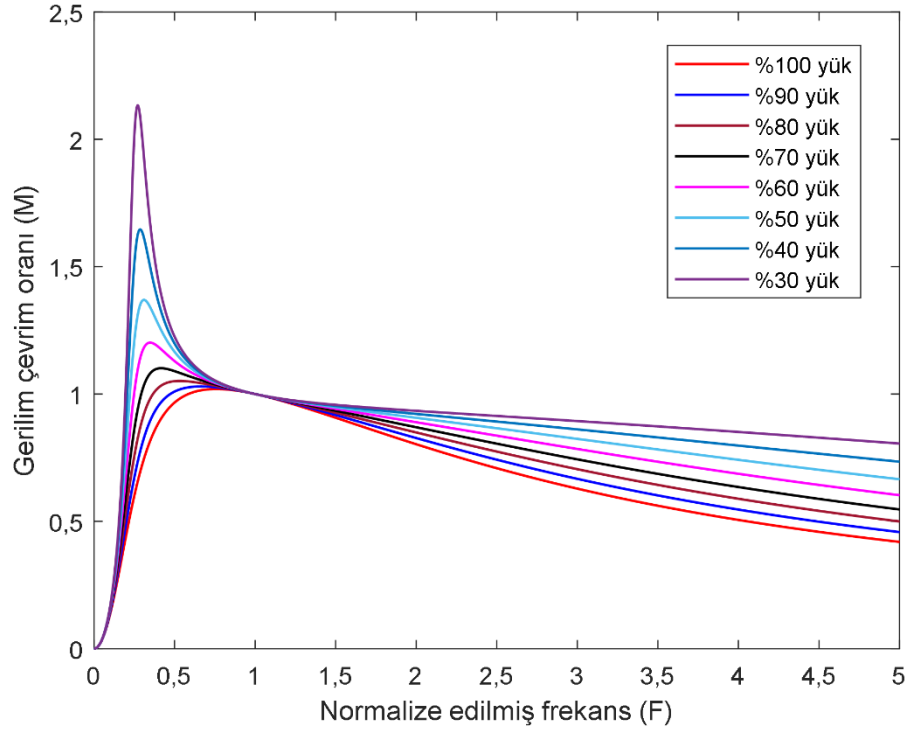
$$\left(\frac{V_{abf}}{h Z_{if}} \right)_{rms} = \frac{V_i}{\sqrt{2} Z_{if}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.10)$$

İleri yönlü güç akışında gerilim çevrim oranı (M_f); kalite faktörü (Q), endüktans oranı (λ) ve normalize edilmiş frekans (F) cinsinden denklem 4.8 kullanılarak, denklem 4.11'de verilmiştir:

$$M_f = \frac{n V_o}{V_i} = \frac{Z_a}{Z_{if}} = \frac{F^2 \lambda}{\sqrt{F^2 (2\lambda(F^2 - 1) + \lambda^2((F^2 - 1)^2 Q^2 + F^2) + F^2 - 2) + 1}} \quad (4.11)$$

Deneysel olarak yapılan çalışmada mıknatıslanma endüktans (L_m) değeri $500\mu H$ olarak ölçüldüğünden, hesaplamalarda endüktans oranı (λ) değeri 14,45 alınmıştır.

Şekil 4.2'de % 100 ile % 30 arasındaki yükler için ileri yönlü güç akışında gerilim çevrim oranı (M_f) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki grafik kullanılarak, hangi gerilim çevrim oranında ve hangi yükte dönüştürücü çalıştırılmak istenirse, ilgili F değeri grafikten bulunduktan sonra anahtarlama frekansı $f_s = F f_o$ formülünden hesaplanabilir.



Şekil 4.2. İleri yönlü güç akışı için değişik yüklerde, gerilim çevrim oranı (M_f) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.

Şekil 4.1b’de görünen L_r ve C_r elemanları üzerindeki gerilim düşümü denklem 4.12’de verilmiştir:

$$V_{LCf}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} V_i b_h \sqrt{1 + M_f^2 - 2M_f \cos(2\pi\delta h)} \sin(hwt + \theta) \quad (4.12)$$

Denklem 4.12’de θ ; LC rezonans tankı üzerindeki gerilimin faz açısıdır ve değeri denklem 4.13 ile hesaplanır:

$$\theta = \arctan \frac{M_f \sin(2\pi\delta h)}{1 - M_f \cos(2\pi\delta h)} \quad (4.13)$$

LC rezonans elemanları üzerinden geçen akım ifadesi denklem 4.12 kullanılarak denklem 4.14’teki gibi bulunur:

$$i_{Lrf}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_i}{hZ_{LC}} b_h \sqrt{1 + M_f^2 - 2M_f \cos(2\pi\delta h)} \sin(hwt + \theta - \frac{\pi}{2}) \quad (4.14)$$

Denklem 4.14'te, Z_{LC} ; LC rezonans tankının empedansıdır ve denklem 4.15'teki gibi hesaplanabilir:

$$Z_{LC} = \frac{(F^2 - 1)Z_0}{F} \quad (4.15)$$

i_{Lr_f} akımının RMS değeri ise denklem 4.16'daki gibi hesaplanır:

$$I_{Lr-rms_f} = \frac{V_i}{\sqrt{2}Z_{LC}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h \sqrt{1 + M_f^2 - 2M_f \cos(2\pi\delta h)}}{h} \quad (4.16)$$

I_{Lr-rms_f} denklemi LC rezonans tankı üzerinden hesaplanabileceği gibi denklem 4.1 ve denklem 4.17 yardımı ile üretilen denklem 4.18 eşitliği kullanılarak da hesaplanabilir:

$$i_{Lr_f}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_i}{hZ_{i_f}} b_h \sin(hwt - \alpha_f) \quad (4.17)$$

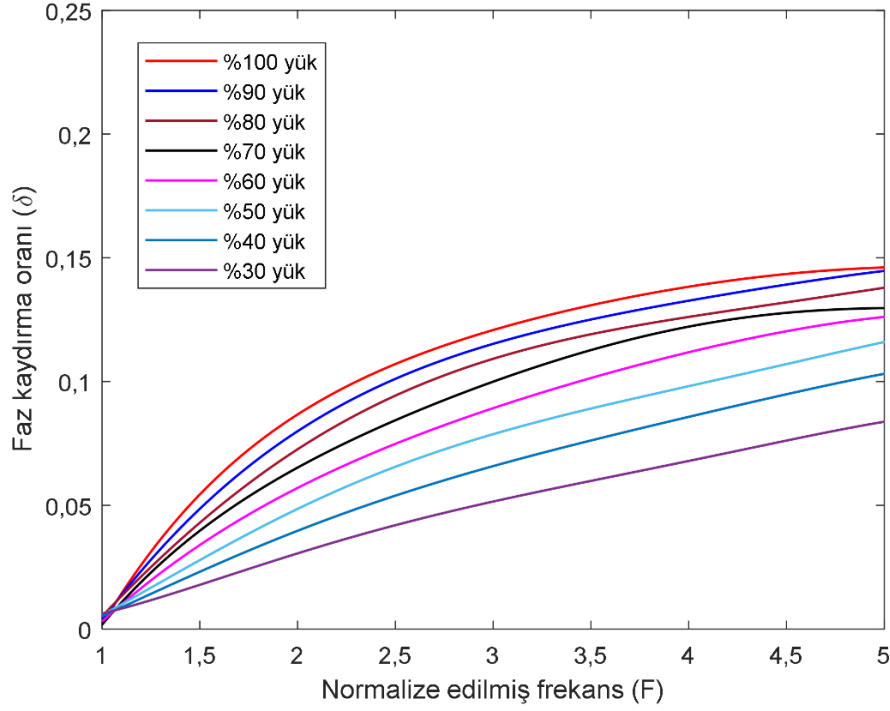
$$I_{Lr-rms_f} = \frac{V_i}{\sqrt{2}Z_{i_f}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.18)$$

Denklem 4.16 ile denklem 4.18 eşitlenirse, tüm harmonikleri hesaba katan faz kaydırma oranı (δ), denklem 4.19 kullanılarak hesaplanabilir.

$$\sum_{h=1}^{\infty} \cos(2\pi\delta h) = \frac{1 + M_f^2}{2M_f} - \frac{Z_{LC}^2}{2M_f Z_{i_f}^2} \quad (4.19)$$

Denklem 4.19'da görülen Z_{LC} ; LC seri rezonans tankının empedansı olup denklem 4.15'te ve Z_{i_f} empedans değeri ise denklem 4.4 ve denklem 4.5'te verilmiştir.

Faz kaydırma oranının (δ) değeri, denklem 4.19'a Newton-Raphson metodu uygulanarak bulunabilir. Yapılan analizde ilk 99 harmonik ele alınmıştır. 99. harmonikten sonraki harmonikler de hesaplamalara katıldığında faz kaydırma oranı değerini etkileyecek derecede bir değişim gözlenmemiştir. Şekil 4.3'te çeşitli yükler için faz kaydırma oranı ile normalize edilmiş frekans arasındaki ilişkiyi gösteren eğriler verilmiştir.



Şekil 4.3. İleri yönlü güç akışı için değişik yüklerde, faz kaydırma oranı (δ) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.

Hangi yükte ve hangi normalize edilmiş frekansta dönüştürücü çalışacak ise bu duruma karşılık gelen faz kaydırma oranı Şekil 4.3'e bakılarak bulunur.

Denklem 4.20'de, ileri yönlü güç akışındaki çalışma oranı (D) formülünü bulabilmek için giriş gücü, verim değeri ile çarpılıp çıkış gücüne eşitlenmiştir. Denklem 4.21'de ise denklem 4.20'nin açık hali verilmiştir. Deneysel çalışma sonucunda optimum verim % 96 civarında bulunduğundan, hesaplamalarda verim değeri (η) 0,96 olarak alınmıştır.

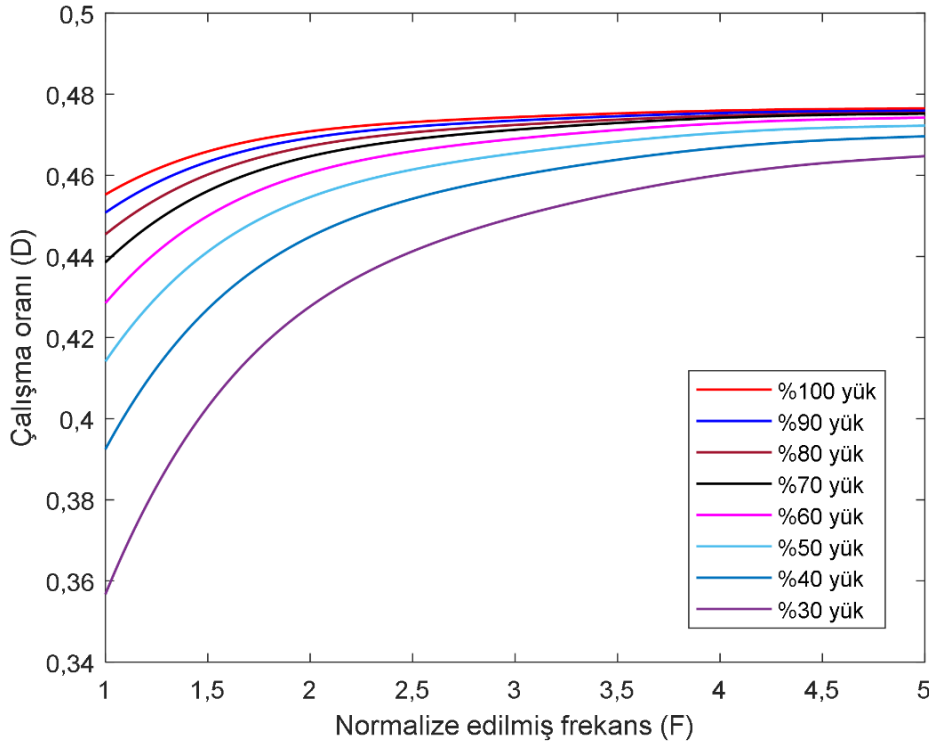
$$\eta P_{i_f} = P_o \quad (4.20)$$

$$\frac{1}{2} \eta \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_i^2}{h Z_{i_f}} b_h^2 \cos(\alpha_f) = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4.21)$$

Denklem 4.21'de; denklem 4.3, denklem 4.4 ve denklem 4.5 eşitlikleri kullanılırsa denklem 4.22 eşitliği elde edilir:

$$\sum_{h=1,3,5...}^{\infty} \frac{1}{h^3} \cos[\pi(0,5 - D)h]^2 = \frac{M_f^2 Q Z_{i_f}}{\eta Z_o \cos(\alpha_f)} = \frac{M_f^2 F^2 \lambda^2 Q^2}{\eta (F^2 \lambda^2 Q^2 + 1)} \quad (4.22)$$

Çalışma oranı (D) değeri, denklem 4.22'ye Newton-Raphson metodu uygulanarak bulunabilir. Şekil 4.4'te çeşitli yükler için, çalışma oranı ile normalize edilmiş frekans arasındaki ilişkiyi gösteren eğriler çizilmiştir.



Şekil 4.4. İleri yönlü güç akışı için değişik yüklerde, çalışma oranı (D) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.

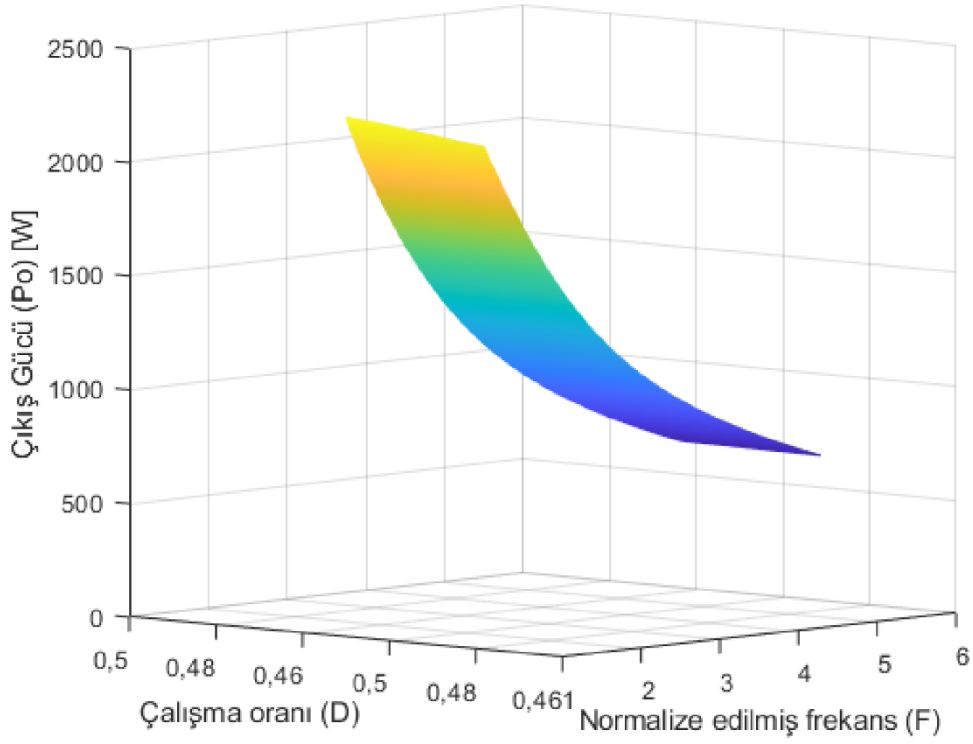
Hangi yükte ve hangi normalize edilmiş frekansta dönüştürücü çalışacak ise bu duruma karşılık gelen faz çalışma oranı (D) Şekil 4.4'e bakılarak bulunur.

Denklem 4.2 ve 4.14 birbiri ile çarpılarak ileri yönlü çalışmadaki çıkış gücü (P_{of}), denklem 4.23 ifadesi kullanılarak hesaplanır:

$$P_{of} = \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{nV_oV_i}{hZ_{LC}} b_h^2 \sqrt{1 + M_f^2 - 2M_f \cos(2\pi\delta h) \cos(-2\pi\delta h - \theta + \frac{\pi}{2})} \quad (4.23)$$

Denklem 4.23'te görülen Z_{LC} ; denklem 4.15'te, b_h ise denklem 4.3'te verilmiştir.

Denklem 4.3 ve denklem 4.23 kullanılarak elde edilen; çalışma oranı (D), normalize edilmiş frekans (F) ve çıkış gücü (P_{of}) arasındaki ilişki, Şekil 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.5. İleri yönlü güç akışı için, çalışma oranı (D) ile normalize edilmiş frekans (F) ve çıkış gücü (P_{of}) arasındaki ilişki.

4.1.2. Geri yönlü çalışmanın teorik analizi

Bu bölümde, iki yönlü T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün Şekil 4.1c’de verilen basitleştirilmiş eşdeğer devrenin analizi yapılmış ve denklemlerde kullanılan empedansların değerleri hesaplanmıştır.

Transformatörün primer tarafında a-b noktaları arasındaki gerilim değeri olan $V_{ab_r}(wt)$ ve transformatörün sekonder tarafındaki c-d noktaları arasındaki gerilimin primere yansıtılmış ifadesi olan $V_{c'd'_r}(wt)$ değerinin Fourier serisi açılımı sırasıyla denklem 4.24 ve denklem 4.25’te verilmiştir:

$$V_{ab_r}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} nV_o b_h \sin(hwt - 2\pi\delta h) \quad (4.24)$$

$$V_{c'd'_r}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} V_i b_h \sin(hwt) \quad (4.25)$$

Denklem 4.24 ve denklem 4.25’te görülen b_h ifadesi Fourier katsayısı olup değeri denklem 4.3’te verilmiştir.

Şekil 4.1d’de verilen basitleştirilmiş eşdeğer devrede c'-d' noktaları arasından akan i_{Lr_r} akımının geçtiği yolun eşdeğer devre empedansı denklem 4.26’da, empedansın sırasıyla reel kısmı ve faz açısı ise denklem 4.27’de verilmiştir.

$$Z_r = R_{ac} + j \left(FZ_o - \frac{Z_o}{F} \right) = \frac{Z_o}{Q} + j \left(FZ_o - \frac{Z_o}{F} \right) \quad (4.26)$$

$$Z_b = \sqrt{\left(\frac{Z_o}{Q} \right)^2 + \left(FZ_o - \frac{Z_o}{F} \right)^2}, \quad \beta_r = \tan^{-1} \frac{(F^2-1)Q}{F} \quad (4.27)$$

Geri yönlü çalışmada gerilim çevrim oranı M_r ’yi bulmak için c'-d' noktaları arasındaki eşdeğer devre akımı ile a-b noktaları arasından görünen eşdeğer devrenin rezonans akımının RMS değeri (i_{Lr-rms_r}) eşitlenirse, denklem 4.28’de verilen eşitlik elde edilir:

$$i_{Lr-rms_r} = \left(\frac{V_{c'd'r}}{hZ_b} \right)_{rms} = \left(\frac{V_{abr}}{hR_{ac}} \right)_{rms} \quad (4.28)$$

Denklem 4.28’de verilen rezonans akımlarına ilişkin RMS değerlerin açık gösterimleri denklem 4.29 ve denklem 4.30’da verilmiştir.

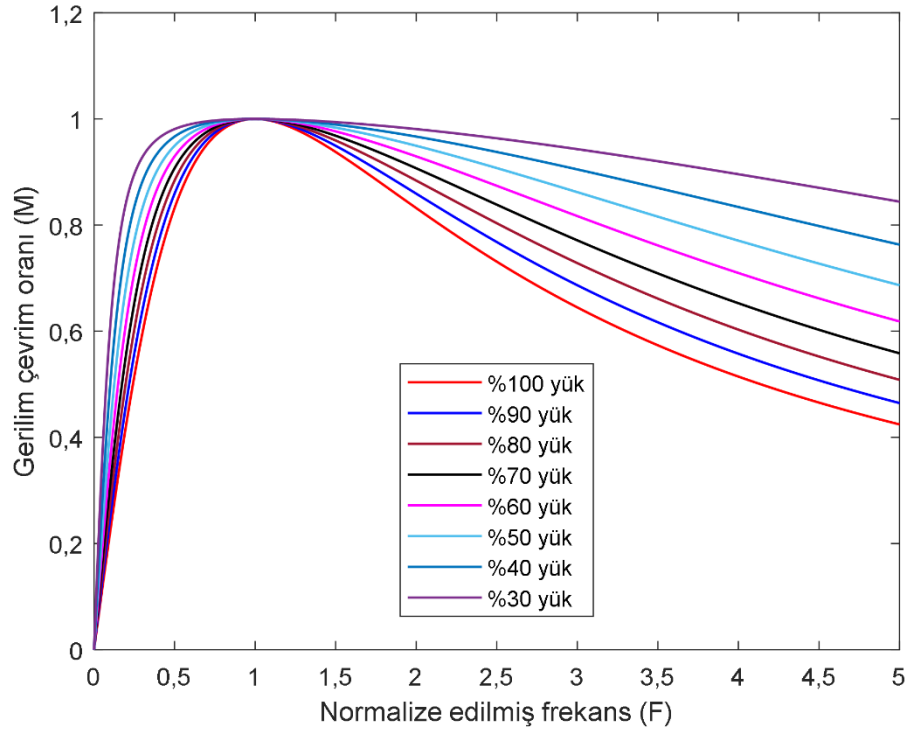
$$\left(\frac{V_{c'd'r}}{hZ_b} \right)_{rms} = \frac{V_i}{\sqrt{2}Z_b} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.29)$$

$$\left(\frac{V_{abr}}{hR_{ac}} \right)_{rms} = \frac{nV_o}{\sqrt{2}R_{ac}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.30)$$

Denklem 4.28’de verilen eşitlikten yola çıkarak, geri yönlü çalışma için gerilim çevrim oranı (M_r), kalite faktörü (Q), endüktans oranı (λ) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişkiyi gösteren ifade denklem 4.31 ile verilmiştir:

$$M_r = \frac{nV_o}{V_i} = \frac{R_{ac}}{Z_b} = \frac{1}{Q \sqrt{F^2 + \frac{1}{F^2} + \frac{1}{Q^2} - 2}} \quad (4.31)$$

Geri yönlü çalışmada devre seri rezonans özelliği gösterdiği için denklem 4.31’den de görüleceği üzere mıknatıslanma endüktansı (L_m) hesaplamada yer almamaktadır.



Şekil 4.6. Geri yönlü güç akışı için değişik yüklerde gerilim çevrim oranı (M_r) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki.

Şekil 4.6'da değişik yük koşulları için geri yönlü güç akışında gerilim çevrim oranı (M_r) ile normalize edilmiş frekans (F) arasındaki grafik kullanılarak, dönüştürücü hangi gerilim çevrim oranında ve hangi yükte çalıştırılmak istenirse, ilgili F değeri Şekil 4.6'da verilen grafikten bulunduktan sonra, anahtarlama frekansı $f_s = Ff_o$ formülünden kolaylıkla elde edilir. Dönüştürücü, geri yönlü güç akışı için rezonans frekansının üzerindeki frekanslarda çalıştırılmaktadır.

Şekil 4.2d'de görülen devrede, L_r ve C_r devre elemanları üzerindeki gerilim düşümüne ilişkin ifade denklem 4.32'de verilmiştir:

$$V_{LCr}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} V_i b_h \sqrt{1 + M_r^2 - 2M_r \cos(2\pi\delta h)} \sin(hwt + \theta_r) \quad (4.32)$$

Denklem 4.32'de görülen θ_r ; LC rezonans tankı üzerindeki gerilimin faz açısıdır ve değeri ise denklem 4.33 ile hesaplanır:

$$\theta_r = \arctan \frac{M_r \sin(2\pi\delta h)}{1 - M_r \cos(2\pi\delta h)} \quad (4.33)$$

LC rezonans elemanları üzerinden akan akım ifadesi denklem 4.32 kullanılarak, denklem 4.34'ten hesaplanabilir:

$$i_{Lr_r}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_i}{hZ_{LC}} b_h \sqrt{1 + M_r^2 - 2M_r \cos(2\pi\delta h)} \sin(hwt + \theta_r - \frac{\pi}{2}) \quad (4.34)$$

Denklem 4.34'te görülen Z_{LC} ; LC rezonans tankının empedansıdır ve değeri denklem 4.15'teki gibi hesaplanabilir.

i_{Lr_f} akımının RMS değeri ise denklem 4.35'ten hesaplanır:

$$I_{Lr-rms_r} = \frac{V_i}{\sqrt{2}Z_{LC}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h \sqrt{1 + M_r^2 - 2M_r \cos(2\pi\delta h)}}{h} \quad (4.35)$$

I_{Lr-rms_r} denklemi LC rezonans tankı üzerinden hesaplanabileceği gibi denklem 4.24'te verilen V_{ab_r} denklemi kullanılarak da elde edilebilir. Bu durumda, denklem 4.34 ve denklem 4.35 yerine sırasıyla denklem 4.36 ve 4.37 ifadeleri yazılabilir:

$$i_{Lr_r}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{nV_o}{hR_{ac}} b_h \sin(hwt - 2\pi\delta h) \quad (4.36)$$

$$I_{Lr-rms_r} = \frac{nV_o}{\sqrt{2}R_{ac}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.37)$$

Denklem 4.35 ve denklem 4.37 eşitlenirse tüm harmonikleri hesaba katan faz kaydırma oranı (δ), denklem 4.38 ifadesi ile bulunur:

$$\sum_{h=1}^{\infty} \cos(2\pi\delta h) = \frac{(1 + M_r^2)}{2M_r} - \frac{M_r}{2} \frac{(F^2 - 1)^2 Q^2}{F^2} \quad (4.38)$$

Faz kaydırma oranının (δ) değeri, denklem 4.38'e Newton-Raphson metodu uygulanarak bulunabilir. Yapılan analizde ilk 99 harmonik göz önüne alınmıştır. 99. harmonikten sonraki harmonikler de hesaplamalara katıldığında faz kaydırma oranı değerini etkileyecek derecede bir değişim gözlenmemiştir.

Devrenin giriş gücünü bulabilmek için transformatörün sekonder tarafından akan (i_{S_f}) akım ifadesi ve bu akımın RMS değerine ilişkin (I_{S_f-rms}) denklemin bulunması

gerekmektedir. Sekonder akımı denklem 4.25'teki $V_{c'd'r}$ gerilim formülü kullanılarak denklem 4.39 yardımı ile hesaplanabilir.

$$i_{s_r}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{nV_i}{hZ_{i_r}} b_h \sin(hwt - \alpha_r) \quad (4.39)$$

Denklem 4.39'da Z_{i_r} ; Şekil 4.1d'den görüleceği üzere, c'-d' noktaları arasından yüke doğru bakıldığında görünen empedans değeridir. Bu empedansın değeri denklem 4.40'da, empedansın reel kısmı ve faz açısı ise sırayla denklem 4.41'de verilmiştir.

$$Z_{in_r} = \frac{F^2 \lambda^2 Q Z_o}{\left(\frac{Q}{F} - F(\lambda + 1)Q\right)^2 + 1} + j \left(\frac{F \lambda Z_o (F^4(\lambda + 1)Q^2 - F^2(\lambda + 2)Q^2 + F^2 + Q^2)}{F^4(\lambda + 1)^2 Q^2 + F^2(1 - 2(\lambda + 1)Q^2) + Q^2} \right) = c + jd \quad (4.40)$$

$$Z_{i_r} = \sqrt{c^2 + d^2}, \quad \alpha_r = \tan^{-1} \frac{d}{c} \quad (4.41)$$

i_{s_r} akımının RMS değeri ise denklem 4.42'den hesaplanabilir:

$$I_{s-rms_r} = \frac{nV_i}{\sqrt{2}Z_{i_r}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.42)$$

Geri yönlü güç akışındaki çalışma oranı (D) formülünü bulabilmek için denklem 4.43'te gösterildiği gibi, giriş gücü verim ile çarpılıp çıkış gücüne eşitlenmelidir. Denklem 4.43'ün Fourier katsayıları cinsinden gösterimi ise denklem 4.44'te verilmiştir. Deneysel çalışmada optimum verim değeri % 96 civarında bulunduğundan, hesaplamalarda verim değeri 0,96 alınmıştır.

$$\eta P_{i_r} = P_o \quad (4.43)$$

$$\frac{1}{2} \eta \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_i^2}{hZ_{i_r}} b_h^2 \cos(\alpha_r) = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4.44)$$

P_{i_r} giriş gücü, denklem 4.25'te verilen $V_{c'd'r}$ ifadesi ile denklem 4.39'da verilen i_{s_r}/n ifadesi çarpılarak bulunmuştur. Denklem 4.44'teki b_h Fourier katsayısı denklem 4.3'te ve Z_{i_r} empedansı ve α_r faz açısı ise denklem 4.41'de verilmiştir. Denklem 4.44'te;

denklem 4.3, denklem 4.40 ve denklem 4.41 ifadeleri kullanılırsa denklem 4.45 elde edilir:

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^3} \cos[\pi(0,5 - D)h]^2 = \frac{M_r^2 Q Z_{i_r}}{\eta Z_o \cos(\alpha_r)} \quad (4.45)$$

Çalışma oranı (D) değeri, denklem 4.45'e Newton-Raphson Metodu uygulanarak bulunabilir. Yapılan analizde ilk 99 harmonik göz önüne alınmıştır. 99. harmonikten sonraki harmonikler de hesaplamalara katıldığında, faz kaydırma oranı değerini etkileyecek derecede bir değişim gözlenmemiştir.

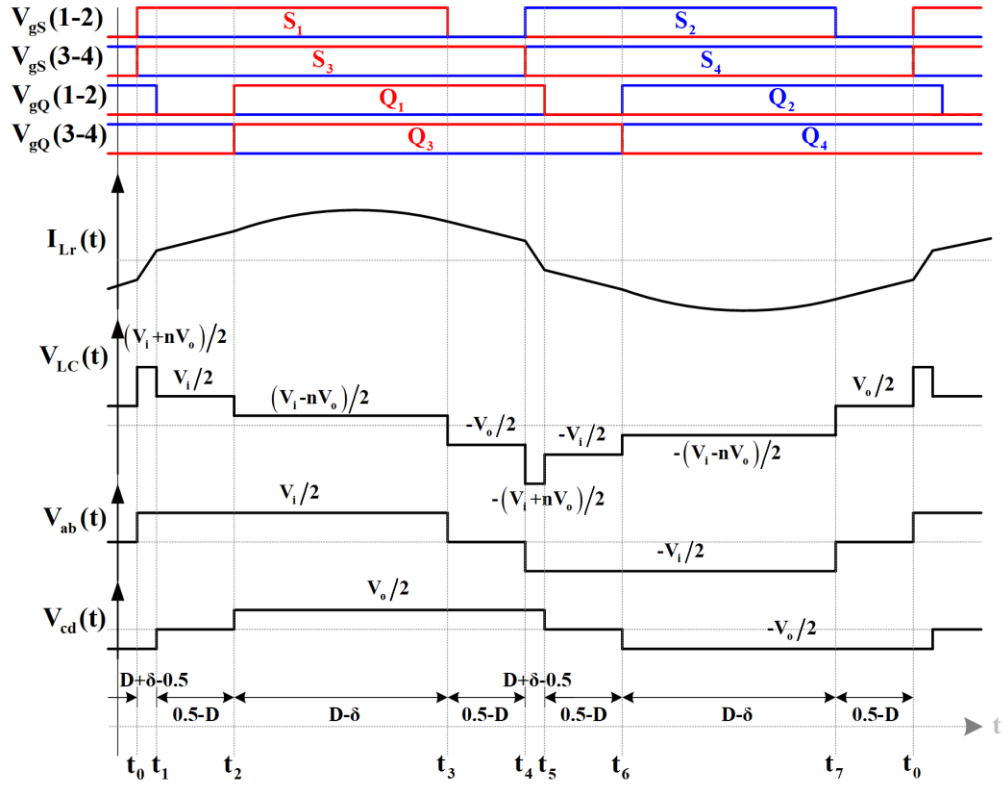
Denklem 4.24 ve denklem 4.34 ifadeleri birbiri ile çarpılarak denklem 4.46 ile verilen, geri yönlü çalışmadaki çıkış gücü P_{or} ifadesi bulunur:

$$P_{or} = \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{n V_o V_i}{h Z_{LC}} b_h^2 \sqrt{1 + M_f^2 - 2 M_f \cos(2\pi\delta h) \cos(-2\pi\delta h - \theta + \frac{\pi}{2})} \quad (4.46)$$

Denklem 4.46'da görülen Z_{LC} değeri denklem 4.15 ile, b_h değeri ise denklem 4.3 ile verilmiştir.

4.1.3. İleri yönlü güç akışında ZVS analizi

MOSFET'in çıkış jonksiyon kondansatörü (C_j) değeri, ZVS'yi sağlamak için gereken deşarj akımının büyüklüğü ile belirlenir ve değeri enerji denklemleri yardımıyla bulunabilir. ZVS'nin sağlanması için anahtarın jonksiyon kondansatörü üzerindeki gerilim değerinin anahtar iletme girmeden önce sıfır olması gereklidir. Yapılan analizde rezonans kondansatörünün değeri (C_r), jonksiyon kondansatöründen çok daha büyük olduğu için V_{C_r} değeri, gerilim kaynağına eşdeğer kabul edilir. Bu nedenle enerji denklemlerine C_r katılmadığı için ifadeler basitleşir. ZVS analizi yapılırken tüm yarı iletken devre elemanları ideal kabul edilmiştir. Şekil 2.7'de ileri yönlü güç akışı için anahtarlama elemanlarının kontrol sinyalleri, rezonans endüktans akımı (I_{Lr}), seri LC rezonans tankı üzerindeki gerilimi (V_{LC}), a-b noktaları arasındaki gerilimi (V_{ab}), c-d noktaları arasındaki gerilimi (V_{cd}) dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 4.7. İleri yönlü güç akışı için dalga şekilleri.

Aşağıda, Şekil 4.7’de verilen dalga şekillerine ilişkin t_1, t_2, t_3 ve t_4 anlarındaki enerji ifadeleri gösterilmiştir:

- t_1 anı: (Q_1, Q_2 anahtarları için ZVS şartı) (Q_1, Q_2, Q_3 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

Dönüştürücüde Q_1 ve Q_2 anahtarlarının ZVS’yi sağlayabilmesi için C_{Q1}, C_{Q2} ve C_{Q3} jonksiyon kondansatörlerine ait enerjilerin toplamının, rezonans endüktansının enerjisinden küçük değildir. Bu koşula ilişkin formül denklem 4.47 ile, sadeleştirilip denklem 4.48 ile ve ardından I_{sf} akımı yalnız bırakılıp denklem 4.49 ile ifade edilebilir.

$$\frac{1}{2} L_r I_{sf}^2 \geq \frac{1}{2} C_{Q1} \left((nV_o)^2 - \left(\frac{nV_o}{2} \right)^2 \right) + \frac{1}{2} C_{Q2} \left(\frac{nV_o}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{Q3} \left(\frac{nV_o}{2} \right)^2 \quad (4.47)$$

$$\frac{1}{2} L_r I_{sf}^2 \geq \frac{5}{8} C_j (nV_o)^2 \quad (4.48)$$

$$|I_{S_f}| \geq \frac{nV_o}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.49)$$

Denklem 4.50’de i_{S_f} akımının ani değeri ifadesi yazılmıştır:

$$i_{S_f}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{n^2 V_o}{h R_{ac}} b_h \sin(hwt - 2\pi\delta h) \quad (4.50)$$

Denklem 4.50’nin RMS değerine göre ZVS koşulunu sağlayan ifade denklem 4.51 ile verilmiştir:

$$\left| I_{S-rms_f} \sin \left(-(D + 2\delta - 1,5)\pi h + 2\pi\delta h + 2\pi \left(\frac{t_d}{T_s} \right) h \right) \right| \geq \frac{nV_o}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.51)$$

Denklem 4.51’de t_d ölü zaman değeri de dikkate alınmıştır. I_{S-rms_f} değeri denklem 4.52 ifadesi kullanılarak da hesaplanabilir:

$$I_{S-rms_f} = \frac{n^2 V_o}{\sqrt{2} R_{ac}} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{b_h}{h} \quad (4.52)$$

Denklem 4.52, denklem 4.51’de kullanılırsa, çalışma oranının (D) koşul formülü tüm harmonikler için bulunur:

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(-2\pi t_d F f_o h) - \sin(2\pi h(1 - D + t_d F f_o))] \geq \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.53)$$

t_1 anında temel harmonik için ZVS çalışma şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki ilişki denklem 4.54 ile verilmiştir:

$$D \geq 1 + t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(\sin(-2\pi t_d F f_o) - \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \right)}{2\pi} \quad (4.54)$$

- t_2 anı: (Q_3 , Q_4 anahtarları için ZVS şartı) (Q_1 , Q_2 , Q_4 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

Dönüştürücüde Q_3 ve Q_4 anahtarlarının ZVS'yi sağlayabilmesi için C_{Q1} , C_{Q2} ve C_{Q4} jonksiyon kondansatörlerine ait enerjilerin toplamının, rezonans endüktansının enerjisinden küçük değildir. t_2 anı için ZVS koşulunu sağlayan ifade denklem 4.55 ile verilmiştir:

$$\left| I_{S-rms_f} \sin(-(2\delta - D - 0,5)\pi h) + 2\pi\delta h + 2\pi\left(\frac{t_d}{T_s}\right)h \right| \geq \frac{nV_o}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.55)$$

Denklem 4.52 ile verilen I_{S-rms_f} ifadesi, denklem 4.55'te kullanılırsa, denklem 4.56 ile verilen ve harmonikler içeren koşul ifadesi elde edilir:

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(\pi h(1 + 2t_d F f_o)) + \sin(2\pi h(D + t_d F f_o))] \geq \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.56)$$

t_2 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi 4.57'de verilmiştir:

$$D \geq -t_d F f_o + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} - \sin(\pi + 2\pi t_d F f_o)\right)}{2\pi} \quad (4.57)$$

- t_3 anı: (S_1, S_2 anahtarları için ZVS şartı) (S_1, S_2, S_4 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

t_3 anında S_1, S_2 anahtarlarının ZVS'yi sağlayabilmesi için C_{S1} , C_{S2} ve C_{S4} jonksiyon kondansatörlerine ait enerjilerin toplamının, rezonans endüktansının enerjisinden küçük değildir. Denklem 4.18 ile verilen I_{Lr-rms_f} ifadesi, denklem 4.58'de verilen ZVS koşulu ifadesinde kullanılırsa, denklem 4.59 ile verilen ve harmonikler içeren koşul ifadesi elde edilir:

$$\left| I_{Lr-rms_f} \sin\left(-(D - 0,5)\pi h + \alpha_f + 2\pi\left(\frac{t_d}{T_s}\right)h\right) \right| \geq \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.58)$$

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [-\sin(\pi h(1 - 2D + 2t_d F f_o) + \alpha_f) - \sin(\alpha_f + 2\pi h t_d F f_o)] \geq \pi Z_{if} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.59)$$

t_3 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi denklem 4.60 ile verilmiştir:

$$D \geq 0,5 + t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(-\pi Z_{if} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} - \sin(\alpha_f + 2\pi t_d F f_o) \right) - \alpha_f}{2\pi} \quad (4.60)$$

- t_4 anı: (S_3, S_4 anahtarları için ZVS şartı) (S_1, S_2, S_3 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

t_4 anında S_3, S_4 anahtarlarının ZVS'yi sağlayabilmesi için C_{S1}, C_{S2} ve C_{S3} jonksiyon kondansatörlerine ait enerjilerin toplamının, rezonans endüktansının enerjisinden küçük olmasıdır. Denklem 4.18 ile verilen $I_{Lr-rmsf}$ ifadesi, denklem 4.61'de verilen ZVS koşulu ifadesinde kullanılırsa, denklem 4.62 ile verilen ve harmonikler içeren koşul ifadesi elde edilir:

$$\left| I_{Lr-rmsf} \sin \left(-(0,5 - D)\pi h + \alpha_f + 2\pi \left(\frac{t_d}{T_s} \right) h \right) \right| \geq \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.61)$$

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(\alpha_f + 2\pi h t_d F f_o) - \sin(\pi h (1 - 2D - 2t_d F f_o) - \alpha_f)] \geq \pi Z_{if} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.62)$$

t_4 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi denklem 4.63 ile verilmiştir:

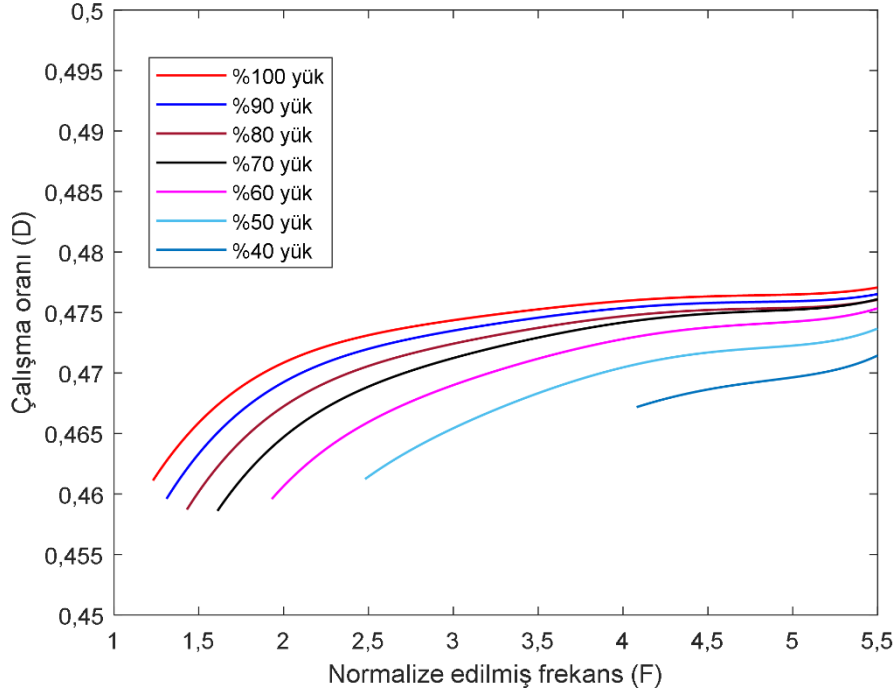
$$D \geq 0,5 - t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(\sin(\alpha_f + 2\pi t_d F f_o) - \pi Z_{if} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \right) + \alpha_f}{2\pi} \quad (4.63)$$

Tüm harmonikler için geçerli amaç fonksiyonu denklem 4.22 ile verilmişti. Temel harmonik için amaç fonksiyonu ise denklem 4.64 ile verilmiştir:

$$D_{fund-f} = 0,5 - \frac{\cos^{-1} \left(M_f \sqrt{\frac{F^2 \lambda^2 Q^2}{\eta(F^2 \lambda^2 Q^2 + 1)}} \right)}{\pi} \quad (4.64)$$

Denklem 4.53, 4.56, 4.59 ve 4.62 ile anahtarların durumuna göre ZVS koşul formülleri verilmişti. Gerilim çevrim oranı 1 olduğu durumda (% 40, % 50, % 60, % 70, % 80,

% 90, % 100) yük koşullarında Newton-Raphson metodu kullanılarak çalışma oranı ve normalize edilmiş frekans değerlerine göre ZVS bölgesi Şekil 4.8’de verilen grafikte çizilmiştir.



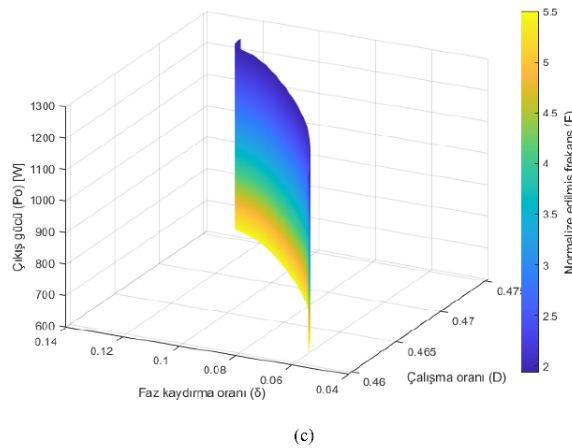
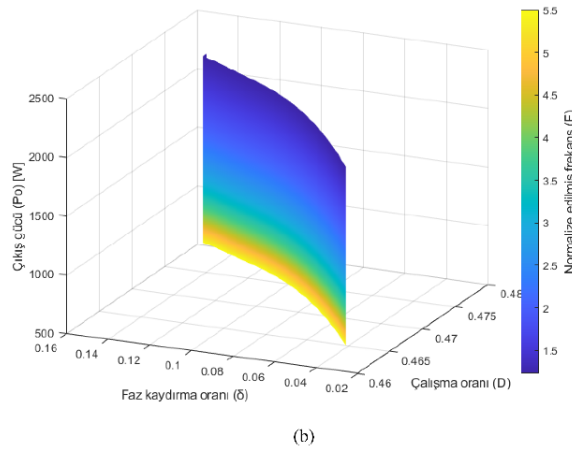
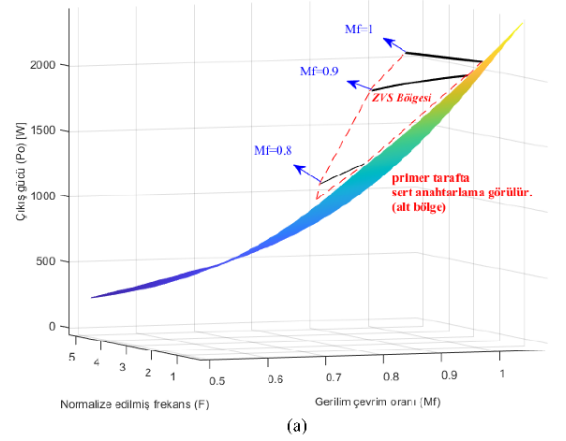
Şekil 4.8. $M_f = 1$ durumunda çeşitli yük koşullarında çalışma oranı ve normalize edilmiş frekans değerlerine göre ZVS çalışma bölgesi.

Şekil 4.8 incelendiğinde, yüzde olarak yük değeri azaldıkça ZVS’nin sağlanması için normalize edilmiş frekans değerinin artırılması gerektiği görülmektedir. Bir başka ifade ile, yüzde olarak hafif yüklere inildikçe ZVS’nin sağlanması için anahtarlama frekansının artırılması gerekmektedir.

İleri yönlü güç akışında primer taraftaki anahtarlar aktiftir. Sekonder tarafta ise yalnızca MOSFET’lerin serbest geçiş (SG) diyotları aktiftir. Bu yüzden ZVS analizinde primer taraftaki MOSFET’lerin iletim durumlarındaki zaman aralıkları önemlidir.

Yapılan uygulamada, M_f değeri azaldıkça ilk olarak primer taraftaki anahtarların ZVS bölgesinden çıktığı gözlemlenmiştir. Primer taraftaki anahtarların ZVS koşulu için tam yükte denklem 4.59 ve denklem 4.62’de belirlenen ZVS sınırlarına göre Şekil 4.9a elde edilmiştir. Gerilim çevrim oranı 1 olduğunda geniş güç aralığı içinde ZVS sağlanmıştır. Gerilim çevrim oranı yaklaşık 0,73 oluncaya kadar primer anahtarlar için

ZVS aralığı gitgide daralmıştır. Yaklaşık $M_f < 0,73$ olduğu durumlarda primer devredeki anahtarlar sert anahtarlama çalışmaktadır. Böylece düşük gerilim çevrim oranlarına inildikçe anahtarlama kayıpları artmakta ve dönüştürücünün verimi ise düşmektedir.

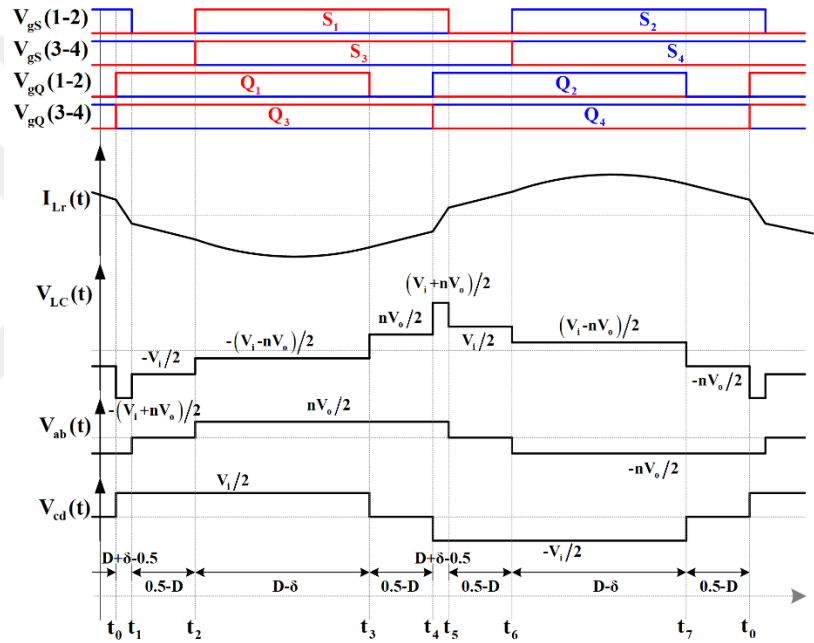


Şekil 4.9. a) Tam yükte ZVS bölgesi diyagramı (b) $M_f = 1$ ve tam yükte çalışırken kontrol parametrelerine göre ZVS güç aralığı (c) $M_f = 1$ ve % 60 yükte çalışırken kontrol parametrelerine göre ZVS güç aralığı.

3-DOF modülasyonun kontrol parametreleri (D , δ , F) ile çıkış gücü arasındaki ilişkiden tüm anahtarların ZVS'yi sağlama bölgesi $M_f = 1$ ve tam yük koşulu altında Şekil 4.9b'de verilmiştir. Şekil 4.9b incelendiğinde, dönüştürücünün oldukça geniş bir güç aralığı içinde ZVS bölgesinde çalışabildiği görülmektedir. Şekil 4.9 c'de ise $M_f = 1$ ve % 60 yük koşulu altında ZVS bölgesi biraz daralmıştır. İstenen güç değerine göre ZVS bölgesi içinden kontrol parametre (D , δ , F) değerleri seçilmelidir.

4.1.4. Geri yönlü güç akışında ZVS analizi

İleri yönlü güç akışında yapılan ZVS analizine benzer şekilde geri yönlü güç akışında da ZVS analizi yapılabilir.



Şekil 4.10. Geri yönlü güç akışı için dalga şekilleri.

Aşağıda, Şekil 4.10'da verilen dalga şekillerine ilişkin t_1 , t_2 , t_3 ve t_4 anlarındaki enerji ifadeleri gösterilmiştir:

- t_3 anı: (Q_1 , Q_2 anahtarları için ZVS şartı) (Q_1 , Q_2 , Q_3 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

Q_1 ve Q_2 anahtarlarının ZVS koşulunu sağlayabilmesi için, C_{Q1} , C_{Q2} ve C_{Q3} jonksiyon kondansatörlerinin toplam enerjileri, rezonans endüktansının enerjisinden az olmamalıdır. Bu şart, denklem 4.65 ile formüle edilmiş, ardından denklem 4.66 ile basitleştirilmiş ve I_{Sf} akımını merkeze alan denklem 4.67 ile ifade edilmiştir:

$$\frac{1}{2}L_r I_{S_r}^2 \geq \frac{1}{2}C_{Q1} \left((V_i)^2 - \left(\frac{V_i}{2} \right)^2 \right) + \frac{1}{2}C_{Q2} \left(\frac{V_i}{2} \right)^2 + \frac{1}{2}C_{Q3} \left(\frac{V_i}{2} \right)^2 \quad (4.65)$$

$$\frac{1}{2}L_r I_{S_r}^2 \geq \frac{5}{8}C_j (V_i)^2 \quad (4.66)$$

$$|I_{S_r}| \geq \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.67)$$

Denklem 4.67'deki transformatörün sekonder kısmından akan akımın ifadesi denklem 4.68'de verilmiştir:

$$i_{S_r}(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{nV_i}{hZ_{i_r}} b_h \sin(hwt - \alpha_r) \quad (4.68)$$

Denklem 4.68'deki Z_{i_r} empedans değeri ve α_r faz açısı denklem 4.41'de verilmişti.

RMS değerine göre ZVS koşul denklemi yazılırsa denklem 4.69 elde edilir:

$$\left| I_{S-rms_r} \sin \left((D - 0,5)\pi h - \alpha_r - 2\pi \left(\frac{t_d}{T_s} \right) h \right) \right| \geq \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.69)$$

Denklem 4.69'da t_d ölü zaman dikkate alınmıştır.

Denklem 4.42'de verilen I_{S-rms_r} denklemi denklem 4.69'da yerine konulup elde edilen ifade sadeleştirildiğinde tüm harmonikleri içine alan denklem 4.70 elde edilir:

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(-\alpha_r - 2\pi h t_d F f_o) - \sin(\pi h (1 - 2D + 2t_d F f_o) + \alpha_r)] \geq \frac{\pi Z_{i_r}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.70)$$

t_3 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi denklem 4.71'de verilmiştir:

$$D \geq 0,5 + t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(\sin(-\alpha_r - 2\pi t_d F f_o) - \frac{\pi Z_{i_r}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \right) - \alpha_r}{2\pi} \quad (4.71)$$

- t_4 anı: (Q_3, Q_4 anahtarları için ZVS şartı) (Q_1, Q_2, Q_4 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

t_4 anında Q_3 ve Q_4 anahtarlarının ZVS koşulunu sağlayabilmesi için, C_{Q1}, C_{Q2} ve C_{Q4} jonksiyon kondansatörlerinin toplam enerjileri, rezonans endüktansının enerjisinden az olmamalıdır. Denklem 4.42 ile tanımlanan I_{S-rms_r} ifadesi, ZVS koşulunu açıklayan denklem 4.72’de kullanıldığında, harmonikleri içeren koşul ifadesi denklem 4.73 elde edilir:

$$\left| I_{S-rms_r} \sin \left((0,5 - D)\pi h - \alpha - 2\pi \left(\frac{t_d}{T_s} \right) h \right) \right| \geq \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.72)$$

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(\alpha_r + 2\pi h t_d F f_o) - \sin(\pi h (1 - 2D - 2t_d F f_o) - \alpha_r)] \geq \frac{\pi Z_{i_r}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.73)$$

t_4 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi denklem 4.74 ile bulunur:

$$D \geq 0,5 - t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(\sin(\alpha_r + 2\pi h t_d F f_o) - \frac{\pi Z_{i_r}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \right) + \alpha_r}{2\pi} \quad (4.74)$$

- t_1 zaman aralığı: (S_1, S_2 anahtarları için ZVS şartı) (S_1, S_2, S_3 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

t_1 anında S_1 ve S_2 anahtarlarının ZVS koşulunu sağlayabilmesi için, C_{S1}, C_{S2} ve C_{S3} jonksiyon kondansatörlerinin toplam enerjileri, rezonans endüktansının enerjisinden az olmamalıdır. Denklem 4.37 ile tanımlanan I_{Lr-rms_r} ifadesi, ZVS koşulunu açıklayan denklem 4.75’te kullanıldığında, harmonikleri içeren koşul ifadesi denklem 4.76 elde edilir:

$$\left| I_{Lr-rms_r} \sin \left((D + 2\delta - 1,5)\pi h - 2\pi\delta h - 2\pi \left(\frac{t_d}{T_s} \right) h \right) \right| \geq \frac{nV_o}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.75)$$

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(\pi h (-1 - 2t_d F f_o)) - \sin(2\pi h (1 - D - t_d F f_o))] \geq \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.76)$$

t_1 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi denklem 4.77 ile bulunur:

$$D \geq 1 - t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(\sin(-\pi - 2\pi t_d F f_o) - \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \right)}{2\pi} \quad (4.77)$$

- t_2 zaman aralığı: (S_3, S_4 anahtarları için ZVS şartı) (S_1, S_2, S_4 anahtarlarının C_j jonksiyon kondansatörleri aktif)

t_2 anında S_3 ve S_4 anahtarlarının ZVS koşulunu sağlayabilmesi için, C_{S1}, C_{S2} ve C_{S4} jonksiyon kondansatörlerinin toplam enerjileri, rezonans endüktansının enerjisinden az olmamalıdır. Denklem 4.37 ile tanımlanan $I_{Lr-rmsr}$ ifadesi, ZVS koşulunu açıklayan denklem 4.78’de kullanıldığında, harmonikleri içeren koşul ifadesi denklem 4.79 elde edilir:

$$\left| I_{Lr-rmsr} \sin \left((2\delta - D - 0,5)\pi h - 2\pi\delta h - 2\pi \left(\frac{t_d}{T_s} \right) h \right) \right| \geq \frac{nV_o}{2} \sqrt{\frac{5C_j}{L_r}} \quad (4.78)$$

$$\sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\sin(\pi h(1 + 2t_d F f_o)) - \sin(\pi h(-D - 2t_d F f_o))] \geq \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \quad (4.79)$$

t_2 anında temel harmonik için ZVS şartını sağlayan, çalışma oranı (D) ve normalize edilmiş frekans (F) arasındaki koşul ifadesi denklem 4.80 ile bulunur:

$$D \geq -2t_d F f_o - \frac{\sin^{-1} \left(\sin(\pi + 2\pi t_d F f_o) - \frac{\pi R_{ac}}{n} \sqrt{\frac{5C_j}{2L_r}} \right)}{\pi} \quad (4.80)$$

Tüm harmonikleri göz önüne alan geri yönlü ZVS analizine ilişkin amaç fonksiyonu denklem 4.45’te verilmişti.

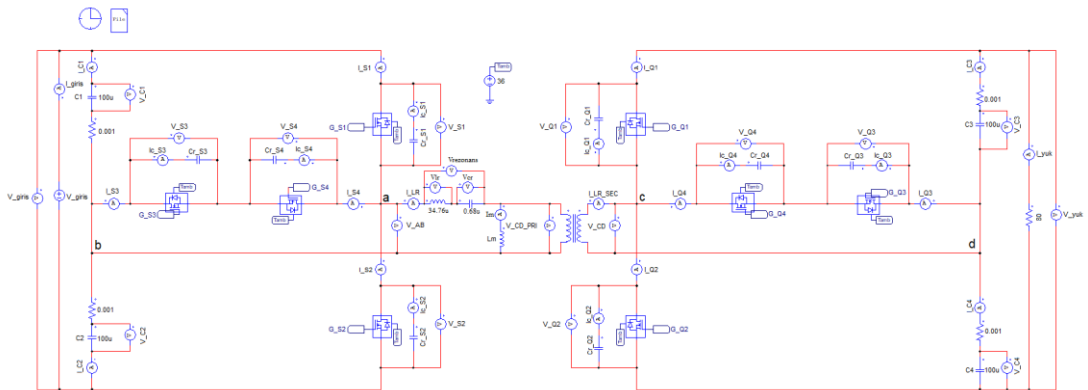
Denklem 4.45 temel harmonik için kullanılırsa, amaç fonksiyonu denklem 4.81’de verilen eşitlik olarak ifade edilir:

$$D_{fund_r} = 0,5 - \frac{\cos^{-1} \left(M_r \sqrt{\frac{F^2 \lambda^2 Q^2}{\eta \left(\left(\frac{Q}{F} - F(\lambda + 1)Q \right)^2 + 1 \right)}} \right)}{\pi} \quad (4.81)$$

Bu tezin uygulama bölümünde, mıknatıslanma endüktansının değeri seri tank empedansından belirgin şekilde yüksek tutularak, transformatörün primer ve sekonder tarafının devre akımlarının RMS değerlerinin birbirine yakın olması sağlanmıştır. Bu yaklaşım sayesinde, geri yönlü çalışma durumundaki ZVS bölgesi, Şekil 4.9’da sunulan grafiklere oldukça yakın bir şekilde elde edilir. Ancak, transformatörün mıknatıslanma endüktans değeri (L_m)’nin düşük tutulması gereken durumlarda, geri yönlü çalışmada ZVS analiz hesaplamalarının yapılması gerekecektir.

4.2. Benzetim Çalışması

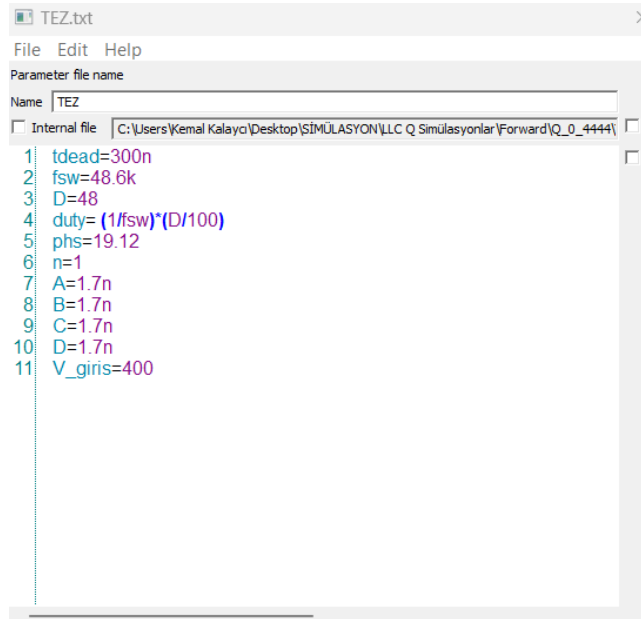
İki yönlü izoleli T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün benzetim çalışması Şekil 4.11’de görüldüğü üzere PSIM 2023 programı ile gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasında sıcaklık parametresi de dikkate alındığı için, PSIM programının termal modülü de kullanılmıştır. Benzetim çalışmasında, uygulamadaki sıcaklık değerlerine yakın bir sonuç elde etmek için sıcaklık değeri 36 °C alınmıştır. Hesaplamalar sonucunda programda rezonans bobin değeri $L_r = 34,76 \mu\text{H}$ ve kondansatör değeri ise $C_r = 680 \text{ nF}$ olarak kullanılmıştır. Rezonans bobini ve kondansatörünün hesaplanmasına ilişkin yapılan çalışmalar tezin uygulama kısmında verilmiştir.



Şekil 4.11. İki yönlü 3L T-tipi LLC rezonanslı DA-DA dönüştürücünün benzetim şeması.

Şekil 4.11’de benzetim şemasında yatay ve dikey kollardaki MOSFET’lerin detaylı termal modeli kullanılmıştır. Filtre kondansatör değeri $100 \mu\text{F}$, seri direnci ise 0.01Ω alınmıştır. Transformatörün mıknatıslanma endüktansı; 50 kHz anahtarlama frekansı için $L_m = 500 \mu\text{H}$ ve 100 kHz ’de ise $L_m = 563 \mu\text{H}$ ’dir. Çıkış yükü $R_L = 80 \Omega$ ve çıkış gücü 2 kW olarak seçilmiştir. FDL100N50F kodlu MOSFET’in çıkış kapasitansı (C_{oss}) ya da diğer adıyla jonksiyon kapasitesi (C_j), $1,7 \text{ nF}$ olarak ölçülmüştür. Bu jonksiyon kapasitans değeri, MOSFET’in drain ve source uçları arasına yerleştirilmiştir.

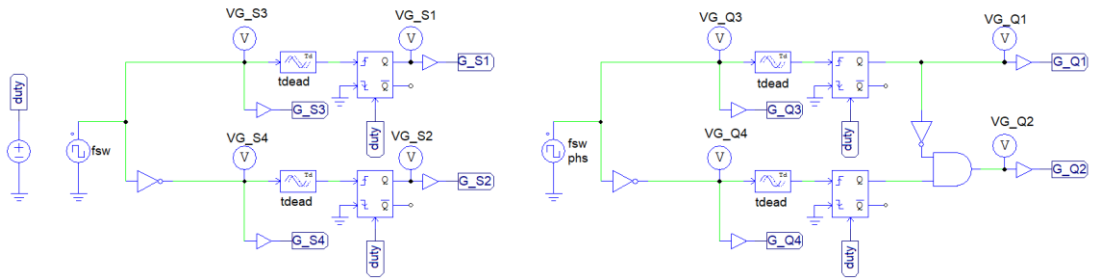
Şekil 4.12’den görüleceği üzere S_1, S_2, Q_1, Q_2 anahtarlarının çalışma oranını $\% 48$ ’dir. $S_1 - Q_1, S_2 - Q_2, S_3 - Q_3, S_4 - Q_4$ anahtarlarına ait sürme işaretleri arasındaki faz farkı, yapılan hesaplamalara göre $\delta = 19,2^\circ$ alınmıştır. Anahtarlama frekansının çalışma aralığı $f_{sw} = 48,6 - 170 \text{ kHz}$ olarak belirlenmiştir. Benzetim çalışmasında, $M = 1$ durumu ve tam yük koşulları altında, anahtarlama frekansı olarak $48,6 \text{ kHz}$ değeri kullanılmıştır. Her bir köprüdeki üst ve alt kondansatör hücrelerinin kısa devre olmasını engellemek için ilgili anahtarlar arasına yerleştirilmesi gereken ölü zaman $t_{dead} = 300 \text{ ns}$ olarak belirlenmiştir. Benzetim çalışmalarında hafif yüklere doğru gidildikçe ZVS aralığından dışarı çıkılmaması için frekans artırılmış ve daha önce yapılan analizlerde bulunan D ve δ parametreleri benzetim çalışmasında uygulanmıştır.



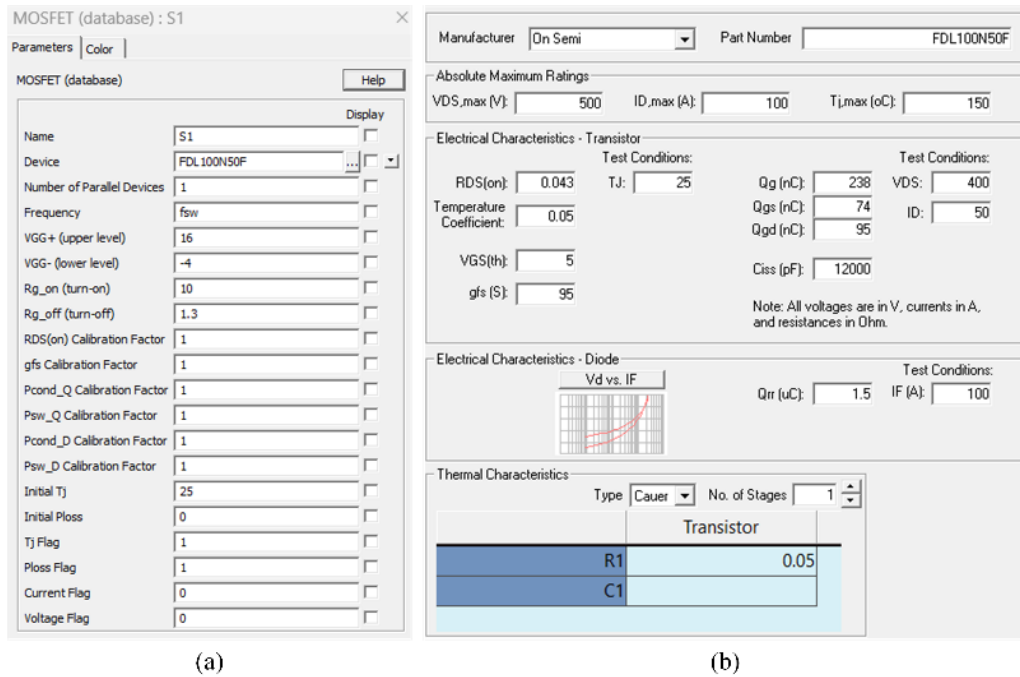
Şekil 4.12. İleri yönlü çalışmada, $M = 1$ değeri ve tam yük koşulları altında, benzetim çalışmamızda kullanılan parametreler.

Şekil 4.13'te gösterilen 3-DOF kontrol devresinde sırasıyla dikey kollardaki çalışma oranı, anahtarlama frekansı ve transformatörün primer ile sekonder kısımlarındaki anahtarlama elemanları arasındaki faz kaydırma oranı olmak üzere üç adet parametre girişi mevcuttur. Bunlar benzetim çalışmasında “ D ”, “ f_{sw} ”, “ phs ” olarak isimlendirilmektedir.

- D ; S_1 - S_2 , Q_1 - Q_2 anahtarlarının çalışma oranını belirler. Diğer yatay anahtarlar (S_3 - S_4 , Q_3 - Q_4), %50 çalışma oranında sürülür.
- f_{sw} ; devrenin anahtarlama frekansıdır.
- phs ; S_1 - Q_1 , S_2 - Q_2 , S_3 - Q_3 , S_4 - Q_4 anahtarlarına ait sürme işaretleri arasındaki faz farkını belirler ve Değeri ise derece cinsinden, teorik analiz sonucunda bulunan faz kaydırma oranının 360 katıdır.



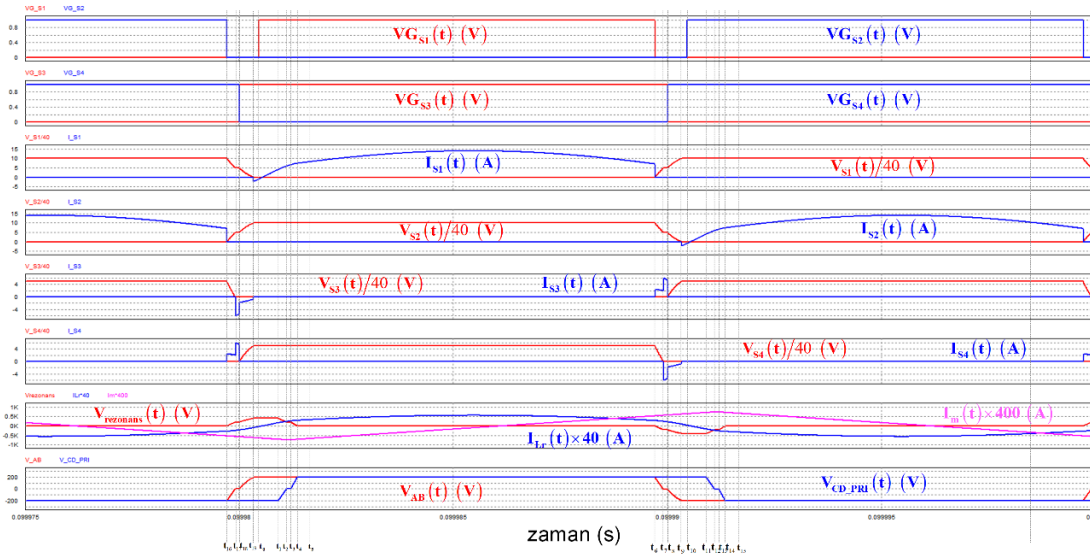
Şekil 4.13. 3-DOF modülasyon için tasarlanan kontrol devresi.



Şekil 4.14. (a) MOSFET'in modeli ve (b) MOSFET'in termal analizi parametreleri.

Şekil 4.14'te (a) ve (b)'de $S_1, S_2, S_3, S_4, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ için FDL100N50F MOSFET veri listesindeki (datasheet) parametreleri detaylı olarak benzetim çalışmasına eklenmiştir. MOSFET'in jonksiyon diyot parametreleri içinde yer alan ters toparlanma direnci, parazitik endüktans, akım eğimi gibi parametreler MOSFET'in davranışını önemli derecede etkilemektedir.

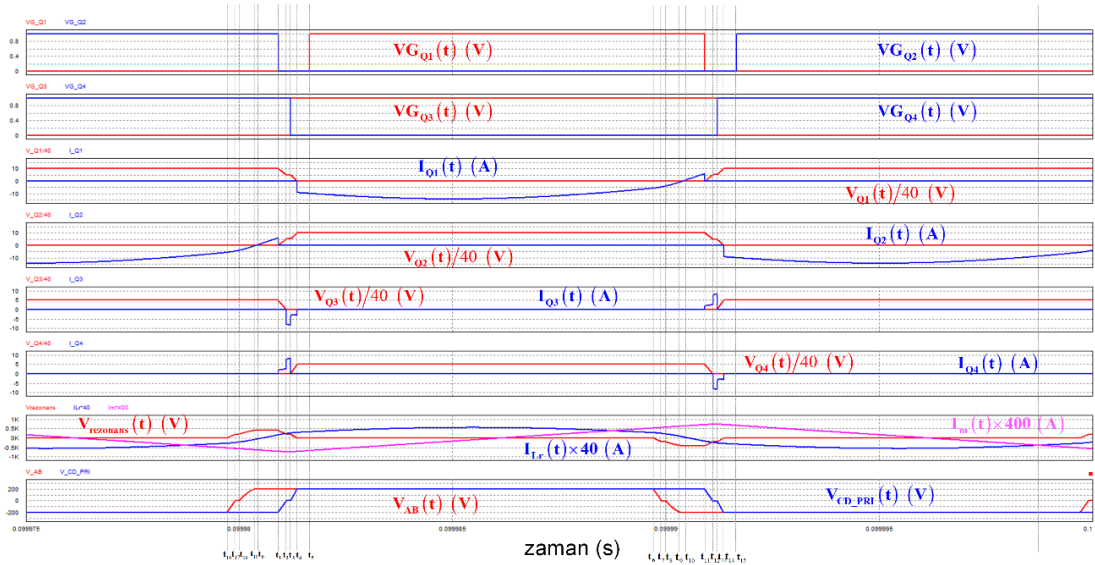
Şekil 4.15'te primer taraftaki, Şekil 4.16'da ise sekonder taraftaki anahtarların üzerindeki sırasıyla akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 4.15'te, $V_{GS}(1 - 4)$ ile S_1, S_2, S_3 ve S_4 anahtarlarının sürme sinyalleri gösterilirken, $V_{S1}(1 - 4)$ ve $I_{S1}(1 - 4)$ ile S_1, S_2, S_3 ve S_4 anahtarlarının gerilim ve akım dalga şekilleri gösterilmektedir. Bunun yanı sıra, V_{AB} ve V_{CD} ile dönüştürücünün a-b ve c-d köprü gerilimleri; $V_{rezonans}$, V_{Lr} ise sırasıyla LC rezonans tankının ve rezonans endüktansının gerilim dalga şekillerini temsil etmektedir. Görselden anlaşılacağı üzere, a-b ve c-d köprü gerilimleri, S_1 ve S_2 anahtar gerilimleri üç seviyeli iken; S_3 ve S_4 anahtar gerilimleri dalga şekli iki seviyelidir. Ayrıca, S_1 ve S_2 anahtarlarına ait gerilim stresleri, tam anahtarlama periyodunda giriş ve çıkış gerilimlerine eşit olup, anahtarlama anlarında bu gerilimlerin yarı değerine indiği ve anahtarlama kayıplarını azalttığı görülmektedir. S_3 ve S_4 anahtarlarının gerilim stresleri, giriş ve çıkış gerilimlerinin yarısına eşittir.



Şekil 4.15. İki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün primer taraftaki anahtarlama elemanlarının akım ve gerilim dalga şekilleri.

Şekil 4.16'da $V_{GQ}(1 - 4)$ değerleri Q_1, Q_2, Q_3 ve Q_4 anahtarlarının sürme işaretlerini gösterirken; $V_Q(1 - 4)$ ve $I_Q(1 - 4)$ değişkenleri, bu anahtarların sırasıyla gerilim ve

akım dalga şekillerini yansıtmaktadır. Diğer dalga şekilleri ise Şekil 4.15'te verilen şekillerle aynıdır.

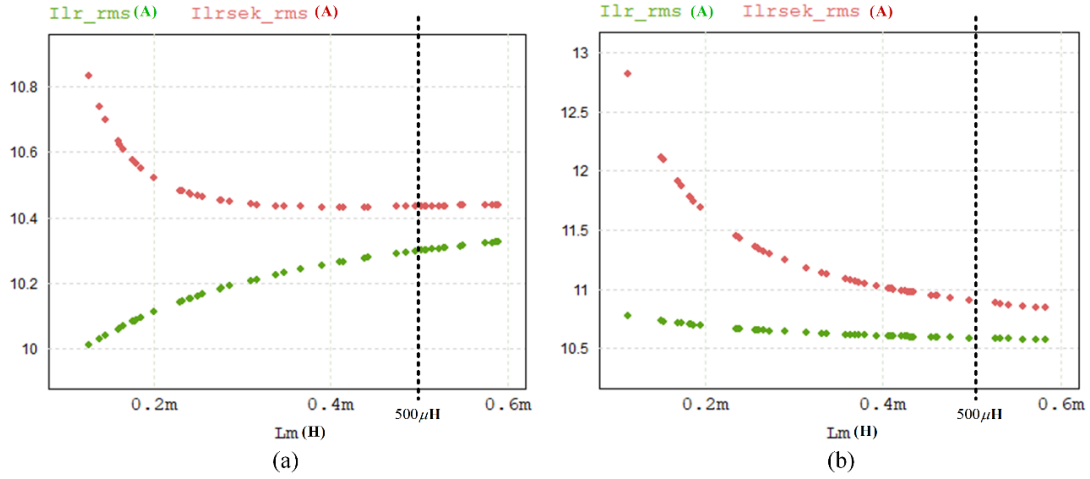


Şekil 4.16. İki yönlü 3L T-tipi LLC rezonans DA-DA dönüştürücünün sekonder taraftaki anahtarlama elemanlarının akım ve gerilim dalga şekilleri.

Teorik analiz sonucunda elde edilen kontrol parametreleri ile dönüştürücünün benzetim çalışması gerçekleştirilmiş ve bu parametreler doğrulanmıştır. Ayrıca, dönüştürücüdeki anahtarların ZVS'yi sağlayıp sağlamadığının kontrolü, anahtarlama elemanlarının iletme ve kesime geçiş anlarında oluşan akım ve gerilim dalga şekillerinin incelenmesiyle yapılmıştır.

İleri yönlü çalışmada mıknatıslanma endüktansının (L_m) değeri ile transformatörün primer ve sekonder taraflarındaki akımların RMS değerleri arasındaki ilişki Şekil 4.17a'da, geri yönlü çalışma için ise Şekil 4.17b'de gösterilmiştir. Bu ilişki, PSIM benzetim programında gerçekleştirilen Monte Carlo analizi ile elde edilmiştir. Benzetim çalışmasında, mıknatıslanma endüktansının (L_m) 100-600 μH aralığındaki değerlerinin transformatörün primer ve sekonder tarafındaki rezonans endüktansı akımının RMS değerlerine etkisi de incelenmiştir. İleri ve geri yönlü çalışmalarda, L_m değeri azaldıkça transformatörün primer ve sekonder taraflarındaki rezonans endüktansı akımının RMS değerleri arasındaki fark artmakta, L_m değeri arttıkça bu değerler birbirine yaklaşmaktadır. Özellikle, ileri ve geri yönlü çalışmalarda yaklaşık 500 μH ve üzeri L_m değerlerinde, transformatörün primer ve sekonder uçlarındaki akımlar arasında belirgin bir değişiklik gözlemlenmemiştir. Uygulamada, mıknatıslanma endüktansının değeri, seri tanktaki empedans değerinden önemli

ölçüde yüksek tutularak $500 \mu\text{H}$ olarak belirlenmiştir. Böylece, primer ve sekonder taraftaki devre akımlarının RMS değerlerinin birbirine yakın olması sağlanarak, ileri ve geri yönlü çalışma durumları için kontrol parametrelerinin benzer değerlerde elde edilmesi hedeflenmiştir.



Şekil 4.17. Mıknatıslanma endüktansının değeri (L_m) ile transformatörün birincil ve ikincil taraflarındaki akımların RMS değerleri arasındaki ilişki. (a) ileri yönlü çalışma, (b) geri yönlü çalışma.

5. UYGULAMA SONUÇLARI

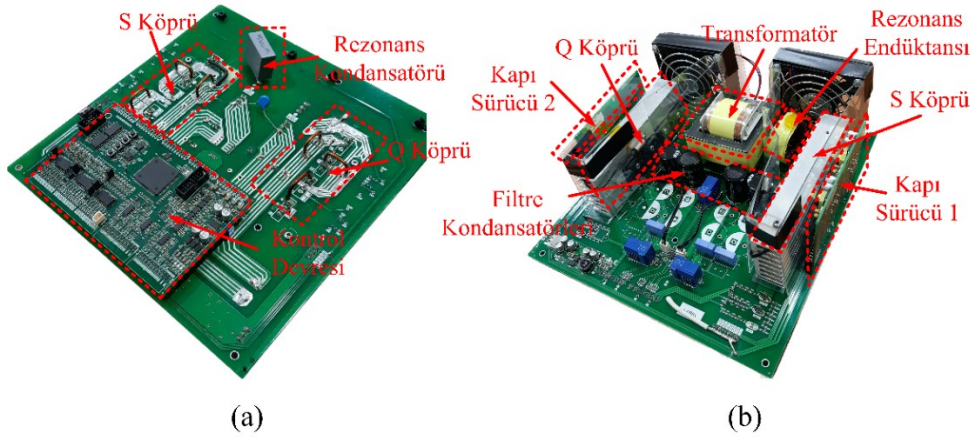
Önerilen LLC rezonans dönüştürücüde 3-DOF modülasyonu etkinliğini doğrulamak için 2 kW gücünde bir prototip geliştirilmiştir. Bu bölümde, geliştirilen dönüştürücünün performansı; kontrol parametrelerinin doğruluğu, ZVS analizi ve devrenin verimi başta olmak üzere çeşitli yönlerden değerlendirilmiştir. Prototipe ilişkin parametreler ve bunların aldığı değerler Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1. Prototipe ilişkin parametreler ve değerleri.

Parametreler	Değer / Tipi
Giriş gerilimi (V_i)	400 V
Çıkış gerilimi (V_o)	180-400 V
Anahtarlama frekansı (f_s)	48.6-170 kHz
Ölü zaman (t_d)	300 ns
Rezonans frekansı (f_o)	32,736 kHz
Rezonans endüktansı (L_r)	34,76 μ H
Rezonans kondansatörü (C_r)	0.68 μ F
Transformatör	N87 E65
Transformatör sarım oranı (n)	1
Kaçak endüktans (L_{lk})	0,4 μ H
Mıknatıslanma endüktansı (L_m)	500 μ H
Filtre kondansatörleri (C_1, C_2, C_3, C_4)	100 μ F
Anahtarlar ($S_1, S_2, S_3, S_4, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$)	FDL100N50F (Si Mosfet)
Anahtarların jonksiyon kondansatörü (C_j)	1,7 nF
Mikrokontrolör	TMS320F28379D

5.1. Prototip

Şekil 5.1’de gösterildiği gibi prototip; 1 adet ana güç kartı, 1 adet kontrol kartı ve 2 adet kapı sürücüsünden oluşmaktadır.



Şekil 5.1. Önerilen dönüştürücüye ait prototipin a) alttan görüntüsü b) üstten görüntüsü.

Ana güç kartı; primer ve sekonder tarafta 4’er tane olmak üzere toplam 8 adet Si MOSFET’leri, soğutucu ve fanları, filtre kapasitörlerini, izolasyon transformatörünü, rezonans endüktansını ve kondansatörünü içerir. Kontrol kartında TMS320F28379D adlı mikrokontrolör kullanılmıştır. Kapı sürücüler anahtarlara kontrol işareti sağlamak için dört adet bağımsız kapı gerilim çıkışına sahiptir. Mıknatıslanma endüktansı (L_m) 500 μ H olan bir transformator tasarlanmış ve transformatorün sarım oranı giriş gerilimi ile çıkış gerilimi aralığı dikkate alınarak seçilmiştir. Transformatorün ferrit çekirdeğinde (ferrite core) E65 boyutlu N87 malzemesi kullanılmıştır. Transformatorün kaçak endüktansı ve PCB düzeni dikkate alındığında, devrenin rezonans frekansının üstünde olacak şekilde anahtarlama frekans aralığı olarak 48,6 kHz ile 170 kHz değerleri seçilmiştir. Devredeki tüm MOSFET’ler FDL100N50F (500 V, 100 A, 55 m Ω) olarak seçilmiştir. Bu MOSFET’in seçilmesinin nedeni, bunlara ait jonksiyon kondansatörünün çalışma aralığında 1,7 nF’lık sabit bir değere sahip olmasıdır. Hesaplamalarda tüm MOSFET’ler için C_j değerinin eşit olması işlemleri kolaylaştırmaktadır.

Tam yükte çıkış yük direnç değeri denklem 5.1’de hesaplanmıştır:

$$R_o = \frac{n^2 V_{omax}}{P_o} = \frac{400^2}{2000} = 80 \, \Omega \quad (5.1)$$

Yapılan hesaplamalarda, gerilim çevrim oranı 1 ve tam yükte kalite faktörü $Q=0,4444$ iken, teorik analiz sonucunda normalize edilmiş frekans değeri $F = 1,485$ birim olarak bulunmuştur.

Denklem 5.2 ve denklem 5.3'te sırasıyla rezonans endüktansı ve rezonans kondansatörünün hesabı verilmiştir:

$$L_r = \frac{2QFR_o}{w_s} = \frac{2 * 0,4444 * 1,485 * 80}{2\pi * 48,6k} = 34,6 \mu H \quad (5.2)$$

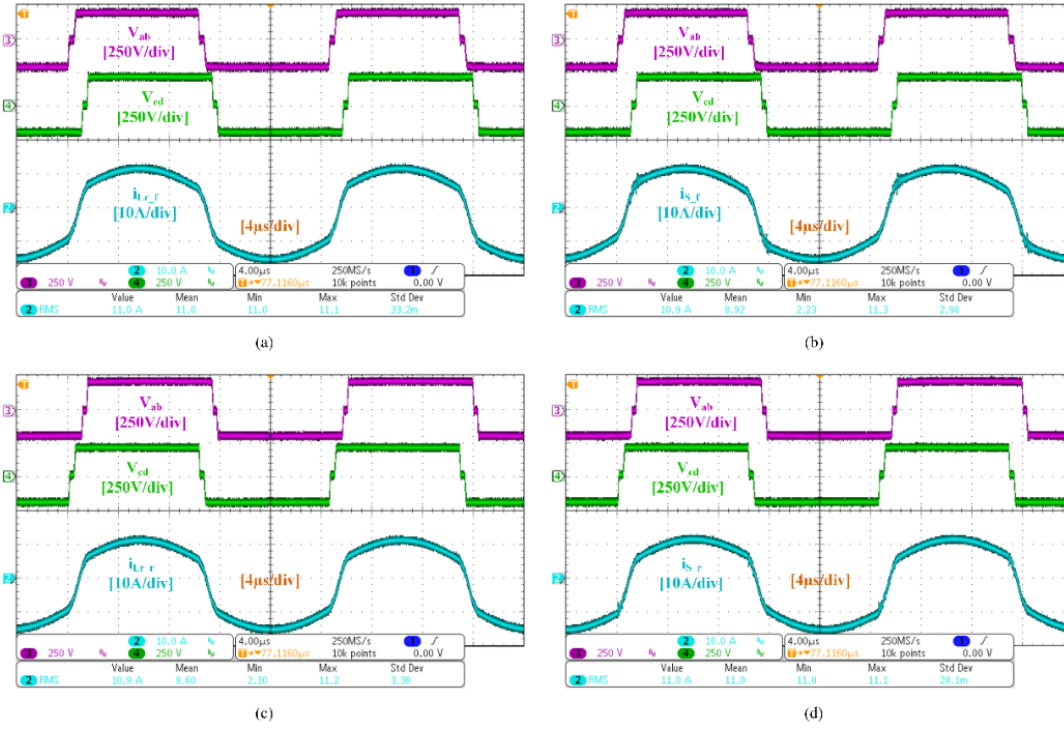
$$C_r = \frac{F}{2QR_o w_s} = \frac{1,485}{2 * 0,4444 * 80 * 2\pi * 48,6k} = 0,68 \mu F \quad (5.3)$$

5.2. Ölçülen çalışma dalga şekilleri ve ZVS koşulu

V_{ab} transformatörün primer tarafındaki a-b noktaları arasındaki üç seviyeli gerilimin, V_{cd} ise sekonder taraftaki c-d noktaları arasındaki üç seviyeli gerilimin dalga şekillerini göstermek üzere, Şekil 5.2'de tam yük durumunda ileri ve geri yönlü güç akışında elde edilen dalga şekilleri verilmiştir.

Şekil 5.2a ve Şekil 5.2b'de, ileri yönlü güç akışı durumunda, V_{cd} gerilimi dalga şekli V_{ab} gerilimi dalga şeklinin faz kayması kadar ilerisindedir. Geri yönlü güç akışı durumunda ise Şekil 5.2c ve Şekil 5.2d'den görüleceği üzere, V_{cd} gerilimi dalga şekli V_{ab} gerilimi dalga şeklinin faz kayması kadar gerisindedir.

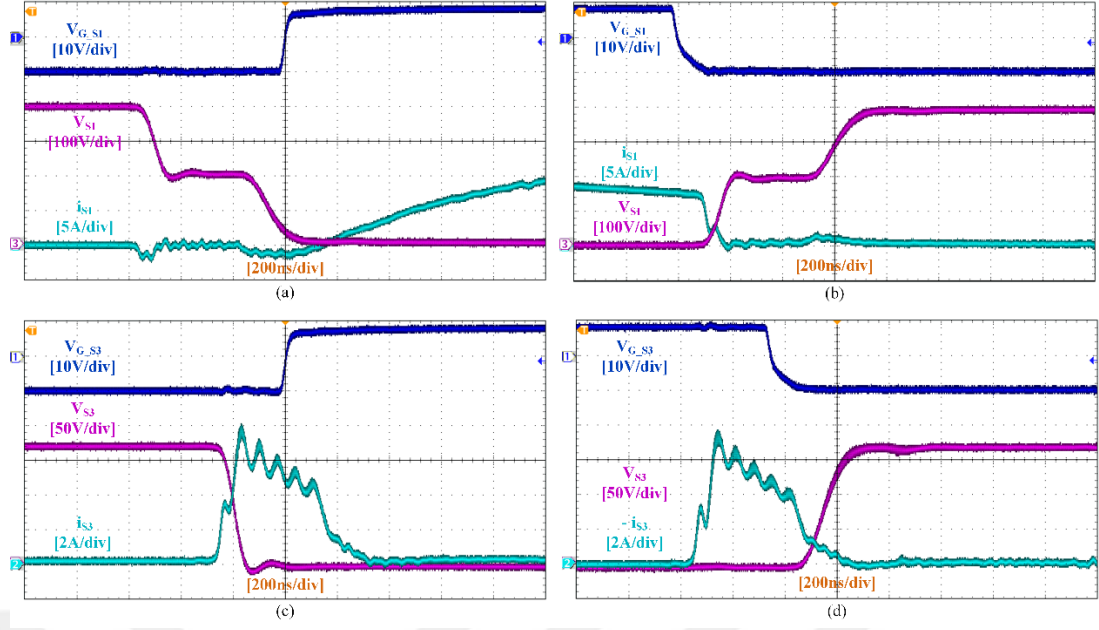
İleri yönlü güç akışı çalışmasında $M_f = 1$ ve tam yük durumu için V_{ab} , V_{cd} , I_{Lrf} ve I_{Sf} 'nin kararlı durum dalga şekilleri Şekil 5.2a ve Şekil 5.2b'de gösterilmiştir. Şekil 5.2a'da primer tarafta I_{Lrf} 'nin RMS değeri 11 A ölçülürken Şekil 5.2 (b)'de sekonder tarafta I_{Sf} 'nin RMS değeri 10,9 A olarak ölçülmüştür. Mıknatıslanma empedansının (Z_m) değeri seri rezonans tank empedansının (Z_{LC}) değerinden çok daha büyük olduğu için primer ile sekonder akımlarının değerleri birbirine çok yakındır. Tasarlanan transformatörün mıknatıslanma endüktansı değeri L_m 500 μH 'dir. $Z_m \gg Z_{LC}$ olduğu için mıknatıslanma akımı (I_m), primer akımının (I_{Lrf}) ve sekonder akımının (i_{Sf}) yanında ihmal edilebilir. Bu durum, Şekil 5.2c ve Şekil 5.2d'de ölçülen RMS değerlerden görüleceği üzere geri yönlü güç akışı için de geçerlidir.



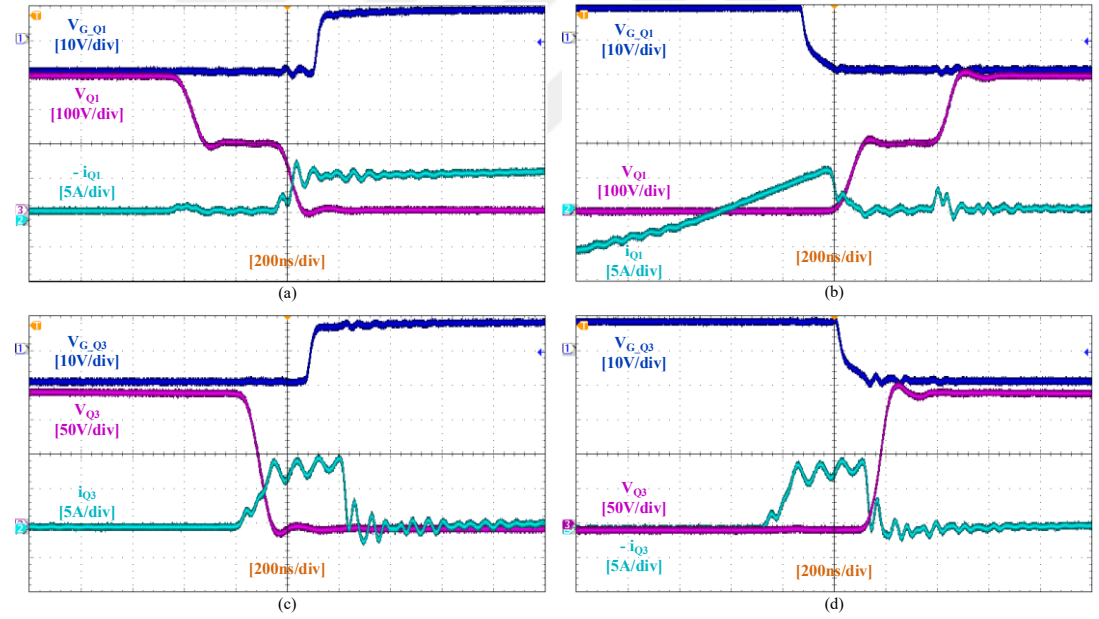
Şekil 5.2. Tam yük durumunda ileri ve geri yönlü güç akışında dalga biçimleri. (a) ileri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{Lr_f} (kanal 2), (b) ileri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{S_f} (kanal 2), (c) geri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{Lr_r} (kanal 2), (d) geri yön durumunda V_{ab} (kanal 3), V_{cd} (kanal 4), i_{S_r} (kanal 2).

Şekil 5.3a'da görüldüğü üzere, S_1 anahtarı iletme geçerken, anahtar gerilimi sıfır olduğundan, ZVS iletme girme anında sağlanmıştır. Şekil 5.3b'de ise kesime gitme anında kısmi yumuşak anahtarlama sağlanmıştır. Şekil 5.3c'de S_3 anahtarının SG diyotu iletme geçerken ve kesime giderken gerçekleşen anahtarlama geçiş anları görülmektedir. S_3 anahtarının SG diyotu iletme geçerken, sert anahtarlama gerçekleşmekte, kesime giderken ise sıfır akımda geçiş (ZCT) gerçekleşmektedir. S_3 anahtarı iletme geçerken ve kesime giderken gerçekleşen anahtarlama geçiş anları da görülmektedir. Şekil 5.3d'de ise S_3 anahtarı iletme geçerken, sıfır gerilimde geçiş (ZVT) gerçekleşmekte, kesime giderken ise kısmi yumuşak anahtarlama gerçekleşmektedir.

Şekil 5.4a'da Q_1 anahtarının SG diyotu iletme geçerken gerçekleşen anahtarlama geçiş anı görülmektedir. Q_1 anahtarının SG diyotu iletme geçerken kısmi yumuşak anahtarlama gerçekleşmektedir. Şekil 5.4b'de Q_1 anahtarının SG diyotu ve Q_1 anahtarı kesime giderken gerçekleşen anahtarlama geçiş anı görülmektedir.



Şekil 5.3. İleri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda primer anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) S_1 iletimde, (b) S_1 kesimde, (c) S_3 iletimde, (d) S_3 kesimde.

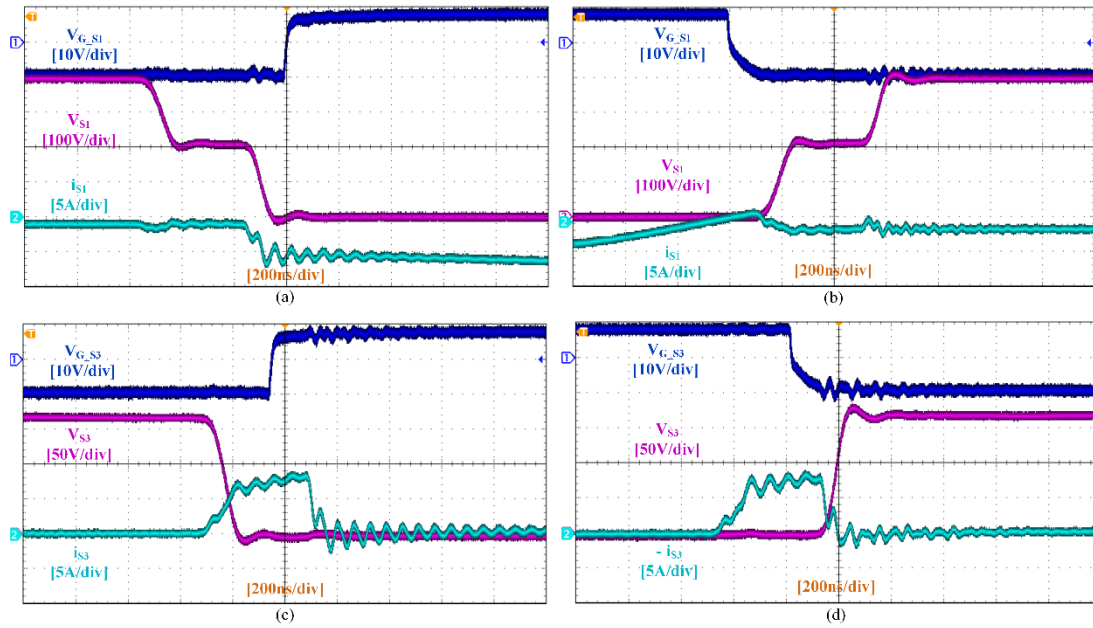


Şekil 5.4. İleri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda sekonder anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) Q_1 iletimde, (b) Q_1 kesimde, (c) Q_3 iletimde, (d) Q_3 kesimde.

Şekil 5.4'ten görüleceği üzere, Q_1 anahtarının SG diyotu kesime giderken anahtar gerilimi sıfır olduğundan, kesime gitme kaybı da sıfırdır. Şekil 5.4c'de Q_3 anahtarının SG diyotu iletime geçerken ve kesime giderken gerçekleşen anahtarlama geçiş anları görülmektedir. Q_3 anahtarının SG diyotu iletime geçerken, sert anahtarlama gerçekleşmekte, kesime giderken ise ZCT gerçekleşmektedir. Şekil 5.4d'de Q_3

anahtarı iletme geçerken ve kesime giderken gerçekleşen anahtarlama geçiş anları görülmektedir. Q_3 anahtarı iletme geçerken, ZVT gerçekleşmekte, kesime giderken ise kısmi yumuşak anahtarlama gerçekleşmektedir.

Geri yönlü güç akışı çalışmasında, Şekil 5.5'te, primer devrenin; Şekil 5.6'da sekonder devrenin anahtarlama geçişlerine ilişkin kapı işaretleri ile akım ve gerilim dalga şekillerini gösterilmiştir. Şekil 5.5 incelendiğinde, Şekil 5.4'te verilen ileri yönlü güç akışı çalışmasındaki benzer şekilde sekonder devre anahtarlama geçişleri görülmektedir. Bu nedenle, Şekil 5.4'ün yorumu ile Şekil 5.5'in yorumu birbirlerine benzer olacaktır.

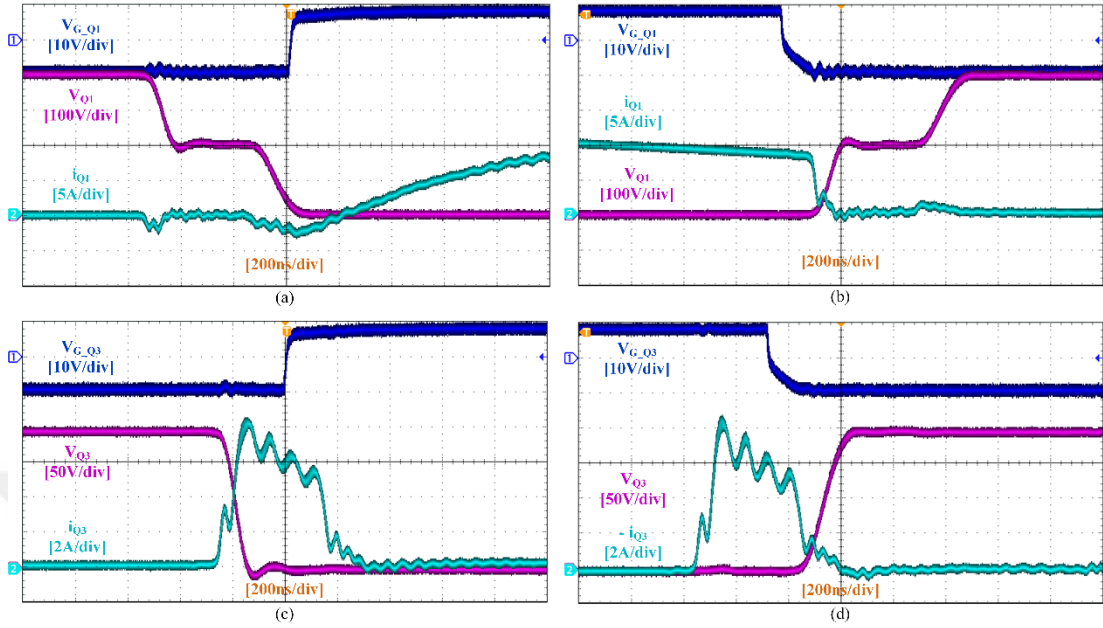


Şekil 5.5. Geri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda primer anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) S_1 iletimde, (b) S_1 kesimde, (c) S_3 iletimde, (d) S_3 kesimde.

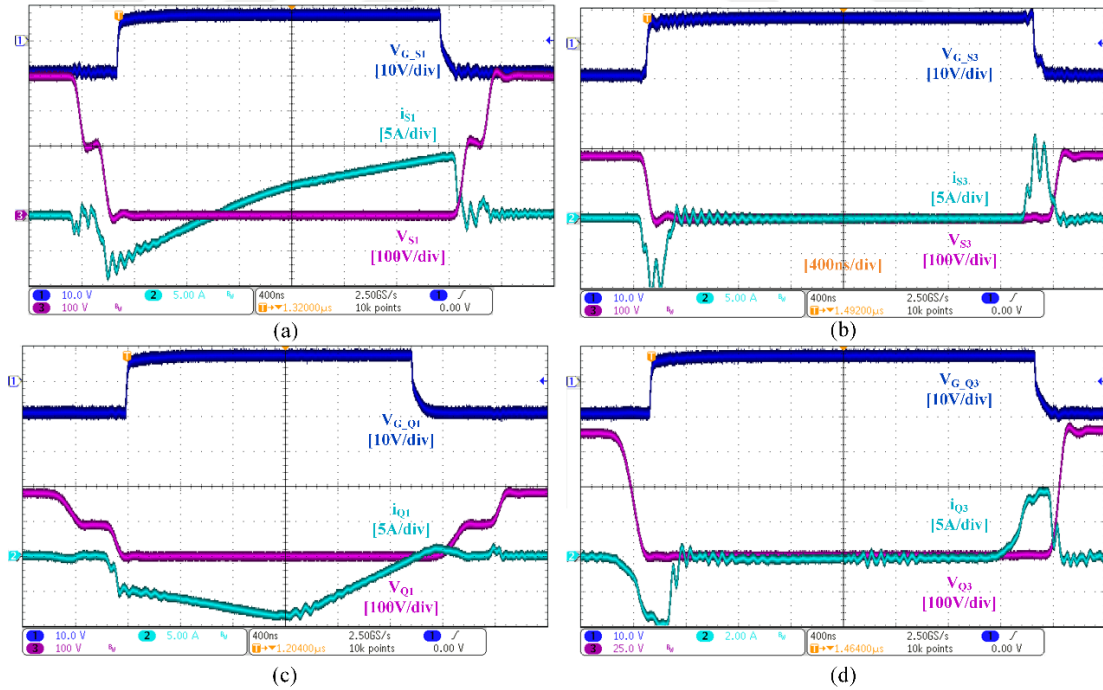
Şekil 5.6 incelendiğinde, ileri yönlü güç akışı çalışmasında Şekil 5.3'te verilen primer devre anahtarlama geçişlerine benzer dalga şekillerinin olduğu görülür. Dolayısıyla Şekil 5.6'nın yorumu da Şekil 5.3'ün yorumu ile benzer olacaktır.

Şekil 5.7'de $M_f = 0,45$, $P_o = 409$ W ve $Q = 0,4444$ durumu için sırasıyla S_1 , S_3 , Q_1 , Q_3 anahtarlarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Bu çalışmada giriş gerilimi (V_i) 400 V, çıkış gerilimi (V_o) 180 V'tur ve devre düşürücü modda çalışmaktadır. Düşük gerilim çevrim oranı ve düşük çıkış gücünde, primer anahtarlarda reaktif sirkülasyon akımı artmakta ve buna paralel olarak güç kayıpları

da artmaktadır. Ayrıca, verim analizi bölümünde bu durumuna ilişkin ayrıntılı bir şekilde kayıp analizi yapılmıştır.



Şekil 5.6. Geri yönlü güç akışı çalışmasında tam yük durumunda sekonder anahtarların anahtarlama geçişleri. (a) Q_1 iletimde, (b) Q_1 kesimde, (c) Q_3 iletimde, (d) Q_3 kesimde.



Şekil 5.7. $M_f = 0,45$, $P_o = 409$ W ve $Q = 0,4444$ için anahtarların akım (turkuaz) ve gerilim (eflatun) dalga şekilleri. a) S_1 anahtarı, b) S_3 anahtarı, c) Q_1 anahtarı, d) Q_3 anahtarı.

Teorik hesaplamalar sonucu elde edilen kontrol parametresi değerleri ile deneysel ölçümlerde elde edilen kontrol parametresi değerlerin birbirleri ile tutarlı olduğu; ileri yönlü çalışma için Tablo 5.2’de ve geri yönlü çalışma için ise Tablo 5.3’te verilen değerler birbirleri ile karşılaştırıldığında anlaşılmaktadır.

Tablo 5.2. M=1 durumunda ileri yönlü çalışma için teorik hesapların ve deneysel sonuçların karşılaştırılması ve aralarındaki hata oranı.

Çıkış Gücü		f_s (kHz)	D	δ (°)
2000 W	Teorik	48,6	0,4657	19,116
	Deneysel	48,6	0,4657	18,54
	Hata oranı (%)	0	0	3,1
1800 W	Teorik	52,6	0,465	20,168
	Deneysel	52,6	0,465	19,9
	Hata oranı (%)	0	0	1,33
1600 W	Teorik	56,6	0,4641	20,736
	Deneysel	56,6	0,4641	20,76
	Hata oranı (%)	0	0	0,1
1400 W	Teorik	60	0,4625	20,772
	Deneysel	60	0,4625	20,5
	Hata oranı (%)	0	0	1,31
1200 W	Teorik	64	0,46	19,872
	Deneysel	64	0,46	19,94
	Hata oranı (%)	0	0	0,34
1000 W	Teorik	72	0,4579	20,088
	Deneysel	72	0,4579	19,6
	Hata oranı (%)	0	0	2,43
800 W	Teorik	84	0,4551	20,016
	Deneysel	84	0,4551	20,02
	Hata oranı (%)	0	0	0,01

Tablo 5.2’den de görüleceği üzere, ileri yönlü çalışmada, teorik analiz ile elde edilen anahtarlama frekans (f_s) değeri ve çalışma oranı (D) değeri, deneysel çalışmada aynen uygulanmıştır. Tablo 5.2’de, faz kaydırma oranı (δ) sonuçları (derece cinsinden), hem teorik çalışma hem de deneysel çalışma için gösterilmiş, ayrıca aralarındaki hata oranı da verilmiştir. Deneysel çalışmada, teorik çalışmada göz önüne alınmayan; sıcaklık,

parazittik devre elemanları gibi birçok faktör için içinde olmasına rağmen, hata oranı oldukça düşük çıkmıştır.

Tablo 5.3. M=1 durumunda geri yönlü çalışma için teorik hesapların ve deneysel sonuçların karşılaştırılması ve aralarındaki hata oranı.

Çıkış Gücü		f_s (kHz)	D	δ (°)
2000 W	Teorik	48,6	0,4657	19,06
	Deneysel	48,6	0,4657	18,55
	Hata oranı (%)	0	0	2,75
1800 W	Teorik	52,6	0,465	19,32
	Deneysel	52,6	0,465	19,8
	Hata oranı (%)	0	0	2,48
1600 W	Teorik	56,6	0,4641	21,65
	Deneysel	56,6	0,4641	21
	Hata oranı (%)	0	0	3,1
1400 W	Teorik	60	0,4625	21,18
	Deneysel	60	0,4625	20,49
	Hata oranı (%)	0	0	3,26
1200 W	Teorik	64	0,46	20,1
	Deneysel	64	0,46	19,6
	Hata oranı (%)	0	0	2,49
1000 W	Teorik	72	0,4579	20,07
	Deneysel	72	0,4579	19,4
	Hata oranı (%)	0	0	3,34
800 W	Teorik	84	0,4551	19,68
	Deneysel	84	0,4551	19,3
	Hata oranı (%)	0	0	1,93

Tablo 5.3'ten de görüleceği üzere, geri yönlü çalışmada, teorik analiz ile elde edilen anahtarlama frekans (f_s) değeri ve çalışma oranı (D) değeri, deneysel çalışmada aynen uygulanmıştır. Tablo 5.3'te, faz kaydırma oranı (δ) sonuçları (derece cinsinden), hem teorik çalışma hem de deneysel çalışma için gösterilmiş, ayrıca aralarındaki hata oranı da verilmiştir. Geri yönlü çalışma sonucunda elde edilen hata oranı, ileri yönlü çalışmada yapılan çalışmada elde edilen hata oranı sonuçları ile karşılaştırıldığında, hata oranının bazı güç seviyelerinde daha yüksek olduğu görülmektedir. Bununla birlikte hata oranı yine de % 3,5 değerinin altında kalmıştır. Sıcaklık değişimleri ve

parazittik devre elemanları gibi teorik hesaplamalarda göz önün alınmayıp deneysel çalışmalar sırasında etkili olan faktörler dikkate alındığında, hata oranının oldukça makul seviyelerde kaldığı değerlendirilmiştir.

Teorik hesaplamalar ile deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında elde edilen değerler arasındaki düşük hata oranı, tüm harmonikleri hesaba katan basitleştirilmiş frekans domeni analizinin geçerliliğini doğrulamaktadır.

5.3. İki yönlü rezonans DA-DA dönüştürücüler arasındaki karşılaştırma

Tablo 5.4'te topoloji ve kontrol metodu yönünden seçilen 5 farklı iki yönlü rezonans DA-DA dönüştürücüler karşılaştırılmıştır. [34, 44, 107]'de verilen klasik LC rezonanslı DAB dönüştürücülerden farklı olarak [14]'te verilen üç seviyeli I-tipi dönüştürücü ve önerilen dönüştürücü, primer anahtarlar $0,5V_i$ değerinde bir gerilim stresine sahiptir. Bu nedenle anahtarlama sırasında anahtarlar daha düşük gerilim stresine maruz kalır ve anahtarlama kayıpları düşer. Bir başka kıyaslama kriteri ise maliyettir. [14]'te üç seviyeli I-tipi CLLC topolojisi kullanılmıştır. Bu dönüştürücü, diğer dört dönüştürücüye göre anahtarlama elemanı sayısında iki kat daha fazla bileşene sahiptir ve bu durum maliyetin artmasına sebep olmaktadır. Önerilen dönüştürücünün yardımcı bacaklarında bulunan anahtarlar üzerinde giriş gerilimin yarısı kadar gerilim stresi oluşmasından dolayı [34, 44, 107]'de verilen klasik LC rezonanslı DAB dönüştürücülere göre, önerilen dönüştürücüde daha düşük gerilim ve akım değerlerine sahip anahtarlar kullanılabilir. Bu yüzden önerilen dönüştürücü diğer dönüştürücülere göre maliyet avantajına sahiptir. Önerilen dönüştürücü'de, [14, 34, 44] dönüştürücülerde kullanılan FHA'dan farklı olarak basitleştirilmiş frekans domeni analiz metodu kullanılmıştır. Böylece kontrol parametreleri FHA'ya göre çok daha doğru hesaplanmıştır. Ayrıca, basitleştirilmiş FDA yöntemi, TDA yönteminde kullanıldığı kadar işlem gerektirmediği için orta zorluktadır. [44] ve [107]'de sunulan dönüştürücülerin güçleri 1 kW'tır. [34]'ün gücü 200 W'a eşitken, önerilen dönüştürücü ise 2 kW gücünde tasarlanmıştır. Gerilim çevrim oranı 1 olduğu durumda tam ve % 40 yüklerde dönüştürücülerin verimleri Tablo 5.4'te verilmiştir.

Tablo 5.4. İki yönlü rezonans DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Parametreler	[44]'teki dönüştürücü	[34]'teki dönüştürücü	[107]'deki dönüştürücü	[14]'teki dönüştürücü	Önerilen dönüştürücü
Topoloji (PB +SB)	FB+LC-FB	FB-LC+FB	FB-LC+FB	TL-LC+LC-TL	TL-LLC+TL
Kontrol yöntemi	4-DOF (FDM)	3-DOF (PSM+PWM)	3-DOF (VFM+PWM)	2-DOF (VFM+PSM)	3-DOF
Kontrol değişkenlerinin sayısı	4	3	3	2	3
Analiz yöntemi	FHA	FHA	Normalize edilmiş	FHA	Basitleştirilmiş FDA
Analiz yönteminin doğruluğu	Düşük	Düşük	-	Düşük	Yüksek
Analiz yönteminin basitliği	Yüksek	Yüksek	-	Yüksek	Orta
Primer taraftaki anahtarların sayısı	4	4	4	8	4
Sekonder taraftaki anahtarların sayısı	4	4	4	8	4
Diyotların sayısı	0	0	0	8	0
Rezonans endüktanslarının sayısı	1	1	1	2	1
Rezonans kondansatörlerinin sayısı	1	1	1	2	1
Maliyet	Orta	Orta	Orta	Yüksek	Düşük

Not: PB: primer köprü, SB: sekonder köprü, FB: tam köprü, TL: üç seviyeli, * M=1 durumunda

Tablo 5.4. (Devamı) İki yönlü rezonans DA-DA dönüştürücülerin karşılaştırılması.

Parametreler	[44]'teki dönüştürücü	[34]'teki dönüştürücü	[107]'deki dönüştürücü	[14]'teki dönüştürücü	Önerilen dönüştürücü
Giriş gerilimi V_i (V)	195-250	64-96	240-480	750	400
Çıkış gerilimi V_o (V)	10-48	88-104	24-56	200-700	180-400
Maksimum güç (W)	1000	200	1000	3500	2000
Anahtarlama frekansı (kHz)	80-117	100	50-200	31-70	48,6-170
Anahtar tipleri	4 SiC + 4 Si MOSFET	8 Si MOSFET	4 SiC + 4 Si MOSFET	16 Si MOSFET	8 Si MOSFET
Primer taraftaki anahtarların gerilim stresi	V_i	V_i	V_i	$0,5 V_i$	$0,5 V_i$
Sekonder taraftaki anahtarların gerilim stresi	V_o	V_o	V_o	$0,5 V_o$	$0,5 V_o$
İleri yönde tam yükteki verim *	94 %	94 %	~95 %	95,3 %	97,22 %
İleri yönde %40 yükteki verim *	~96,5 %	~93 %	94 %	-	97,26 %
İleri yönde maksimum verim *	97,7 %	95,6 %	96 %	96,8 %	97,3 %
Geri yönde maksimum verim *	-	-	~96,2 %	96,4 %	97,4 %

Not: PB: primer köprü, SB: sekonder köprü, FB: tam köprü, TL: üç seviyeli, * M=1 durumunda

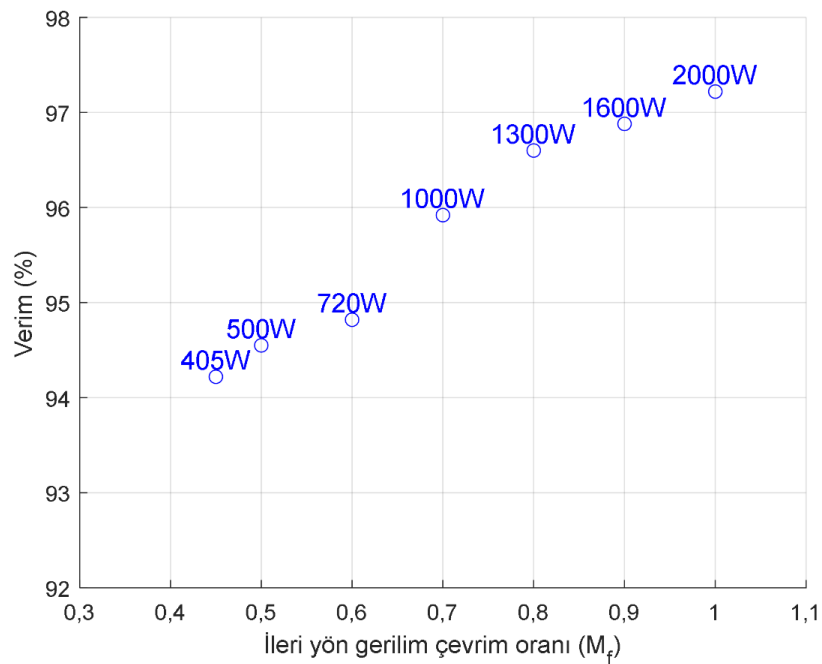
Ayrıca dönüştürücülerin ileri ve geri yönlü çalışmada ulaşılan maksimum verim değerleri de Tablo 5.4'te karşılaştırılmıştır. [44]'te daha karmaşık olan 4-DOF modülasyonu uygulanmasına ve anahtarlama elemanı olarak 4 adet SiC MOSFET'e sahip olmasına rağmen, tam yükte ileri yönde ölçülen verim değeri önerilen dönüştürücüye göre düşük çıkmış ve ileri yönde maksimum verimi ise çok az yüksek çıkmıştır. [34]'de önerilen dönüştürücü ve [107] ile aynı sayıda kontrol parametresinin kullanıldığı 3-DOF uygulanmıştır. Ancak [34]'ün verimi, önerilen dönüştürücünün veriminden oldukça düşüktür. [107]'de, VFM ile PWM metotlarının birleşimi olan 3-DOF uygulanmıştır. Bu dönüştürücünün de hem tam yükteki verimi hem de maksimum verimi, önerilen dönüştürücüye kıyasla düşüktür. [14]'te üç seviyeli I-tipi CLLC topolojisi kullanılmıştır. [14]'te verilen metodun; tam yükte, ileri yönlü çalışmadaki verim değeri, [44] ve [34]'te verilen metodların üzerinde olmasına rağmen önerilen dönüştürücünün veriminden oldukça küçüktür. Önerilen dönüştürücünün % 40 yük durumundaki verimi, diğer dört dönüştürücü ile karşılaştırıldığında daha yüksektir. Önerilen dönüştürücü, hafif yük durumunda da ZVS bölgesinde çalışarak yüksek verimlilik gösterebilmektedir.

5.4. Dönüştürücü verimi

Şekil 5.8'de görüldüğü üzere, 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans T-tipi dönüştürücünün verimi, [50]'de ölçüm sonuçları verilen SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücünün veriminden 2 kW çıkış gücü için 1,1 %, 600 W çıkış gücü için ise %3,87 yüksek çıkmıştır. Özellikle hafif yüklerde (% 60 yük ile % 30 yük arasında) 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans dönüştürücü SPS modülasyonlu dönüştürücüye üstünlük sağlamıştır. Ayrıca maksimum verim; SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücüde % 96,81 iken 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans T-tipi dönüştürücüde ileri yönlü çalışmada % 97,3, geri yönlü çalışmada ise % 97,4 olarak ölçülmüştür.

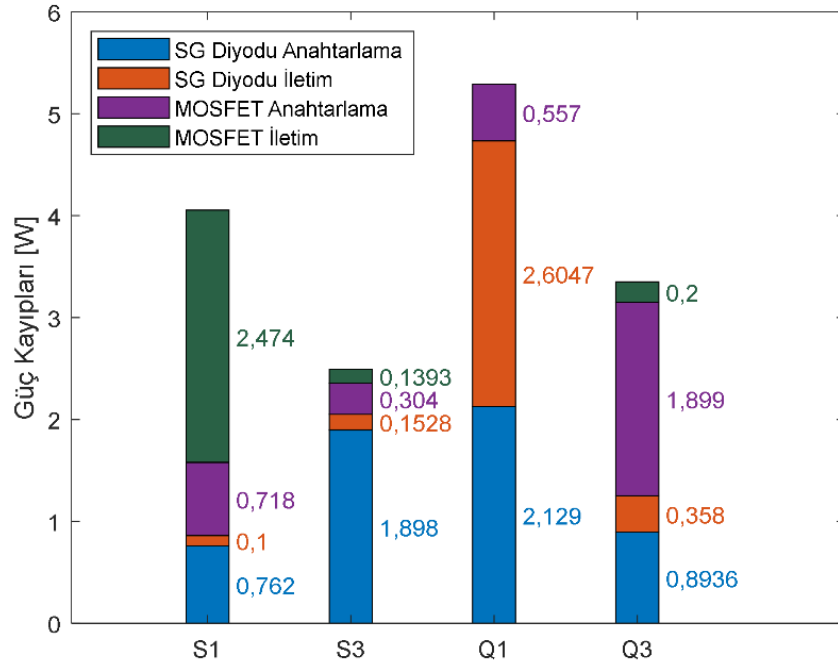
Şekil 5.9'da önerilen yaklaşım kullanılarak, ileri yönlü güç akışı çalışmasında, $Q=0,4444$ için gerilim çevrim oranı (M_f)'nin 0,45 ile 1 arasında değiştirilmesi durumunda elde edilen verim değerleri gösterilmiştir. Yapılan çalışmada yük sabit tutularak sadece gerilim çevrim oranı değiştirildiği için çıkış gücü değerleri her bir gerilim çevrim oranı için grafikte ayrıca belirtilmiştir. Gerilim çevrim oranının 0,6 ve

Şekil 5.8. 600 W (% 30 yükte) – 2 kW (tam yükte) güçleri arasındaki klasik SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücünün ve 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans T-tipi dönüştürücünün verim grafiği.

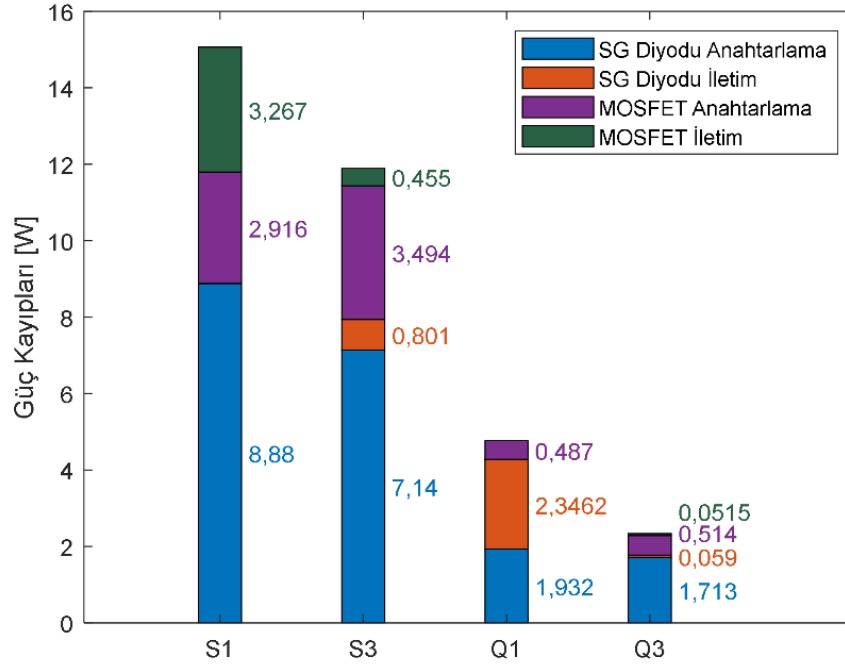


90

Şekil 5.10’da 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans T-tipi dönüştürücünün anahtarlama elemanlarının güç kaybı değerleri verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 5.10. Anahtarlama elemanlarının (S_1, S_3, Q_1, Q_3) güç kaybı. a) $M_f = 1$, $V_o = 400$ V, $P_o = 2000$ W, $f_s = 48,6$ kHz ve $Q=0,4444$, b) $M_f = 0,45$, $V_o = 180$ V, $P_o = 409$ W, $f_s = 170$ kHz ve $Q=0,4444$.

Şekil 5.10a'da $M_f = 1$, $V_o = 400$ V, $P_o = 2000$ W, $f_s = 48,6$ kHz ve $Q=0,4444$ için S_1 , S_3 , Q_1 , Q_3 anahtarlarının iletim ve anahtarlama kayıpları verilmiştir. S_2 , S_4 , Q_2 , Q_4 anahtarlarının iletim ve anahtarlama kayıpları yaklaşık olarak S_1 , S_3 , Q_1 , Q_3 anahtarlarındaki kayıplara eşittir. Devredeki tüm anahtarların iletim ve anahtarlama kaybı yaklaşık 32 W'tır. Referans [50]'deki SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücünün tüm anahtarlarının iletim ve anahtarlama kaybı toplamı yaklaşık 50 W olarak verilmiştir. 3-DOF modülasyonlu LLC rezonans topolojisi kullanılarak, SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücüye göre yaklaşık 7,25 W iletim kaybında, 10,75 W anahtarlama kaybında, toplamda ise kayıp değerinde 18 W'lık bir iyileşme sağlanmıştır. Anahtarlar dışında kalan devre elemanlarında ve transformatörde oluşan tüm kayıplar yaklaşık 25,7 W olarak ölçülmüştür. Tam yükte 3-DOF modülasyonlu LLC T-tipi dönüştürücünün toplam kaybı yaklaşık 57,7 W olarak ölçülmüştür. Referans [50]'deki SPS modülasyonlu T-tipi dönüştürücünün toplam kaybına göre önerilen modülasyonla yapılan çalışmada kayıp değerinde 19,8 W'lık bir iyileşme sağlanmıştır.

Ayrıca, Şekil 5.10b'de $M_f = 0,45$, $V_o = 180$ V, $P_o = 409$ W, $f_s = 170$ kHz ve $Q=0,4444$ için S_1 , S_3 , Q_1 , Q_3 anahtarlarının iletim ve anahtarlama kayıpları verilmiştir. Özellikle primer taraftaki anahtarların anahtarlama kayıplarının arttığı gözlemlenmiştir. Toplam iletim ve anahtarlama kaybı yaklaşık 34 W iken, bu kaybın 22,4 W'lık kısmı primer taraftaki anahtarlardan kaynaklanmaktadır.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yenilenebilir enerji kaynakları, batarya depolama sistemleri, doğru akım (DA) şebekeleri ve elektrikli araçlar gibi alanlarda meydana gelen hızlı gelişmeler, iki yönlü DA-DA dönüştürücülere olan ilgiyi artırmıştır. Bu dönüştürücüler, yüksek ve düşük gerilimli DA baralar arasında güç transferini sağlayarak önemli bir rol üstlenmektedirler. İki yönlü güç akışı, geniş bir gerilim çevrim oranı ve hafif yüklerde yüksek verim ihtiyacı olan bu uygulamalarda üç seviyeli topolojiler daha çok öne çıkmaktadır. Özellikle T-tipi topolojisi, iki seviyeli topolojilere kıyasla daha düşük gerilim stresi ve kayıplar sunmakta, maliyet ve güvenilirlik açısından avantajlar sağlamaktadır. Ayrıca, iki yönlü izole LLC rezonans dönüştürücüler, seri rezonans dönüştürücülere göre daha üstün performans göstermekte olup, geniş ZVS çalışma aralığı ve yüksek gerilim çevrim oranı imkânı ile dikkat çekmektedirler. Bu çalışmada, düşük maliyet ve hacim avantajlarına sahip olan LLC rezonans dönüştürücü, 3 serbestlik derecesine sahip modülasyon altında incelenmiştir.

Bu tez kapsamında, iki yönlü güç akışını desteklemek üzere faz kaydırmalı modülasyon (PSM), geniş bir gerilim çevrim oranı aralığında ve hafif yüklerde yumuşak anahtarlamaı sağlamak için değişken frekans modülasyonu (VFM) ve reaktif sirkülasyon akımını azaltmak amacıyla tercih edilen darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniklerinin entegre edildiği, iki yönlü üç seviyeli T-tipi LLC rezonanslı bir DA-DA dönüştürücü önerilmiştir. Bu modülasyon yönteminde, dikey kollardaki anahtarların çalışma oranları, primer ve sekonder anahtarlar arasındaki faz kaydırma oranı ve anahtarlama frekansı; gerilim çevrim oranına ve yüke bağlı olarak ayarlanmaktadır.

Bu tez kapsamında, 3-DOF modülasyonlu iki yönlü T-tipi LLC rezonans dönüştürücü önerilmiştir. Klasik literatürdeki 3-DOF modülasyon şemaları dışında PSM, VFM ve PWM metotlarını içeren faz kaydırma oranı, anahtarlama frekansı ve anahtarlardaki çalışma oranının ayarlanabildiği yeni bir kontrol metodu bu çalışma kapsamında, iki yönlü T-tipi LLC rezonans dönüştürücüye başarıyla uygulanmıştır. Bu modülasyon metodu; % 30 ile % 100 arasında değişen yük koşulu altında yumuşak

anahtarlama bölgesinden çıkılmaması için yük değeri düştükçe anahtarlama frekansının artırılması ilkesine dayanır. Anahtarlama frekansının değişimine göre faz kaydırma oranı ve ana anahtarlardaki çalışma oranının değerleri belirlenmiştir. CCM modunda çalışan önerilen dönüştürücünün yumuşak anahtarlama bölgesindeki 3-DOF modülasyon parametreleri uygun değerlerde seçilerek anahtarlama kayıpları en aza indirilmiş ve dönüştürücünün verimi önemli ölçüde iyileştirilmiştir. Serbestlik derecesi (DOF) sayısının artırılması, dönüştürücünün performansını önemli ölçüde iyileştirmekte, RMS akımını düşürmekte, geri sirkülasyon akış gücünü minimize etmekte ve yumuşak anahtarlama aralığını genişletmektedir. Bu iyileştirmeler, dönüştürücünün genel verimliliğini ve güvenilirliğini artırırken, anahtarlama ve iletim kayıplarını azaltmaktadır. Bununla birlikte, DOF sayısındaki her artış, kontrol karmaşıklığını ve işlem gereksinimlerini artırmaktadır. Önerilen topoloji, yarım köprü yapısı sayesinde en fazla dört DOF modülasyonu ile çalışabilmektedir. 4-DOF modülasyonunda, transformatörün primer ve sekonder taraflarındaki dikey kollardaki anahtarların çalışma oranlarının farklı olması gerekmektedir ve bu durum karmaşık hesaplamalara neden olmaktadır. Pratiklik ve işlem kolaylığı açısından bu çalışmada, dikey kollardaki çalışma oranları eşit olarak ayarlanmıştır. Klasik 3-DOF kontrol yöntemlerinden ayrılan bu yeni 3-DOF modülasyonu, anahtarlama frekansı, faz kaydırma oranı ve dikey kollardaki çalışma oranları gibi parametreler kullanılarak geliştirilmiş ve ilk kez iki yönlü bir DA-DA dönüştürücüde uygulanmıştır. Önerilen modülasyon yöntemi sayesinde, LLC rezonanslı dönüştürücü, klasik SPS yöntemine kıyasla, hafif yük koşulları ve düşük gerilim çevrim oranları altında bile ZVS bölgesinde yüksek verimlilikle çalışabilmektedir. Önerilen LLC rezonans topolojisi, ileri yönlü çalışmada LLC rezonans devresi ve geri yönlü çalışmada ise seri rezonans devresi olarak çalışmaktadır. Sürekli akım koşulu altında ve alçaltıcı olarak çalışan dönüştürücünün bu çalışmada LLC ve seri rezonans devre analizi yapılmıştır. Bu çalışmada, seri rezonans tankındaki empedans değerine kıyasla mıknatıslanma endüktansı yüksek bir değerde alınarak, transformatörün primer ve sekonder uçlarındaki devre akımlarının RMS değerlerinin birbirine yakın olması sağlanmıştır. Bu yaklaşım, kontrol parametre değerlerinin hem ileri hem de geri yönlü çalışmalarda birbirine benzer değerler olmasına olanak sağlamıştır. Ancak, mıknatıslanma endüktansı düşük değerde seçilirse, geri yönlü çalışma için de benzer teorik hesaplamaların yapılması gerekecektir. Sonuç olarak, tez kapsamında, ileri ve geri yönlü çalışmalar için detaylı teorik hesaplamalar ve ZVS analizleri sunulmuştur.

İki yönlü izole DA-DA dönüştürücülerin teorik analizi, zaman domen analizi (TDA) ve frekans domen analizi (FDA) yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. TDA, her bir çalışma modunun eşdeğer devre modelini temel alarak durum denklemlerini oluşturur. Özellikle serbestlik derecesi sayısının yüksek olduğu durumlarda ve anahtarlama elemanlarının jonksiyon kapasitesi ile ölü zaman parametrelerinin önem kazandığı senaryolarda, FDA'ya kıyasla TDA'da daha karmaşık hesaplamalar gerekmektedir. Diğer taraftan, FDA yöntemi, yüksek frekanstaki gerilim ve akımın Fourier dönüşümü ile gerçekleştirilir. FDA'nın temel harmonik analiz (FHA) versiyonu, yalnızca birinci harmonik bileşenini hesaba katar. Ancak bu yaklaşım, artan DOF sayısı ile kontrol parametrelerinin istenilen doğruluk seviyesinde elde edilmesini zorlaştırabilir. Bu sebeple, FHA ile elde edilen kontrol parametreleri, pratik uygulamalarda beklenen sonuçlardan önemli ölçüde farklılık gösterebilir. Bu çalışmada, teorik analizin basitliği ve doğruluğu gözetilerek, normalize edilmiş değerleri içeren basitleştirilmiş frekans analizi tercih edilmiştir. Tüm harmonikleri içeren frekans domen analizinin iki yönlü dönüştürücülerde ilk kez uygulanmasıyla, belirlenen ZVS bölgesinde önerilen dönüştürücü yüksek verimde çalıştırılabilmiştir. Kontrol parametrelerinin hesaplanmasında Newton-Raphson metodu kullanılmış, ilk 99 harmonik dikkate alınmış ve 99. harmonikten sonraki kontrol parametreleri de hesaplamalara katıldığında önemli bir değişiklik olmadığı tespit edilmiştir. Bu analiz kapsamında, teorik hesaplamalarla belirlenen kontrol parametreleri, deneysel ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmış ve hata oranının düşük olduğu görülmüştür. Dönüştürücünün çalışma prensiplerine ilişkin akım, gerilim ve güç formülleri türetilmiş, kontrol parametreleri ve ZVS çalışma bölgesi detaylı olarak analiz edilmiştir. ZVS çalışma bölgesinin daha doğru tespiti için, MOSFET'in jonksiyon kapasitesi ve ölü zaman parametreleri dikkate alınarak kapsamlı bir yumuşak anahtarlama analizi yapılmıştır.

Bu tezde önerilen 3-DOF kontrol yöntemi ve LLC rezonans dönüştürücü topolojisi, 400 V giriş gerilimi ve 180-400 V arasında değişen çıkış gerilimi ile maksimum 2 kW güç kapasitesine sahip bir prototip üzerinde test edilmiş ve doğrulanmıştır. Deneysel çalışmada, ileri ve geri yönlü çalışmalarda anahtarlama frekansı ve çalışma oranının rakamsal değerleri, teorik analizden elde edilen değerlerdir. Teorik hesaplamalar ve deneysel ölçümler ile elde edilen faz kaydırma oranı derece cinsinden bulunmuş, her iki sonuç karşılaştırılarak hata oranı hesaplanmış ve % 3,5 değerinin altında olduğu

görülmüştür. Bu çalışmada elde edilen hata oranı, literatürde incelenen zaman domen analizlerinde bulunan hata oranlarına neredeyse eşit düzeydedir. Ancak önemli bir avantaj olarak, önerilen yaklaşım, zaman domen analizine kıyasla daha az işleme gereksinim duymaktadır. Bu durum, tezde uygulanan basitleştirilmiş FDA analizinin uygulanabilirliğini ve verimliliğini gösteren önemli bir faktördür. % 30 yük durumunda, klasik SPS modülasyonuna sahip T-tipi dönüştürücüye kıyasla % 3,87 oranında bir verim artışı sağlanmıştır. Tam yük altında ise bu artış, benzer türdeki dönüştürücülere göre % 1,1 olarak ölçülmüştür. Elde edilen verim değerleri, literatürde yer alan benzer modülasyon ve yapıya sahip diğer iki yönlü rezonans dönüştürücülerle karşılaştırılmıştır. Gerilim çevrim oranı bir olduğunda, tam yük ve % 40 yük durumlarında, uygulanan topoloji ve kontrol yöntemi sayesinde yaklaşık % 2 ile % 4 arasında bir verim artışı elde edilmiştir. Farklı gerilim çevrim oranı ve yük durumları için yapılan anahtarlama ve iletim kaybı analizi, topolojinin performansını doğrulamıştır. Düşük gerilim çevrim oranları ve güç seviyelerinde devrenin performansı da test edilmiştir. 3-DOF modülasyon yöntemi ile LLC topolojisinin birleşimi, geniş bir gerilim çevrim oranı aralığında yüksek verimde çalışmayı mümkün kılmıştır. En düşük verim, gerilim çevrim oranı 0,45 olan durumda 405 W değerindeki güç için % 94,15 olarak kaydedilmiştir. En yüksek verim ise geri yönlü çalışmada %50 yük altında % 97,4 olarak ölçülmüştür.

Önerilen topoloji asimetrik bir çalışma yapısına sahiptir: ileri yönlü çalışmada LLC rezonans devresi aktifken, geri yönlü çalışmada seri rezonans devresi faaliyete geçmektedir. Bu çalışmada, devrenin simetrik bir performans sergilemesi için mıknatıslanma endüktansı, seri tank devresindeki empedans değerinden önemli ölçüde yüksek tutularak, transformatörün primer ve sekonder devre akımlarının RMS değerlerinin birbirine yakın olması sağlanmıştır. Bu yaklaşım sayesinde, aynı kontrol parametreleri ileri ve geri yönlü çalışmalarda benzerlik göstermesi mümkün kılınmıştır. Asimetrik çalışmanın getirdiği olumsuzluklardan sakınılması için CLLC topolojisi alternatif olarak değerlendirilebilir. Bu durumda iki yönlü çalışmada simetri sağlanarak kontrol parametrelerinin ayrı ayrı ayarlanmasına gerek kalmaz. Ancak CLLC topolojisinin tek dezavantajı ise ilave endüktans ve kondansatör kullanımından ötürü devre maliyetinin artışıdır.

Ayrıca, bu tezde faz kaydırma, anahtarlama frekansı ve çalışma oranı gibi kontrol parametrelerinin değişimine dayanan üç serbestlik dereceli (3-DOF) modülasyon

modeli önerilmiştir. Yarım köprü T-tipi topolojide dört kontrol değişkenine kadar müdahale edilebilir. Transformatörün primer ve sekonder taraflarındaki çalışma oranları ayrı ayrı düzenlenebilirse, bu durumda dört serbestlik dereceli (4-DOF) kontrol metodu geliştirilebilir. Böyle bir yaklaşımın uygulanması durumunda, özellikle hafif yük koşullarında verimi daha da artırabileceği öngörülmektedir.

Bu tezde, tüm harmonikleri ele alan basitleştirilmiş frekans alan analizi metodolojisi uygulanmıştır. Bu sayede, devrenin sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) için kritik olan ölü zaman ve MOSFET jonksiyon kapasitelerinin değerleri etkin bir şekilde hesaplanabilmiştir. İleri yön LLC ve geri yön seri rezonans devrelerinin akım ve gerilim denklemlerinin teorik analizleri de tez kapsamında, önerilen yöntemle kolayca gerçekleştirilmiştir. Eğer simetrik CLLC topolojisi kullanılırsa, her iki yön için de aynı teorik formüller geçerli olacak ve zaman alan analizi de kolaylıkla uygulanabilir olacaktır.

Kontrol parametrelerinin türetilmesi sürecinde Newton-Raphson yöntemi tercih edilmiştir. Farklı yöntemlerin kullanımı, kolaylık, hız ve doğruluk açısından yapılan karşılaştırmalarla desteklenebilir.

Son olarak, yeni nesil silisyum karbür (SiC) MOSFET'lerin kullanımıyla bir prototip tasarımı gerçekleştirilebilir. Özellikle yapılan çalışmada kullanılan Si MOSFET'lerin SiC MOSFET'ler ile değiştirilerek, ortaya çıkacak elektromanyetik girişim (EMI) sorunlarının çözümüne yönelik çalışmalar da yapılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] Zhao, Y., Su, Q., Li, B., Zhang, Y., Wang, X., Zhao, H., & Guo, S. (2022). Have those countries declaring “zero carbon” or “carbon neutral” climate goals achieved carbon emissions-economic growth decoupling? *Journal of Cleaner Production*, 363. <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2022.132450>
- [2] Xu, Z., Guan, X., Jiang, H., Liu, Y., Zhang, Z., Chen, H., & Han, Z. (2023). Carbon Neutrality Computational Cost Optimization for Economic Dispatch with Carbon Capture Power Plants in Smart Grid. *IEEE Transactions on Sustainable Computing*, 1–16.
- [3] Khalili, S., & Breyer, C. (2022). Review on 100% Renewable Energy System Analyses - A Bibliometric Perspective. *IEEE Access. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.*
- [4] Breyer, C., Khalili, S., Bogdanov, D., Ram, M., Oyewo, A. S., Aghahosseini, A., Sovacool, B. K. (2022). On the History and Future of 100% Renewable Energy Systems Research. *IEEE Access*, 10, 78176–78218. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3193402>
- [5] Kumar, D., Zare, F., & Ghosh, A. (2017). DC Microgrid Technology: System Architectures, AC Grid Interfaces, Grounding Schemes, Power Quality, Communication Networks, Applications, and Standardizations Aspects. *IEEE Access*, 5, 12230–12256.
- [6] Baran, M. E., & Mahajan, N. R. (2003). DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(6), 1596–1601. <https://doi.org/10.1109/TIA.2003.818969>
- [7] Falcones, S., Ayyanar, R., & Mao, X. (2013). A DC-DC Multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5), 2192–2203. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2215965>
- [8] Tian, J., Wang, F., Zhuo, F., & Deng, H. (2023). A Full-Power-Range Optimization Scheme Under Double-Side Asymmetrical Phase-Shift Modulation in DAB-Based Distributed Energy Storage System. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3255517>
- [9] Fan, H., & Li, H. (2011). High-frequency transformer isolated bidirectional DC-DC converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kVA solid-state transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(12), 3599–3608. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2160652>
- [10] Zhao, B., Yu, Q., & Sun, W. (2012). Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4667–4680. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2180928>

- [11] Jung, J. H., Kim, H. S., Ryu, M. H., & Baek, J. W. (2013). Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4), 1741–1755.
- [12] Mary, N. J. M., Sathyan, S., & Suryawanshi, H. M. (2023). A Three-Level Resonant DAB Converter Featuring Minimized Circulating Losses for EV Battery Charging. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(8), 7879–7890. <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3234135>
- [13] Zahid, Z. U., Dalala, Z. M., Chen, R., Chen, B., & Lai, J. S. (2015). Design of bidirectional DC-DC resonant converter for Vehicle-to-Grid (V2G) applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(3), 232–244. <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2476035>
- [14] Xuan, Y., Yang, X., Chen, W., Liu, T., & Hao, X. (2021). A Novel Three-Level CLLC Resonant DC-DC Converter for Bidirectional EV Charger in DC Microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(3), 2334–2344. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2972446>
- [15] Wang, Y., Li, Y., Guan, Y., & Xu, D. (2023). Topology and Control Optimization of Bidirectional DC/DC Converter for Electric Vehicles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3278718>
- [16] Li, H., Zhang, Z., Wang, S., Tang, J., Ren, X., & Chen, Q. (2020). A 300-kHz 6.6-kW SiC Bidirectional LLC Onboard Charger. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(2), 1435–1445.
- [17] Al Attar, H., Hamida, M. A., Ghanes, M., & Taleb, M. (2023, May 1). Review on Modeling and Control Strategies of DC–DC LLC Converters for Bidirectional Electric Vehicle Charger Applications. *Energies*. MDPI.
- [18] Hou, N., & Li, Y. (2021). Communication-Free Power Management Strategy for the Multiple DAB-Based Energy Storage System in Islanded DC Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(4), 4828–4838. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3019761>
- [19] Xing, W., Wang, H., Lu, L., Wang, S., & Ouyang, M. (2021). An adaptive droop control for distributed battery energy storage systems in microgrids with DAB converters. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 130. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.106944>
- [20] Wu, H., Sun, K., Li, Y., & Xing, Y. (2017). Fixed-Frequency PWM-Controlled Bidirectional Current-Fed Soft-Switching Series-Resonant Converter for Energy Storage Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8), 6190–6201.
- [21] Karthikeyan, V., & Gupta, R. (2017). Light-load efficiency improvement by extending ZVS range in DAB-bidirectional DC-DC converter for energy storage applications. *Energy*, 130, 15–21.
- [22] Xuan, Y., Yang, X., Chen, W., Liu, T., & Hao, X. (2019). A novel NPC dual-active-bridge converter with blocking capacitor for energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(11), 10635–10649. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2898454>

- [23] Su, G.-J., Cunningham, J. P., & Tang, L. (2007). A Reduced-Part, Triple-Voltage DC-DC Converter for Electric Vehicle Power Management. In 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference (pp. 1989–1994). <https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342310>
- [24] Michon, M., Duarte, J. L., Hendrix, M., & Simões, M. G. (2004). A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems. In PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (Vol. 6, pp. 4736–4742). <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1354836>
- [25] Lai, J.-S., Nelson, D. J., Jih-Sheng, L., & Nelson, D. J. (2007). Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 766–777.
- [26] Devillers, N., Péra, M. C., Bienaimé, D., & Grojo, M. L. (2014). Influence of the energy management on the sizing of Electrical Energy Storage Systems in an aircraft. *Journal of Power Sources*, 270(1), 391–402. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.07.113>
- [27] Zhao, B., Song, Q., Liu, W., & Sun, Y. (2014). Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 4091–4106. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2289913>
- [28] Zhao, B., Song, Q., & Liu, W. (2012). Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase-shift control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9), 4172–4176.
- [29] Krismer, F., & Kolar, J. W. (2012). Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1), 174–188.
- [30] Chen, D., Deng, J., Li, M., Wang, Z., & Wang, S. (2022). An Enhanced Dual Active Bridge Converter with Full Domain ZVS by Utilizing a Simple Segment Control for Wide Voltage Range Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(7), 6817–6827.
- [31] Shen, Y., Wang, H., Al-Durra, A., Qin, Z., & Blaabjerg, F. (2018). A Bidirectional Resonant DC-DC Converter Suitable for Wide Voltage Gain Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(4), 2957–2975. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2710162>
- [32] Deng, L., Zhou, G., Bi, Q., & Xu, N. (2022). Online Reactive Power Minimization and Soft Switching Algorithm for Triple-Phase-Shift Modulated Dual Active Bridge Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3169713>
- [33] Jiang, T., Zhang, J., Wu, X., Sheng, K., & Wang, Y. (2015). A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(2), 757–770. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2307329>
- [34] Hu, S., Li, X., & Bhat, A. K. S. (2019). Operation of a Bidirectional Series-Resonant Converter with Minimized Tank Current and Wide ZVS Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(1), 904–915. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2818145>

- [35] Zhang, J., Liu, J., Yang, J., Zhao, N., Wang, Y., & Zheng, T. Q. (2018). An LLC-LC type bidirectional control strategy for an LLC resonant converter in power electronic traction transformer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(11), 8595–8604.
- [36] Li, X., Huang, J., Ma, Y., Wang, X., Yang, J., & Wu, X. (2022). Unified Modeling, Analysis, and Design of Isolated Bidirectional CLLC Resonant DC-DC Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(2), 2305–2318.
- [37] Li, X., & Bhat, A. K. S. (2010). Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(4), 850–862.
- [38] Chen, W., Rong, P., & Lu, Z. (2010). Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9), 3075–3086. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2037099>
- [39] Han, W., & Corradini, L. (2019). Wide-Range ZVS Control Technique for Bidirectional Dual-Bridge Series-Resonant DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10), 10256–10269. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2893282>
- [40] Mishima, T., & Koga, Y. (2021). Variable frequency phase-shift modulation symmetrical series-resonant bidirectional DC-DC converter-analysis and verification of ZVS performance and reactive power minimization-. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 10(5), 540–553. <https://doi.org/10.1541/ieejia.21002082>
- [41] Hiltunen, J., Vaisanen, V., Juntunen, R., & Silventoinen, P. (2015). Variable-Frequency Phase Shift Modulation of a Dual Active Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7138–7148. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2390913>
- [42] 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), 10193–10205. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2890292>
- [43] Corradini, L., Seltzer, D., Bloomquist, D., Zane, R., Maksimović, D., & Jacobson, B. (2012). Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(7), 3266–3276.
- [44] Yaqoob, M., Loo, K. H., & Lai, Y. M. (2019). A Four-Degrees-of-Freedom Modulation Strategy for Dual-Active-Bridge Series-Resonant Converter Designed for Total Loss Minimization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1065–1081.
- [45] Han, W., & Corradini, L. (2019). General closed-form zvs analysis of dual-bridge series resonant DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9), 9289–9302.

- [46] Wei, Y., Luo, Q., Chen, S., Sun, P., & Altin, N. (2019). Comparison among different analysis methodologies for LLC resonant converter. *IET Power Electronics*, 12(9), 2236–2244. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0027>
- [47] Khodabakhsh, J., & Moschopoulos, G. (2020). A T-type DC-DC converter with reduced middle-leg switch current stress and improved light-load efficiency. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 1, 238–249.
- [48] Jin, L., Liu, B., & Duan, S. (2019). ZVS Soft Switching Operation Range Analysis of Three-Level Dual-Active Bridge DC–DC Converter Under Phase Shift Control Strategy. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2), 1963–1972. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2872121>
- [49] Liu, P., Chen, C., Duan, S., & Zhu, W. (2017). Dual Phase-Shifted Modulation Strategy for the Three-Level Dual Active Bridge DC–DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(10), 7819–7830. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2696488>
- [50] Demirel, O., Arifoglu, U., & Kalayci, K. (2018). Novel three-level T-type isolated bidirectional DC–DC converter. *IET Power Electronics*, 12(1), 61–71. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5680>
- [51] Qin, Z., Shen, Y., Loh, P. C., Wang, H., & Blaabjerg, F. (2018). A Dual Active Bridge Converter With an Extended High-Efficiency Range by DC Blocking Capacitor, 33(7), 5949–5966.
- [52] Darwish, A. (2023). A Bidirectional Modular Cuk-Based Power Converter for Shore Power Renewable Energy Systems. *Energies*, 16(1). <https://doi.org/10.3390/en16010274>
- [53] Lim, J.-W., Member, S., Hassan, J., Kim, M., & Member, S. (2021). Bidirectional Soft Switching Push-Pull Resonant Converter Over Wide Range of Battery Voltages. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 36(11), 12251. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021>
- [54] Khodabakhshian, M., Adib, E., & Farzanehfard, H. (2016). Forward-type resonant bidirectional DC-DC converter. *IET Power Electronics*, 9(8), 1753–1760. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0975>
- [55] 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.
- [56] Zhang, F., & Yan, Y. (2009). Novel forward-flyback hybrid bidirectional DC-DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1578–1584. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2009561>
- [57] Prajapati, B. S., & Singh, R. K. (2022). Modeling and Design of Triple Transistor Isolation-based Bidirectional Zeta-SEPIC DC-DC Converter. In *10th IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2022*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/PEDES56012.2022.10080353>
- [58] Jin, L., Liu, B., & Duan, S. (2019). ZVS soft switching operation range analysis of three-level dual-active bridge DC-DC converter under phase shift control strategy. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2), 1963–1972. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2872121>

- [59] Guo, Z., & Sun, K. (2018). Three-level bidirectional DC-DC converter with an auxiliary inductor in adaptive working mode for full-operation zero-voltage switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(10), 8537–8552. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2780853>
- [60] Jiang, T., Zhang, J., Wu, X., Sheng, K., & Wang, Y. (2016). A bidirectional three-level LLC resonant converter with PWAM control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3), 2213–2225. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2438072>
- [61] Sha, D., Lin, Q., You, F., Wang, X., & Xu, G. (2016). A ZVS Bidirectional Three-Level DC-DC Converter With Direct Current Slew Rate Control of Leakage Inductance Current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(3), 2368–2377. <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2512225>
- [62] Sha, D., Chen, D., & Zhang, J. (2018). A Bidirectional Three-Level DC-DC Converter with Reduced Circulating Loss and Fully ZVS Achievement for Battery Charging/Discharging. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(2), 993–1003. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2778039>
- [63] Qi, Y., Liu, X., Li, W., Zhou, Z., Liu, W., & Rajashekara, K. (2023). Decentralized Control for a Multiactive Bridge Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(11), 11412–11421. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3231282>
- [64] Wei, S., Mou, D., Wen, W., Zhao, Z., & Li, K. (2022). Transient DC Bias and Universal Dynamic Modulation of Multiactive Bridge Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(10), 11516–11522. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3175320>
- [65] Wang, H., Zeng, Y., Ji, S., Zhao, Z., Yuan, L., & Mo, X. (2023). ZVS Soft Switching Operation Region Analysis of Modular Multi Active Bridge Converter Under Single Phase Shift Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(7), 6865–6875.
- [66] Ortega, L., Zumel, P., Fernandez, C., Lopez-Lopez, J., Lazaro, A., & Barrado, A. (2020). Power Distribution Algorithm and Steady-State Operation Analysis of a Modular Multiactive Bridge Converter. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(3), 1035–1050. <https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3010003>
- [67] Wang, H., Ji, S., Mou, D., Yuan, L., Zeng, Y., & Zhao, Z. (2023). Switching Characterization and Power Loss Optimization for Modular Multiactive Bridge Converter under Common Phase Shift Control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(4), 3924–3936. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3279658>
- [68] Tao, H., Duarte, J. L., & Hendrix, M. A. M. (2008). Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2), 782–792.
- [69] Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J. L., & Hendrix, M. A. M. (2006). Family of multiport bidirectional DC-DC converters. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 153(3), 451–458. <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20050362>

- [70] Karthikeyan, V., & Gupta, R. (2018). Multiple-Input Configuration of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Flow Control in Combinational Battery Storage. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14(1), 2–11. <https://doi.org/10.1109/TII.2017.2707106>
- [71] Zhang, Z., Ouyang, Z., Thomsen, O. C., & Andersen, M. A. E. (2012). Analysis and design of a bidirectional isolated DC-DC converter for fuel cells and supercapacitors hybrid system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(2), 848–859. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2159515>
- [72] Zhao, C., Round, S. D., & Kolar, J. W. (2008). An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(5), 2443–2453.
- [73] Le, T. T., Nguyen, M. K., Duong, T. D., Wang, C., & Choi, S. (2023). Open-Circuit Fault-Tolerant Control for a Three-Phase Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(2), 1586–1596. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3156036>
- [74] Lee, J., Jeong, H., Le, T. T., & Choi, S. (2023). Three-Phase Single-Stage Bidirectional CCM Soft-Switching AC-DC Converter With Minimum Switch Count. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2052–2062.
- [75] Waltrich, G., Hendrix, M. A. M., & Duarte, J. L. (2016). Three-Phase Bidirectional DC/DC Converter with Six Inverter Legs in Parallel for EV Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3), 1372–1384. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2494001>
- [76] Shu, L., Chen, W., Shi, M., Liu, R., Gao, S., & Deng, F. (2022). Improved Control Strategy of Triple-Voltage Three-Phase DAB (T2-DAB) Converter for Current Stress and Zero-Voltage-Switching Optimization. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(1), 773–784. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3060477>
- [77] Kwon, M., Park, J., & Choi, S. (2016). A bidirectional three-phase push-pull converter with dual asymmetrical PWM method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3), 1887–1895.
- [78] Le, T. T., Jeong, H., & Choi, S. (2021). A Bidirectional Three-Phase Push-Pull Converter with Hybrid PPS-DAPWM Switching Method for High Power and Wide Voltage Range Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(2), 1322–1331.
- [79] Ngo, T., Won, J., & Nam, K. (2012). A Single-Phase Bidirectional Dual Active Half-Bridge Converter, 1127–1133.
- [80] Gao, F., Mugwisi, N., & Rogers, D. J. (2021). Average Modeling of a Dual-Half-Bridge Converter Modulated with Three Degrees of Freedom. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7(3), 1016–1030. <https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3062443>
- [81] Chakraborty, S., & Chattopadhyay, S. (2018). Fully ZVS, Minimum RMS Current Operation of the Dual-Active Half-Bridge Converter Using Closed-Loop Three-Degree-of-Freedom Control. In *IEEE Transactions on Power Electronics* (Vol. 33, pp. 10188–10199). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2811640>

- [82] Xu, G., Sha, D., Xu, Y., & Liao, X. (2018). Hybrid-Bridge-Based DAB Converter with Voltage Match Control for Wide Voltage Conversion Gain Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2), 1378–1388. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2678524>
- [83] Mou, D., Yuan, L., Li, J., Hou, N., Li, J., Li, Y., & Zhao, Z. (2023). Modeling and Analysis of Hybrid Dual Active Bridge Converter to Optimize Efficiency Over Whole Operating Range. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(1), 432–441. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3182331>
- [84] Li, Y., Wang, Y., Guan, Y., & Xu, D. (2023). Optimized Bidirectional DC-DC Converter Adapted to High Voltage Gain and Wide ZVS Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(3), 3486–3499. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3221946>
- [85] Xu, G., Wang, J., Wang, H., Liu, Y., Liu, D., & Su, M. (2022). Coupled-Inductor-Based Dual Active Bridge Converter With Soft Switching Capability and Low Component Count. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(4), 4771–4782. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3105872>
- [86] Liu, P., & Duan, S. (2021). A ZVS Range Enhancement Strategy for the DAB Converter by Using Blocking Capacitors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(2), 1389–1398. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.3016052>
- [87] Wu, F., Fan, S., Li, X., & Luo, S. (2020). Bidirectional Buck-Boost Current-Fed Isolated DC-DC Converter and Its Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(5), 5506–5516.
- [88] Xuwei, P., & Rathore, A. K. (2014). Novel bidirectional snubberless naturally commutated soft-switching current-fed full-bridge isolated DC/DC converter for fuel cell vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(5), 2307–2315. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2271599>
- [89] Wang, Y., Shi, W. W., Xie, N., & Wang, C. M. (2014). Diode-free T-type three-level neutral-point-clamped inverter for low-voltage renewable energy system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(11), 6168–6174. <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2311407>
- [90] Anthon, A., Zhang, Z., Andersen, M. A. E., Holmes, D. G., McGrath, B., & Teixeira, C. A. (2017). Comparative evaluation of the loss and thermal performance of advanced three-level inverter topologies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(2), 1381–1389. <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2639462>
- [91] Schweizer, M., Friedli, T., & Kolar, J. (2012). Comparative Evaluation of Advanced 3-phase 3-level Inverter/Converter Topologies against 2-level Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12), 1–1. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2233698>
- [92] Hosseini Aghdam, G. (2013). Optimised active harmonic elimination technique for three-level T-type inverters. *IET Power Electronics*, 6(3), 425–433. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0492>

- [93] Choi, U. M., Lee, K. B., & Blaabjerg, F. (2014). Diagnosis and tolerant strategy of an open-switch fault for t-type three-level inverter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(1), 495–508. <https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2269531>
- [94] Schweizer, M., & Kolar, J. W. (2013). Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(2), 899–907.
- [95] Jing, P., & Wang, C. (2012). Performance Analysis of Isolated Three-level Half-bridge Bidirectional DC / DC Converter, (51077125), 1527–1531.
- [96] Wang, C., Zhao, F., Gao, Q., Cai, Y., & Cheng, H. (2014). Performance analysis of high-frequency isolated dual half-bridge three-level bi-directional DC/DC converter. *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, ITEC Asia-Pacific 2014 - Conference Proceedings*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/ITEC-AP.2014.6941083>
- [97] Bodur, H. (2010). *Güç Elektroniği* (4th ed.). İstanbul: Birsen Yayınevi.
- [98] Chen, T., Yu, R., & Huang, A. Q. (2023). A Bidirectional Isolated Dual-Phase-Shift Variable-Frequency Series Resonant Dual-Active-Bridge GaN AC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(4), 3315–3325. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3181349>
- [99] Sidorov, V., Chub, A., Vinnikov, D., & Bakeer, A. (2021). An Overview and Comprehensive Comparative Evaluation of Constant-Frequency Voltage Buck Control Methods for Series Resonant DC-DC Converters. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2, 65–79.
- [100] Kundu, U., Pant, B., Sikder, S., Kumar, A., & Sensarma, P. (2018). Frequency Domain Analysis and Optimal Design of Isolated Bidirectional Series Resonant Converter. In *IEEE Transactions on Industry Applications* (Vol. 54, pp. 356–366). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2761822>
- [101] Wang, S., Zheng, Z., Li, C., Xu, L., Wang, K., & Li, Y. (2019). Accurate frequency-domain analysis and hybrid control method for isolated dual active bridge series resonant DC/DC converters. *IET Power Electronics*, 12(11), 2932–2941. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0015>
- [102] Langbauer, T., Connaughton, A., Vollmaier, F., Huang, Z., Krischan, K., & Petrella, R. (2023). Increasing Light Load Efficiency in Phase-Shifted, Variable Frequency Multiport Series Resonant Converters. *IEEE Access*. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3308687>
- [103] Fang, Z., Dong, H., Sun, H., Xie, F., & Huang, Z. (2022). Intermittent Sinusoidal Modulation of Bidirectional Series Resonant Converter with Zero Current Switching, Linear Current Controllability, and Load-Independent Efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(10), 11725–11738. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3174390>
- [104] Park, H. P., Kim, M., & Jung, J. H. (2019). Investigation of Zero Voltage Switching Capability for Bidirectional Series Resonant Converter Using Phase-Shift Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9), 8842–8858. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2888537>

- [105] Yaqoob, M., Loo, K. H., & Lai, Y. M. (2017). Extension of soft-switching region of dual-active-bridge converter by a tunable resonant tank. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9093–9104. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2654505>
- [106] Song, W., Zhong, M., Luo, S., & Yang, S. (2020). Model Predictive Power Control for Bidirectional Series-Resonant Isolated DC-DC Converters with Fast Dynamic Response in Locomotive Traction System. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(3), 1326–1337. <https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3006135>
- [107] Fang, Z., Yue, H., Xie, F., & Huang, Z. (2023). Non-Backflow-Power and Reduced-Switching-Loss Modulation for Bidirectional Series Resonant Converter With Wide Gain Range. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(1), 490–505.
- [108] Wu, J., Wen, P., Sun, X., & Yan, X. (2020). Reactive Power Optimization Control for Bidirectional Dual-Tank Resonant DC-DC Converters for Fuel Cells Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9), 9202–9214. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2971733>
- [109] Bhawal, S., Patel, H., Hatua, K., Vasudevan, K., & Bhattacharya, S. (2023). Solid-State Transformer Based on Naturally Cell Balanced Series Resonant Converter With Cascaded H-Bridge Cells Switched at Grid Frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(7), 8208–8222. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3263754>
- [110] Song, W., Yin, S., Deng, Y., & Zhong, M. (2023). Steady-State Performance Optimization of Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(2), 1767–1777.
- [111] Chen, G., Li, X., & Zhou, S. (2020). Unified Boundary Control with Phase Shift Compensation for Dual Bridge Series Resonant DC-DC Converter. *IEEE Access*, 8, 131137–131149.
- [112] Deng, Y., Song, W., Yin, S., Zhong, M., Chen, J., & Feng, X. (2023). Zero-Backflow Power Control Scheme of Dual Bridge Series Resonant DC-DC Converters with High-Accuracy Time Domain Modeling. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(9), 10985–10996. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3279435>
- [113] Li, L., Xu, G., Sha, D., Liu, Y., Sun, Y., & Su, M. (2023). Review of Dual-Active-Bridge Converters With Topological Modifications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(7), 9046–9076.
- [114] James, L. D., Teixeira, C. A., Wilkinson, R. H., McGrath, B. P., Holmes, D. G., & Riedel, J. (2022). Adaptive Modulation of Resonant DAB Converters for Wide Range ZVS Operation With Minimum Reactive Circulating Power. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(6), 7396–7407. <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3192366>
- [115] Guo, Z., & Li, M. (2021). An Optimized DPS Control Strategy for LCL Resonant Dual Active Bridge Converter for Wide Voltage Conversion Ratio. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, 2(4), 501–512. <https://doi.org/10.1109/jestie.2021.3088383>

- [116] Saha, T., Bagchi, A. C., & Zane, R. A. (2021). Analysis and Design of an LCL-T Resonant DC-DC Converter for Underwater Power Supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(6), 6725–6737. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3034298>
- [117] Saha, T., Bagchi, A. C., Wang, H., & Zane, R. A. (2022). Bidirectional LCL-T resonant DC DC converter for priority loads in undersea distribution networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(12), 14874–14887. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3187133>
- [118] Reddy, V. B., & Harischandrappa, N. (2021). Comparison of Phase-Shift and Modified Gating Schemes on Working of DC-DC LCL-T Resonant Power Converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 68(1), 346–350. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.2992368>
- [119] Li, X., Li, M., Zhao, H., Yong, H., & Wu, X. (2021). Dynamic compensation based feedforward control against output/input disturbance for LCL-DAB DC–DC converter operated under no backflow power. *IET Renewable Power Generation*, 15(13), 2891–2903.
- [120] Li, M., Li, Z., Zhao, Y., Wang, Z., Zhang, C., Feng, S., & Yu, D. (2023). A Virtual Direct Current Control Method of LCL-DAB DC-DC Converters for Fast Transient Response and No Backflow Power. *Applied Sciences (Switzerland)*, 13(4). <https://doi.org/10.3390/app13042075>
- [121] Li, M., Li, X., Yu, D., Leng, Y., & Zhang, C. (2023). Perturbation Observation Method-Based Optimization Seeking Control of Soft-Switching and No Backflow Power for LCL Resonant-Type Dual Active Bridge DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(8), 7810–7820. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3215829>
- [122] Guo, Z., Li, M., & Han, X. (2022). Triple-Phase Shift Modulation Scheme of DAB Converter With LCL Resonant Tank. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 8(2), 1734–1747.
- [123] Zhang, Z., Wu, Y. Q., Gu, D. J., & Chen, Q. (2018). Current Ripple Mechanism with Quantization in Digital LLC Converters for Battery Charging Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2), 1303–1312. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2683798>
- [124] Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, M. R., & Alavi, S. M. H. (2011). Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5), 1746–1756. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2052537>
- [125] Adaptive dead-time modulation scheme for a bidirectional LLC resonant converter in energy router. (2022). *CSEE Journal of Power and Energy Systems*. <https://doi.org/10.17775/cseejpes.2020.04910>
- [126] Awasthi, A., Bagawade, S., & Jain, P. K. (2021). Analysis of a Hybrid Variable-Frequency-Duty-Cycle-Modulated Low-QLLC Resonant Converter for Improving the Light-Load Efficiency for a Wide Input Voltage Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(7), 8476–8493. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3046560>

- [127] Zhou, K., Liu, Y., & Wu, X. (2022). Research on Wide Input Voltage LLC Resonant Converter and Compound Control Strategy. *Electronics* (Switzerland), 11(20). <https://doi.org/10.3390/electronics11203379>
- [128] Elizondo, D., Barrios, E. L., Larequi, I., Ursúa, A., & Sanchis, P. (2023). Zero-Loss Switching in LLC Resonant Converters Under Discontinuous Conduction Mode: Analysis and Design Methodology. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 59(3), 3576–3592. <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3250205>
- [129] Zuo, Y., Pan, X., & Wang, C. (2022). A Reconfigurable Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter for Ultra-Wide Voltage-Gain Range Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(6), 5713–5723. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3088355>
- [130] Wei, R., Ding, L., Liu, R., & Li, Y. (2023). An Intuitive and Noniterative Design Methodology for CLLC Chargers Employing Simplified Operation Modes Model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(6), 7771–7784. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3251284>
- [131] Zhao, L., Pei, Y., Wang, L., Pei, L., Cao, W., & Gan, Y. (2022). Design Methodology of Bidirectional Resonant CLLC Charger for Wide Voltage Range Based on Parameter Equivalent and Time Domain Model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(10), 12041–12064. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3170101>
- [132] Jin, T., Wu, W., Zhang, Z., Xiao, X., & You, W. (2023). Optimal Design of Turn-Off Switching Loss of Full-Bridge CLLC Converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(3), 3302–3313. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2023.3247804>
- [133] Chen, H., Wang, L., Sun, K., & Lu, L. (2023). A Switching Delay Strategy for Sensorless Synchronous Rectification in CLLC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [134] Tang, C. Y., Wang, C. W., & Chien, H. C. (2023). A Dynamic Smooth Transition Control Integrated With Hybrid Modulation for Wide Output Voltage Range Bidirectional CLLC Resonant Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [135] Meinagh, F. A. A., Min, J., Ordonez, M., Craciun, M., & Botting, C. (2023). Improved Triple-Phase-Shift Modulation for Bidirectional CLLC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(6), 7348–7361. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3256968>
- [136] Zhao, B., Song, Q., Liu, W., & Sun, W. (2013). Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(10), 4458–4467. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2210374>
- [137] Li, L., Xu, G., Xiong, W., Liu, D., & Su, M. (2022). An Optimized DPS Control for Dual-Active-Bridge Converters to Secure Full-Load-Range ZVS with Low Current Stress. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 8(1), 1389–1400.

- [138] Chaurasiya, S., & Singh, B. (2023). A Load Adaptive Hybrid DPS Control for DAB to Secure Minimum Current Stress and Full ZVS Operation Over Wide Load and Voltage Conversion Ratio. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 59(2), 1901–1911.
- [139] Shi, H., Wen, H., Chen, J., Hu, Y., Jiang, L., Chen, G., & Ma, J. (2018). Minimum-Backflow-Power Scheme of DAB-Based Solid-State Transformer with Extended-Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(4), 3483–3496.
- [140] An, F., Song, W., Yang, K., Luo, S., & Feng, X. (2019). Optimised power control and balance scheme for the output parallel dual-active-bridge DC-DC converters in power electronic traction transformer. *IET Power Electronics*, 12(9), 2295–2303. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5056>
- [141] Tian, J., Wang, F., Zhuo, F., Wang, Y., Wang, H., & Li, Y. (2022). A Zero-Backflow-Power EPS Control Scheme With Multiobjective Coupled-Relationship Optimization in DAB-Based Converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(4), 4128–4145.
- [142] Bagheri, F., Guler, N., Komurcugil, H., & Bayhan, S. (2023). An Adaptive Sliding Mode Control for a Dual Active Bridge Converter With Extended Phase Shift Modulation. *IEEE Access*, 11, 91260–91274. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3264013>
- [143] Huang, J., Wang, Y., Li, Z., & Lei, W. (2016). Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(7), 4169–4179. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2543182>
- [144] Muthuraj, S. S., Kanakesh, V. K., Das, P., & Panda, S. K. (2017). Triple Phase Shift Control of an LLL Tank Based Bidirectional Dual Active Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(10), 8035–8053. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2637506>
- [145] Bhattacharjee, A. K., & Batarseh, I. (2020). Optimum Hybrid Modulation for Improvement of Efficiency over Wide Operating Range for Triple-Phase-Shift Dual-Active-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(5), 4804–4818.
- [146] Tang, Y., Hu, W., Xiao, J., Chen, Z., Huang, Q., Chen, Z., & Blaabjerg, F. (2021). Reinforcement Learning Based Efficiency Optimization Scheme for the DAB DC-DC Converter with Triple-Phase-Shift Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(8), 7350–7361. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3007113>
- [147] Noroozi, N., Poorfakhraei, A., Zayed, O., Elezab, A., Keshmiri, N., Narimani, M., & Emadi, A. (2023). RMS Current Minimization in a SiC-Based Dual Active Bridge Converter Using Triple-Phase-Shift Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(7), 7173–7182. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3203682>
- [148] Mou, D., Luo, Q., Wang, Z., Li, J., Wei, Y., Shi, H., & Du, X. (2021). Optimal Asymmetric Duty Modulation to Minimize Inductor Peak-To-Peak Current for Dual Active Bridge DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(4), 4572–4584.

- [149] Dai, P., Liu, S., Fang, S., & Gong, Z. (2023). Optimal Asymmetric Duty Modulation for Dual Active Bridge Converters with DC Blocking Capacitors. *Energies*, 16(18), 6674. <https://doi.org/10.3390/en16186674>
- [150] Zhao, B., Song, Q., Liu, W., Liu, G., & Zhao, Y. (2015). Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter under PWM Plus Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 6488–6494. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2430934>
- [151] Liu, P., Chen, C., & Duan, S. (2020). An optimized modulation strategy for the three-level DAB converter with five control degrees of freedom. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(1), 254–264. <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2896209>
- [152] Li, J., Luo, Q., Mou, D., Wei, Y., Sun, P., & Du, X. (2022). A hybrid five-variable modulation scheme for dual-active-bridge converter with minimal rms current. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(1), 336–346. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3048278>
- [153] Mou, D., Luo, Q., Li, J., Wei, Y., & Sun, P. (2021). Five-Degree-of-Freedom Modulation Scheme for Dual Active Bridge DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(9), 10584–10601. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3056800>
- [154] Choi, W., Member, S., Rho, K., & Cho, B. (2016). Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation, 31(6), 4048–4064.
- [155] Riedel, J., Holmes, D. G., McGrath, B. P., & Teixeira, C. (2016). ZVS Soft Switching Boundaries for Dual Active Bridge DC-DC Converters using Frequency Domain Analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(4), 1–1. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2573856>
- [156] He, J., Chen, Y., Lin, J., Chen, J., Cheng, L., & Wang, Y. (2023). Review of Modeling, Modulation, and Control Strategies for the Dual-Active-Bridge DC/DC Converter. *Energies*, 16(18), 6646. <https://doi.org/10.3390/en16186646>
- [157] Kalayci, K., Demirel, O., Arifoglu, U., & Hizarci, H. (2023). Analysis of Three-Level T-Type LLC Resonant Isolated Bidirectional DC-DC Converter Under Three-Degrees-of-Freedom Modulation. *IEEE Access*, 11, 60605–60625. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3285265>

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Kemal KALAYCI

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2010, İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek lisans** : 2014, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2012 yılından beri Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

TEZDEN TÜRETİLEN ESERLER:

- Kalayci, K., Demirel, O., Arifoglu, U. & Hizarci, H. (2023). Analysis of Three-Level T-Type LLC Resonant Isolated Bidirectional DC-DC Converter Under Three-Degrees-of-Freedom Modulation. *IEEE Access*, 11, 60605–60625. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3285265>
- Demirel, O., Arifoglu, U. & Kalayci, K. (2019). Novel three-level T-type isolated bidirectional DC–DC converter. *IET Power Electronics*, 12(1), 61–71. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5680>
- Hizarci, H., Kalayci, K., Demirel, O. & Arifoglu, U. (2021). Reducing Electromagnetic Interference in Three-Level T-type Isolated Bidirectional DC-DC Converter Using a Snubber Circuit. *International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers*, 9(3), 26–34. <https://doi.org/10.18100/ijamec.934394>
- Kalayci, K., Demirel, O. & Arifoglu, U. (2019). İki Yönlü Üç Seviyeli T-Tipi Da-Da Dönüştürücünün Süreksiz Akım Modundaki Analizi. *5th International Congress On Engineering Architecture And Design*, Istanbul, Turkey.
- Kalayci, K., Demirel, O. & Arifoglu, U. (2019). İki Yönlü İki Seviyeli İzoleli Dönüştürücüler ile Üç Seviyeli T- Tipi İzoleli Da-Da Dönüştürücünün

Karşılaştırılması. *5th International Congress On Engineering Architecture And Design*, Istanbul, Turkey.

- Arifoğlu, U., Demirel, O., Kalaycı, K., Hızarcı, H., (2020) Çift Yönlü T Tipi Üç Seviyeli DA-DA Dönüştürücü Tabanlı Yeni Bir Topoloji Tasarımı, TÜBİTAK 1001.

DİĞER ESERLER:

- Hızarcı, H., Demirel, O., Kalaycı, K. & Arifoglu, U., “An Overview of Aircraft Electric Power System for Sustainable Aviation,” in *New Frontiers in Sustainable Aviation*, 2022, pp. 113–146.

