

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KATI HAL TRANSFORMATÖRÜ İÇİN YENİ BİR
DOĞRUSAL TABANLI KAPALI ÇEVİRİM KONTROL
YÖNTEMİ VE UYGULAMASI**

Metin ÇAVDAR

DOKTORA TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman
Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA ÖZKILIÇ

Mart, 2025

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KATI HAL TRANSFORMATÖRÜ İÇİN YENİ BİR
DOĞRUSAL TABANLI KAPALI ÇEVİRİM KONTROL
YÖNTEMİ VE UYGULAMASI**

Metin ÇAVDAR tarafından hazırlanan tez çalışması 06.03.2025 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA ÖZKILIÇ
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA ÖZKILIÇ, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Kamuran Nur BEKİROĞLU, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Atiye Hülya OBDAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Özgür ÜSTÜN, Üye
Piri Reis Üniversitesi

Doç. Dr. Ali AĞÇAL, Üye
Süleyman Demirel Üniversitesi

Danışmanım Doç. Dr. Selin ÖZÇIRA ÖZKILIÇ sorumluluğunda tarafımca hazırlanan “Katı Hal Transformatörü için Yeni Bir Doğrusal Tabanlı Kapalı Çevrim Kontrol Yöntemi ve Uygulaması” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Metin ÇAVDAR

İmza



Bu çalışma, “Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje Koordinatörlüğü’nün FBA-2022-5018” numaralı projesi ile desteklenmiştir.



Aileme

TEŞEKKÜR

Tüm doktora eğitimim sürecinde akademik ve mesleki tecrübesiyle beni her daim yönlendiren ve her zaman yanımda olan tez danışmanım Sayın Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA ÖZKILIÇ hocama en içten teşekkürlerimi sunar, emeği ve desteği için kendisine minnettar olduğumu bildiririm. Yine tez çalışması kapsamındaki her aşamayı büyük bir titizlikle takip edip değerlendiren, kıymetli görüş, öneri ve eleştirileriyle tezin akademik manada daha ileri bir seviyeye ulaşmasını sağlayan tez izleme jüri üyesi hocalarım, Sayın Prof. Dr. Kamuran Nur BEKİROĞLU'na ve Sayın Doç. Dr. Ali AĞÇAL'a çok teşekkür ediyorum.

Özellikle Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücü devresinin tasarım ve uygulama süreçlerinde, bilgi ve tecrübesiyle her zaman yanımda olan ve desteğini esirgemeyen Sayın Dr. Mustafa Cem ÖZKILIÇ'a teşekkür ederim.

Tezde yapılan çalışmaların deneysel sonuçlarını elde etmek amacıyla Ulus Elektronik Firması'nın AR-GE laboratuvarlarındaki test ve ölçüm cihazlarını kullanma fırsatı sundukları için Sayın Prof. Dr. Uğur ÇELTEKLİĞİL'e, Sayın Elektrik-Elektronik Mühendisi Batuhan Ata ALDAŞ'a, Sayın Elektrik-Elektronik Mühendisi Kadir Mert DEVEKAYA'ya ve Ulus Elektronik Firması yöneticilerine teşekkür ederim.

Tüm doktora eğitimim boyunca araştırma görevlisi olarak çalıştığım Piri Reis Üniversitesi'nden, Mühendislik Fakültesi Dekanı Sayın Prof. Dr. İsmail Hakkı HELVACIOĞLU'na, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanı Sayın Dr. Öğr. Üyesi Ahmet Turan HOCAOĞLU'na, Sayın Prof. Dr. Özgür ÜSTÜN'e ve Sayın Uzman Yardımcısı Burak GÜNDÜZ'e teşekkürlerimi sunarım.

Üzerimde sonsuz emekleri olan, her zaman hayır dualarına mazhar olma bahtiyarlığını yaşadığım ve bu manada haklarını asla ödemeyeceğim sevgili anne ve babama sonsuz teşekkür ederim.

Metin ÇAVDAR

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	ix
KISALTMA LİSTESİ	xi
ŞEKİL LİSTESİ	xiii
TABLO LİSTESİ	xvii
ÖZET	xix
ABSTRACT	xxii
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	13
1.3 Tez Çalışmasından Beklenen Sonuçlar	14
1.4 Tezin Genel İçeriği	15
2 KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN TOPOLOJİK YAPISI	16
2.1 3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücü	18
2.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücü	21
2.3 Üç Fazlı DC-AC İnverter Dönüştürücü	41
3 KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIM ESASLARI	45
3.1 3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücünün Tasarım Esasları	46
3.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Tasarım Esasları	50
3.3 3-Fazlı DC-AC Dönüştürücü Devresinin Tasarım Esasları	56
3.4 Katı Hal Transformatörünün Genel Tasarımına Ait Sonuçlar	60
4 YÜKSEK FREKANS TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIMI	62

4.1	Sargılardaki Akım Yoğunluğu	63
4.2	Optimum Akı Yoğunluğu	64
4.3	Tasarıma Dair Genel Hesaplamaları	66
4.4	Yüksek Frekans Transformatörünün Tasarım Optimizasyonu	75
4.5	Yüksek Frekans Transformatörünün Tasarımına Dair Sonuçlar	79
5	KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN KONTROLÜ	83
5.1	3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Kontrol Esasları	83
5.2	Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Kontrol Esasları	87
5.3	3-Fazlı DC-AC Dönüştürücü Devresinin Kapalı Çevrim Kontrol Esasları	89
5.4	Katı Hal Transformatörü için Önerilen Kontrol Sisteminin Tasarımı	90
5.5	Katı Hal Transformatörü için Önerilen Kontrol Sisteminin Detaylı Matematiksel Analizi	92
5.6	Katı Hal Transformatörü için Önerilen Kontrol Sistemi için Genel Değerlendirme.....	96
6	KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN BENZETİM ÇALIŞMASI	97
6.1	3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücünün Benzetimi.....	97
6.2	Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Benzetimi	99
6.3	3-Fazlı DC-AC Dönüştürücü Devresinin Benzetimi	101
6.4	Önerilen Kontrol Sistemi Altında Katı Hal Transformatörünün Benzetimi ve Sonuçlar.....	104
7	DENEYSEL SONUÇLAR	114
7.1	KHT Sistemine Ait Deney Düzeneği.....	114
7.2	KHT Sisteminin Deneysel Sonuçları	118
7.3	Deneysel Sonuçlara Dair Genel Bir Değerlendirme	122
8	SONUÇ	124

KAYNAKÇA	126
A ANAHTARLAMA KAYBI HESABI	136
B ÇAK DEVRESİNİN TASARIM HESAPLARI	137
C İNVERTER İÇİN FİLTRE TASARIM HESAPLARI	138
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	139



SİMGE LİSTESİ

B	Akı Yoğunluğu
T	Anahtarlama Periyodu
T_c	Curie Sıcaklığı
P_{fe}	Çekirdeğin Demir Kaybı
K_c	Çekirdeğin malzemesine ait parametre
D	Doluluk Oranı
B_{sat}	Doyum Akı Yoğunluğu
ρ_w	Elektriksel Direnç
$i_{a,b,c}$	Faz Akımları
$v_{a,b,c}$	Faz Gerilimleri
ϕ	Faz Kayması Değeri
K_v	Gerilim Dalga Form Faktörü
k_f	İstifleme Faktörü
L_m	Karşılıklı Endüktans
h_c	Konvansiyonel Isı Transfer Katsayısı
B_{peak}	Manyetik Akı Yoğunluğunun Tepe Değeri
μ	Manyetik Geçirgenlik
B_o	Optimum Akı Yoğunluğu
k_u	Pencere Kullanım / Faydalanma Faktörü
L_{pk}	Primer Sargıların Kaçak Endüktansı
L_{pself}	Primer Sargının Self Endüktansı
J_o	Sargılardaki Akım Yoğunluğu
P_{cu}	Sargılardaki Bakır Kayıpları
L_{sk}	Sekonder Sargıların Kaçak Endüktansı
L_{sself}	Sekonder Sargının Self Endüktansı

L_{tself}	Seri Bağlı Toplam Self Endüktans
ΔT	Sıcaklık Artışı
β	Steinmetz Katsayısı
L_{tk}	Toplam Kaçak Endüktans
k_a	Transformatörün Boyut ve Hacmiyle İlgili Birimsiz Katsayı
k_c	Transformatörün Boyut ve Hacmiyle İlgili Birimsiz Katsayı
k_w	Transformatörün Boyut ve Hacmiyle İlgili Birimsiz Katsayı
A_t	Transformatörün Yüzey Alanı
η	Verim



KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating Current
AFE	Aktif Front End
AG	Alçak Gerilim
BFKM	Basit Faz Kaydırma Modülasyonu
ÇAK	Çift Aktif Köprü
DB	Değişken Parametre
DC	Direct Current
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DSP	Digital Signal Processor
FACTs	Flexible AC Transmission Systems
FKD	Faz-Kilitlemeli Döngü
GFD	Güç Faktörü Düzeltme
GPÇP	Giriş Paralel Çıkış Paralel
GSÇP	Giriş Seri Çıkış Paralel
GSÇS	Giriş Seri Çıkış Seri
HAM	Hibrit Akım Modülasyonu
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
KHT	Katı Hal Transformatörü
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
ÖZ	Ölü Zaman
PI	Proportional Integral
PTK	Primer Tam Köprü
RGK	Reaktif Güç Kompanzasyonu
RMS	Root Mean Square
SB	Sabit Parametre
SGA	Sıfır Gerilim Altında

Si	Silisyüm
SiC	Silikon Karbür
SSİ	Sayısal İşaret İşleme
STK	Sekonder Tam Köprü
TAM	Trapezoidal Akım Modülasyonu
THD	Toplam Harmonik Distorsiyon
TK	Tam Kontrollü
UVDGM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
ÜAM	Üçgen Akım Modülasyonu
YES	Yenilenebilir Enerji Sistemleri
YFT	Yüksek Frekanslı Transformatör
YG	Yüksek Gerilim

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	HVDC sisteminin genel yapısı	1
Şekil 1.2	KHT'nin ilk konsept tasarımına ait topoloji.....	2
Şekil 1.3	KHT sisteminin genel çalışma prensibi.....	2
Şekil 1.4	Çeşitli güç ve ebatlardaki KHT prototipleri	3
Şekil 1.5	Güç transformatörleri için ABD'de yayınlanan verim standardı (a) tek fazlı transformatör (b) 3-fazlı transformatör.....	4
Şekil 1.6	MOSFET tipi anahtarların seri bağlantı topolojisi	4
Şekil 1.7	Si ve SiC bazlı yarı iletken anahtarların belirli malzeme özellikleri üzerinden karşılaştırılması dair grafik	5
Şekil 1.8	Çekirdek tipi YFT	8
Şekil 1.9	Kabuk tipi YFT	8
Şekil 1.10	Matris tipi YFT.....	9
Şekil 1.11	KHT için topoloji tipleri.....	10
Şekil 1.12	GSÇP tipi KHT hücre topolojisi	12
Şekil 1.13	GPÇP tipi KHT hücre topolojisi	12
Şekil 1.14	GSÇS tipi KHT hücre topolojisi	13
Şekil 2.1	KHT'nin genel topolojik devre yapısı.....	17
Şekil 2.2	Üç fazlı AFE AC-DC dönüştürücü devresinin topolojik yapısı.....	18
Şekil 2.3	ÇAK DC-DC dönüştürücü devresinin topolojik yapısı.....	21
Şekil 2.4	ÇAK dönüştürücü için kayıpsız eşdeğer devre modeli	22
Şekil 2.5	BFKM yöntemine ait akım-gerilim dalga şekilleri	26
Şekil 2.6	ÜAM yöntemine ait akım-gerilim dalga şekilleri	30
Şekil 2.7	TAM yöntemine ait akım-gerilim dalga şekilleri.....	33
Şekil 2.8	Sekonder taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarj-deşarj durumu için akım yolları.....	38
Şekil 2.9	Sekonder tarafta gövde diyotları üzerinden geçen akım yolları.....	39
Şekil 2.10	Primer taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarj-deşarj durumu için akım yolları.....	40
Şekil 2.11	Primer tarafta gövde diyotları üzerinden geçen akım yolları	41
Şekil 2.12	Üç Fazlı inverter devresinin topolojik yapısı	41

Şekil 3.1 AFE devresinin tasarımında kullanılan simülasyon devresi	47
Şekil 3.2 Anahtarlama frekansı – anahtarlama kaybı grafiği (AFE)	48
Şekil 3.3 Anahtarlama frekansı – iletim kaybı grafiği (AFE)	48
Şekil 3.4 Anahtarlama frekansı – toplam kayıp grafiği (AFE).....	49
Şekil 3.5 Anahtarlama frekansı – jonksiyon sıcaklığı grafiği (AFE)	49
Şekil 3.6 Anahtarlama frekansı – dönüştürücü verimi grafiği (AFE)	50
Şekil 3.7 ÇAK devresinin tasarımında kullanılan simülasyon devresi	52
Şekil 3.8 Anahtarlama frekansı – primer jonksiyon sıcaklığı grafiği (ÇAK).....	52
Şekil 3.9 Anahtarlama frekansı – sekonder jonksiyon sıcaklığı grafiği (ÇAK)....	53
Şekil 3.10 Anahtarlama frekansı – primer anahtarlama kaybı grafiği (ÇAK).....	54
Şekil 3.11 Anahtarlama frekansı – sekonder anahtarlama kaybı grafiği (ÇAK)...	54
Şekil 3.12 Anahtarlama frekansı – primer iletim kaybı grafiği (ÇAK).....	55
Şekil 3.13 Anahtarlama frekansı – sekonder iletim kaybı grafiği (ÇAK).....	55
Şekil 3.14 Anahtarlama frekansı – toplam kayıp grafiği (ÇAK).....	56
Şekil 3.15 Anahtarlama frekansı – dönüştürücü verimi grafiği (ÇAK)	56
Şekil 3.16 İnverter devresinin tasarımında kullanılan simülasyon devresi	57
Şekil 3.17 İnverter için anahtarlama frekansı – jonksiyon sıcaklığı grafiği	58
Şekil 3.18 İnverter için anahtarlama frekansı – anahtarlama kaybı grafiği.....	58
Şekil 3.19 İnverter için anahtarlama frekansı – iletim kaybı grafiği	59
Şekil 3.20 İnverter için anahtarlama frekansı – toplam kayıp grafiği	59
Şekil 3.21 İnverter için anahtarlama frekansı – dönüştürücü verimi grafiği	60
Şekil 3.22 KHT'nin tasarımına dair genel sonuçlar	61
Şekil 4.1 Optimum akı yoğunluğunun (B_o) belirlenmesi	65
Şekil 4.2 YFT için kabuk tipi-1 sargı dağılımı	72
Şekil 4.3 YFT için kabuk tipi-2 sargı dağılımı	73
Şekil 4.4 YFT için çekirdek tipi sargı dağılımı	73
Şekil 4.5 Kaçak endüktans hesabı için gerekli olan geometrik sarım parametrelerinin gösterilişi	74
Şekil 4.6 Radyal eksen sarım geometrisinde; (a) nüvelerin konumlandırılması, (b) nüvelerin XY ekseninden görünümü, (c) YFT'nin sargı yolu	77
Şekil 4.7 YFT'nin elektromanyetik analizine dair sonuçlar (a) nüvenin xy eksenini doğrultusundaki manyetik akı saçılımı, (b) nüvenin tüm eksenler üzerindeki manyetik akı saçılımı	78
Şekil 4.8 Sargılar üzerindeki deri (a) ve yakınlık (b) etkisi.....	79
Şekil 4.9 YFT'nin genel görünümü	80
Şekil 4.10 YFT'nin sargı yapısı.....	81

Şekil 5.1 AFE dönüştürücü devresinin $d-q$ eksen takımındaki kontrol modeli.....	85
Şekil 5.2 Çıkış geriliminin $d-q$ bileşenlerine ayrılmasıyla ilgili kontrol blok diyagramı	87
Şekil 5.3 ÇAK dönüştürücünün genel kontrol yapısı	89
Şekil 5.4 Anahtarlama konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri	90
Şekil 5.5 KHT için önerilen doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol sisteminin genel yapısı	92
Şekil 6.1 3-fazlı AFE devresinin kontrol blok yapısı	98
Şekil 6.2 AFE'nin benzetim devresi.....	100
Şekil 6.3 ÇAK devresinin kontrol blok yapısı.....	101
Şekil 6.4 ÇAK dönüştürücünün benzetim devresi.....	102
Şekil 6.5 İnverter devresinin kontrol blok yapısı	103
Şekil 6.6 İnverter dönüştürücünün benzetim devresi	105
Şekil 6.7 KHT benzetim devresinin güç katı.....	106
Şekil 6.8 KHT benzetim devresinin kontrol katı.....	107
Şekil 6.9 AFE dönüştürücünün giriş akım ve gerilim dalga şekilleri.....	109
Şekil 6.10 AFE dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekli	109
Şekil 6.11 ÇAK dönüştürücünün primer (V_1) ve sekonder (V_2) sargı gerilimleri ile kaçak endüktans akımının $I(L_1)$ dalga şekilleri.....	110
Şekil 6.12 ÇAK dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekli	110
Şekil 6.13 Q5 anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri	111
Şekil 6.14 KHT'nin çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri.....	111
Şekil 6.15 Faz kayma ve i_{dref} değerlerine bağlı olarak ters yöndeki aktif güç akışı	112
Şekil 6.16 KHT'nin çıkış yük değişimlerine olan dinamik tepkisi	113
Şekil 7.1 3-fazlı ayarlanabilir DC gerilim kaynağı ünitesi.....	115
Şekil 7.2 ÇAK DC-DC dönüştürücü devresinin genel yapısı	115
Şekil 7.3 Primer ve sekonder tam köprü alt devrelerinin YFT ile olan bağlantısı	116
Şekil 7.4 İnverter devresi ve çıkış filtresinin genel yapısı.....	116
Şekil 7.5 TMDSDOCK28379D kodlu SSİ işlemcisi.....	117
Şekil 7.6 LAUNCHXL-F28379D kodlu SSİ işlemcisi	118
Şekil 7.7 KHT'nin deney düzeneğine ait bağlantı yapısı	119
Şekil 7.8 Deney düzeneğinin genel görünümü.....	120
Şekil 7.9 AFE (mavi) ve ÇAK (sarı) dönüştürücülerin maksimum çıkış gerilimleri	120

Şekil 7.10 ÇAK dönüştürücünün primer ve sekonder tam köprü anahtarları (çapraz kollar üzerindeki) arasındaki faz farkı değeri	121
Şekil 7.11 ÇAK dönüştürücünün primer (sarı) ve sekonder (mavi) sargı gerilimleri ile YFT'nin kaçak endüktans akımının (kırmızı) dalga şekilleri	121
Şekil 7.12 İnverterin çıkış gerilim (sarı) ve akım (kırmızı) dalga şekilleri	122



TABLO LİSTESİ

Tablo 1.1 SiC ve Si bazlı yarı iletken anahtarların malzeme karakteristikleri bakımından karşılaştırılması	5
Tablo 1.2 15 kV /10 A SiC MOSFET ve 6,5 kV / 25 A Si IGBT yarı iletken anahtarların, anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması	6
Tablo 1.3 YFT için çekirdek malzemelerinin temel manyetik özellikler bakımından karşılaştırılması	7
Tablo 1.4 KHT için farklı AC-AC topoloji tiplerinin karşılaştırılması	11
Tablo 2.1 Faz kayma değerleri ve aralıkları	27
Tablo 2.2 ÜAM’da kaçak endüktansın sürekli hal durumuna ait akım ve gerilim denklemleri	32
Tablo 2.3 ÜAM’da, V_1 , V_2 ve sarım sayısı oranına bağlı olarak elde edilen maksimum güç ifadeleri	32
Tablo 2.4 TAM’da kaçak endüktansın sürekli hal durumuna ait akım ve gerilim denklemleri	34
Tablo 2.5 BFKM, ÜAM ve TAM yöntemlerinin karşılaştırılması	36
Tablo 2.6 Sekonder taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarjdeşarj durumu	38
Tablo 2.7 Primer taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarjdeşarj durumu	40
Tablo 2.8 Her bir faz kolundaki pozitif ve negatif anahtarlar	42
Tablo 3.1 AFE tasarımındaki SP değerleri	46
Tablo 3.2 ÇAK tasarımındaki SP değerleri	51
Tablo 3.3 İnverter tasarımındaki SP değerleri	58
Tablo 4.1 Sargıların akım yoğunluğu hesabında kullanılan parametreler	64
Tablo 4.2 Optimum akı yoğunluğu hesabında kullanılan parametreler	66
Tablo 4.3 YFT’nin genel sistem özellikleri	67
Tablo 4.4 Çekirdeğin Steinmetz katsayıları ve doyum akı yoğunluğu değeri	67
Tablo 4.5 Optimum akı yoğunluğu hesabı için gerekli parametreler	67
Tablo 4.6 E55/28/21 kodlu ferit çekirdeğin fiziksel özellikleri	68
Tablo 4.7 YFT’nin sargı tasarımına ait sonuçlar	70
Tablo 4.8 Bakır kaybı hesabı için gerekli parametreler	70

Tablo 4.9	YFT'nin bakır kaybına ait sonuçlar	70
Tablo 4.10	YFT'nin yüksek frekans altındaki bakır kaybına ait sonuçlar	71
Tablo 4.11	E65/32/27 kodlu ferrit çekirdeğin fiziksel özellikleri.....	76
Tablo 4.12	YFT'nin self, karşılıklı ve kaçak endüktans değerleri	81
Tablo 6.1	AFE dönüştürücünün benzetim parametreleri	99
Tablo 6.2	ÇAK dönüştürücünün benzetim parametreleri	101
Tablo 6.3	İnverter devresinin benzetim parametreleri	104
Tablo 6.4	Önerilen kontrol sisteminin transfer fonksiyonları	108



Katı Hal Transformatörü için Yeni Bir Doğrusal Tabanlı Kapalı Çevrim Kontrol Yöntemi ve Uygulaması

Metin ÇAVDAR

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Doktora Tezi

Danışman: Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA ÖZKILIÇ

Güç elektroniği dönüştürücü devreleri, son yıllarda yarı iletken anahtar teknolojilerinde gerçekleşen ilerlemeler sayesinde, yüksek güçlerdeki uygulamalar için kullanılabilir hale gelmiştir. Bu duruma olanak sağlayan gelişmelerin başında ise yarı iletken anahtarların, düşük iletim kayıpları altında yüksek akımları geçirebilmesidir. Ayrıca anahtarlama işlemlerinin yüksek frekanslarda yapılabilmesi, dönüştürücü devrelerinin hacim ve ağırlığını azaltırken güç yoğunluğunu da önemli ölçüde artırır.

Yüksek güçlü dönüştürücü devrelerinin uygulama alanlarından biri de elektrik iletim ve dağıtım sistemleridir. Bu sistemlerde AC-AC gerilim dönüşümü geleneksel düşük frekanslı (50/60 Hz) güç transformatörleri kullanılarak yapılır. Fakat son yıllarda geleneksel transformatörlerin alternatifi olarak Katı Hal Transformatörleri (KHT) önerilmiş olup bu sistem sırasıyla Aktif Front End (AFE)

AC-DC dönüştürücü, Çift Aktif Köprü (ÇAK) DC-DC dönüştürücü ve bir adet inverterden meydana gelir. KHT sahip olduğu bu topolojik yapısından sebep tıpkı geleneksel güç transformatörleri gibi AC-AC gerilim dönüşümü işlemini gerçekleştirir.

ÇAK DC-DC dönüştürücü devresinde bulunan Yüksek Frekanslı Transformatör (YFT), KHT'nin hacim ve ağırlığını oldukça azaltmaktadır. Ayrıca geleneksel transformatörlerde olmayan; reaktif güç kompanzasyonu (RGK) ve DC bara gibi önemli özelliklerde KHT'de mevcuttur.

KHT'de verimi artırabilmek için anahtarlama kayıpları düşük olan yarı iletken anahtarlar tercih edilmeli ve bu anahtarlar sıfır gerilim veya sıfır akım altında iletim ya da kesim durumuna geçirilmelidir. Ayrıca yüksek frekansta çalışan transformatörün kaçak endüktans değeri hem yumuşak anahtarlama hem de transformatörün doyum değerine etki ettiğinden, genel sistem verimi için çok önemlidir.

Tez kapsamında yapılan çalışmada, 3 kVA gücünde bir KHT için tasarım esasları belirlenmiş ve yeni bir doğrusal tabanlı, kapalı çevrim kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen kontrol yöntemi sayesinde KHT'yi meydana getiren tüm alt devreler (AFE, ÇAK ve inverter) gerçek zamanlı olarak kontrol edilebilmekte ve bu sayede sistemin dinamik tepkisi oldukça hızlı olmaktadır. Dinamik tepkinin bu denli hızlı olmasındaki en önemli etken ise önerilen kapalı çevrim kontrol yönteminin hesaplama yükünün oldukça düşük olmasıdır.

Önerilen kontrol yöntemi sayesinde, üç aşamada gerçekleşen AC-AC güç dönüşümü neticesinde, KHT'nin çıkış akım ve gerilimi; düşük harmonikli ve saf sinüzoidale çok yakın olmaktadır. Ayrıca KHT'nin genel çalışma performansında önemli iyileştirmeler meydana gelmiş olup, düşük frekanslı geleneksel güç transformatörlerinde mevcut olmayan; güç faktörü düzeltme ve DC bara gibi bazı üstün özellikler de elde edilmiştir.

Önerilen kontrol yönteminde, birbirlerine “front-end” ve “back-end” mantığıyla bağlı olan dönüştürücüler gerçek zamanlı olarak haberleştirilmektedir. Söz konusu bu haberleşme süreci tamamen kapalı çevrim esaslara göre yapılmakta olup, bu kapsamda KHT'yi meydana getiren her bir dönüştürücü için ayrı ayrı akım ve gerilim döngüleri tasarlanmıştır. Akım ve gerilim döngüleri hem kendi bulunduğu

dönüştürücü içerisindeki döngü yapılarıyla hem de diğer dönüştürücüler için tasarlanan akım ve gerilim döngüleri ile haberleşebilmektedir. Bu sayede KHT için bütüncül ve dinamik bir kontrol yapısı elde edilmiş olup, sistemin çalışma performansında önemli ölçüde artış sağlanmıştır.

Tez çalışması neticesinde elde edilen sonuçların doğruluğu PSIM benzetim programında denenmiş ve önerilen kontrol yönteminin öngörülen performansta çalıştığı ispatlanmıştır. Ayrıca benzetim sonuçlarını destekleyici nitelikte deneysel çalışmalara dair sonuçlarda tezin son kısımlarında sunulmuştur. Elde edilen tüm bu sonuçlar göstermiştir ki üç aşamalı güç dönüşümü yapabilen bir KHT için önerilen doğrusal tabanlı ve kapalı çevrim yapıdaki kontrol yönteminin dinamik cevabının oldukça hızlı olduğu ve bu sayede genel çalışma performansını iyileştirdiği ispatlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Katı hal transformatörü, yüksek frekans transformatörü, çift aktif köprü, kaçak endüktans

ABSTRACT

A Novel Linear Based Closed Loop Control Method and Implementation for Solid State Transformers

Metin ÇAVDAR

Department of Electrical Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Selin ÖZÇİRA ÖZKILIÇ

Advancements in semiconductor switch technologies in recent years have enabled power electronic converter circuits to be utilized in high-power applications. Foremost among these developments is the ability of semiconductor switches to handle high currents with low conduction losses. Additionally, the capability to perform switching operations at high frequencies significantly reduces the size and weight of converter circuits while substantially increasing their power density.

One of the application areas of high-power converter circuits is electrical transmission and distribution systems. In these systems, AC-AC voltage conversion is traditionally carried out using low-frequency (50/60 Hz) power transformers. However, in recent years, Solid-State Transformers (SSTs) have been proposed as an alternative to conventional transformers. The SST system comprises an Active Front End (AFE) AC-DC converter, a Dual Active Bridge (DAB) DC-DC

converter, and an inverter. Due to this topological structure, the SST performs AC-AC voltage conversion, similar to conventional power transformers.

The High-Frequency Transformer (HFT) in the DAB DC-DC converter significantly reduces the size and weight of the SST. Furthermore, the SST incorporates critical features not found in conventional transformers, such as reactive power compensation (RPC), bidirectional power flow, and a DC bus.

In order to increase efficiency in SSTs, semiconductor switches with low switching losses should be preferred and these switches should be switched to conduction or cut-off status under zero voltage or zero current. In addition, since the leakage inductance value of the transformer operating at high frequency affects both the soft switching and the saturation value of the transformer, it is very important for the overall system efficiency.

In the study conducted within the scope of the thesis, the design principles for a 3 kVA SST were determined, and a novel linear-based closed-loop control method was proposed. Through the proposed control method, all the subcircuits comprising the SST (AFE, DAB, and inverter) can be controlled in real-time, resulting in a remarkably fast dynamic response for the system. The primary factor contributing to this rapid dynamic response is the low computational load of the proposed closed-loop control method.

Through the proposed control method, the output current and voltage of the SST, resulting from the three-stage AC-AC power conversion, exhibit low harmonic content and are very close to a pure sinusoidal waveform. Additionally, significant improvements have been achieved in the overall operating performance of the SST, providing certain advanced features such as power factor correction, a DC link, and bidirectional power flow, which are not present in traditional low-frequency power transformers.

In the proposed control method, the converters connected to each other based on the “front-end” and “back-end” principle communicate in real-time. This communication process is entirely performed according to closed-loop principles, whereby separate current and voltage loops are designed for each converter comprising the SST. The current and voltage loops can interact not only with the loop structures within their respective converters but also with the current and

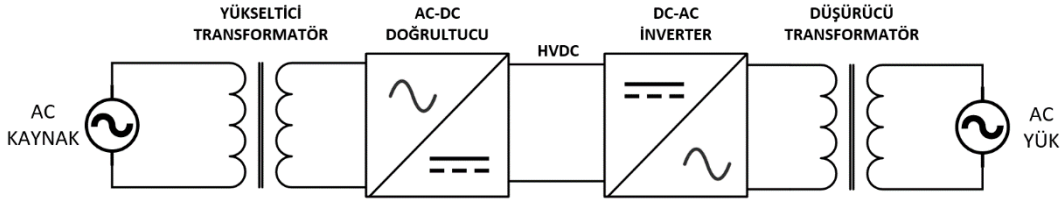
voltage loops designed for the other converters. Through this approach, an integrated and dynamic control structure for the SST is achieved, resulting in a significant improvement in system operational performance.

The validity of the findings obtained in this thesis was verified through simulations conducted using the PSIM software, confirming that the proposed control method achieves the expected performance. Additionally, experimental results supporting the simulation findings are presented in the concluding sections of the thesis. These comprehensive results demonstrate that the proposed linear-based closed-loop control strategy for a three-stage power conversion SST exhibits a highly rapid dynamic response, thereby enhancing the overall operational efficiency and performance.

Keywords: Solid state transformer, high frequency transformer, dual active bridge, leakage inductance

1.1 Literatür Özeti

Elektrik enerjisinin iletimi ve dağıtımı süreçlerinde güç elektroniği dönüştürücüleri yoğun bir şekilde kullanılır. Özellikle Yüksek Gerilimli Doğru Akım sistemleri (HVDC – High Voltage Direct Current) ile Esnek AC İletim sistemleri (FACTS – Flexible AC Transmission Systems) içerisinde dönüştürücü uygulamalarına sıkça rastlanır [1]. Ayrıca yenilenebilir enerji sistemlerinden; rüzgâr ve güneş enerjisi uygulamalarında da dönüştürücüler kullanılmaktadır [2], [3]. Şekil 1.1’de HVDC sisteminin genel yapısı verilmiştir.

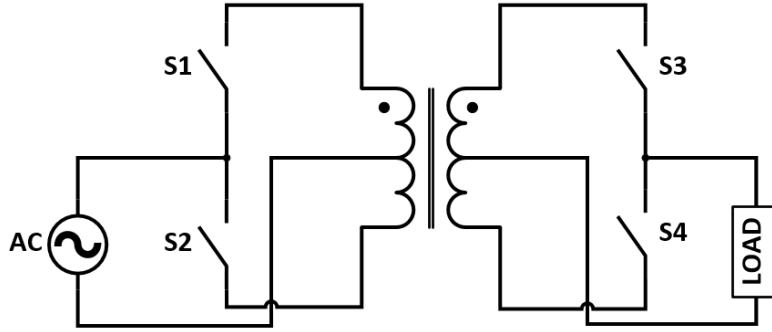


Şekil 1.1 HVDC sisteminin genel yapısı

Elektrik iletim ve dağıtım sistemlerinde çok farklı tipte güç elektroniği dönüştürücüleri bulunmasına rağmen son yıllarda yüksek güçlerde çalışabilen KHT kullanımı önem kazanmıştır [4]-[10]. KHT ile ilgili ilk konsept çalışma [11]’de verilmiş (Şekil 1.2) ve buradaki çalışmada KHT yerine “Elektronik Transformatör” ismi kullanılmıştır. Daha sonraki çalışmalarda ise düşük gerilimlere sahip ilk KHT örnekleri literatüre sunulmuştur [12]-[15]. Fakat bu örneklerdeki KHT uygulamaları, yarı iletken teknolojisinin ilgili yıllarda yeterli seviyede olmamasından dolayı yüksek gerilimlere çıkamamaktadır.

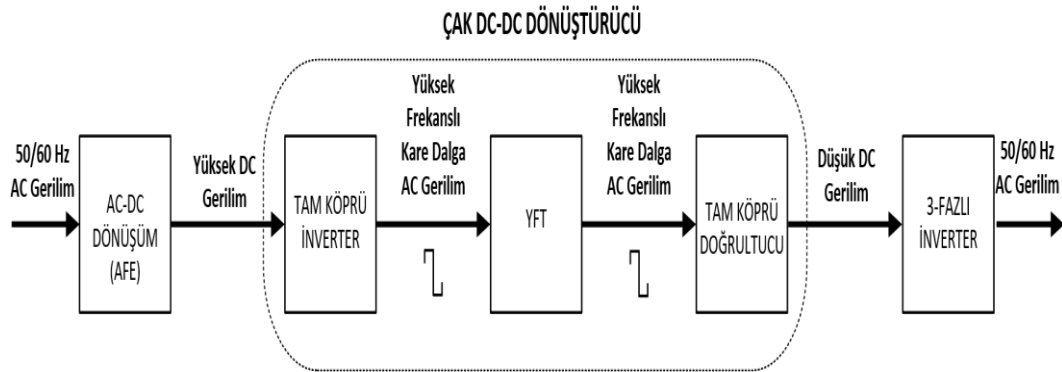
KHT’ler, düşük şebeke frekansında (50/60 Hz) çalışan geleneksel transformatörlerin yaptığı AC-AC gerilim dönüştürme işlemlerinde kullanılır.

KHT’de bulunan güç elektroniği dönüştürücüleri sayesinde girişte uygulanan AC gerilim yüksek frekanslara çıkartılır ve yüksek frekansta çalışan bir transformatör (YFT) üzerinden çıkışa aktarılır. YFT sayesinde KHT’nin hacim ve ağırlığı geleneksel transformatörlere göre oldukça düşük seviyelerde kalmaktadır.



Şekil 1.2 KHT’nin ilk konsept tasarımına ait topoloji

KHT’nin girişine uygulanan 3-fazlı AC gerilim, Aktif Front – End (AFE) DC-DC dönüştürücü devresi üzerinden doğrultularak DC gerilime dönüştürülür. Elde edilen bu DC gerilim ise AFE’nin çıkışında bulunan, ÇAK DC-DC dönüştürücü devresi üzerinden yükseltilir veya düşürülür. Son aşamada da yükseltilen veya düşürülen bu DC gerilim 3-fazlı bir inverter devresi aracılığıyla KHT’nin çıkışına AC gerilim olarak aktarılır. KHT sisteminin genel çalışma prensibi Şekil 1.3’de verilmiştir.



Şekil 1.3 KHT sisteminin genel çalışma prensibi

KHT sistemi içerisinde yarı iletken anahtarların, sürücülerin, kontrol elemanlarının ve soğutucuların olduğu karmaşık bir yapıdan meydana gelmektedir. Ayrıca yüksek frekanslar altında yüksek güç dönüşümleri yapılması gerektiğinden verim seviyesi en az geleneksel transformatörler kadar iyi olmak zorundadır. Çeşitli güç ve ebatlardaki KHT prototipleri Şekil 1.4’de gösterilmiştir [16]-[18].

Elektrik dağıtım sistemleri için KHT'nin çalışma gerilimi 2,3 kV ile 3,5 kV arasında seçilir. Bundan dolayı KHT içerisinde yüksek frekanslarda ve yüksek gerilimler altında anahtarlama yapabilen yarı iletken anahtarlara ihtiyaç vardır. İki ya da üç seviyeli topolojilerde bulunan yarı iletken anahtarların gerilim değerlerinin belirlenebilmesi için [19]'da çeşitli yöntemler sunulmuştur. Anahtarların maruz kalacağı gerilimler fazla olduğundan, çözüm olarak dönüştürücü devrelerinin birbirlerine kaskad halde bağlanması önerilir. Fakat bu çözüm yöntemi KHT'nin ağırlık ve hacmini artırmaktadır.

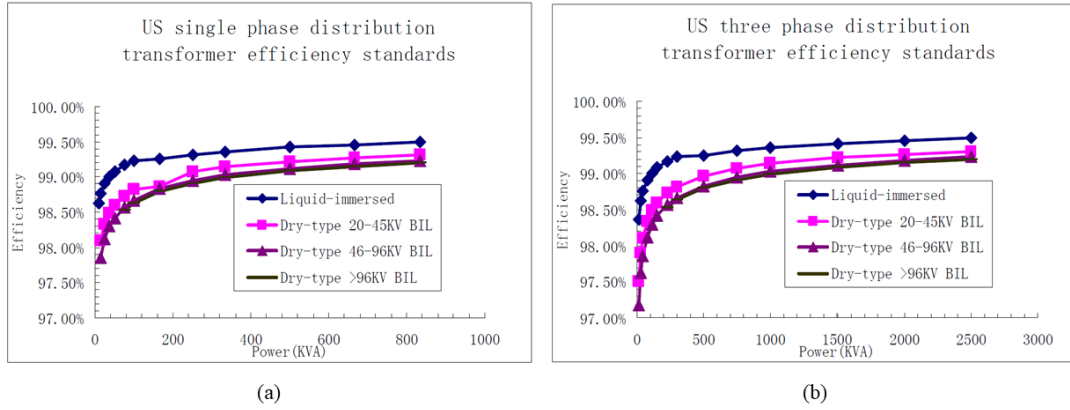


Şekil 1.4 Çeşitli güç ve ebatlardaki KHT prototipleri

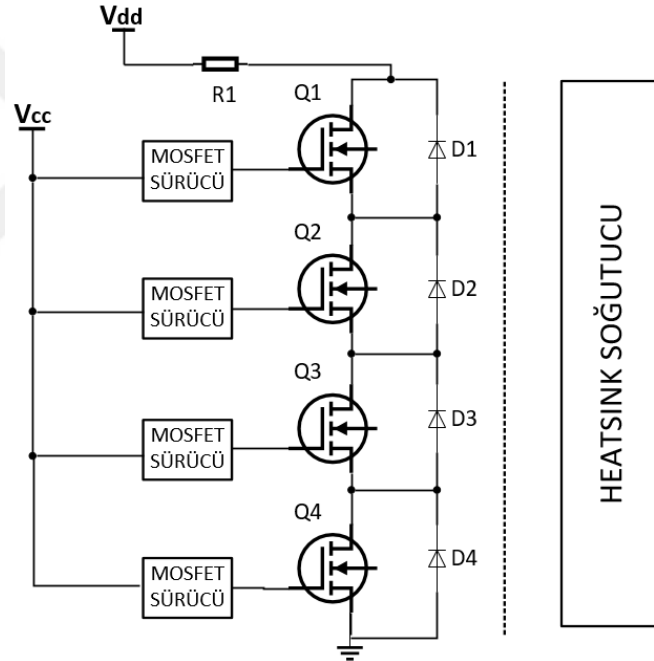
ABD'de, 2010 yılında sıvı ve kuru tipteki geleneksel güç transformatörleri için bir standart yayınlandı [20]. Bu standarda göre 1 ya da 3-fazlı güç transformatörlerinin en düşük görünür güçteki verimi %97 iken güç miktarı arttıkça verim seviyesinin de %99,5'e ulaştığı görülmüştür (Şekil 1.5). KHT'nin gelecekte, güç transformatörlerinin alternatifi olarak kullanılabilmesi için en az bu verim değerlerinde çalışması beklenmektedir [21].

Günümüzde kullanılan Silisyum (Si) bazlı yarı iletken anahtarlar (IGBT, MOSFET) orta seviye gerilim dönüştürücüleri için uygundur. Fakat bu anahtarlar yüksek gerilim altında en fazla 1 kHz'e kadar anahtarlama yapabildiklerinden KHT'nin hacim ve ağırlığı artmaktadır. Söz konusu problemin çözümü için anahtarların birbirlerine seri olarak bağlanması önerilir [22], [23]. Temel bir seri bağlantı topolojisi Şekil 1.6'da gösterilmiştir. Seri bağlı anahtar sistemi sayesinde yüksek gerilimlerde anahtarlama yapılabilmesine rağmen devrenin parazitik endüktans

değeri artmakta olup çözüm olarak entegre halde kullanılabilen modüler-seri bağlı anahtar sistemi önerilmektedir [24].



Şekil 1.5 Güç transformörleri için ABD’de yayınlanan verim standardı (a) tek fazlı transformör (b) 3-fazlı transformör



Şekil 1.6 MOSFET tipi anahtarların seri bağlantı topolojisi

KHT’de anahtar sayısı artıktıkça, anahtarlar üzerindeki iletim gerilim düşümleri artacağından verim azalmaktadır. Bu durumun önüne geçebilmek için silisyum bazlı yarı iletken anahtarlar yerine yüksek gerilimlerde ve yüksek frekanslarda anahtarlama yapabilen 4H Silikon Karbür (4H-SiC) yarı iletken anahtarlar kullanılabilir. Yapılan karşılaştırmalarda SiC bazlı yarı iletken anahtarların yüksek sıcaklıklarda daha büyük enerji bandı boşluğuna sahip olduğu gösterilmiştir. Ayrıca SiC anahtarlarda, Si bazlı yarı iletken anahtarlara göre 10 kat daha fazla devrilme

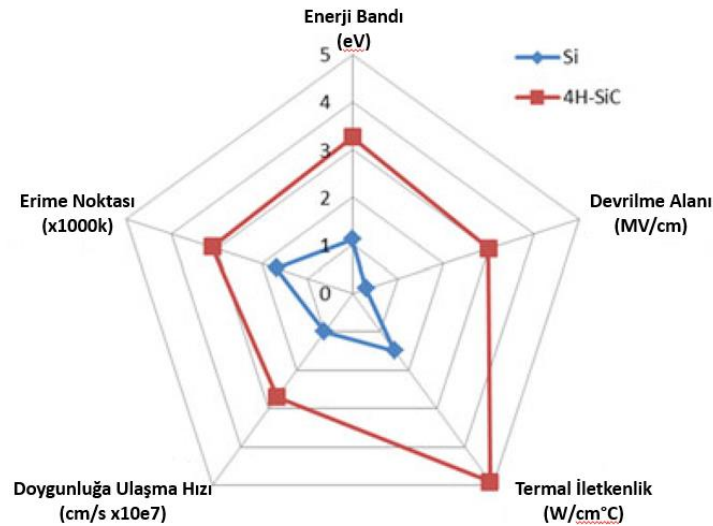
elektrik alanı mevcut olduğundan, yüksek gerilim, yüksek akım ve yüksek frekanslarda çalışma koşullarına uygunluk gösterirler [25].

Si ve SiC bazlı yarı iletken malzemelerin karşılaştırıldığı bir diğer çalışmada her iki malzeme tipi için sırasıyla enerji bandı (eV), erime noktası, doygunluğa ulaşma hızı (cm/s $\times 10^7$), termal iletkenlik (W/cm. $^{\circ}$ C) ve devrilme alanı (MV/cm) gibi özellikler karşılaştırılmış olup, sonuçlar Tablo 1.1’de verilmiştir [21].

Tablo 1.1 SiC ve Si bazlı yarı iletken anahtarların malzeme karakteristikleri bakımından karşılaştırılması

Malzeme	Enerji Bandı (eV)	Devrilme Alanı (MV/cm)	Termal İletkenlik (W/cm. $^{\circ}$ C)	Doygunluğa Ulaşma Hızı (cm/s)
4H-SiC	3,26	2,2	3,8	2×10^7
Si	1,12	2,5	1,5	1×10^7

Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki SiC bazlı yarı iletken anahtarlar, kullanıldığı yüksek frekanslı güç elektroniği dönüştürücülerinin verimini oldukça artırmaktadır. Bu konuda yapılan bir diğer çalışmanın detayları ise Şekil 1.7’de gösterilmiştir [26].



Şekil 1.7 Si ve SiC bazlı yarı iletken anahtarların belirli malzeme özellikleri üzerinden karşılaştırılması dair grafik

Ticari olarak üretilen 15kV/10A SiC MOSFET ile 6,5kV/25A Si IGBT, anahtarlama kayıpları bakımından karşılaştırılmış (Tablo 1.2) ve SiC MOSFET'in daha düşük anahtarlama kayıplarına sahip olduğu ispatlanmıştır [27].

KHT'nin düşük hacim ve ağırlığa sahip olmasındaki en büyük etki içerisinde bulunan yüksek frekans transformatörüdür (YFT). YFT'nin manyetik materyal seçimi ve sargı durumu genel verimi etkiler. Ayrıca yüksek gerilim ve yüksek güçlü uygulamalarda YFT üzerindeki termal problemlerinin de dikkate alınması gerekir.

Tablo 1.2 15 kV /10 A SiC MOSFET ve 6,5 kV / 25 A Si IGBT yarı iletken anahtarların, anahtarlama kayıplarının karşılaştırılması

Yarı İletken Anahtar	15 kV / 10 A	6,5 kV / 25 A
	SiC MOSFET	Si IGBT
İletime Gitme Kaybı	14,46 mJ	64,4 mJ
Kesime Gitme Kaybı	1,88 mJ	32,7 mJ

YFT için çeşitli manyetik malzemelerin karşılaştırıldığı çalışma [28] ve [29]'da sunulmuştur. Söz konusu çalışmaların sonuçlarına göre silikon-çelik malzemeden yapılan çekirdeğin yüksek akı yoğunluğuna ve yüksek geçirgenliğe sahip olduğu görülür. Fakat yüksek frekanslara çıkıldığında çekirdek üzerindeki kayıplar bir hayli fazla olmaktadır.

İncelenen diğer bir materyal ise ferrit malzemedir. Bu malzemeden üretilmiş çekirdeklerin kayıpları makul seviyede olmasına rağmen akı yoğunluğu düşük değerlerdedir. Bundan sebep transformatörün ağırlık ve hacmi artar.

Silikon-çelik ve ferrit malzemeler dışında önerilen üçüncü bir malzeme ise nanokristaldır. Nanokristal çekirdeğin akı yoğunluğu ferrit çekirdekten daha fazla olmakla beraber çekirdek kayıplarının da en düşük olduğu ferromanyetik malzemedir. Bu malzemenin en büyük dezavantajı ise diğer farklı tip çekirdek malzemelerine göre üretim maliyetinin yüksek olmasıdır.

Nanokristal malzemeye alternatif olarak amorf alaşımlar önerilmiştir. Amorf alaşımdan yapılmış çekirdek ortalama bir akı yoğunluğuna sahiptir ve nanokristal

malzemeye karşılaştırıldığında çok daha ucuzdur. Fakat yüksek frekanslara çıkıldıkça akı yoğunluğu azalır ve bu durum çekirdek hacmini oldukça artırır.

[29]'da tüm bu malzemelerin genel manyetik özellikleri bakımından karşılaştırıldığı çalışma sunulmuş ve Tablo 1.3'de özetlenmiştir. Malzemeler için karşılaştırılan özellikler sırasıyla; manyetik geçirgenlik (μ), manyetik akı yoğunluğunun tepe değeri (B_{peak}), elektriksel direnç (ρ), Curie Sıcaklığı (T_c), ve çekirdeğin demir kaybıdır (P_{fe}).

Tablo 1.3 YFT için çekirdek malzemelerinin temel manyetik özellikler bakımından karşılaştırılması

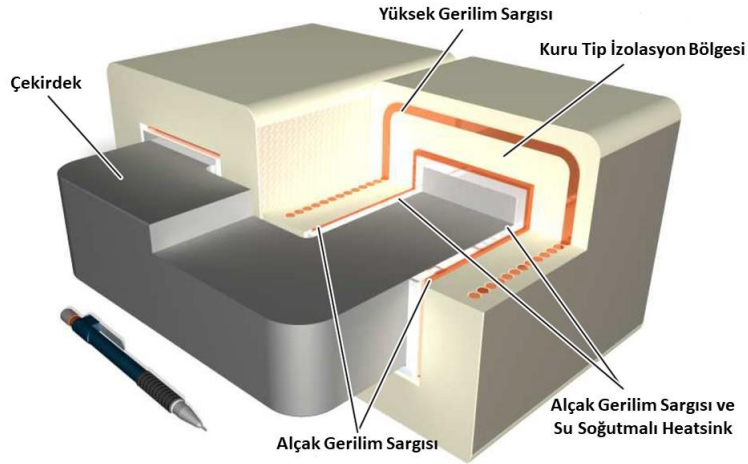
Malzeme	Ferrit	Silikon-Çelik	Nanokristal	Amorf
μ	2200	5000-10000	15000	10000-150000
B_{peak} (T)	0,49	2,0	1,2	1,56
ρ ($\mu\Omega m$)	10^7	0,48	1,15	1,3
T_c ($^{\circ}C$)	210	745	600	399
P_{fe} (mW/cm ³)	288	5,66	312	294

3.8 kV'u 400 V dönüştüren 10 kVA gücünde, 3 fazlı ve 3 kHz hızında çalışan transformatörün çekirdeği için Metglas SA2605SA1 kodlu amorf malzeme kullanılmış ve verimin %97'e ulaştığı görülmüştür [30]. Farklı çekirdek materyallerinin karşılaştırıldığı başka bir araştırmada ise 250 kVA gücünde, 5 kV'u 380 V'a dönüştüren ve 20 kHz frekansında çalışan bir transformatör üzerinde testler yapılmış ve en iyi performansın nanokristal materyalden elde edildiği sonucuna varılmıştır [31].

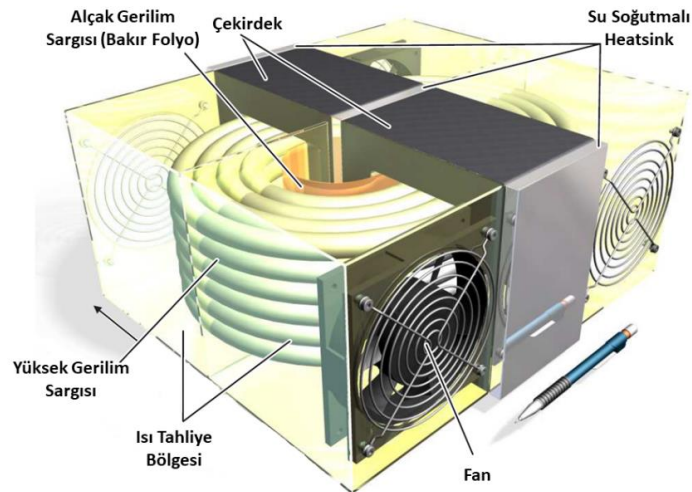
YFT'nin performansını etkileyen bir diğer unsur ise çekirdek üzerindeki sargı yapılarıdır. YFT'de selenoid ve eş eksenli olmak üzere iki farklı sargı yapısı kullanılır. Eş eksenli sargıda transformatörün kaçak endüktansı rahat kontrol

edilebilirken düşük maliyet ve kolay üretimden dolayı selenoid sargı yapısı YFT’de daha çok tercih edilmektedir [32].

YFT’nin çalışma performansını etkileyen bir başka kriterde çekirdek geometrileridir. Literatüre çok farklı tipte çekirdek geometrileri sunulmuş olsa da en çok tercih edilenleri; çekirdek-tipi (Şekil 1.8), kabuk-tipi (Şekil 1.9) ve matris-tipi (Şekil 1.10) geometrilerdir [33].



Şekil 1.8 Çekirdek tipi YFT

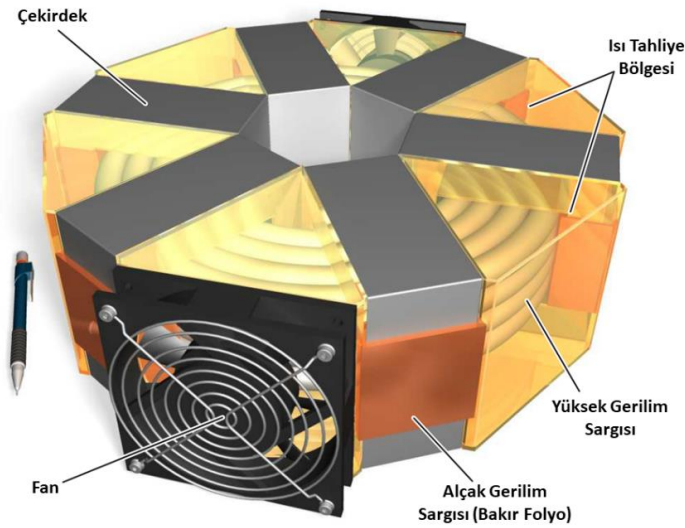


Şekil 1.9 Kabuk tipi YFT

Çekirdek tipi transformatör yapısı kullanılarak kompakt bir tasarım elde edilirken, matris ve kabuk tipi transformatörlerde de ısıyı dağıtmak ve yok etmek daha

kolaydır. Her ne kadar yüksek verime sahip olsa da bu üç tip geometri arasında üretimi en zor olan matris tipi çekirdektir [33], [34].

KHT çalışırken çekirdek ve sargılarda meydana gelen ısının dışarı atılması gerekir. Fakat güç transformatörleri ile karşılaştırıldığında ortamdaki ısının dışarıya atılabilmesi KHT’de nispeten daha zordur. Bu sistemde güç transformatörlerindeki gibi yeterli boş alan olmadığından ısı dağıtımı için yağ benzeri sıvılar kullanılamaz. Problemin çözümü için literatürde birçok farklı yöntem önerilmiştir [35]-[37]. Ayrıca yüksek güçlü DC-DC dönüştürücü uygulamaları içinde su ve hava kaynaklı soğutucularında kullanıldığı örnekler de mevcuttur [38], [39].

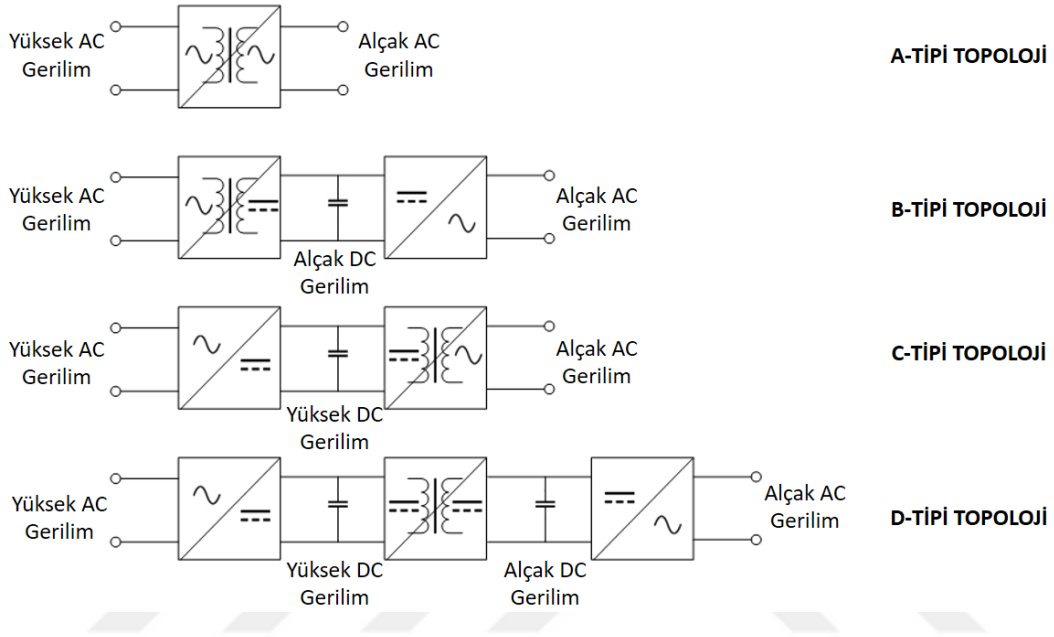


Şekil 1.10 Matris tipi YFT

KHT’de çok farklı tipte AC-AC dönüştürücü topolojileri mevcuttur. Bu topolojilerin sınıflandırılmasına ve karşılaştırılmasına ait çalışma [40]’da verilmiş olup dönüşüm aşamaları da dikkate alınarak dört farklı tip AC-AC dönüştürücü devresi olduğu söylenebilir. Bunlar Şekil 1.11’de gösterildiği üzere, sırasıyla basitten karmaşığa doğru A, B, C ve D-tipi topolojiler olarak adlandırılır.

A-tipi topolojide girişteki yüksek değerlikli AC gerilim bir YFT üzerinden değeri düşürülerek çıkışa aktarılmaktadır. Dönüşüm tek aşamadan meydana gelir. Topoloji, yapısı itibariyle basit ve kontrolü kolaydır. Fakat DC baraya sahip olmadığı için RGK yapılamaz. Ayrıca girişteki herhangi bir bozucu etki çıkışa filtrelenmeden aktarılmaktadır. Bunun dışında, yüksek gerilim çalışma bölgesinde sıfır gerilim altında anahtarlama yapmakta oldukça zordur.

B-tipi topolojide girişteki yüksek değerlikli AC gerilim önce düşük seviyede DC gerilime dönüştürülür ve daha sonra bir inverter üzerinden çıkışa yine düşük değerlikli AC gerilim olarak aktarılır. B-tipi topolojide YFT girişte bulunmaktadır. Dönüşüm iki aşamadan meydana gelir ve topolojide DC bara mevcut olduğundan RGK mümkündür. Fakat A-tipi topolojide olduğu gibi bu topolojide de yüksek gerilim seviyelerinde sıfır gerilim altında anahtarlama yapmak kolay değildir.



Şekil 1.11 KHT için topoloji tipleri

C-tipi topolojide girişteki yüksek değerlikli AC gerilim önce yüksek seviyede DC gerilime dönüştürülür ve daha sonra bir inverter üzerinden çıkışa düşük değerlikli AC gerilim olarak aktarılır. C-tipi topolojide YFT çıkışta bulunmaktadır. Dönüşüm iki aşamadan meydana gelir ve topolojide DC bara mevcut olduğundan RGK mümkündür. Ayrıca yüksek gerilim seviyelerinde sıfır gerilim altında anahtarlama yapılabilir. Fakat bu topolojide düşük gerilimli DC bara mevcut olmadığı için yenilenebilir enerji kaynaklarıyla doğrudan ortak bir baraya bağlanamaz.

D-tipi topolojide girişteki yüksek değerlikli AC gerilim önce yüksek seviyede DC gerilime dönüştürülür ve daha sonra bir YFT üzerinden çıkışa düşük seviyeli DC gerilim olarak aktarılır. Son kısımda ise elde edilen bu düşük seviyeli DC gerilim bir inverter üzerinden KHT'nin çıkışına düşük değerlikli ve düşük frekanslı (50/60 Hz) AC gerilim olarak uygulanır. D-tipi topolojide YFT, girişteki doğrultucu ile çıkıştaki inverter arasında bulunur ve dönüşüm üç aşamadan meydana gelir.

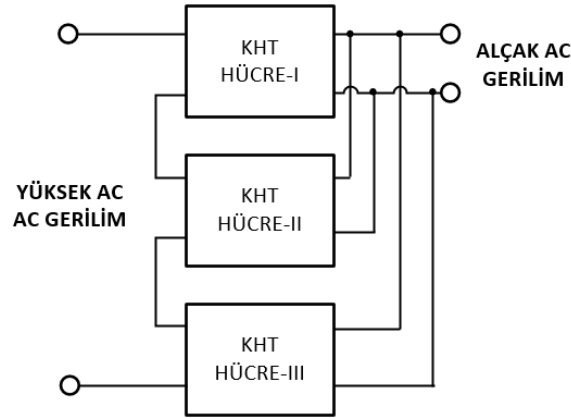
KHT ile ilgili literatüre sunulan birçok uygulamada D-tipi topolojiyi görmek mümkündür [41]-[45]. D-tipi topolojide RGK yapılabilir. Ayrıca yumuşak anahtarlama işlemi daha kolaydır ve düşük gerilimli DC baraya sahip olduğu için yenilebilir enerji kaynaklarıyla doğrudan bağlantı sağlanabilir. Tüm topoloji tiplerinin yukarıda bahsedilen özellikler nezdinde karşılaştırılmasına dair çalışma Tablo 1.4’de verilmiştir.

Tablo 1.4 KHT için farklı AC-AC topoloji tiplerinin karşılaştırılması

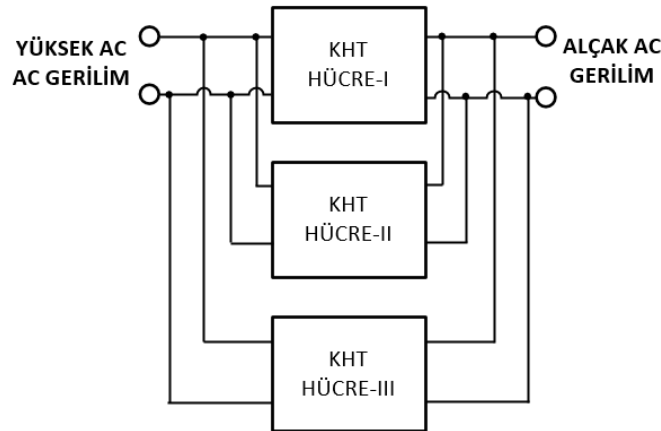
ÖZELLİK	A-TİPİ	B-TİPİ	C-TİPİ	D-TİPİ
Dönüşüm Aşaması	1	2	2	3
Reaktif Güç Kompanzasyonu	X	✓	✓	✓
İki Yönlü Güç Aktarımı	✓	✓	✓	✓
Yüksek DC Gerilim Bara	X	X	✓	✓
Alçak DC Gerilim Bara	X	✓	X	✓
Yumuşak Anahtarlama	X	X	✓	✓
Üretim Maliyeti	Düşük	Orta	Orta	Yüksek
Devre Yapısı	Basit	Orta	Orta	Karmaşık
Kontrol Yapısı	Basit	Orta	Orta	Karmaşık

Yukarıda bahsedilen topolojilerin hepsi, KHT üzerindeki elemanların (özellikle de yarı iletken anahtarlar) gerilim ve akım stresini düşürmek için paralel ya da seri olarak bağlanabilirler. Paralel ya da seri bağlantı yapılan topolojilerin her birine KHT hücresi denilmektedir.

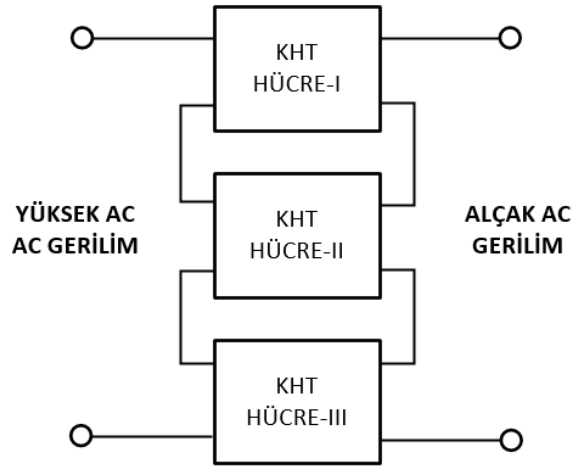
KHT hücreleri birbirlerine üç farklı yöntemle bağlanmaktadır. Bunlardan ilki; hücrelerin girişte seri, çıkışta ise paralel bağlandığı (GSÇP) metottur. Bu sayede girişteki devre elemanlarının üzerindeki gerilim seviyesi düşürülmekte ve çıkıştaki elemanların üzerinden geçen akım miktarı (akım paylaşımı yoluyla) azaltılmaktadır. İkinci yöntemde ise giriş ve çıkıştaki hücrelerin her biri paralel bağlanır (GPÇP) ve hücreler üzerindeki anahtarların akım stresleri azaltılır. Sonuncu yöntemde de giriş ve çıkış hücrelerinin her biri birbirine seri bağlanarak (GSÇS), anahtarlar üzerindeki gerilim stresleri azaltılır. KHT hücrelerinin bahsi geçen tüm bağlantı yapıları, sırasıyla Şekil 1.12, 1.13 ve 1.14 gösterilmiştir.



Şekil 1.12 GSÇP tipi KHT hücre topolojisi



Şekil 1.13 GPÇP tipi KHT hücre topolojisi



Şekil 1.14 GSÇS tipi KHT hücre topolojisi

Yukarıda bahsedilen literatür araştırmaları göstermiştir ki KHT sistemi, güç elektroniği teknolojileri içerisinde çok önemli bir yere sahiptir. Özellikle tasarım kriterleri nezdinde, düşük hacim ve ağırlığın dikkate alındığı tüm uygulamalarda KHT'nin potansiyeli ortaya çıkmaktadır. Bu kapsamda gelecekte, aşağıda verilen çalışma alanlarında KHT'nin yoğun bir biçimde kullanılması öngörülmektedir.

- Rüzgar ve güneş gibi yenilebilir enerji kaynaklarından üretilen elektriğin şebekeye entegrasyonunda,
- Elektrikli araçların hızlı şarj sistemlerinde ve yine elektrikli araçların güç koşullandırma devrelerinde,
- Elektrikli demiryolu taşımacılığı sistemlerinde
- Kablosuz enerji transferi uygulamalarında,
- Mikroşebeke uygulamalarında,
- Akıllı Şebeke ve Akıllı Şehir uygulamalarında,
- Elektrik iletim ve dağıtım sistemlerinde,
- Batarya şarj sistemlerinde.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmadaki amaç; KHT'nin geleneksel transformatörlere göre avantajlarını ortaya koymak, genel tasarım esaslarını belirlemek ve literatüre yeni bir doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol yöntemi önererek, KHT'nin çalışma verimini, geleneksel transformatörlerdeki kadar iyi hale getirmektir. Bunu yaparken de

YFT'nin yüksek akı yoğunluğuna ve yüksek manyetik geçirgenliğe sahip olması hedeflenmiştir.

Önerilen kontrol yöntemi sayesinde KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin (AFE, ÇAK ve inverter) gerçek zamanlı olarak kontrol edilebilmesi ve bu sayede sistemin dinamik tepkisinin oldukça hızlı olması amaçlanır. Dinamik tepkinin bu denli hızlı olmasını sağlamak amacıyla önerilen kapalı çevrim kontrol yönteminin hesaplama yükü oldukça düşük tutulmuştur.

Önerilen kontrol yöntemi sayesinde, KHT'nin çıkış akım ve geriliminin; düşük harmonikli ve saf sinüzoidale çok yakın olması amaçlanmaktadır. Ayrıca KHT'nin genel çalışma performansında önemli iyileştirmelerin meydana gelmesi, geleneksel transformatörlerde mevcut olmayan; güç faktörü düzeltme ve DC bara gibi bazı üstün özellikler elde edilmesi amaçlanmaktadır. Ayrıca bunlarla beraber KHT'ye yüksek frekanslarda güç dönüşümü yaptırılarak, tüm sistemin hacim ve ağırlığının azaltılması ve daha kompakt bir yapıya sahip olması hedeflenmektedir.

Bu tez çalışmasının güç elektroniği dönüştürücüleri, yüksek frekanslı güç transformatörleri ve elektrik iletim/dağıtım sistemlerine yönelik çalışmalar yapan tüm araştırmacılar için referans bir kaynak olması beklenmektedir.

1.3 Tez Çalışmasından Beklenen Sonuçlar

KHT'nin tasarım kriterlerinin ve yüksek performanslı kontrol yönteminin detaylarının verildiği ve önerilen kontrol yönteminin üstün yanlarının ortaya konulduğu bu çalışma sonucunda, sağlanması gereken ve istenen özellikler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- KHT'nin çalışma verimi, aynı görünür güç değerinde muadili olan geleneksel güç transformatörleri kadar iyi olmalıdır.
- KHT'nin hacim ve ağırlığı geleneksel güç transformatörlerine göre oldukça düşük seviyede olmalıdır.
- KHT'de geleneksel güç transformatörlerinde olmayan RGK ve DC bara gibi özellikler bulunmalıdır.
- KHT için yüksek güçlü uygulamalarda termal (ısınma) problemleri en düşük seviyede olmalıdır.

1.4 Tezin Genel İçeriği

Tezin genel içeriği şu şekilde özetlenebilir; birinci bölümde KHT'nin literatür araştırması sistematik bir biçimde sunulmuş ve daha sonrasında tez çalışmasının amacı, kapsamı ve hedefleri hakkında bilgi verilmiştir. İkinci bölümde ise KHT'nin genel topolojik yapısı incelenmiş ve bu incelemeyle beraber KHT'nin matematiksel modeli oluşturulmuştur. İkinci bölümden elde edilen bilgiler bir sonraki bölümde KHT'nin tasarım süreçlerinde kullanılmıştır.

nc bölümde KHT'nin genel tasarım esaslarına dair detaylar sunulmuştur. KHT'nin tasarım sürecinde, ikinci bölümden elde edilen matematiksel modellerden ve ayrıca SpeedFit Design Simulator yazılımından faydalanılmıştır.

Dördüncü bölümün tamamında KHT'de kullanılan YFT'nin tasarım detaylarına yer verilmektedir. Bu bölümde YFT tasarımına dair, matematiksel yaklaşım, hesaplama ve analizlerle birlikte elde edilen sonuçların doğrulaması için MAXWELL yazılımı aracılığıyla üç boyutlu elektromanyetik analizler de gerçekleştirilmiştir.

Beşinci bölümde KHT'nin kontrol esasları incelenmiş olup KHT'yi meydana getiren her bir devre için ayrı ayrı kontrol modellerinin matematiksel analizi yapılmıştır. Ayrıca bu bölümde KHT için önerilen doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol yönteminin detaylarına da yer verilmiştir. Beşinci bölümden elde edilen sonuçlar sayesinde, altıncı bölümde KHT'nin benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Yedinci bölümde ise KHT sisteminin deneysel sonuçlarına yer verilmektedir. Son bölüm olan sekizinci bölümde ise tüm tez kapsamında yapılan çalışmaların genel sonuçları değerlendirilmiştir.

2

KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN TOPOLOJİK YAPISI

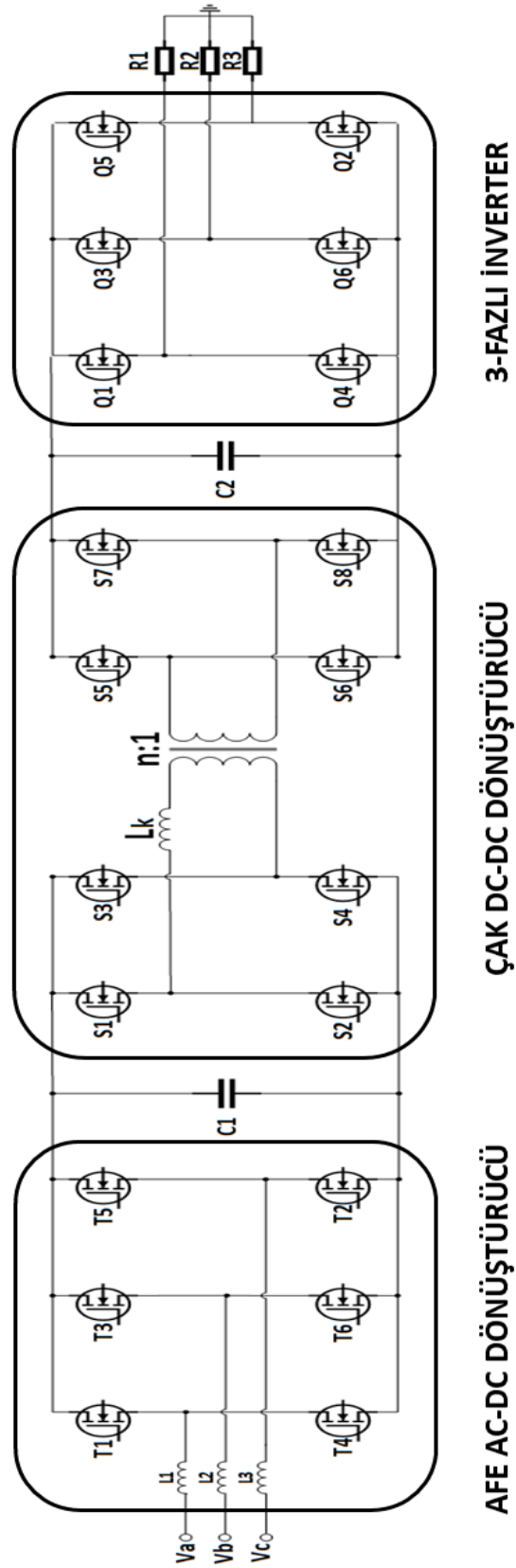
KHT'nin genel topolojik yapısı hakkında bilgi verildiği bu bölümde, sırasıyla KHT'yi meydana getiren tüm alt devreler incelenmiş ve matematiksel modelleri oluşturularak her bir devrenin birbirinden bağımsız şekilde kontrol sistemleri tasarlanmıştır.

“Giriş” bölümünde de bahsedildiği üzere KHT için önerilen topoloji tipleri arasında en çok tercih edileni D-tipi topoloji/devre yapısı olduğu görülmektedir. D-tipi topoloji de, diğer incelenen topolojilerden farklı olarak bazı üstün özellikler mevcuttur. Bu özelliklerin en önemlisi; uygun giriş-çıkış gerilim değerleri altında iki yönlü güç akışının yapılabilmesidir. Ayrıca hem yüksek hem de alçak DC gerilim barasına sahip olması nedeniyle RGK, diğer bir ifadeyle GFD işlemi gerçekleştirilebilir. Yine bu topoloji üzerinde herhangi bir bastırma hücresine gerek kalmadan, doğal yöntemlerle farklı yumuşak anahtarlama uygulamaları gerçekleştirmek de mümkündür.

KHT sistemini, D-tipi topolojisi nezdinde incelediğimizde yapının üç temel alt devreden oluştuğunu görürüz. Bunlar girişten çıkışa doğru sırasıyla AFE AC-DC Dönüştürücü, ÇAK DC-DC Dönüştürücü ve bir adet üç fazlı inverterdir (DC-AC). Bu alt devrelerin hepsi topolojik olarak birbirlerine “front-end” ya da “back-end” mantığıyla bağlı olup, her bir alt devrenin bağlantısı için KHT’de toplamda iki adet DC bara kondansatörüne ihtiyaç vardır.

KHT’de AC-AC gerilim dönüşümü işlemi yüksek frekanslarda ve üç aşamada meydana gelir. Bu aşamalardan ilki olan AC-DC dönüşümü, AFE tarafından gerçekleştirilir. AFE’de bulunan üç fazlı tam köprü doğrultucunun her bir faz kolu üzerinde tam kontrollü iki adet anahtar bulunur. Bu sayede hem kaynaktan çıkışa,

hem de çıkıştan kaynağa doğru güç aktarımı mümkün olmakta ve RGK yapılabilmektedir.



Şekil 2.1 KHT'nin genel topolojik devre yapısı

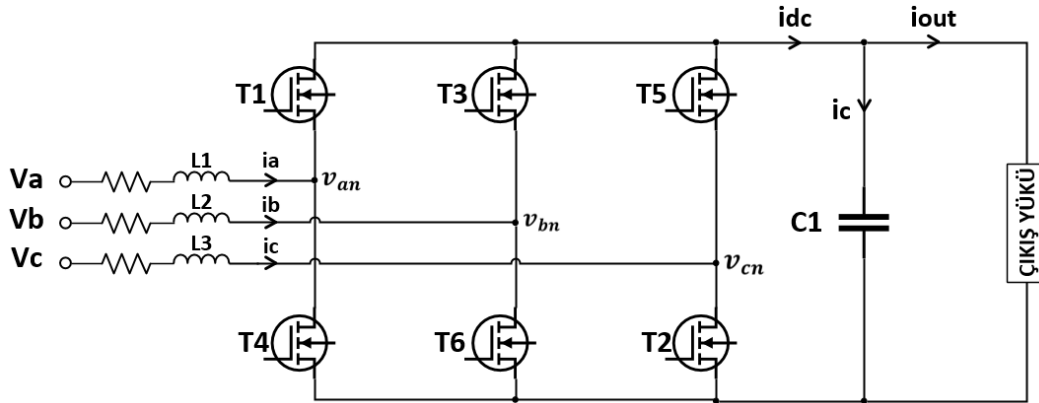
İkinci aşamada ise ÇAK devresiyle DC-DC dönüştürme işlemi gerçekleştirilir. İçerisinde YFT bulunduğu KHT'yi meydana getiren en önemli alt devre ÇAK DC-DC dönüştürücüdür. KHT'nin güç dönüşümü esnasında hacim ve ağırlığının geleneksel güç transformatörlerine göre az olmasındaki sebep YFT'dir. Bu bakımdan YFT için KHT'nin kalbi olduğu söylenebilir.

Son aşamada ise ÇAK dönüştürücünün çıkışından elde edilen DC gerilim tam kontrollü ve üç fazlı inverter aracılığıyla istenen AC gerilime dönüştürülür ve bu sayede AC-AC gerilim dönüşüm işlemi tamamlanmış olur. KHT'nin genel topolojik devre yapısı Şekil 2.1'de verilmiştir. İlerleyen bölümlerde KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin topolojik yapısı ve matematiksel modelleri sunulacaktır.

2.1 3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücü

KHT'nin giriş kısmında bulunan üç fazlı AC-DC dönüştürücü devresi, tam kontrollü (TK) yapıda ve genelde Si ya da SiC tabanlı MOSFET/IGBT anahtarlardan meydana gelmektedir. Ayrıca bu devre doğrudan (yükseltici endüktansı üzerinden) üç fazlı şebekeye bağlanabildiği için literatürde, “Aktif Front-End (AFE)” AC-DC dönüştürücü devresi olarak da isimlendirilir [46].

Şekil 2.2'de topolojik yapısı verilen AFE dönüştürücü devresi üç kısımdan oluşur. İlk kısımda, üç faz besleme geriliminin (v_a, v_b, v_c) sağlandığı kaynak ve yükseltici (boost) endüktanslar (L_1, L_2, L_3) bulunur. Ayrıca bu endüktansların filtreleme etkisi de vardır. İkinci kısımda ise tam köprü yapıdaki TK yarı iletken anahtar sisteminden meydana gelmektedir. Son kısımda da çıkış DC kondansatörü (C_1) ve yük bulunur.



Şekil 2.2 Üç fazlı AFE AC-DC dönüştürücü devresinin topolojik yapısı

TK üç fazlı AFE AC-DC dönüştürücüler endüstride güç dönüşümü gerektiren birçok yerde yoğun bir şekilde kullanılır. Özellikle KHT uygulamalarında, elektrikli araçların şarj edilmesinde ve motor kontrolünde bu dönüştürücüler tercih edilmekte olup, AFE tipi dönüştürücülerin sahip olduğu bazı üstün özellikler aşağıda verilmiştir.

- Bu dönüştürücülerde çift yönlü güç akışı yapılabilir.
- Kaynak akımı düşük toplam harmonik distorsiyon (THD) değerine sahiptir.
- Çıkıştaki DC gerilimin limit değerler içerisinde anlık olarak ayarlanabilir.
- Ek bir pasif filtreye ihtiyaç olmadan sadece uygun bir kontrol yapısı üzerinden GFD işlemi yapılabilir.
- Çıkıştaki DC gerilim düşük dalgalanma değerine sahiptir.

2.1.1 Üç Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücünün Matematiksel Modeli

Şekil 2.2’de akım yolları ve düğüm noktaları gösterilen devrede, Kirchhoff Akım ve Gerilim Yasaları doğrultusunda temel devre denklemleri yazılabilir.

$$R_{eq} = R_1 = R_2 = R_3 \quad (2.1)$$

$$L_{eq} = L_1 = L_2 = L_3 \quad (2.2)$$

$$v_a = L_{eq} \frac{di_a}{dt} + R_{eq} \cdot i_a + v_{an} + v_{ng} \quad (2.3)$$

$$v_b = L_{eq} \frac{di_b}{dt} + R_{eq} \cdot i_b + v_{bn} + v_{ng} \quad (2.4)$$

$$v_c = L_{eq} \frac{di_c}{dt} + R_{eq} \cdot i_c + v_{cn} + v_{ng} \quad (2.5)$$

$$C_1 \cdot \frac{dv_{out}}{dt} = i_{dc} - i_{out} \quad (2.6)$$

Burada sırasıyla i_a , i_b , i_c faz akımlarını, v_{an} , v_{bn} , v_{cn} her bir faz kolunun orta noktası ile devrenin nötrü arasındaki gerilim düşümünü, v_{ng} nötr noktası ile üç fazlı kaynağın toprağı arasındaki gerilim düşümünü, i_{dc} doğrultucunun çıkışındaki akımı, i_{out} ve v_{out} ise çıkış yükünün akım ve gerilimini göstermektedir.

AFE dönüştürücüdeki anahtarlar TK özelliğinde olduğu için devrenin matematiksel modeli üzerinde anahtarlama fonksiyonunun belirlenmesi gerekir. Bu fonksiyon; her bir faz kolunun üst kısmındaki anahtarların (T1, T3, T5) iletimde ve alt

kısımındaki anahtarların (T4, T6, T2) ise kesimde olduğu durum için $S_k = 1$, tam tersi anahtarlama durumunda da $S_k = 0$ olarak ifade edilir. Ayrıca kaynağın kısa devre olmasını önlemek için aynı faz kolunda bulunan anahtarların eş zamanlı olarak iletme gidemez. Bunu sağlamak içinde her bir faz kolunun anahtarlama durumunu belirleyen S_a , S_b ve S_c fonksiyonları aşağıdaki gibi yazılır.

$$S_a = \begin{cases} 1, & \text{T1 iletimde, T4 kesimde} \\ 0, & \text{T1 kesimde, T4 iletimde} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & \text{T3 iletimde, T6 kesimde} \\ 0, & \text{T3 kesimde, T6 iletimde} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & \text{T5 iletimde, T2 kesimde} \\ 0, & \text{T5 kesimde, T2 iletimde} \end{cases} \quad (2.9)$$

Faz gerilim denklemleri için anahtarlama fonksiyonları kullanılarak e_k gerilimi tanımlanacak olursa [47];

$$e_k = v_{kn} + v_{ng} = S_k \cdot v_{out} + v_{ng} \quad (k = a, b, c) \quad (2.10)$$

Dengeli durumda dönüştürücünün toprak ve nötr noktaları arasındaki gerilim düşümü sıfıra eşit olacağından, e_k 'nin değeri sadece anahtarlama durumuna bağlı olur.

$$e_k = S_k \cdot v_{out} \quad (2.11)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.12)$$

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.13)$$

Dengeli akım ve gerilim durumunda denklem (2.3)-(2.6) tekrar yazılırsa [47];

$$v_a = L_{eq} \cdot \frac{di_a}{dt} + R_{eq} \cdot i_a + v_{out} \cdot \left[S_a - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c) \right], \quad (2.14)$$

$$v_b = L_{eq} \cdot \frac{di_b}{dt} + R_{eq} \cdot i_b + v_{out} \cdot \left[S_b - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c) \right], \quad (2.15)$$

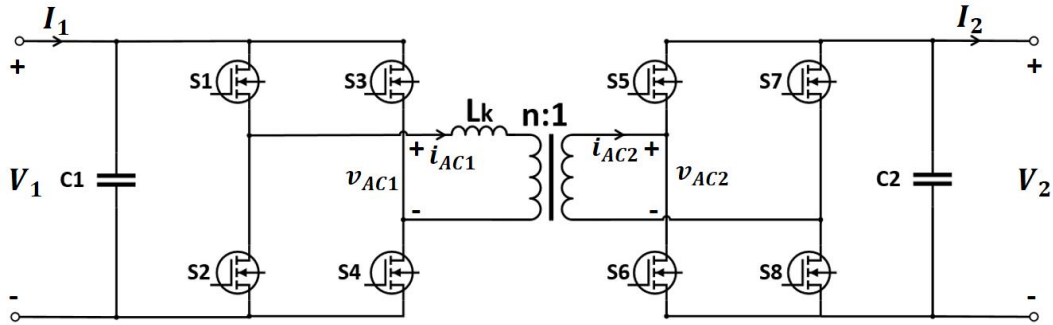
$$v_c = L_{eq} \cdot \frac{di_c}{dt} + R_{eq} \cdot i_c + v_{out} \cdot \left[S_c - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c) \right], \quad (2.16)$$

$$C_1 \cdot \frac{dv_{out}}{dt} = i_a \cdot S_a + i_b \cdot S_b + i_c \cdot S_c - i_{out} \quad (2.17)$$

denklemleri elde edilir.

2.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücü

ÇAK DC-DC Dönüştürücü devresi temelde gerilim kaynağı gibi davranan iki adet tam köprü devreden meydana gelir ve bu köprü yapıdaki topolojiler birbirlerine YFT'nin kaçak endüktansı (L_k) üzerinden bağlanır. Şekil 2.3'de verilen ÇAK devresinin en önemli kısmı YFT olmakla beraber güç dönüşümü, iyi tasarlanmış bir YFT'de kaçak endüktans üzerinden gerçekleşmektedir [48].



Şekil 2.3 ÇAK DC-DC dönüştürücü devresinin topolojik yapısı

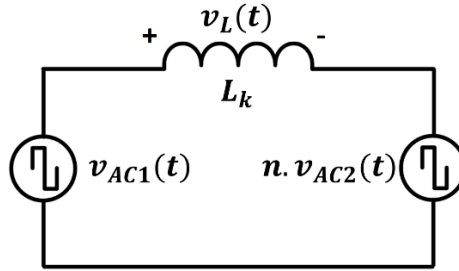
KHT'nin hacim ve ağırlığının azalmasındaki en büyük etken ÇAK DC-DC dönüştürücünün yüksek frekanslarda çalıştırılmasıdır. Anahtarlama frekansı ne kadar artırılırsa (limit değerler altında) hacim ve ağırlıkta o oranda azalacaktır. Bu sayede KHT'nin güç yoğunluğu da önemli ölçüde artar.

Geleneksel düşük frekanslı güç transformatörlerinde kaçak endüktans istenmeyen bir durum iken ÇAK'da kullanılan YFT için kaçak endüktans değeri önem arz etmekte olup tüm güç dönüşümü iyi tasarlanmış bir YFT'de kaçak endüktans üzerinden gerçekleştirilmektedir. YFT'nin primer ve sekonder taraflarında bulunan tam köprü topolojiler sayesinde DC gerilim yüksek frekanslı kare dalga formunda AC gerilime dönüştürülür ve yine sekonder tarafta kare dalga AC gerilim olarak elde edilir. Bu sayede YFT üzerinden yüksek frekanslar altında AC-AC gerilim dönüşümü gerçekleştirilmiş olur.

2.2.1 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Matematiksel Modeli

ÇAK dönüştürücünün kayıpsız bir modelinin matematiksel analizini yapmak oldukça kolaydır. Bu kapsamda topolojiyi daha basit hale getirebilmek için eşdeğer devre modeli kullanılır (Şekil 2.4). Eşdeğer devre modelinde her bir tam köprü dönüştürücü, kare dalga formdaki AC gerilim kaynaklarıyla (v_{AC1} , v_{AC2}) gösterilir

ve YFT'nin sekonder tarafı primer tarafa indirgenerek (tersi de olabilir) bu gerilim kaynakları ortak bara seviyesine çekilmiş olur. Son olarak da YFT'de güç dönüşümü kaçak endüktans üzerinden yapıldığı için bu gerilim kaynaklarının arasına bir adet kayıpsız kaçak endüktansa karşılık gelen L_k elemanı eklenir. Sonuç olarak iki AC gerilim kaynağı ve bir adet de endüktanstan oluşan tek gözlü devre modeli elde edilmiş olur.



Şekil 2.4 ÇAK dönüştürücü için kayıpsız eşdeğer devre modeli

ÇAK dönüştürücünün içerisinde iki adet tam köprü bulunduğundan YFT'nin primer ve sekonder sargılarının olduğu taraflardaki muhtemel gerilim seviyelerinin adeti de üç olmaktadır (üç seviyeli). Anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre bu gerilim seviyeleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$v_{AC1}(t) = \begin{cases} +V_1 & S_1, S_4 \text{ iletimde ve } S_2, S_3 \text{ kesimde} \\ 0 & S_1, S_3 \text{ iletimde ve } S_2, S_4 \text{ kesimde} \\ 0 & S_2, S_4 \text{ iletimde ve } S_1, S_3 \text{ kesimde} \\ -V_1 & S_2, S_3 \text{ iletimde ve } S_1, S_4 \text{ kesimde} \end{cases} \quad (2.18)$$

$$v_{AC2}(t) = \begin{cases} +V_2 & S_5, S_8 \text{ iletimde ve } S_6, S_7 \text{ kesimde} \\ 0 & S_5, S_7 \text{ iletimde ve } S_6, S_8 \text{ kesimde} \\ 0 & S_6, S_8 \text{ iletimde ve } S_5, S_7 \text{ kesimde} \\ -V_2 & S_6, S_7 \text{ iletimde ve } S_5, S_8 \text{ kesimde} \end{cases} \quad (2.19)$$

Gerilim seviyeleri, anahtarlama durumlarına göre belirlendikten sonra Şekil 2.4'deki basitleştirilmiş devre modeli de dikkate alınarak kaçak endüktans üzerinden gerilim ifadesi;

$$v_L(t) = v_{AC1}(t) - n \cdot v_{AC2}(t) \quad (2.20)$$

biçiminde yazılır. Buradaki n değeri, YFT'nin sarım sayısı oranına karşılık gelmektedir. Kaçak endüktans üzerinden geçen akım ifadesini elde etmek için ise genel endüktans denklemi ve eşitlik (2.20) kullanılır.

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} v_L(t) dt \quad (2.21)$$

Akım t_0 anında, $i_L(t_0)$ başlangıç değerinden itibaren artmaktadır. Anlık güç ifadesi hem tam köprü gerilimlerine hem de endüktans akımı değerine bağlı olarak ifade edilebilir.

$$p_1(t) = v_{AC1}(t) \cdot i_L(t) \quad (2.22)$$

$$p_2(t) = n \cdot v_{AC2}(t) \cdot i_L(t) \quad (2.23)$$

$$p_1(t) = p_2(t) \quad (2.24)$$

Bir anahtarlama süresi (T_s) boyunca ortalama güç ifadesi primer ve sekonder taraf için yazılırsa;

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T p_1(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} v_{AC1}(t) \cdot i_L(t) dt = \frac{2 \cdot V_1}{T} \int_0^{T/2} i_L(t) dt \quad (2.25)$$

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T p_2(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} v_{AC2}(t) \cdot i_L(t) dt = \frac{2 \cdot V_2}{T} \int_0^{T/2} i_L(t) dt \quad (2.26)$$

$$P_1 = P_2 \quad (2.27)$$

denklemleri elde edilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, $t_0 < t < t_1$ aralığında köprü gerilimlerinin sabit olması durumudur. Daha öncede belirtildiği üzere ÇAK dönüştürücüde güç dönüşümü, tamamen YFT'nin kaçak endüktansı üzerinden gerçekleşmektedir. Söz konusu bu güç dönüşümü için muhakkak YFT'nin primer ve sekonder tarafındaki yüksek frekanslı kaynak gerilimleri (v_{AC1} , v_{AC2}) arasında faz farkı (ϕ) oluşturulmalı ve bunu gerçekleştirecek bir kontrol yöntemi tercih edilmelidir.

2.2.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücüde Kullanılan Faz Kaydırma Modülasyon Yöntemleri

ÇAK dönüştürücüde yüksek frekanslı v_{AC1} ve v_{AC2} gerilimleri oluşturulurken geleneksel Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) yöntemlerinden [48]-[50] herhangi biri kullanılabilir olmakla beraber ÇAK'ın topolojik yapısı ve çalışma

koşulları dikkate alındığında güç dönüşümü için geleneksel DGM'nin tek başına yeterli olmadığı görülür. Bu problemin çözümü için ise hem DGM'nin hem de faz kaydırma modülasyonunun beraber kullanıldığı hibrit kontrol yöntemlerine ihtiyaç vardır. Literatürde faz kaydırma temelli modülasyona yöntemine dair önerilen ilk çalışma Basit Faz Kaydırma Modülasyon (BFKM) yöntemidir [51].

ÇAK dönüştürücüde kullanılan temel DGM modülasyonu BFKM prensibine göre yapılır. Burada güç dönüşümü için muhakkak $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ arasında bir faz farkı (faz kaydırma) oluşturulmalıdır. Söz konusu bu faz kaydırma işlemi yapılırken anahtarlama frekansı sabit tutulmalı (f) ve doluluk oranı (D) maksimum değer olan %50 seviyesinde kalmalıdır.

BFKM yönteminin genel özellikleri aşağıda belirtilmiştir.

- Sabit anahtarlama frekansı (f) ve Doluluk Oranında ($D_1 = D_2 = 1/2$) gerçekleştirildiği için yöntem olarak basittir.
- Kaynak akımı düşük Toplam Harmonik Distorsiyona (THD) değerine sahiptir.
- Güç dönüşümünün sağlanabilmesi için köprü gerilimleri arasında belirgin bir faz farkı (ϕ) oluşturulmalıdır.
- Sadece ϕ parametresi kontrol edilerek ÇAK kontrol edilmiş olur.

Eşitlik (2.18) ve (2.19)'daki anahtarlama senaryoları, Şekil 2.4'de verilen kayıpsız eşdeğer devre modeliyle birlikte dikkate alındığında; BFKM için 4 farklı karakteristik çalışma modu olduğu anlaşılır. Tüm bu çalışma modlarına ait matematiksel analizler aşağıda belirtilmiştir.

Mod-1 ($t_0 < t < t_1$): Bu çalışma modunun başında (t_0) endüktans akımı negatiftir ve belirli bir süre sonra değeri pozitif olur. Ayrıca Primer tam köprü (PTK) tarafında S1 ve S4 iletimdeyken, sekonder tam köprüde (STK) ise S6 ve S7 iletimde kalır. Sırasıyla kaçak endüktans gerilim ve akımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$v_L(t) = V_1 + n \cdot V_2 \quad (2.28)$$

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{(V_1 + n \cdot V_2)}{L_k} \cdot t \quad (2.29)$$

Mod-2 ($t_1 < t < T/2$): S1 ve S4 bu çalışma modunda da iletimde kalır fakat S6 ve S7, t_1 anından itibaren kesimdedir. STK'da ise S5 ve S8 anahtarları sıfır gerilim

altında (SGA) ilettime gider. (Not: ÇAK dönüştürücüde SGA altında yumuşak anahtarlama hususlarına dair detaylar ilerleyen bölümlerde izah edilecektir.) Bu modda kaçak endüktansın gerilim ve akım denklemleri (2.30) ve (2.31)'de verilmiştir.

$$v_L(t) = V_1 - n \cdot V_2 \quad (2.30)$$

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{(V_1 - n \cdot V_2)}{L_k} \cdot (t - t_1) \quad (2.31)$$

Mod-3 ($T/2 < t < T/2 + t_1$): Bu modun başında S1 ve S4'ün kesime gitmesiyle beraber S2 ve S3'de ilettime gider. Modun bitimine kadarda STK'da S5 ve S8 iletimde kalmaya devam etmekte olup, v_{AC1} ve v_{AC2} AC gerilimleri arasındaki faz farkını (ϕ) net bir biçimde görmekte mümkündür. Kaçak endüktansın gerilim ve akım ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$v_L(t) = -(V_1 + n \cdot V_2) \quad (2.32)$$

$$i_L(t) = i_L(t_2) - \frac{(V_1 + n \cdot V_2)}{L_k} \cdot (t - \frac{T}{2}) \quad (2.33)$$

$$t_2 = \frac{T}{2} \quad (2.34)$$

Mod-4 ($T/2 + t_1 < t < T$): Son çalışma modunda PTK'da S2 ve S3, STK'da ise S6 ve S7 iletimdedir.

$$v_L(t) = -V_1 + n \cdot V_2 \quad (2.35)$$

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{(-V_1 + n \cdot V_2)}{L_k} \cdot (t - T) \quad (2.36)$$

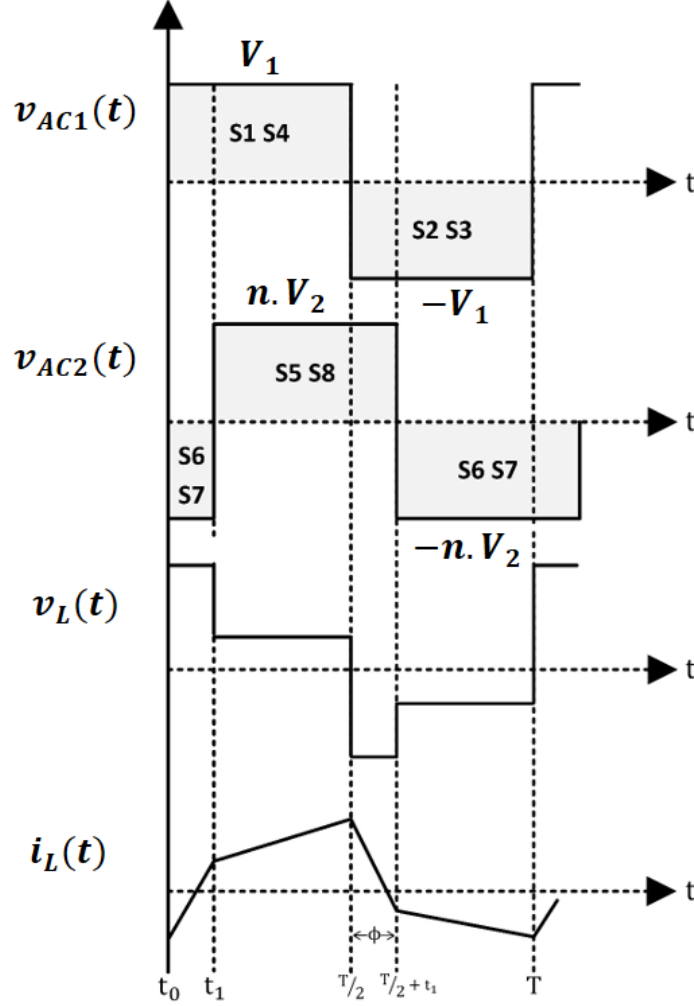
$$t_3 = \frac{T}{2} + t_1 \quad (2.37)$$

BFKM'de bir anahtarlama periyodu süresince (T) incelenen tüm çalışma modlarında, kaçak endüktansın akım-gerilim dalga şeklinin periyodik, simetrik ve AC formda olduğu anlaşılmaktadır. Bu durum Şekil 2.5'de BFKM'ye ait temel akım ve gerilim dalga şekilleri üzerinde görülmektedir.

$$v_{AC1} \left(t + \frac{T}{2} \right) = -v_{AC1}(t) \quad (2.38)$$

$$v_{AC2}\left(t + \frac{T}{2}\right) = -v_{AC2}(t) \quad (2.39)$$

$$i_L\left(t + \frac{T}{2}\right) = -i_L(t) \quad (2.40)$$



Şekil 2.5 BFKM yöntemine ait akım-gerilim dalga şekilleri

Tüm bu özellikler dikkate alınarak ve eşitlik (2.29), (2.31), (2.33), (2.34) yardımıyla kaçak endüktans akımının önemli noktalardaki değerleri bulunabilir.

$$i_L(t_0) = \frac{n \cdot V_2(1 - 4\phi) - V_1}{4 \cdot L_k \cdot f} \quad (2.41)$$

$$i_L(t_1) = \frac{V_1 \cdot (4 \cdot \phi - 1) + n \cdot V_2}{4 \cdot L_k \cdot f} \quad (2.42)$$

$$i_L(t_2) = -i_L(t_0) \quad (2.43)$$

YFT’de kaçak endüktans üzerinde güç dönüşümünün gerçekleşebilmesi için $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasında bir faz farkının bulunması gerektiğine dair detaylar yukarıda açıklanmıştır. Buradan hareketle faz kayma miktarının limit değerleri belirlenebilir. Eğer $v_{AC1}(t)$ gerilimi referans gerilim olarak kabul edilirse faz kayma değerleri ve aralıkları Tablo 2.1’deki gibi olacaktır.

Tablo 2.1 Faz kayma değerleri ve aralıkları

Pozitif Yönde Faz Kayma Değeri	$0 < \phi < \pi$
Negatif Yönde Faz Kayma Değeri	$-\pi < \phi < 0$
Tam Faz Kayma Değeri	$-\pi < \phi < \pi$

Tam aralık boyunca aktarılan güç değeri; eşitlik (2.25), (2.26), (2.27), (2.38), (2.39) ve (2.40) dikkate alınarak hesaplanabilir.

$$P = P_1 = P_2 = \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \phi \cdot (\pi - |\phi|)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f \cdot L_k}, \quad -\pi < \phi < \pi \quad (2.44)$$

Eşitlik (2.44)’den anlaşılacağı üzere aktarılan gücün hangi yönde olduğu (kaynaktan yüke ya da yükten kaynağa) ϕ değerine bağlıdır. Ayrıca bu denklem için dikkat edilmesi gereken bir başka hususta, ϕ ’nin sıfır ve π (radyan) değerlerine eşit olması halinde herhangi bir güç aktarımının gerçekleşmediğidir. Bu durum Şekil 2.1’de verilen kaçak endüktans akımının dalga şeklinden rahatlıkla anlaşılabilir.

Sıfır geçiş noktaları hariç, ÇAK’da güç aktarımı yapılmadığı anlarda bile endüktans akımı sıfır olmamaktadır. Bu durumda, yani güç aktarımının gerçekleşmediği ya da çok az gerçekleştiği aralıklarda dahi ÇAK’da kaçak endüktansın RMS (Root Mean Square) akımları devre üzerinde varlığını sürdürür. Söz konusu RMS akımlarının belirli bir değerin üzerinde olması, özellikle düşük güçlü ÇAK dönüştürücünün çalışma performansını önemli ölçüde azaltmaktadır.

Tez çalışması kapsamında tasarlanan ve gerçekleştirilen ÇAK dönüştürücüde $v_{AC1}(t) > v_{AC2}(t)$ olmaktadır. Bu durumda dönüştürücünün girişi Yüksek Gerilim (YG), çıkışı ise Alçak Gerilim (AG) tarafını göstermekte ve aktarılan gücün yönü için aşağıdaki koşullar geçerli olmaktadır.

$$Aktarılan Gücün Yönü \rightarrow \begin{cases} P > 0, & YG \Rightarrow AG \\ P < 0, & AG \Rightarrow YG \end{cases} \quad (2.45)$$

Aktarılan gücün maksimum noktasının belirlenebilmesi için $\partial P / \partial \phi = 0$ değerinin hesaplanması gerekir. Eşitlik (2.44) için denklem yeniden çözüldüğünde, aktarılan gücün maksimum noktalarının, $\phi = \pm \pi/2$ faz kayma değerlerinde elde edildiği görülmüştür (Eşitlik 2.46). Ayrıca verilen bir güç değeri için ayarlanması gereken faz kayma miktarı yine eşitlik (2.44) kullanılarak bulunabilir.

$$P_{max} = \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2}{8 \cdot f \cdot L_k}, \quad \phi = \pm \pi/2 \quad (2.46)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot f \cdot L_k \cdot |P|}{n \cdot V_1 \cdot V_2}} \right] \quad (2.47)$$

Genel çalışma karakteristiği incelenen ve matematiksel analizi yapılan BFKM tekniğinin avantaj ve dezavantajları ise aşağıda özetlenmiştir.

Avantajları;

- ÇAK dönüştürücü için en basit ve kolay modülasyon tekniğidir. Sadece faz kaydırma (ϕ) miktarı ayarlanarak dönüştürücünün güç seviyesi kontrol edilebilir.
- YFT'nin primer ve sekonder sargıları için kolay bir biçimde yüksek frekanslı gerilimler üretilebilir.
- Kapalı çevrim kontrolü altında, akım ve gerilim döngülerinin dinamik cevabı oldukça hızlıdır.

Dezavantajları;

- Yumuşak anahtarlama çok dar bir aralıkta yapılmaktadır.
- YFT üzerinde yüksek RMS akımları meydana gelebilir.

Söz konusu bu dezavantajlı durumların etkisini azaltmak için literatüre çok çeşitli faz kaydırma modülasyon yöntemleri önerilmiştir [52]-[54]. Bu yöntemlerin genelinde, $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasındaki faz kayma değerinin yanında aynı zamanda gerilimlerin doluluk oranları da değiştirilmektedir. Ayrıca daha düşük RMS akımları elde etmek için kaçak endüktansın akımı zorlamalı olarak belirli bir süre sıfırda tutulur. Literatürde BFKM modülasyon yönetimi dışında en

çok kullanılan faz kaydırma modülasyonları, sırasıyla Üçgen Akım Modülasyonu ve Trapezoidal Akım Modülasyonudur.

2.2.2.1 Üçgen Akım Modülasyonu

Üçgen Akım Modülasyonu (ÜAM) yönteminde faz kayma değerinin yanında sırasıyla $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ AC gerilimlerinin pozitif veya negatif aralıklarındaki doluluk oranları da (D_1, D_1) kontrol edilir. ÜAM’da D_1, D_2 ve ϕ parametreleri uygun değerlikte ayarlanarak endüktans akımının şekli üçgene benzetilmektedir. Bu sebeble de literatürde “Üçgen Akım Modülasyonu” olarak isimlendirilir. ÜAM yöntemi sayesinde AG tarafındaki anahtarlar sıfır akım altında anahtarlanabilmekte ve yine bu yöntemle YFT’nin RMS akımları, BFKM’ye kıyasla oldukça azalmaktadır.

ÜAM’da bir anahtarlama periyodu süresindeki çalışma aralıkları Şekil 2.6’da gösterilmiştir. Dikkat edilecek olursa $t = 0$ anında $i_L(t)$ akımının değeri sıfırdır ve tam köprü gerilimleri sırasıyla;

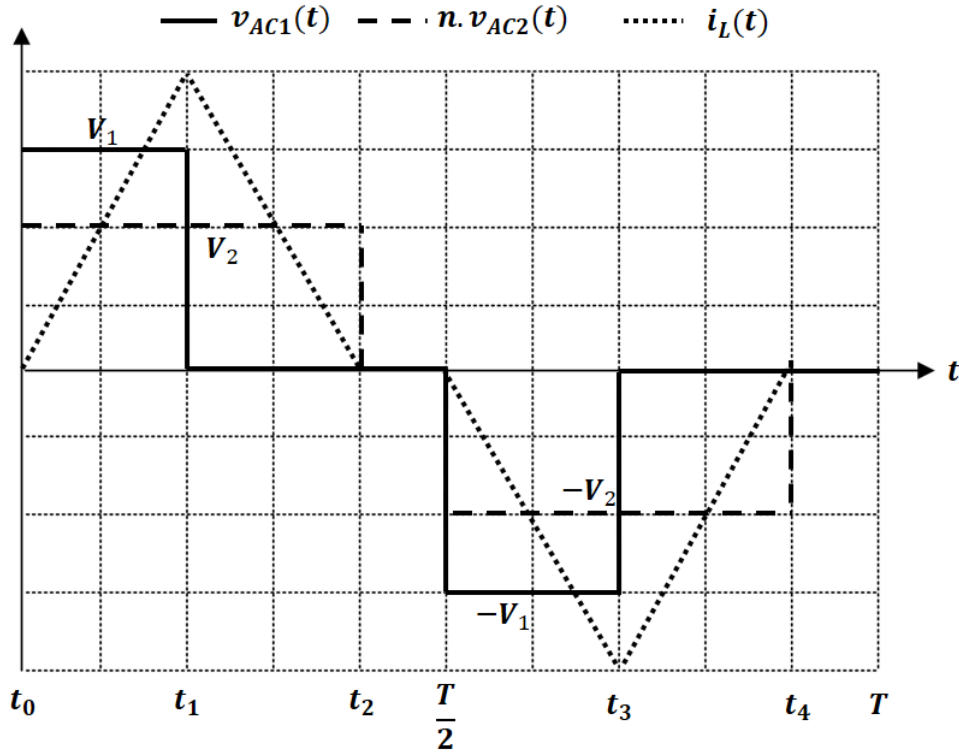
$$v_{AC1}(t) = \begin{cases} V_1 \\ 0 \\ -V_1 \end{cases} \quad (2.48)$$

$$v_{AC2}(t) = \begin{cases} V_2 \\ 0 \\ -V_2 \end{cases} \quad (2.49)$$

değerlerine eşittir.

Kaçak endüktans akımının başlangıç anında sıfıra eşit olmasından dolayı ÜAM’da nispeten daha düşük anahtarlama kayıpları meydana gelir ve BFKM’ye kıyasla yumuşak anahtarlama altındaki çalışma aralığı daha geniştir. Daha geniş bir çalışma aralığında yumuşak anahtarlama yapabilmesinin en önemli sebeplerinden bir tanesi ise kaçak endüktansın zorlamalı olarak belirli bir süre ($t_2 < t < T/2$) sıfırda tutulmasıdır.

ÜAM modülasyonunda bir anahtarlama periyodu (T) boyunca toplamda 6 farklı çalışma aralığı mevcuttur ve bu aralıklardaki kaçak endüktansın sürekli hal durumuna ait akım ve gerilim denklemleri Tablo 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.6 ÜAM yöntemine ait akım-gerilim dalga şekilleri

Çalışma modları incelendiğinde güç transferinin her bir yarı periyot boyunca Mod-1, 2, 4 ve 5’de gerçekleştiğini görürüz. Dolayısıyla Şekil 2.6’da verilen akım-gerilim dalga formlarının simetriklik özelliğini de dikkate alarak sadece Mod-1 ve Mod-2 üzerinden ortalama güç ifadesini elde edebiliriz.

$$T_1 = t_1 - t_0 = D_1 \cdot T \quad (2.50)$$

$$T_2 = t_2 - t_1 = D_2 \cdot \frac{T}{2} \quad (2.51)$$

$$T_1 + T_2 = D_2 \cdot T \quad (2.52)$$

$$P = \frac{n \cdot V_2}{T \cdot L_k} \cdot [V_1 \cdot T_1 \cdot (2 \cdot T_2 - T_1) - n \cdot V_2 \cdot T_2^2] \quad (2.53)$$

Ayrıca t_2 anında $i_L(t_2) = 0$ koşulu sebebiyle T_2 süresi, T_1 ’e bağlı olarak ifade edilebilir. Bu noktada dikkat edilmesi gereken bir başka husus da $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasındaki faz kayma değerinin doğrudan T_2 süresiyle ilişkili olmasıdır. Bu nedenle faz kayma değeri T_2 ’nin bir fonksiyonu $\phi = f(T_2)$ olarak yazılabilir. Yukarıda bahsedilen tüm hususlar göz önünde bulundurularak T_2 ’nin T_1 ’e bağlı ifadesi (2.54)’de ve ϕ değerinin T_2 ’ye bağlı ifadesi ise (2.55)’de verilmiştir.

$$T_2 = T_1 \cdot \frac{V_1 - n \cdot V_2}{n \cdot V_2} \quad (2.54)$$

$$\phi = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[\frac{T_1 + T_2}{2} - \frac{T_1}{2} \right] = \pi \cdot f \cdot T_2 \quad (2.55)$$

Eşitlik (2.53)'de T_1 ve T_2 değerleri yerlerine yazılırsa ortalama aktarılan güç ifadesi eşitlik (2.56)'daki gibi olur. Ayrıca yine bu eşitlikten faz kayma değerinin; L_k , f , V_1 , V_2 ve n 'e bağımlı ifadesi elde edilebilir.

$$P = \frac{\phi^2 \cdot V_1 \cdot (n \cdot V_2)^2}{\pi^2 \cdot f \cdot L_k \cdot (V_1 - n \cdot V_2)} \quad (2.56)$$

$$\phi = \pi \cdot \sqrt{f \cdot L_k \cdot P \cdot \left(\frac{V_1 - n \cdot V_2}{V_1 \cdot (n \cdot V_2)^2} \right)} \quad (2.57)$$

Aktarılan gücün maksimum değeri ($t_2 < t < T/2$) aralığına bağlıdır ve bu süre ne kadar kısa tutulursa ÇAK'ın güç yoğunluğu da o oranda artacaktır. Bu durumda maksimum güç değeri;

$$T_3 = \frac{T}{2} - t_2 = \frac{T}{2} - (T_1 + T_2) = 0 \quad (2.58)$$

koşulunda elde edilir. Maksimum güç ifadesi ise eşitlik (2.59)'da verilmiş olup yine bu eşitlik üzerinden maksimum güce karşılık gelen faz kayma değeri bulunabilir.

$$P_{max} = \frac{n^2 \cdot V_2^2 \cdot (V_1 - n \cdot V_2)}{4 \cdot f \cdot L_k \cdot V_1} \quad (2.59)$$

$$\phi_{pmax} = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{n \cdot V_2}{V_1} \right) \quad (2.60)$$

Şayet güç, YFT'nin YG tarafından AG tarafına doğru aktarılıyorsa eşitlik (2.59) geçerlilik kazanır. Aksi durum için ise negatif işaretli bir faz kayma değeri oluşturulmalıdır. Öyleyse ÜAM için aktarılan gücün değerinin primer (V_1) ve primer baraya indirgenmiş sekonder gerilime ($n \cdot V_2$) bağlı olduğu söylenebilir. Tüm bu koşullar altında ÜAM yöntemi neticesinde elde edilen maksimum güç ifadeleri Tablo 2.3'de belirtilmiştir.

Tablo 2.2 ÜAM’da kaçak endüktansın sürekli hal durumuna ait akım ve gerilim denklemleri

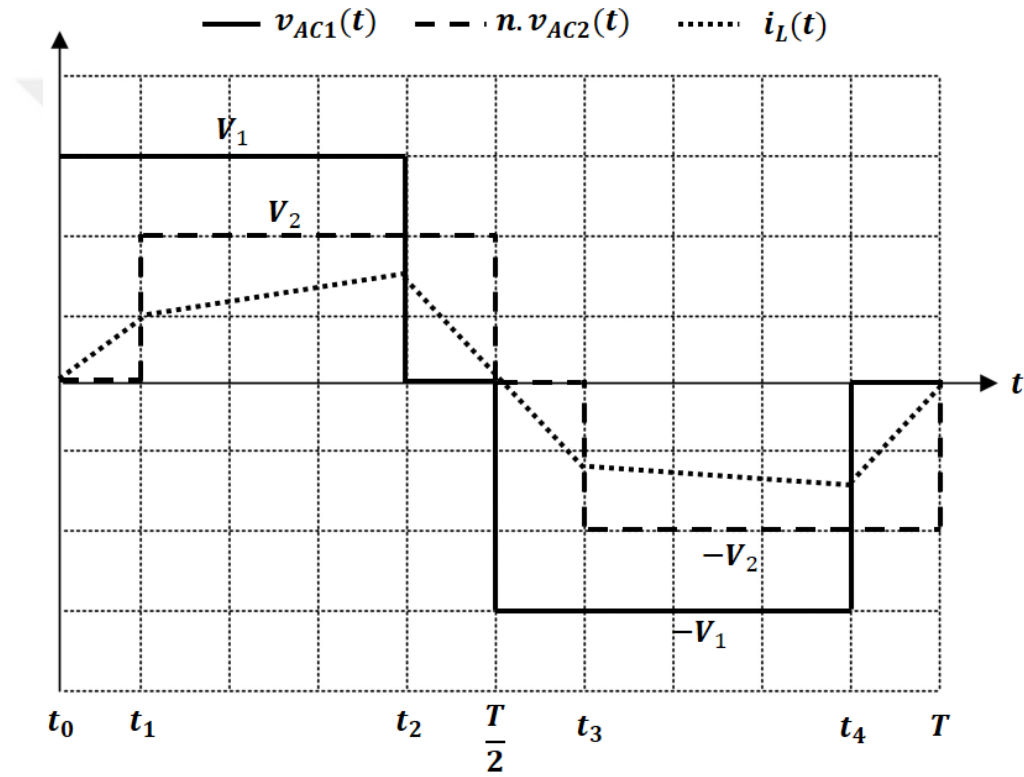
Çalışma Modu	Zaman Aralığı	Kaçak Endüktansın Gerilim İfadesi $v_L(t)$	Kaçak Endüktansın Akım İfadesi $i_L(t)$
Mod - 1	$t_0 < t < t_1$	$V_1 - n \cdot V_2$	$\frac{(V_1 - n \cdot V_2)}{L_k} \cdot t$
Mod - 2	$t_1 < t < t_2$	$-n \cdot V_2$	$i_L(t_1) - \frac{n \cdot V_2}{L_k} \cdot (t - t_1)$
Mod - 3	$t_2 < t < \frac{T}{2}$	0	0
Mod - 4	$\frac{T}{2} < t < t_3$	$-(V_1 - n \cdot V_2)$	$-\frac{(V_1 - n \cdot V_2)}{L_k} \cdot \left(t - \frac{T}{2}\right)$
Mod - 5	$t_3 < t < t_4$	$n \cdot V_2$	$i_L(t_3) + \frac{n \cdot V_2}{L_k} \cdot (t - t_3)$
Mod - 6	$t_4 < t < T$	0	0

Tablo 2.3 ÜAM’da, V_1 , V_2 ve sarım sayısı oranına bağlı olarak elde edilen maksimum güç ifadeleri

Maksimum Güç İfadesi (P_{max})	Kriter	Güç Aktarım Yönü
$\frac{n^2 \cdot V_2^2 \cdot (V_1 - n \cdot V_2)}{4 \cdot f \cdot L_k \cdot V_1}$	$V_1 > n \cdot V_2$	YG $\Rightarrow$ AG
0	$V_1 = n \cdot V_2$	-
$\frac{V_1^2 \cdot (n \cdot V_2 - V_1)}{4 \cdot f \cdot L_k \cdot n \cdot V_2}$	$V_1 < n \cdot V_2$	AG $\Rightarrow$ YG

2.2.2.2 Trapezoidal Akım Modülasyonu

ÜAM yöntemi kullanılarak YFT'nin RMS akımları azaltılmış olsa dahi Tablo 2.3'de verilen maksimum güçlerin belirli limitlerde kaldığı görülmektedir. Özellikle de primer (V_1) ve primere indirgenmiş sekonder gerilimlerinin ($n.V_2$) birbirine eşit olduğu noktalarda aktarılan güç değeri neredeyse sıfır olur. Bu durumun önüne geçmek ve ÜAM'a kıyasla daha yüksek güçlere çıkabilmek için Trapezoidal Akım Modülasyonu (TAM) önerilmiş [52] olup, TAM yönteminin matematiksel analizi için gerekli olan akım-gerilim dalga şekilleri Şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7 TAM yöntemine ait akım-gerilim dalga şekilleri

TAM'da tıpkı ÜAM'da olduğu gibi anahtarlama süresi (T) boyunca toplamda 6 farklı çalışma aralığı mevcuttur ve bu çalışma aralıklarındaki kaçak endüktansa ait akım-gerilim denklemleri Tablo 2.4'de belirtilmiştir. TAM için Şekil 2.7'deki akım ve gerilim dalga formları incelenecek olursa güç aktarımının herhangi bir zamanda (akımın sıfır geçiş noktaları hariç) kesintiye uğramadığı görülür. Bu duruma sebep olan etken ise $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasında oluşturulan faz farkı değeridir. TAM'da $v_{AC2}(t)$ gerilimi, $v_{AC1}(t)$ 'in gerisindedir ve $T/2$ anında değeri sıfır olur. Bu sayede güç aktarımı süreklilik arz eder.

Tablo 2.4 TAM’da kaçak endüktansın sürekli hal durumuna ait akım ve gerilim denklemleri

Çalışma Modu	Zaman Aralığı	Kaçak Endüktansın Gerilim İfadesi $v_L(t)$	Kaçak Endüktansın Akım İfadesi $i_L(t)$
Mod - 1	$t_0 < t < t_1$	V_1	$\frac{V_1}{L_k} \cdot t$
Mod - 2	$t_1 < t < t_2$	$V_1 - n \cdot V_2$	$i_L(t_1) + \frac{(V_1 - n \cdot V_2)}{L_k} \cdot (t - t_1)$
Mod - 3	$t_2 < t < \frac{T}{2}$	$-n \cdot V_2$	$i_L(t_2) - \frac{n \cdot V_2}{L_k} \cdot (t - t_2)$
Mod - 4	$\frac{T}{2} < t < t_3$	$-V_1$	$-\frac{V_1}{L_k} \cdot \left(t - \frac{T}{2}\right)$
Mod - 5	$t_3 < t < t_4$	$-(V_1 - n \cdot V_2)$	$i_L(t_3) - \frac{(V_1 - n \cdot V_2)}{L_k} \cdot (t - t_3)$
Mod - 6	$t_4 < t < T$	$n \cdot V_2$	$i_L(t_4) + \frac{n \cdot V_2}{L_k} \cdot (t - T)$

TAM’da Mod 1-3’e ait çalışma aralıkları hem ϕ ’nin hem de D_1 ve D_2 ’nin fonksiyonu olarak yazılabilir.

$$T_1 = t_1 - t_0 \quad (2.61)$$

$$T_2 = t_2 - t_1 \quad (2.62)$$

$$T_3 = \frac{T}{2} - t_2 \quad (2.63)$$

$$T_1 + T_2 = D_1 \cdot T \quad (2.64)$$

$$T_2 + T_3 = D_2 \cdot T \quad (2.65)$$

$$T_1 = \frac{(n \cdot V_2 - V_1) + \left(2 \cdot V_1 \cdot \frac{\phi}{\pi}\right)}{2 \cdot f \cdot (V_1 + n \cdot V_2)} \quad (2.66)$$

$$T_2 = \frac{1 - 2 \cdot \frac{\phi}{\pi}}{2 \cdot f} \quad (2.67)$$

$$T_3 = \frac{(V_1 - n \cdot V_2) + \left(\frac{2 \cdot n \cdot V_2 \cdot \phi}{\pi}\right)}{2 \cdot f \cdot (V_1 + n \cdot V_2)} \quad (2.68)$$

Eşitlik (2.66), (2.67) ve (2.68) kullanılarak bir anahtarlama periyodu boyunca YFT'nin primer taraftan sekonder tarafa aktarılan ortalama gücü hesaplanabilir.

$$P = \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot [2 \cdot n \cdot V_1 \cdot V_2 (\pi^2 - 2 \cdot \phi^2) - (V_1^2 + (n \cdot V_2)^2) \cdot (\pi - 2 \cdot |\phi|)^2]}{4 \cdot \pi^2 \cdot f \cdot L_k \cdot (V_1 + n \cdot V_2)^2} \quad (2.69)$$

Yine eşitlik (2.69) yardımıyla ϕ 'nin L_k , f , V_1 , V_2 ve n 'e bağımlı ifadesi elde edilebilir.

$$a = V_1^2 + n \cdot V_1 \cdot V_2 + (n \cdot V_2)^2 \quad (2.70)$$

$$b = n \cdot V_1 \cdot V_2 \quad (2.71)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2 \cdot a} \cdot \left\{ V_1^2 + (n \cdot V_2)^2 - (V_1 + n \cdot V_2) \sqrt{b \cdot \left[1 - \frac{4 \cdot f \cdot L_k \cdot |P| \cdot a}{b^2} \right]} \right\} \quad (2.72)$$

Dikkat edilecek olursa TAM'da maksimum güç değeri T_1 aralığına bağlıdır. Çünkü bu aralık aslında doğrudan $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasındaki faz farkına karşılık gelmekte olup aktarılan maksimum güç değeri;

$$T_1 = \frac{T}{2} - (T_2 + T_3) \quad (2.73)$$

$$P_{max} = \frac{b^2}{4 \cdot f \cdot L_k \cdot a} \quad (2.74)$$

ifade edilebilir.

BFKM, ÜAM ve TAM yöntemlerinin haricinde literatürde çok farklı Hibrit Akım Modülasyonları (HAM) üzerine çalışmalar mevcuttur [55], [56]. Fakat tüm bu yöntemler aslında, üç temel modülasyon yönteminden türetilmiş ve ÇAK'ın özel çalışma durumlarındaki uygulamalarıdır.

ÇAK dönüştürücü ister açık çevrim ister kapalı çevrim olarak kontrol edilsin, muhakkak yukarıda bahsedilen modülasyon yöntemlerinden biri kontrol yapısı içerisinde kullanılmalıdır. Tüm bu yöntemlerin esas amacı ise YFT için yüksek

frekanslı kare dalga formunda iki adet AC gerilim üretmek ve bunlar arasında belirli bir faz farkı oluşturmaktır. Ancak bu sayede ÇAK'da güç aktarımı mümkün olabilmektedir. Bu kapsamda farklı özellikler bakımından her üç modülasyon yönteminin de karşılaştırılmasına dair sonuçlar Tablo 2.5'de verilmiştir.

Tablo 2.5 BFKM, ÜAM ve TAM yöntemlerinin karşılaştırılması

ÖZELLİK	BFKM	ÜAM	TAM
Genel Verim	Yüksek	Yüksek	Yüksek
Açık Çevrim Kontrol	✓	✓	✓
Kapalı Çevrim Kontrol	✓	✓	✓
RMS Akım Miktarı	Yüksek	Orta	Orta
Yumuşak Anahtarlama Çalışma Bölgesi	Kısıtlı	Geniş	Orta
Maksimum Aktarılan Güç	Yüksek	Orta	Yüksek

2.2.3 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücüde Yumuşak Anahtarlama Esasları

Bölüm 2.3.2'de detayları verilen BFKM tekniğinde, Mod-1 aralığı için sekonder tarafta S6-S7 anahtar çifti iletimdeyken, Mod-2'de S5-S8 iletimde kalmaktadır. Yani Mod-2'de, akım komütasyonu S5-S8 üzerinden yapılır. Fakat burada yumuşak anahtarlama için dikkat edilmesi gereken bir husus vardır. Mod-1'in sonunda (t_1 anında) S6-S7 anahtarları kesime gider gitmez, S5-S8 hemen iletime götürülmemekte ve belli bir süre sekonder taraftaki tüm anahtarlar kesimde bırakılmaktadır. İşte tüm anahtarların zorlamalı olarak kesimde kaldığı süreye, literatürde ölü zaman (ÖZ – dead time) süresi denir ve bu süre genelde ÇAK'ın bir anahtarlama periyodunun en fazla %20'sine tekabül eder [57]-[59]. Peki, bir ÖZ süresi boyunca ÇAK'da ne gibi değişiklikler olur?

ÖZ süresi içerisinde kaçak endüktans üzerinde depolan enerji, yarı iletken anahtarların (bu çalışmada MOSFET kullanılmıştır.) uçlarındaki kapasitansları (C_{ds}) deşarj ederek her bir anahtarı sıfır ya da sıfıra yakın bir gerilim seviyesinde tutar. Bu sayede ilettime gitmeye hazır olan MOSFET’ler “Sıfır Gerilim Altında” (SGA) anahtarlanmış olur. ÇAK dönüştürücüde SGA işlemi için herhangi bir bastırma hücresi veya ek bileşene ihtiyaç yoktur. PTK ve STK kısımlarında üretilen yüksek frekanslı AC kare gerilimler arasında uygun bir faz farkı oluşturmak yeterli olacaktır. Fakat etkili bir SGA işlemi için kaçak endüktansta depolanan enerji miktarının (E_{L_k}), en az C_{ds} kapasitanslarını deşarj edebilecek ($E_{C_{ds}}$) kadar olması gerekmektedir [60].

$$E_{L_k} = \frac{1}{2} \cdot L_k \cdot I^2 \quad (2.75)$$

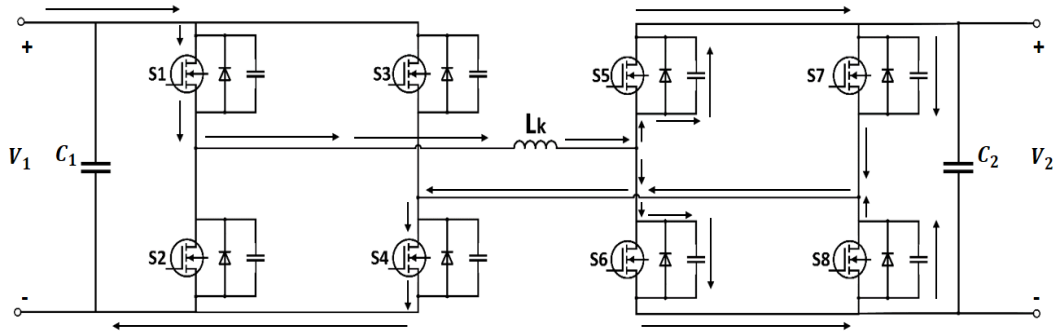
$$E_{C_{ds}} = \frac{1}{2} \cdot C_{ds} \cdot V^2 \quad (2.76)$$

ÇAK dönüştürücüde meydana gelen yumuşak anahtarlamaaya ait detaylar aşağıda verilmiş olup tüm SGA işlemleri, en basit faz kaydırma yöntemi olan BFKM dikkate alınarak izah edilmiştir.

Mod-1’den Mod-2’ye geçişte primer tarafta S1-S4 anahtar çifti sürekli iletimde iken sekonder tarafta ise önce S6-S7 anahtar çifti daha sonra da S5-S8 anahtarları iletimde kalmaktadır. Yani S6-S7 kesime gittikten sonra S5-S8 ilettime gider. Fakat bu kesim ve iletim durumları arasındaki geçiş bir anda olmaz ve ÖZ süresi kadar bir müddet beklenir.

Mod-1 aralığında, S6-S7 iletimdeyken söz konusu bu anahtarlar üzerindeki gerilim düşümü yaklaşık sıfırdır ve bu esnada S5-S8 uçlarında sekonder gerilimi kadar bir gerilim tutulmaktadır. ÖZ süresinin etkisi ise işte tam olarak bu noktadan itibaren başlar. Çünkü Mod-1’den Mod-2’ye geçiş anında ÖZ süresi kadar bir zaman aralığı boyunca sekonder taraftaki tüm yarı iletken anahtarlar zorlamalı olarak kesimde tutulur. Bu esnada ise kaçak endüktansta depolanan enerji (E_{L_k}), S5-S8 anahtarlarının parazitik kapasitanslarını (C_{ds}) deşarj ederek söz konusu bu anahtarların uçlarındaki gerilim değerini sıfır seviyesine çeker. Ayrıca yine E_{L_k} sayesinde, S6-S7’nin parazitik kapasitansları da şarj edilir ve anahtarların uçlarındaki gerilim değeri, sekonder gerilimi seviyesine yükseltilir. Sonuç olarak

Mod-2'nin başlangıcında, S5-S8 anahtarları SGA koşulları altında ilettime gitmiş olur. Tüm bu süreç boyunca ÇAK dönüştürücüde meydana gelen akım yönlerine ait komütasyon devre şeması Şekil 2.8'de verilmiş olup, her bir anahtarın parazitik kapasitansı ve gövde diyotu ayrı ayrı gösterilmiştir.



Şekil 2.8 Sekonder taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarj-deşarj durumu için akım yolları

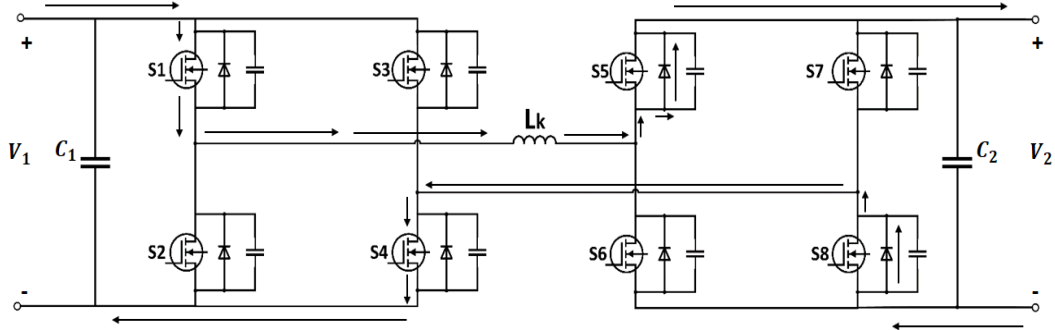
Dikkat edilecek olursa ÖZ süresi içinde sekonder kısımda bulunan tüm yarı iletken anahtarların şarj-deşarj işlemleri tamamlanmaktadır. Anlık olarak çekilen yüksek akımlar sayesinde bu işlem çok küçük bir zaman aralığında gerçekleşebilmektedir. Sekonder tarafta bulunan anahtarların parazitik kapasitanslarına ait şarj –deşarj durumları ve hedeflenen anahtar gerilimi değerleri Tablo 2.6'da verilmiştir.

Tablo 2.6 Sekonder taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarjdeşarj durumu

ANAHTAR	Parazitik Kapasitans (Şarj/Deşarj)	Hedeflenen Anahtar Gerilimi (V)
S5	Deşarj	0
S6	Şarj	V_2
S7	Şarj	V_2
S8	Deşarj	0

Parazitik kapasitansların şarj-deşarj işlemi tamamlandıktan sonra sekonder taraftaki akıma yeni bir yol tayin edebilmek için anahtarların gövde (body) diyotları kullanılır [61], [62]. Gövde diyotlarının üzerinden sağlanan akım devamlılığı

sayesinde Mod-2'nin başlangıcında S5-S8 anahtarları neredeyse sıfır anahtarlama kaybıyla ilettime gidecektir. Bu kapsamda S5 ve S8 anahtarlarının gövde diyotları üzerinden oluşturulan akım yolları Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



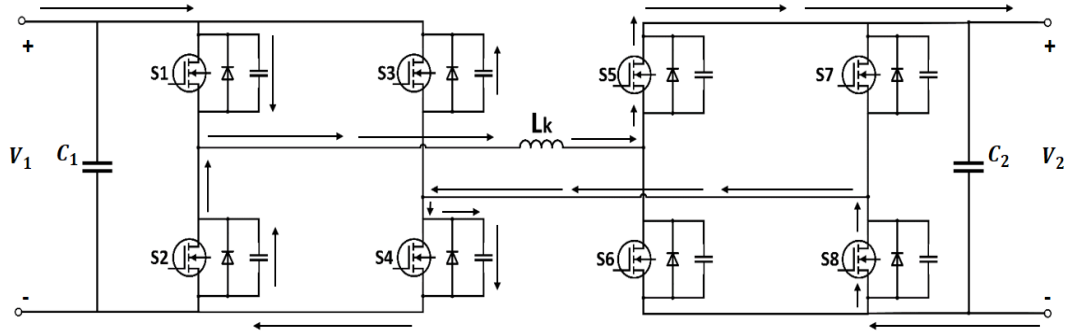
Şekil 2.9 Sekonder tarafta gövde diyotları üzerinden geçen akım yolları

Mod-1'den Mod-2'ye geçişte meydana gelen SGA işleminin tamamı sekonder tarafta gerçekleşmektedir. Hâlbuki aynı işlemler BFKM altında yine Mod-2'den Mod-3'e geçişte de meydana gelmekte ve primer taraftaki anahtarlar SGA altında ilettime gidebilmektedir. Detaylar aşağıda izah edilmiştir.

Mod-2'den Mod-3'e geçişte sekonder tarafta S5-S8 anahtar çifti sürekli iletimde iken primer tarafta ise önce S1-S4 anahtar çifti daha sonra da S2-S3 anahtarları iletimde kalmaktadır. Yani S1-S4 kesime gittikten sonra S2-S3 ilettime gider. Fakat bu kesim ve iletim durumları arasındaki geçiş bir anda olmaz ve yine ÖZ süresi kadar beklenir.

Mod-2 aralığında, S1-S4 iletimdeyken söz konusu bu anahtarlar üzerindeki gerilim düşümü yaklaşık sıfırdır ve bu esnada S2-S3 uçlarında primer gerilimi kadar bir gerilim tutulmaktadır. Mod-2'den Mod-3'e geçiş anında, ÖZ süresi kadar bir zaman aralığı boyunca primer taraftaki tüm yarı iletken anahtarlar zorlamalı olarak kesimde tutulur. Bu esnada ise kaçak endüktansta depolanan enerji (E_{Lk}), S2-S3 anahtarlarının parazitik kapasitanslarını (C_{ds}) deşarj ederek söz konusu bu anahtarların uçlarındaki gerilim değerini sıfır seviyesine çeker. Ayrıca yine E_{Lk} sayesinde, S1-S4'ün parazitik kapasitansları da şarj edilir ve anahtarların uçlarındaki gerilim değeri, primer gerilimi seviyesine yükseltilir. Sonuç olarak; Mod-3'ün başlangıcında, S2-S3 anahtarları SGA koşulları altında ilettime gitmiş olur. Tüm bu süreç boyunca ÇAK dönüştürücüde meydana gelen akım yönlerine ait komütasyon devre şeması Şekil 2.10'da ve parazitik kapasitansların şarj – deşarj

durumlarıyla beraber hedeflenen anahtar gerilimi değerleri ise Tablo 2.7’de verilmiştir.

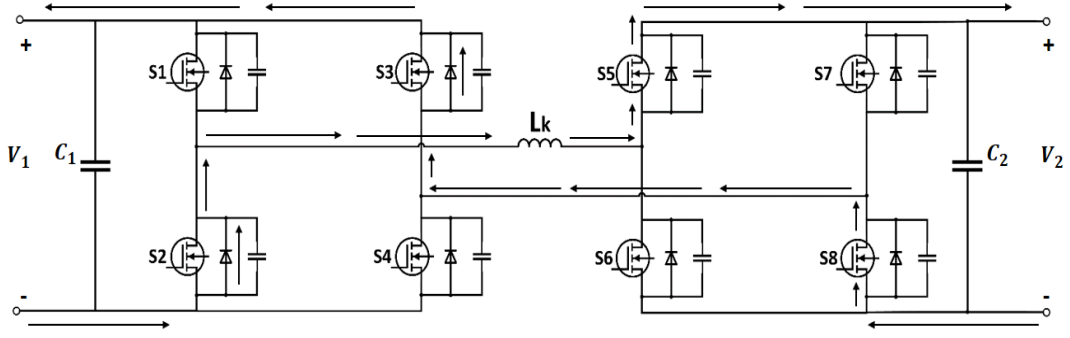


Şekil 2.10 Primer taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarj-deşarj durumu için akım yolları

Sekonder tarafta olduğu gibi primer tarafta da şarj-deşarj işlemleri bittikten sonra akımın devamlılığı için yarı iletken anahtarların gövde diyotları kullanılır. Bu sayede Mod-3’ün başlangıcında S2-S3 anahtarları neredeyse sıfır anahtarlama kaybıyla iletme gidecektir. Primer tarafta S2 ve S3 anahtarlarının gövde diyotları üzerinden geçen akım yolları Şekil 2.11’de gösterilmiştir

Tablo 2.7 Primer taraftaki anahtarlara ait parazitik kapasitansların şarj-deşarj durumu

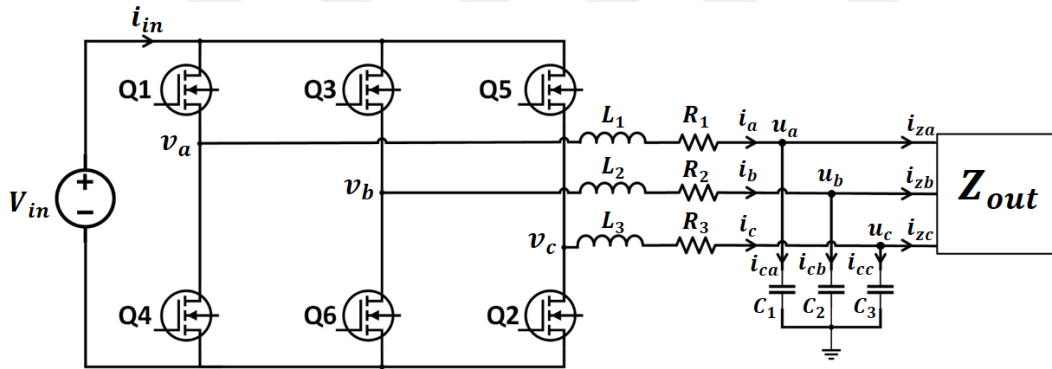
ANAHTAR	Parazitik Kapasitans (Şarj/Deşarj)	Hedeflenen Anahtar Gerilimi (V)
S1	Şarj	V_1
S2	Deşarj	0
S3	Deşarj	0
S4	Şarj	V_1



Şekil 2.11 Primer tarafta gövde diyotları üzerinden geçen akım yolları

2.3 Üç Fazlı DC-AC İnverter Dönüştürücü

KHT'yi meydana getiren alt devrelerden bir diğeri ise üç fazlı DC-AC inverter dönüştürücüdür. İnverter sayesinde ÇAK Dönüştürücünün çıkışından elde edilen yüksek frekanslı ve DC formdaki AG, düşük frekanslı (50/60 Hz) AC gerilime dönüştürülmektedir. Sadece B ve D-tipi topolojilerinde bulunan inverter devresiyle, KHT'nin üç aşamalı dönüşüm işleminin son aşaması olan DC-AC gerilim dönüşümü işlemi tamamlanmış olur.



Şekil 2.12 Üç Fazlı inverter devresinin topolojik yapısı

İnverter devreleri literatürde çok farklı çalışma konuları içerisinde değerlendirilir. Bunların en başlıcaları sırasıyla AC motor kontrolü [63], [64], elektrikli araçlar [65], [66], KHT [67]-[69], yenilenebilir enerji sistemleri (YES) [70]-[72] ve genel filtre uygulamalarıdır [73], [74]. Bu tez çalışmasında kapsamında üç fazlı inverter devresinin topolojik yapısı, matematiksel modeli, kontrol sistemi ve tasarım esasları üzerinde durulacaktır.

2.3.1 Üç Fazlı İnverter Dönüştürücünün Matematiksel Modeli

D-tipi topolojide tercih edilen tam kontrollü bir 3-fazlı inverter devresinin topolojik yapısı Şekil 2.12’de verilmiştir. Burada sırasıyla V_{in} giriş gerilimini, i_{in} giriş akımını, v_a, v_b, v_c inverterin çıkış faz-nötr gerilimlerini, i_a, i_b, i_c inverterin çıkış faz akımlarını, L_1, L_2, L_3 her bir faz hattının filtre endüktansını, R_1, R_2, R_3 her bir faz hattının direncini, u_a, u_b, u_c çıkış fazlarının filtre gerilimlerini, C_1, C_2, C_3 her bir faz hattının filtre kapasitansını, i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} filtre kapasitanslarından geçen akımı, i_{za}, i_{zb}, i_{zc} çıkış empedansının çektiği akımı ve son olarak da, her biri yıldız bağlı olan Z_a, Z_b, Z_c empedansların oluşturduğu Z_{out} değeri çıkış empedansını (yükünü) göstermektedir.

Şekil 2.12’de gösterilen inverter devresinde üç adet faz kolu bulunmakla beraber her bir faz kolunda da iki adet tam kontrollü yarı iletken anahtar mevcuttur. Bu anahtarlardan üst tarafta bulunanlarına pozitif, alt tarafta bulunanlarına ise negatif anahtar denilmektedir. Her bir faz kolundaki pozitif ve negatif anahtarların hangileri olduğu Tablo 2.8’de verilmiştir.

Tablo 2.8 Her bir faz kolundaki pozitif ve negatif anahtarlar

FAZ KOLU	POZİTİF ANAHTAR	NEGATİF ANAHTAR
1	Q1	Q4
2	Q3	Q6
3	Q5	Q2

Tıpkı AFE dönüştürücüde olduğu gibi inverter devresinde de anahtarlar TK özelliği gösterdiğinden, devrenin matematiksel modeli oluşturulmadan önce anahtarlama fonksiyonunun belirlenmesi gerekir. Söz konusu bu fonksiyon, Tablo 2.8’de belirtilen pozitif ve negatif anahtarların durumu da dikkate alınarak şu şekilde belirlenir. Öncelikle her bir faz kolunun üst kısmındaki anahtarların (Q1, Q3, Q5) iletimde ve alt kısmındaki anahtarların (Q4, Q6, Q2) ise kesimde olduğu durum için $S_k = 1$, tam tersi anahtarlama durumunda da $S_k = 0$ olarak ifade edilir. Daha sonrasında ise kaynağın kısa devre olmasını önlemek için aynı faz kolunda bulunan

anahtarların eş zamanlı olarak iletme gidemeyeceği koşulunu sağlamak adına her bir faz kolunun anahtarlama durumunu belirleyen S_a , S_b ve S_c fonksiyonları belirlenmelidir.

$$S_a = \begin{cases} 1, & \text{Q1 iletimde, Q4 kesimde} \\ 0, & \text{Q1 kesimde, Q4 iletimde} \end{cases} \quad (2.77)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & \text{Q3 iletimde, Q6 kesimde} \\ 0, & \text{Q3 kesimde, Q6 iletimde} \end{cases} \quad (2.78)$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & \text{Q5 iletimde, Q2 kesimde} \\ 0, & \text{Q5 kesimde, Q2 iletimde} \end{cases} \quad (2.79)$$

İnverterin anahtarlama fonksiyonları elde edildiğine göre abc eksen takımında (zaman domen) her bir faz kolu için akım ve gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir [75]-[77].

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (2.80)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (2.81)$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C \quad (2.82)$$

$$L \cdot \frac{di_a}{dt} = -R \cdot i_a + v_{in} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) - u_a = -R \cdot i_a - u_a + v_a \quad (2.83)$$

$$L \cdot \frac{di_b}{dt} = -R \cdot i_b + v_{in} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) - u_b = -R \cdot i_b - u_b + v_b \quad (2.84)$$

$$L \cdot \frac{di_c}{dt} = -R \cdot i_c + v_{in} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right) - u_c = -R \cdot i_c - u_c + v_c \quad (2.85)$$

$$C \cdot \frac{du_a}{dt} = -i_{za} + i_a = -\frac{u_a}{Z_a} + i_a \quad (2.86)$$

$$C \cdot \frac{du_b}{dt} = -i_{zb} + i_b = -\frac{u_b}{Z_b} + i_b \quad (2.87)$$

$$C \cdot \frac{du_c}{dt} = -i_{zc} + i_c = -\frac{u_c}{Z_c} + i_c \quad (2.88)$$

Eşitlik (2.83)'den (2.88)'e kadar yazılan ifadeler inverter devresinin akım ve gerilim denklemlerinin özeti mahiyetinde olup, devrenin zaman domenindeki durum denklemleri olarak isimlendirilirler. Maalesef bu denklemlerin tamamında

nonlineer özellikte elemanlar bulunduğu için kontrol sistemi tasarımında bu halleriyle kullanılamazlar. İnverter devresinin kapalı çevrim kontrol yapısına dair detaylar Bölüm 5’de izah edilecektir.



3

KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIM ESASLARI

KHT'nin tasarımına dair detayların verildiği bu bölümde, sırasıyla KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin (AFE, ÇAK, inverter) tasarım ayrıntıları incelenip, genel sistem tasarımı için seçilen parametrelerin doğruluğu kontrol edilecektir. Söz konusu bu parametrelerden bazıları tasarımcı tarafından belirlenmelidir. Bu kapsamda tasarımcının belirlediği parametrelere sabit parametre (SB) denilmekte olup bu parametreler tüm tasarım süreci boyunca (verimin çok düştüğü durumlar hariç) değiştirilmeyecektir.

Sabit parametreler dışında kalan diğer tüm tasarım girdileri ise değişken parametre (DP) olarak isimlendirilir. Yüksek çalışma performansı ve verime sahip bir KHT'de DP'nin analizi, hesabı ya da tahmini çok büyük bir rol oynar. Bundan dolayı KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin tasarımı bu bölümde sistematik bir şekilde ele alınacaktır.

KHT tasarımında DP olarak belirlenen özelliklerin başında KHT'nin anahtarlama frekansı gelir. Analizler kapsamında farklı çalışma frekansları için değerlendirmeler yapılacak olsa dahi KHT için tek bir optimum anahtarlama frekansı belirlenmelidir. Bu sayede birbirlerine front-end ve back-end mantığıyla bağlanan alt devre dönüştürücüleri için empedans farklılığı problemi minimuma indirilecektir [78]. Ayrıca anahtarlama frekansı değeri her bir alt devrenin anahtarlama kayıpları hakkında da fikir verebilir.

Bir diğer önemli DP ise ÇAK dönüştürücü üzerinde bulunan YFT'nin kaçak endüktans değeridir. Çünkü KHT üzerindeki tüm güç dönüşümü esasında kaçak endüktans üzerinden sağlanır ve bu parametrenin seçimi, tüm sistemin çalışma

performansını, verimini, anahtarların yumuşak anahtarlama yapabilme kabiliyetini ve jonksiyon sıcaklığını etkilemektedir [79].

KHT'nin tasarımına dair gerçekleştirilen tüm analizler için Wolfspeed Firmasının SpeedFit Design Simulator programı tercih edilmiştir [80]. Bu program sayesinde tasarım için önem arz eden verim, anahtarlama kayıpları, çalışma ve jonksiyon sıcaklığı gibi DP özelliklerine dair sonuçları elde etmek oldukça kolaydır. Ayrıca yine bu programla KHT'yi meydana getiren tüm alt devreler için ticari olarak satılan SiC tabanlı yarı iletken anahtarların seçimini yapmak da mümkündür [81].

3.1 Üç Fazlı Aktif Front-End AC-DC Dönüştürücünün Tasarım Esasları

AFE için genel olarak tasarımda dikkat edilmesi gereken hususların başında sırasıyla anahtarlama kaybı, iletim kaybı, toplam devre kayıpları ve jonksiyon sıcaklığı gelir. Anahtarlara dair kayıplar ve jonksiyon sıcaklığı değerleri doğrudan anahtarlama frekansına bağlı olduğu için AFE'nin tasarımındaki tek DP değeri anahtarlama frekansıdır. SP değerleri ise Tablo 3.1 verilmiştir.

Tablo 3.1 AFE tasarımındaki SP değerleri

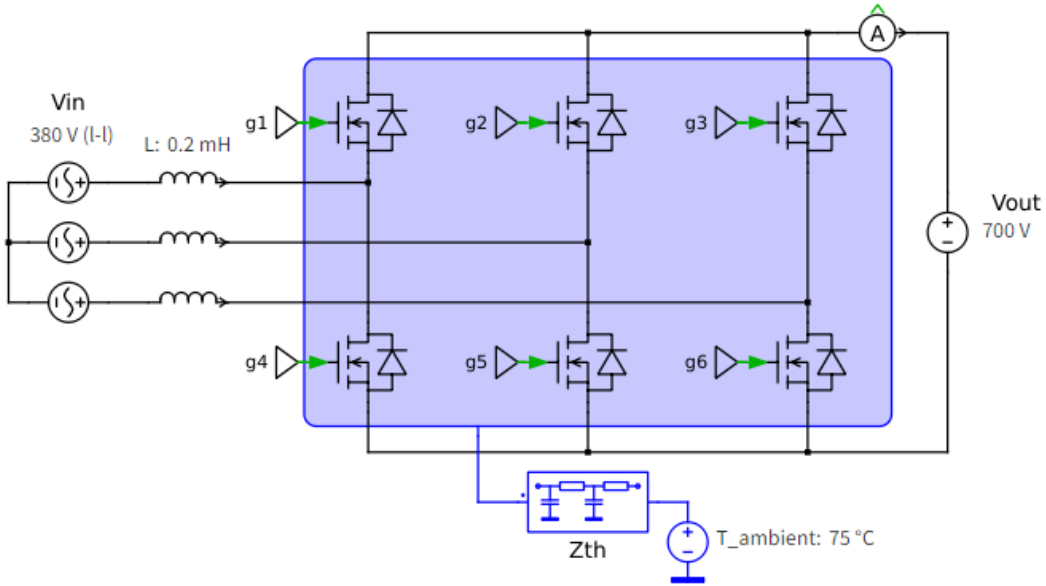
PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_{in}	Giriş Gerilimi	380 V AC
V_{out}	Çıkış Gerilimi	700 V DC
P_{AFE}	Nominal Güç	3000 W
I_{rms}	Anahtar Akımı	3,22 A
f_{AC}	Şebeke Frekansı	50 Hz
L_{line}	Hat Endüktansı	200 μ H
t_{dead}	Ölü Zaman	100 ns

Tasarım kriterleri içerisinde en önemli parametre anahtarlama kayıplarıdır. Çünkü anahtarlama kayıpları doğrudan AFE'nin verimini ve anahtarların jonksiyon sıcaklığını etkiler. Bu kapsamda en yüksek verimi elde etmek için Tablo 3.1'de verilen DP değerleri de dikkate alınarak optimum anahtarlama frekansı seçilmelidir. Anahtarlama kayıpları için gerekli olan hesaplama detayları EK-A'da verilmiş olup DP değerlerinin girildiği AFE tasarım simülasyon devresi Şekil

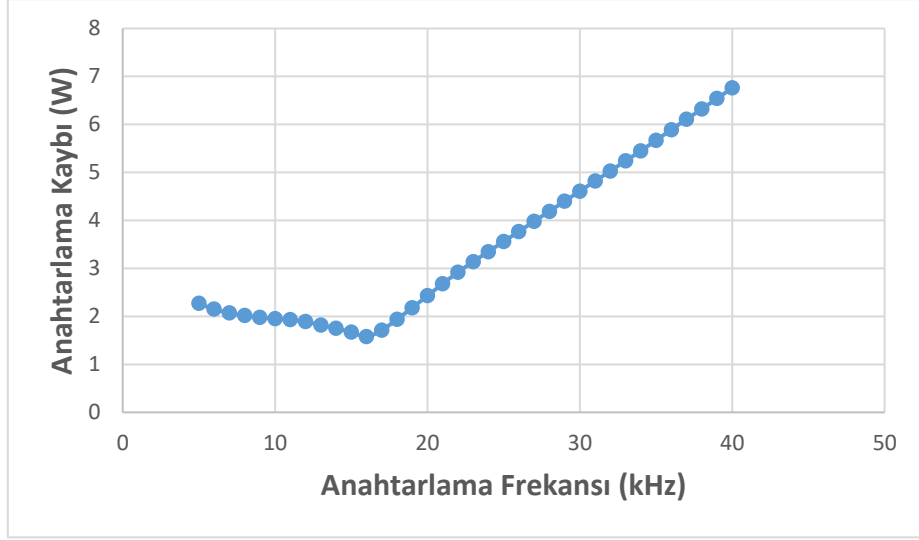
3.1’de gösterilmiştir. Simülasyon neticesinde elde edilen sonuçlar ise sırasıyla Şekil 3.2-3.6’da verilmiştir.

Şekil 3.2’deki grafikte anahtarlama kayıplarının 15-20 kHz aralığında en düşük değerde olduğu görülmektedir. Özellikle 20 kHz’den itibaren bu kayıpların önemli ölçüde arttığı ve 40 kHz civarlarında ise yaklaşık 6,7 W olduğu gözlemlenmektedir.

Şekil 3.3’deki grafikte, iletim kayıplarının 20 kHz’e kadar radikal bir şekilde düştüğünü ve 30 kHz’den sonra ciddi bir değişim olmadığı görülmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken husus; anahtarlama frekansının artmasıyla beraber anahtarlama kayıplarının artması ve buna mukabil iletim kayıplarının azalmasıdır. Söz konusu bu durum KHT’yi meydana getiren tüm alt devreler için geçerli olacaktır.

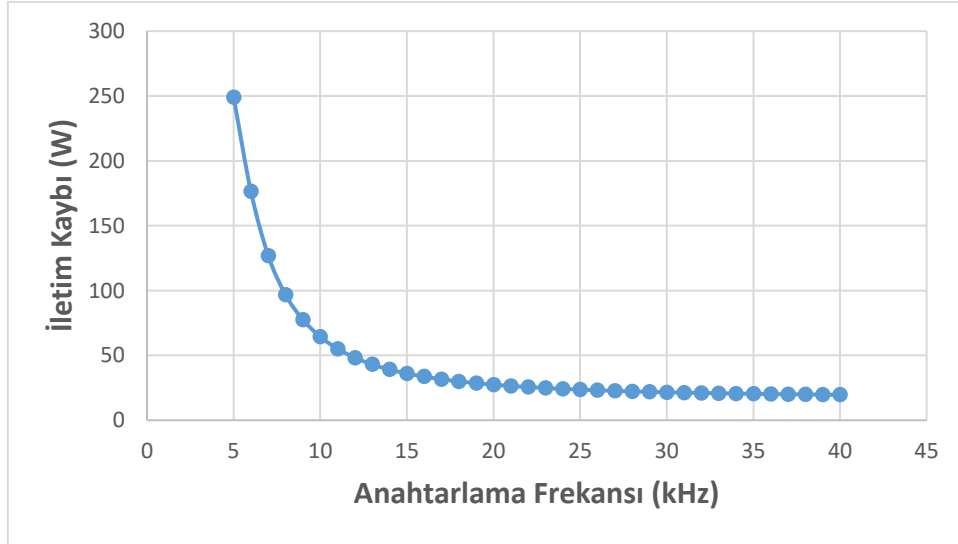


Şekil 3.1 AFE devresinin tasarımında kullanılan simülasyon devresi

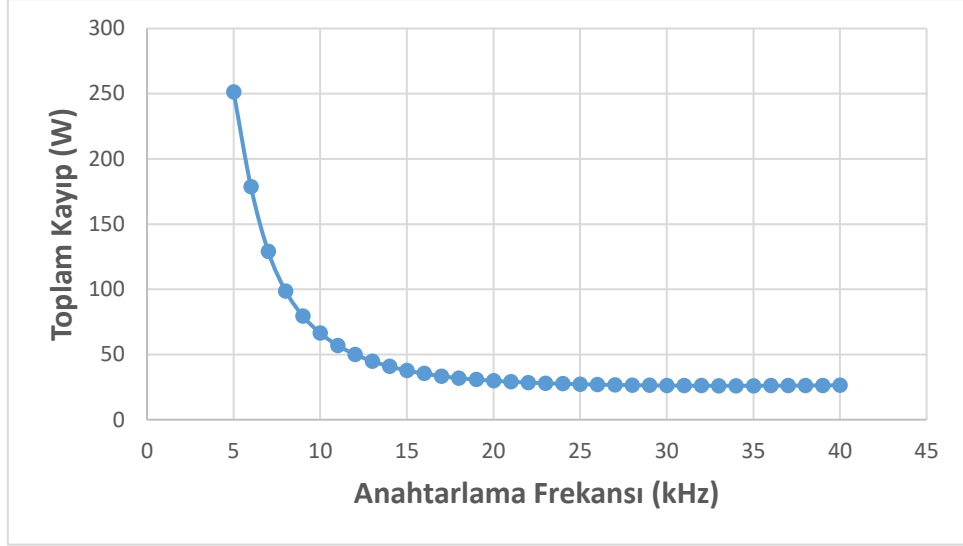


Şekil 3.2 Anahtarlama frekansı – anahtarlama kaybı grafiği (AFE)

Şekil 3.4'deki grafik AFE dönüştürücüsünün toplam kayıpları olan iletim ve anahtarlama kayıpları hakkında bilgi verir. Düşük anahtarlama frekanslarında baskın olan iletim kayıpları iken, yüksek anahtarlama frekanslarında, anahtarlama kayıplarının toplam kayıplar içerisindeki oranı daha fazla olmaktadır. Sonuç olarak AFE'nin toplam kayıplarının yaklaşık olarak 20 kHz'den itibaren dengelendiği görülmür.



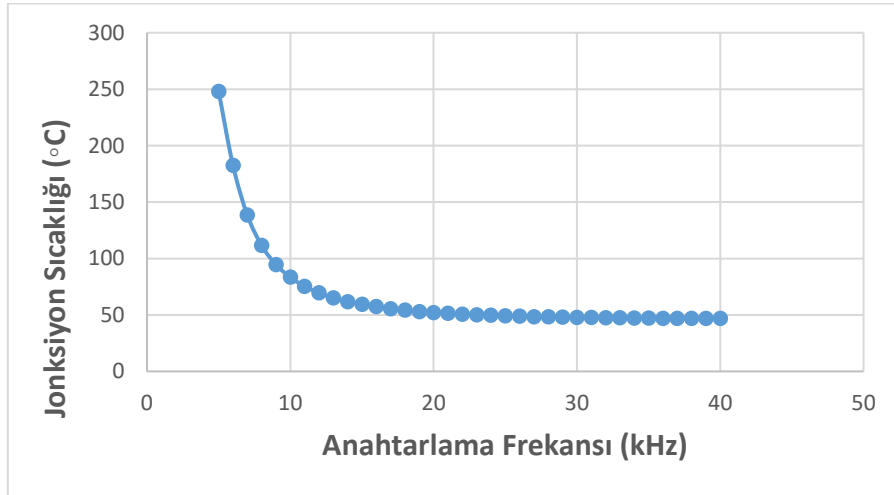
Şekil 3.3 Anahtarlama frekansı – iletim kaybı grafiği (AFE)



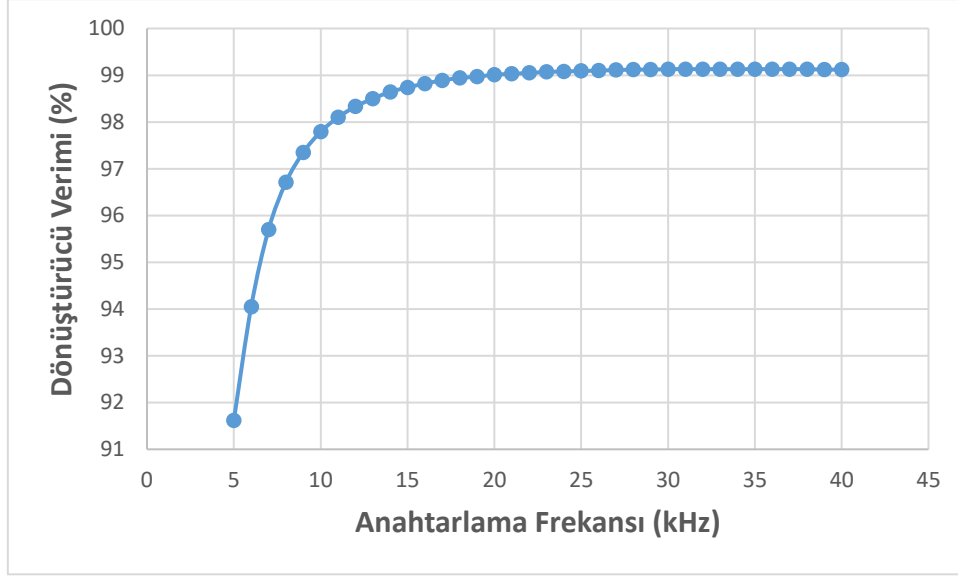
Şekil 3.4 Anahtarlama frekansı – toplam kayıp grafiği (AFE)

AFE'deki anahtarların jonksiyon sıcaklığı hakkında fikir edindiğimiz Şekil 3.5 grafiği göstermiştir ki, anahtarlama frekansı arttıkça jonksiyon sıcaklığı da düşmektedir. Bu durum özellikle AFE'nin termal problemlerinin çözümü için önemlidir. Çünkü KHT'yi çalıştırırken oluşan ısının dış ortama aktarılması amacıyla daha çok “heatsink” [82] gibi statik-pasif elemanların tercih edilmesi neticesinde sistem, hem daha verimli hem de kompakt bir yapıya sahip olmaktadır.

Düşük anahtarlama frekanslarında jonksiyon sıcaklığındaki aşırı artışların önüne geçebilmek için su ve hava soğutmalı yöntemlerin kullanıldığı örnekler de mevcuttur [83]. Fakat bu uygulamalarda kullanılan soğutma yöntemleri karmaşık ve yüksek maliyete sahip olmakla beraber 10 kW'ın altındaki düşük güçlü dönüştürücülerin verimini de olumsuz etkiler.



Şekil 3.5 Anahtarlama frekansı – jonksiyon sıcaklığı grafiği (AFE)



Şekil 3.6 Anahtarlama frekansı – dönüştürücü verimi grafiği (AFE)

Şekil 3.5'deki grafikte 20 kHz anahtarlama frekansından itibaren jonksiyon sıcaklığında ciddi bir değişim olmadığı gözlemlenmekte ve ortalama 50 °C gibi sıcaklıkta sabit kalmaktadır. AFE için bu çalışma sıcaklığı, yönetilebilir ısı dağılımı için gayet uygun bir değerdir ve sadece heatsink kullanılarak oluşan ısı dış ortama aktarılabilir.

Son olarak Şekil 3.6 grafiği dönüştürücünün anahtarlama frekansına bağlı genel sistem verimi hakkında fikir edinmemizi sağlar. Yine burada da yaklaşık 20 kHz'den itibaren verimde önemli bir artışın olmadığı görülmekte olup optimum bir tasarımı AFE'nin ortalama %99 verimde çalışabildiği sonucu elde edilmektedir.

3.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Tasarım Esasları

ÇAK dönüştürücünün tasarımında anahtarlama frekansı ile beraber YFT'nin kaçak endüktansı (L_k) da önemlidir. Çünkü dönüştürücüde tüm güç aktarımı kaçak endüktans üzerinden gerçekleşir. Bu kapsamda, ÇAK tasarımı için iki adet DP değeri bulunmakla beraber bunlar sırasıyla anahtarlama frekansı ve kaçak endüktanstır. Diğer SP değerleri ise Tablo 3.2'de verilmiştir.

Tablo 3.2 ÇAK tasarımındaki SP değerleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_{in}	Giriş Gerilimi	700 V
V_{out}	Çıkış Gerilimi	400 V
P_{DAB}	Nominal Güç	3000 W
n	Sarım Sayısı Oranı	1
I_{pri}	Primer Akımı	4,28 A
I_{sec}	Sekonder Akımı	7,5 A
C_{out}	Çıkış Kapasitansı	1000 μ F
t_{dead}	Ölü Zaman	100 ns

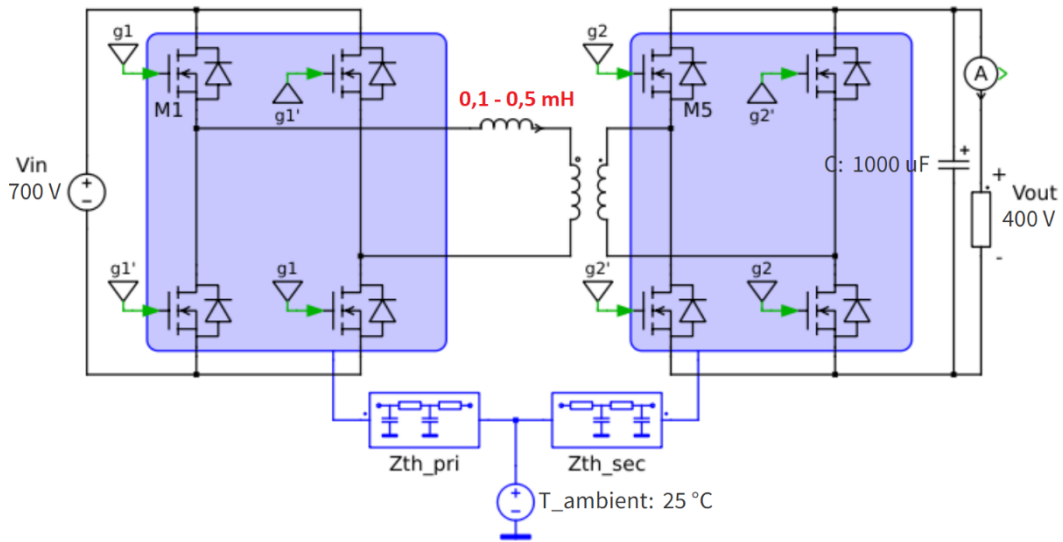
Tasarım aşamasında her iki DP değeri de kademeli olarak değiştirilecek ve yine ÇAK dönüştürücünün jonksiyon sıcaklığı, anahtarlama ve iletim kayıpları ile dönüştürücü verimine olan etkileri incelenecektir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, analiz için girilecek olan L_k değerlerinin alt ve üst limitlerinin ne olacağıdır. Bu problemin çözümü için eşitlik (2.46)'dan yararlanılır.

Eşitlik (2.46)'ya göre aktarılabilen maksimum güç sırasıyla YFT'nin sarım sayısına, primer-sekonder gerilimlerine, anahtarlama frekansına ve kaçak endüktans değerine bağlıdır. Bu durumda L_k ifadesi;

$$\frac{n \cdot V_1 \cdot V_2}{8 \cdot f \cdot P_{max}} \leq L_k \leq \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2}{8 \cdot f \cdot P_{min}} \quad (3.1)$$

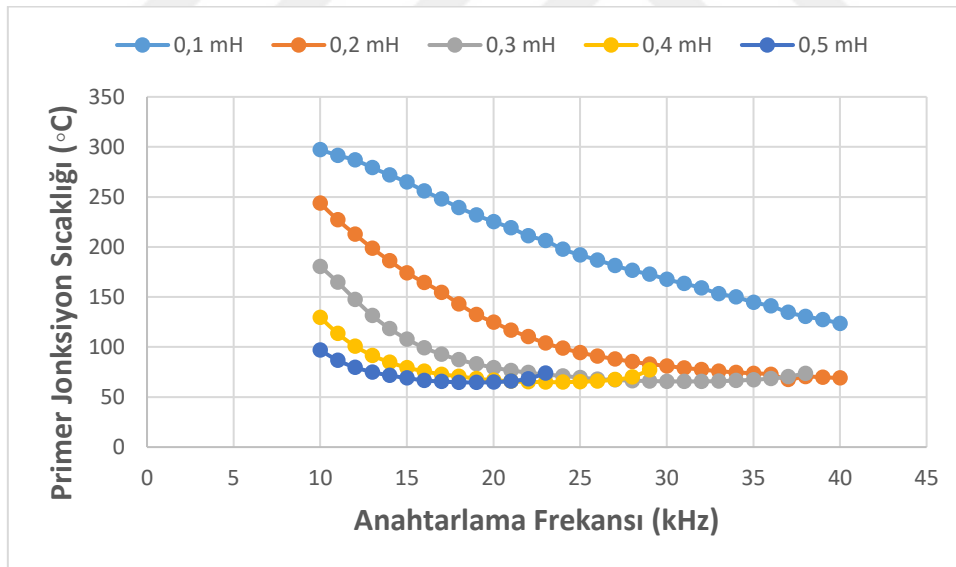
aralığında seçilebilir. Fakat tasarım sürecinde n , V_1 , V_2 ve P değerleri SP kabul edildiğinden kaçak endüktans için limit değerler doğrudan anahtarlama frekansına ve faz kayma değerine bağlı olacaktır. Faz kayma değeri de KHT'nin kontrol edilmesi sürecinde karşımıza çıkan bir parametre olup, KHT'nin fiziksel tasarımında önem arz etmemektedir.

Sonuç olarak sadece anahtarlama frekansına bağlı L_k değeri 0,1-0,5 mH arasında seçilebilir. Şayet bu limit değerlerin dışında bir değer girilirse YFT doyuma gideceği için analiz hatalı sonuçlar verecektir. Tüm bu analizler için kullanılan tasarım devresi Şekil 3.7'de verilmiş olup tasarım hesaplarına dair detaylar EK-B'de sunulmuştur [60].

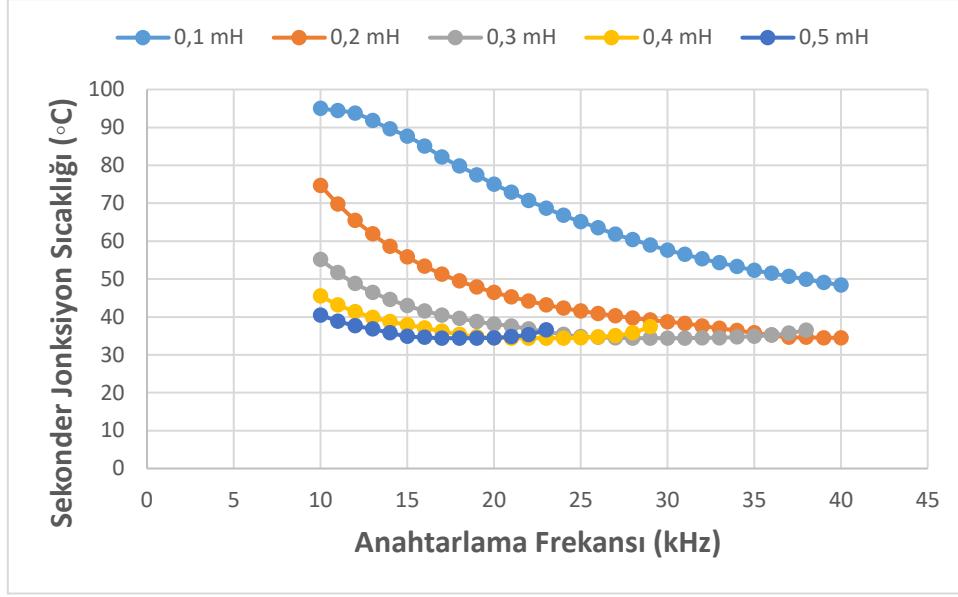


Şekil 3.7 ÇAK devresinin tasarımında kullanılan simülasyon devresi

Anahtarlama frekansının hem primer hem de sekonder köprüdeki jonksiyon sıcaklıklarına olan etkisinin incelendiği grafikler Şekil 3.8 ve 3.9’da verilmiştir. Her iki grafikte de düşük anahtarlama frekansı ve düşük kaçak endüktans değerleri için sıcaklığın bir hayli fazla olduğu görülür.



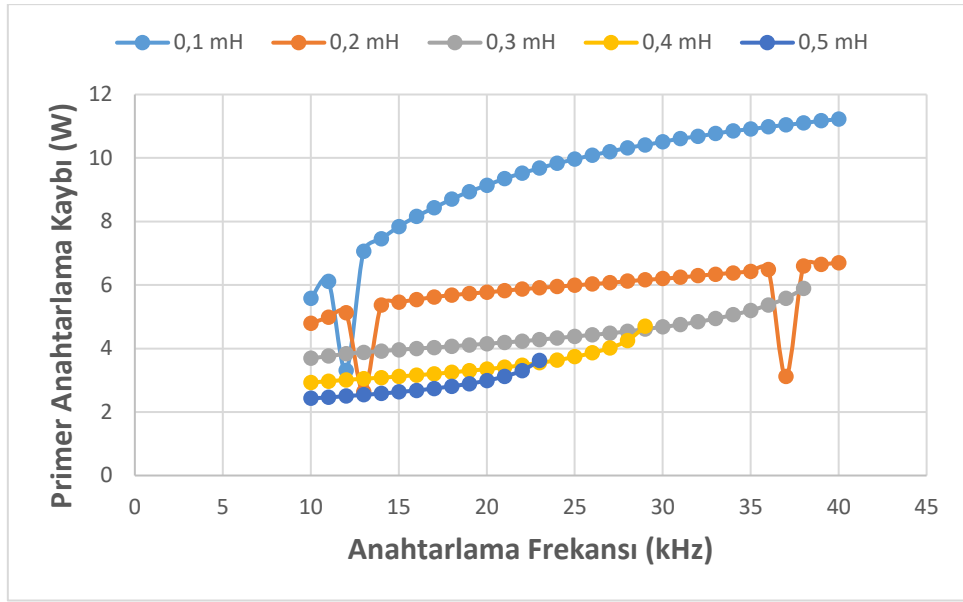
Şekil 3.8 Anahtarlama frekansı – primer jonksiyon sıcaklığı grafiği (ÇAK)



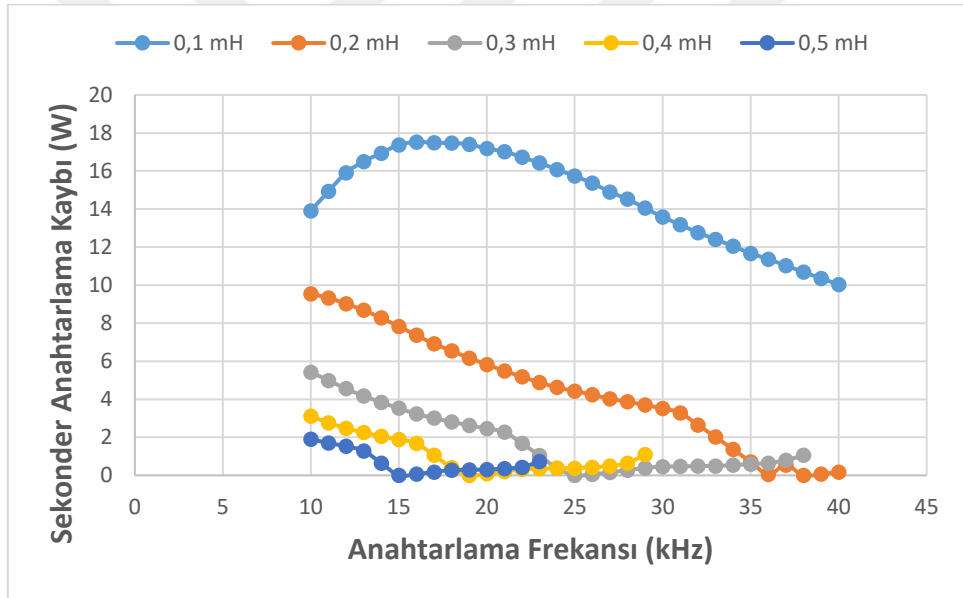
Şekil 3.9 Anahtarlama frekansı – sekonder jonksiyon sıcaklığı grafiği (ÇAK)

Şekil 3.10’da anahtarlama frekansının PTK üzerinde bulunan yarı iletken anahtarlara ait anahtarlama kayıplarına olan etkisi gösterilmiştir. Dikkat edilecek olursa primer taraftaki tüm yarı iletken anahtarlar üzerinde her koşulda bu kayıplar meydana gelmekte ve çok kısıtlı bir bölgede yumuşak anahtarlama durumu gerçekleşmektedir. Hâlbuki STK üzerinde bulunan anahtarlar için belirli şartlar altında anahtarlama kayıpları, ilgili anahtarın hem iletim hem de kesim durumları için sıfır olmakta ve geniş bir bölgede yumuşak anahtarlama mümkün kılmaktadır (Şekil 3.11). KHT’nin tasarımında ÇAK dönüştürücünün yumuşak anahtarlama koşullarında çalışabilmesi genel sistem verimi adına önemli olduğundan anahtarlama frekansı ve kaçak endüktans parametreleri de bu kapsamda seçilmelidir.

Anahtarlama frekansının, PTK ve STK üzerinde bulunan yarı iletken anahtarlara ait toplam iletim kayıplarına olan etkisinin incelendiği grafikler sırasıyla Şekil 3.12 ve Şekil 3.13’de gösterilmiştir. İletim kayıplarının her iki tam köprü bölgesinde de ortalama 20-25 kHz anahtarlama frekansı ve kaçak endüktansında 0,4-0,5 mH aralıklarında minimum olduğu görülmektedir.

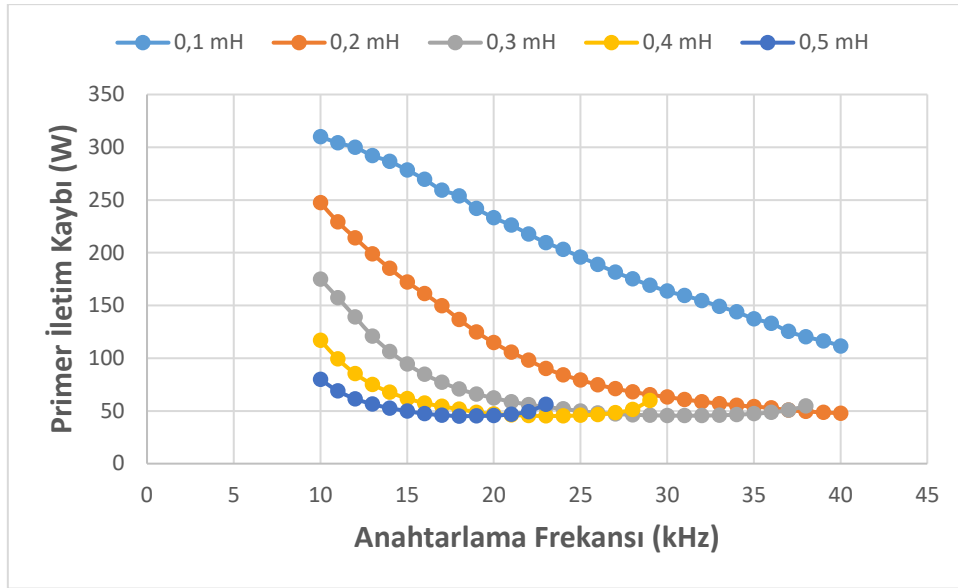


Şekil 3.10 Anahtarlama frekansı – primer anahtarlama kaybı grafiği (ÇAK)

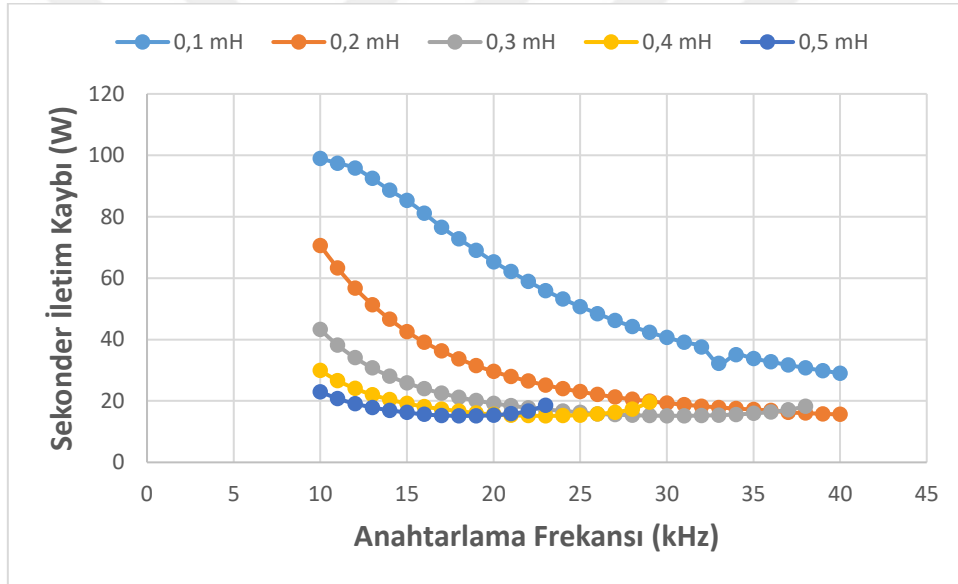


Şekil 3.11 Anahtarlama frekansı – sekonder anahtarlama kaybı grafiği (ÇAK)

Ortalama bir anahtarlama frekansında, ÇAK dönüştürücünün toplam kayıplarının, kaçak endüktans değeri arttıkça azaldığı ve belirli bir noktadan sonra ise sabit kaldığı görülmektedir (Şekil 3.14). Aynı durum Şekil 3.15’deki dönüştürücü verimi grafiğinden de anlaşılmaktadır. Yine kaçak endüktans değerinin artış gösterdiği noktalarda genel kayıplarda azalma görülürken, dönüştürücü verimi de artmaktadır. Kaçak endüktansın değerinin belirlenmesine yönelik yapılan hesaplamaların hepsi esasında iterasyona dayalı nümerik analizler olup, elektromanyetik analizlerin genel değerlendirmesi Bölüm 4’de verilecektir.

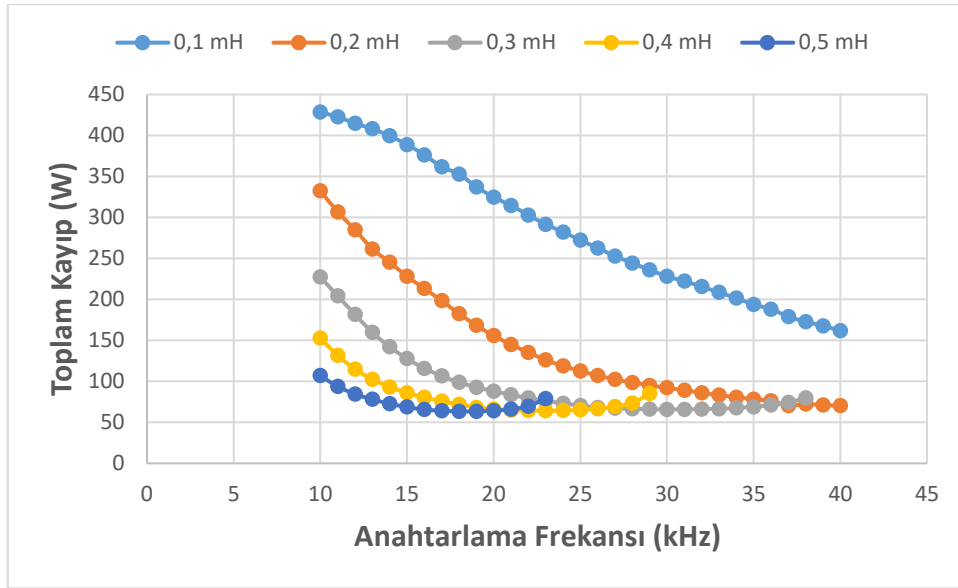


Şekil 3.12 Anahtarlama frekansı – primer iletim kaybı grafiği (ÇAK)

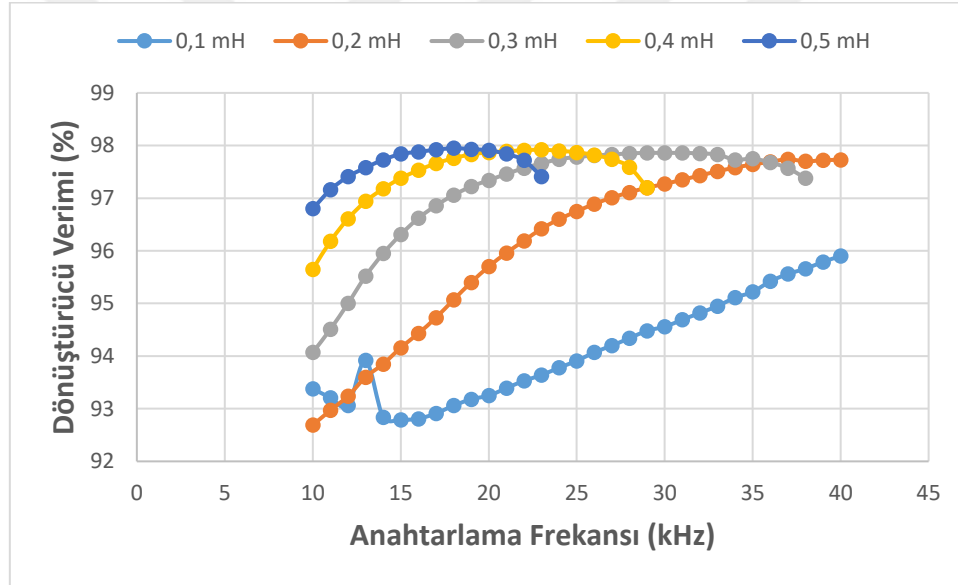


Şekil 3.13 Anahtarlama frekansı – sekonder iletim kaybı grafiği (ÇAK)

Dönüştürücünün tasarımına dair yapılan bu analizler neticesinde ortalama 3 kVA gücünde bir sistem için kaçak endüktansın değeri 0,4 – 0,5 mH arasında seçilebilir. Kaçak endüktansın bu değer aralığında yine optimum anahtarlama frekansı ortalama 20 kHz olarak seçilirse de, ÇAK dönüştürücünün toplam verimi %98'lere ulaşmaktadır.



Şekil 3.14 Anahtarlama frekansı – toplam kayıp grafiği (ÇAK)



Şekil 3.15 Anahtarlama frekansı – dönüştürücü verimi grafiği (ÇAK)

3.3 Üç Fazlı DC-AC Dönüştürücü Devresinin Tasarım Esasları

Üç fazlı DC-AC dönüştürücü (inverter) devresinin tasarımında, anahtarlama frekansı ile beraber çıkış hattı üzerindeki filtre endüktansının (L_f) değeri de önem arz etmektedir. Ayrıca filtre endüktansı doğrudan KHT'nin çıkış akımının THD seviyesini etkilemektedir ve endüktans değeri analitik metotlarla hesap edilirken inverterin çıkış gücü, anahtarlama frekansı, çıkış akımı dalgalanma miktarı gibi bazı parametreler de göz önünde bulundurulmalıdır. Söz konusu filtre endüktansı

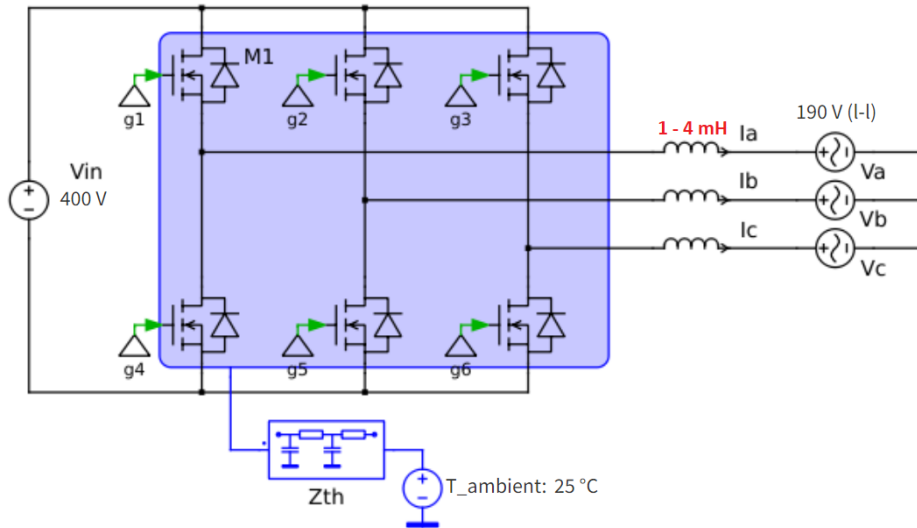
değeri ve invertere ait diğer tasarım hesaplamalarına ait detaylar EK-C’de sunulmuştur [84].

Sonuç olarak inverter tasarımı için temelde iki adet DP değeri mevcuttur ve bunlar sırasıyla anahtarlama frekansı ve çıkış filtre endüktansdır. Filtre endüktansının değer aralığı belirlenirken aşağıdaki formül kullanılır.

$$L_f = \frac{V_{in}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_{ppmax}} \quad (3.2)$$

Eşitlik (3.2)’de V_{in} giriş DC gerilimini, f_s anahtarlama frekansını, Δi_{ppmax} ise filtre endüktansına ait tepeden tepeye maksimum akım dalgalanmasını göstermektedir. Giriş gerilimi SP özelliğindedir ve tasarımda da Δi_{ppmax} değeri maksimum % 20 seçilirse filtre endüktansının değer aralığı bir başka DP olan anahtarlama frekansına bağlı olacaktır ve bu durumda L_f değeri 1 ila 4 mH arasında seçilebilir. Optimum değer ise yapılan analizler sonucu belirlenecektir.

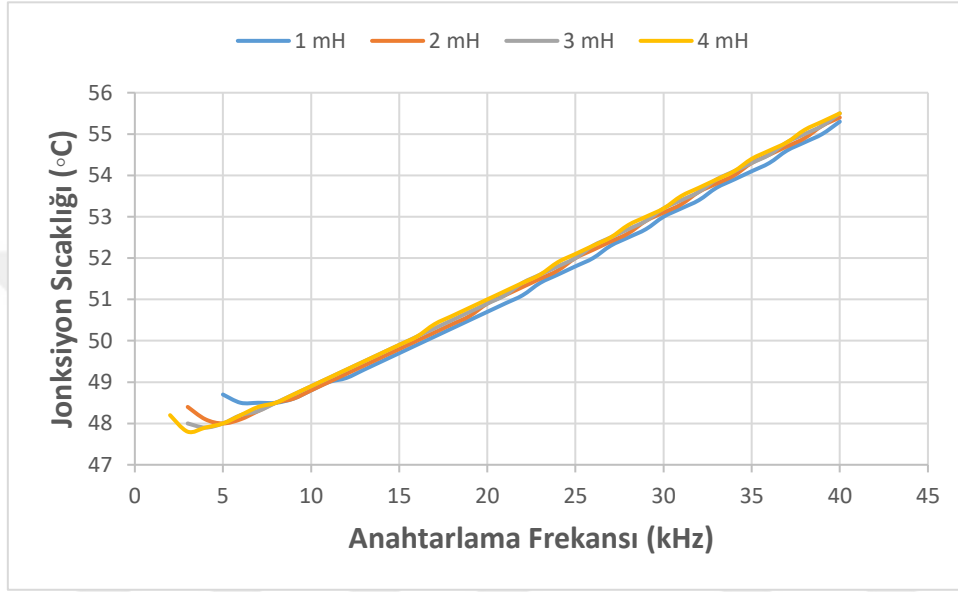
Analizler için kullanılan tasarım devresi Şekil 3.16’da gösterilmiş ve inverterin SP parametreleri ise Tablo 3.3’de verilmiştir. Ayrıca anahtarlama frekansının, filtre endüktansı ile beraber jonksiyon sıcaklığı, anahtarlama-iletim kayıpları ve genel verime olan etkileri de sırasıyla Şekil 3.17 – Şekil 3.21’de gösterilmiştir.



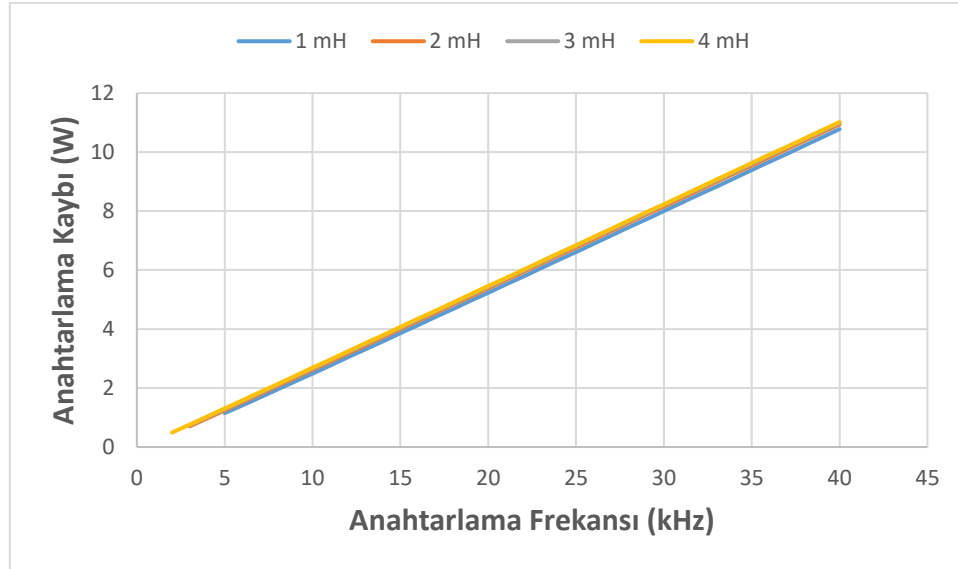
Şekil 3.16 İnverter devresinin tasarımında kullanılan simülasyon devresi

Tablo 3.3 İnverter tasarımındaki SP değerleri

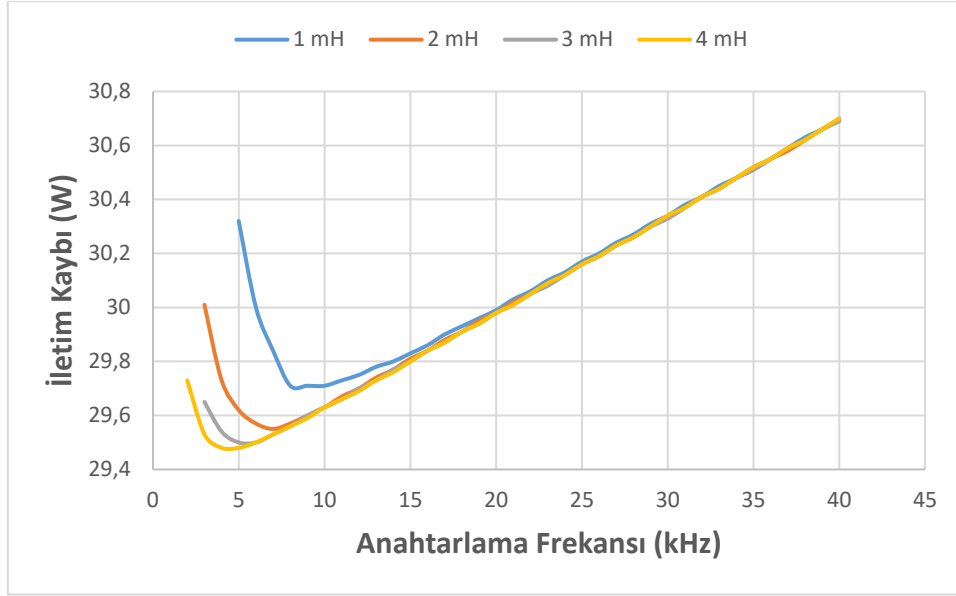
PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_{in}	Giriş Gerilimi	400 V DC
V_{out}	Çıkış Gerilimi	190 V AC
P_{inv}	Nominal Güç	3000 W
t_{dead}	Ölü Zaman	100 ns



Şekil 3.17 İnverter için anahtarlama frekansı – jonksiyon sıcaklığı grafiği

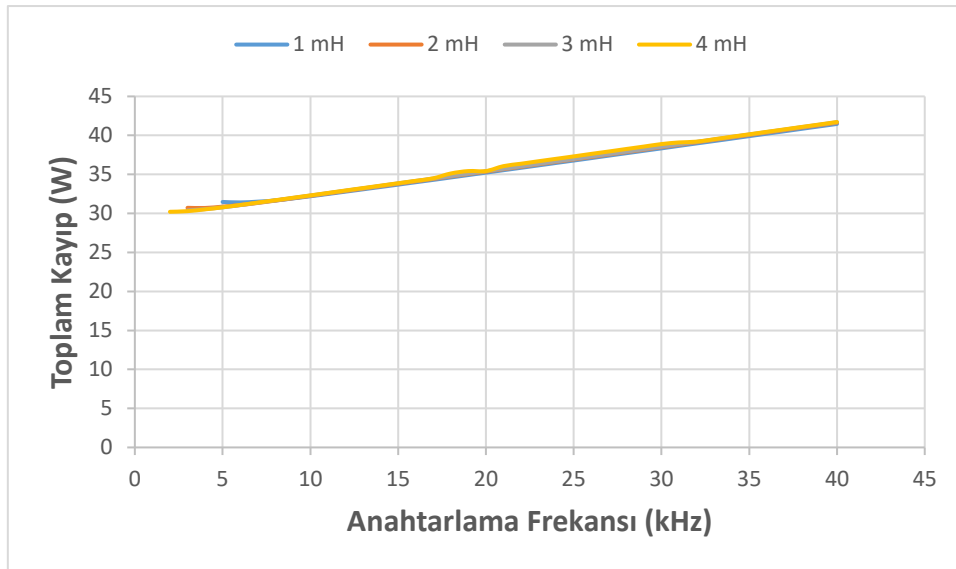


Şekil 3.18 İnverter için anahtarlama frekansı – anahtarlama kaybı grafiği



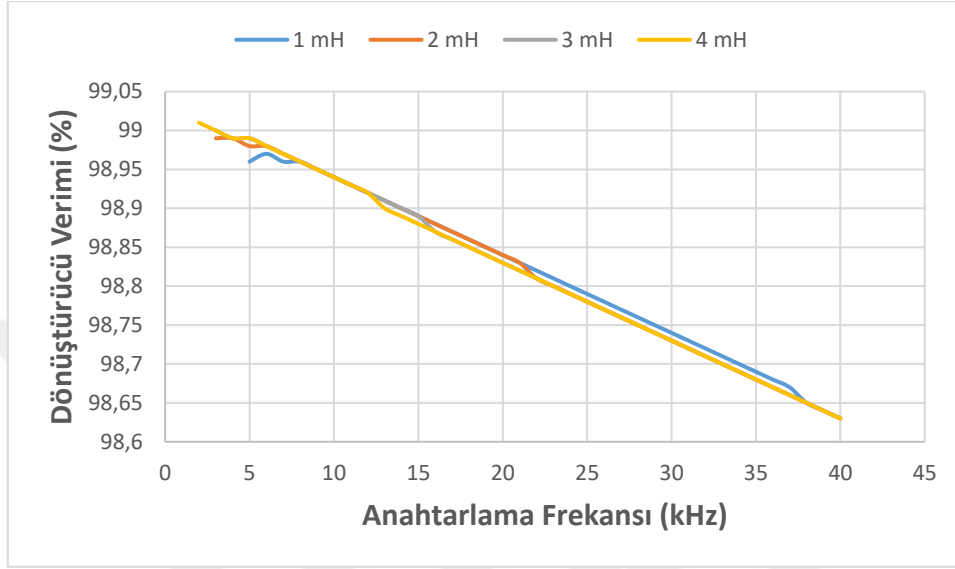
Şekil 3.19 İverter için anahtarlama frekansı – iletim kaybı grafiği

Şekil 3.17 ve Şekil 3.18'deki grafiklerde, anahtarlama frekansının artmasıyla beraber jonksiyon sıcaklığının ve anahtarlama kayıplarının lineer olarak arttığı gözlemlenmektedir. Fakat çıkış filtre endüktansındaki değişimlerin söz konusu bu artışlara herhangi bir etkisi yoktur. Yalnızca 10 kHz ve altındaki anahtarlama frekanslarında endüktans değerinin iletim kayıplarına etki ettiği görülmektedir (Şekil 3.19). Bu durumda daha düşük bir iletim kaybı için filtre endüktansının değeri 3 mH civarında seçilebilir.



Şekil 3.20 İverter için anahtarlama frekansı – toplam kayıp grafiği

Son olarak Şekil 3.20 ve Şekil 3.21’de inverterin anahtarlama frekansının toplam kayıplara ve dönüştürücü verimine olan etkisi görülmekte olup burada da anahtarlama frekansı arttıkça genel kayıplarda artma ve buna karşılık dönüştürücü veriminde de azalma görülmektedir. Fakat en kötü koşul altında dahi inverterin genel veriminin %98’in altına düşmediği gözlemlenmektedir.



Şekil 3.21 İnverter için anahtarlama frekansı – dönüştürücü verimi grafiği

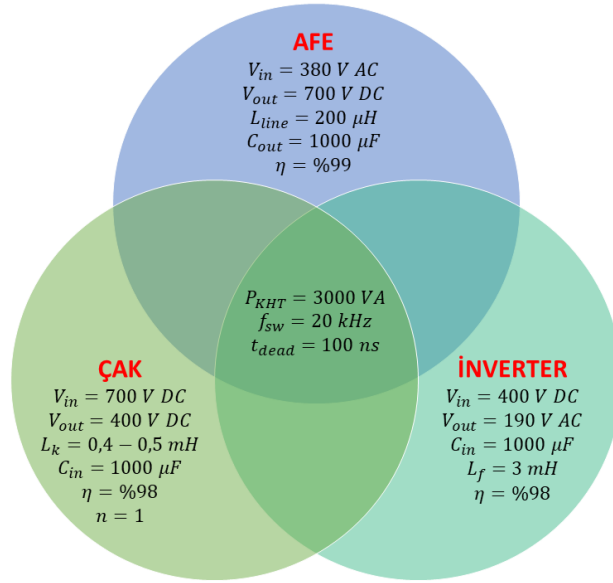
Sonuç olarak inverter için yapılan tüm bu analizler neticesinde anahtarlama frekansı yaklaşık 20 kHz ve çıkış filtre endüktans değeri de 3 mH değerinde seçilebilir.

3.4 Katı Hal Transformatörünün Genel Tasarımına Ait

Sonuçlar

KHT’nin tasarımına dair analizlerin yapıldığı bu bölümde KHT’yi meydana getiren tüm alt devrelerin tasarım detayları incelenmiş ve elde edilen sonuçlar neticesinde 3 kVA gücünde bir KHT için optimum anahtarlama frekansının yaklaşık olarak 20 kHz seçilebileceği öngörülmüştür. Söz konusu bu anahtarlama frekansı belirlenirken Tablo 3.1, 3.2 ve 3.3’de verilen SP değerleri de dikkate alınarak yine ÇAK dönüştürücü için en uygun kaçak endüktansın, 0,4 ila 0,5 mH aralığında seçilebileceği ispatlanmıştır. Kaçak endüktans için belirlenen bu değer aralığı sayesinde bir sonraki aşama olan YFT tasarımına geçilebilecektir. Ayrıca tasarıma dair yapılan analizler neticesinde inverter devresinin çıkış filtre endüktansı için optimum değer yaklaşık 3 mH olduğu görülmüştür. Sonuç olarak KHT’yi

meydana getiren tüm alt devreler için temel tasarım parametreleri belirlenerek elde edilen tüm parametre değerleri Şekil 3.22’de verilmiştir.



Şekil 3.22 KHT’nin tasarımına dair genel sonuçlar

4

YÜKSEK FREKANS TRANSFORMATÖRÜNÜN TASARIMI

KHT'nin geleneksel güç transformatörlerine göre daha küçük hacme ve ağırlığa sahip olmasında, ÇAK dönüştürücüde bulunan YFT'nin etkisi oldukça büyüktür. KHT'de güç dönüşümü yüksek frekanslarda yapıldığı için limit değerler dahilinde YFT'nin çalışma frekansı ne kadar artırılırsa KHT'nin hacim ve ağırlığı da aynı oranda azalacaktır. Fakat buradaki en önemli farklılık, uyarma geriliminin dalga şeklinden kaynaklıdır. YFT'nin uyarma gerilimi sinüs biçimli olmayıp kare dalga formundadır.

Primer ve sekonder tarafta bulunan tam köprü topolojileri sayesinde AC kare dalga formunda gerilimler üretilerek, sargılara uygulanmakta ve bundan sebep ÇAK dönüştürücüdeki YFT'nin uyarma gerilimine ait dalga şekli kare dalga formunda olmaktadır. YFT tasarımında bu hususa dikkat edilmelidir.

YFT tasarımındaki önemli parametrelerden biri akı yoğunluğudur (B). YFT'nin yüksek verimde çalışabilmesi için ilk koşul; akı yoğunluğunun, çekirdeğin doyum akı yoğunluğu (B_{sat}) değerine ulaşmamasıdır. Diğer bir tasarım parametresi ise çalışma sıcaklığıdır. YFT üzerinde güç aktarımı yapılırken hem sargılarda hem de çekirdek üzerinde ısı artışları meydana gelir. Söz konusu bu ısı artışları sebebiyle çekirdeğin sıcaklığı, Curie Sıcaklığının (T_c) üzerine çıkabilir ve çekirdek ferromanyetik özelliğini kaybedebilir [85].

YFT'nin güç elektroniği devrelerinde kullanılmasının nedeni primer sargılardaki elektriksel gücü/enerjiyi, sekonder sargılara aktarmaktır. Tasarım kriterleri belirlenirken de YFT'nin oldukça yüksek verimde çalışması, düşük hacim ve ağırlığa sahip olması gibi durumlar dikkate alınacaktır.

YFT’de iki temel kayıp mevcuttur. Bunlardan ilki ısı kayıpları (sargı/bakır kayıpları) olup, söz konusu bu kayıpların önemli bir kısmı primer ve sekonder sargılar üzerinde harcanır. İkincil kayıp ise YFT’nin çekirdeği üzerinde oluşur ve çekirdek kayıpları aslında demir kayıplarıdır. Ayrıca çekirdek kayıpları fuko ve histerezis kayıplarından müteşekkildir. YFT’nin tasarımı gerçekleştirilirken çekirdek kayıplarının, sargı kayıplarına eşit veya yakın olmasına dikkat edilir [86]-[88].

4.1 Sargılardaki Akım Yoğunluğu

YFT’deki sargı (bakır) ve çekirdek (demir) kayıpları arasında aşağıda belirtilen ampirik eşitliklere bağlı bir ilişki bulunur. Bu eşitlikler sayesinde kayıplar için optimum bir çözüm noktası belirlenirken aynı zamanda YFT’nin sıcaklık artışına dair de fikir edinebiliriz.

$$P_{cu} + P_{fe} = \frac{\beta + 2}{\beta} \cdot P_{cu} \quad (4.1)$$

$$P_{cu} + P_{fe} = \frac{\beta + 2}{\beta} \cdot [\rho_w \cdot V_w \cdot k_u \cdot J_o^2] = h_c \cdot A_t \cdot \Delta T \quad (4.2)$$

Eşitlik (4.2)’den akım yoğunluğu (J_o) ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$J_o = \sqrt{\frac{\beta}{\beta + 2} \cdot \frac{h_c \cdot A_t \cdot \Delta T}{\rho_w \cdot V_w \cdot k_u}} \quad (4.3)$$

$$A_t = k_a \cdot A_p^{\frac{1}{2}} \quad (4.4)$$

$$V_w = k_w \cdot A_p^{\frac{3}{4}} \quad (4.5)$$

Eşitlik (4.2)’de $\beta = 2$ alınırsa, en sade akım yoğunluğu ifadesi elde edilmiş olur.

$$J_o = K_t \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{2 \cdot k_u}} \cdot \frac{1}{\sqrt[8]{A_p}} \quad (4.6)$$

Eşitlik (4.1)’den (4.6)’ya kadarki denklem parametreleri sırasıyla Tablo 4.1’de belirtilmiştir.

4.2 Optimum Akı Yoğunluğu

Çekirdekteki optimum akı yoğunluğu değeri YFT'nin demir (P_{fe}) ve bakır (P_{cu}) kayıplarına bağlı olarak belirlenir. Tasarımda her iki kaybında yaklaşık eşit olduğu nokta için optimum akı yoğunluğu (B_o) tespit edilmeli ve bu değer, B_{sat} değerinden büyük olmamalıdır. Şekil 4.1'deki grafikte B_o noktasının P_{fe} ve P_{cu} 'a bağlı olarak nasıl belirlendiği gösterilmiştir [29].

Tablo 4.1 Sargıların akım yoğunluğu hesabında kullanılan parametreler

PARAMETRE	AÇIKLAMA
P_{cu}	Sargılardaki bakır kayıpları (W)
P_{fe}	Demir veya çekirdek kayıpları (W)
β	Steinmetz katsayısı
ρ_w	Elektriksel direnç ($\Omega \cdot m$)
V_w	Sargı hacmi (m^3)
k_u	Pencere kullanım/faydalanma faktörü
J_o	Sargılardaki akım yoğunluğu (A/cm^2)
h_c	Konvansiyonel ısı transfer katsayısı ($W/m^2 \cdot K$)
A_t	Transformatörün yüzey alanı (m^2)
ΔT	Sıcaklık artışı ($^{\circ}C$)
k_a	Transformatörün boyut ve hacmiyle ilgili birimsiz katsayı
A_p	Pencere sargı alanı ile manyetik çekirdeğin kesit alanının çarpımı (cm^4)
K_t	$48,2 \times 10^3$

B_o değerinin belirlenebilmesi için YFT'nin tüm sargılarındaki toplam VA (Volt.Amper) hesaplanmalıdır.

$$\sum VA = K_v \cdot f \cdot B_{max} \cdot J_o \cdot k_f \cdot k_u \cdot A_p \quad (4.7)$$

Eşitlik (4.6)'daki akım yoğunluğu değeri eşitlik (4.7)'de yerine yazılırsa A_p değeri bulunur.

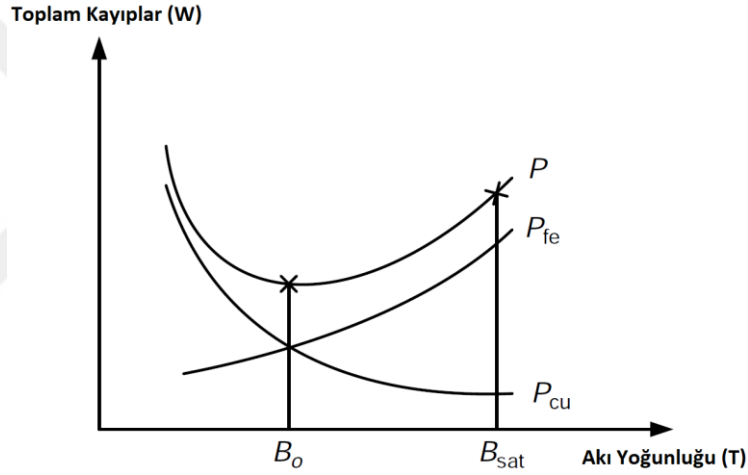
$$A_p = \left[\frac{\sqrt{2} \cdot \sum VA}{K_v \cdot f \cdot B_o \cdot k_f \cdot K_t \cdot \sqrt{k_u \cdot \Delta T}} \right]^{8/7} \quad (4.8)$$

Eşitlik (4.8), B_o hakkında bilgi vermese dahi B_o değerinin bilinmesi durumunda, çekirdek boyutları için fikir sahibi olmamızı sağlar. Çünkü transformatörün pencere sargı alanı ile manyetik çekirdeğin kesit alanının çarpımına eşit olan A_p değeri sayesinde çekirdek boyutları belirlenmiş olur.

Optimum manyetik akı yoğunluğunun P_{fe} ve P_{cu} değerlerinin yaklaşık eşit olması durumunda elde edileceğinden daha önce bahsedilmişti. Bu koşulun sağlanması demek, β değerinin 2 civarında seçilmesi anlamına gelir (Bkz. eşitlik (4.1)). Bu durumda YFT'deki toplam kayıp (P) aşağıdaki gibi olur.

$$P_{cu} = P_{fe} \quad (4.9)$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot P_{cu} + \frac{1}{2} \cdot P_{fe} \quad (4.10)$$



Şekil 4.1 Optimum akı yoğunluğunun (B_o) belirlenmesi

Eşitlik (4.9) ve (4.10) kullanılarak P , P_{cu} ve P_{fe} arasındaki ilişki aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\frac{\left[\frac{P}{2}\right]^{\frac{2}{3}}}{P_{cu}^{\frac{1}{12}} \cdot P_{fe}^{\frac{7}{12}}} = 1 \quad (4.11)$$

Eşitlik (4.11)'de P , P_{cu} ve P_{fe} nin değerleri yerlerine yazılırsa eşitlik (4.15) elde edilir.

$$P = h_c \cdot A_t \cdot \Delta T \quad (4.12)$$

$$P_{cu} = \frac{\beta}{2} \cdot P_{fe} \quad (4.13)$$

$$P_{fe} = K_c \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (4.14)$$

$$\frac{[h_c \cdot k_a \cdot \Delta T]^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} \cdot [\rho_w \cdot k_w \cdot k_u]^{\frac{1}{12}} \cdot [k_c \cdot K_c \cdot f^\alpha \cdot B_o^2]^{\frac{7}{12}} \cdot [J_o \cdot A_p]^{\frac{1}{6}}} = 1 \quad (4.15)$$

Eşitlik (4.15)'de, $(J_o \cdot A_p)^{\frac{1}{6}}$ ifadesi yerine eşitlik (4.7)'deki karşılığı yazılır ve optimum akı yoğunluğu formülü elde edilir.

$$B_o = \frac{[h_c \cdot k_a \cdot \Delta T]^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} \cdot [\rho_w \cdot k_w \cdot k_u]^{\frac{1}{12}} \cdot [k_c \cdot K_c \cdot f^\alpha]^{\frac{7}{12}}} \cdot \left[\frac{K_v \cdot f \cdot k_f \cdot k_u}{\sum VA} \right]^{\frac{1}{6}} \quad (4.16)$$

Eşitlik (4.7)'den (4.16)'ya kadarki denklem parametreleri sırasıyla Tablo 4.2'de belirtilmiştir.

Tablo 4.2 Optimum akı yoğunluğu hesabında kullanılan parametreler

PARAMETRE	AÇIKLAMA
$\sum VA$	Sargıların toplam Volt.Amper değeri (toplam görünür gücü)
K_v	Gerilim dalga form faktörü
f	YFT'nin çalışma frekansı
k_f	Çekirdek için istifleme faktörü
K_c	Çekirdeğin malzemesine ait parametre
k_w	Transformatörün boyut ve hacmiyle ilgili birimsiz katsayı
k_c	Transformatörün boyut ve hacmiyle ilgili birimsiz katsayı

Optimum akı yoğunluğu değeri belirlendikten sonra YFT'nin çekirdek malzeme tipi seçilebilir. Yalnız burada dikkat edilmesi gereken husus; ilgili malzemenin seçilmesinin ardından, tasarım için boyut ve hacimle ilgili hesaplamaların yapılması yani A_p değerinin belirlenmesidir. Tüm bu aşamalara dair tasarım süreçlerinin olduğu akış diyagramı Şekil 4.2'de verilmiştir.

4.3 Tasarıma Dair Genel Hesaplamaları

YFT'nin tasarım hesaplamalarında kullanılacak olan sistem ve topolojiye ait detaylar aşağıda, Tablo 4.3'de verilmiştir. Ayrıca YFT'de çekirdek malzemesi

olarak Mn-Zn (Manganez-Çinko) bazlı ferrit çekirdek tercih edilebilir. Söz konusu bu ferrit çekirdek için Steinmetz katsayıları ve doyum akı yoğunluğu değerleri Tablo 4.4’de belirtilmiştir.

Bölüm 4.2’de açıklandığı üzere çekirdeğin optimum akı yoğunluğu hesabında eşitlik (4.16) kullanılır ve hesaplama için Tablo 4.5’deki parametrelerden yararlanırsa;

$$B_o = 0,176 T \quad (4.17)$$

elde edilir.

Tablo 4.3 YFT’nin genel sistem özellikleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_p	Primer Gerilimi	700 V
V_s	Sekonder Gerilimi	400 V
I_p	Primer Akımı	4,3 A
I_s	Sekonder Akımı	7,5 A
f	Anahtarlama Frekansı	20 kHz
L_k	Kaçak Endüktans	0,4-0,5 mH
T_a	Ortam Sıcaklığı	25 °C
ΔT	Beklenen Sıcaklık Artışı	50 °C
D	Anahtarlama Doluluk Oranı	%50

Tablo 4.4 Çekirdeğin Steinmetz katsayıları ve doyum akı yoğunluğu değeri

PARAMETRE	DEĞER
K_C	37,2
α	1,13
β	2,07
B_{sat}	0,4 T

Tablo 4.5 Optimum akı yoğunluğu hesabı için gerekli parametreler

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
h_c	Isı Transfer Katsayısı	10 W/m ² K
k_a	Birimsiz Katsayı	40
k_c	Birimsiz Katsayı	5,6

k_w	Birimsiz Katsayı	10
k_f	İstifleme Faktörü	1
$\sum VA$	Toplam Görünür Güç	3 kVA
ρ_w	Elektriksel Direnç	$1,72 \times 10^{-8} \Omega - m$

Maksimum akı yoğunluğu (B_{max}), B_o kullanılarak hesap edilebilir ve eşitlik (4.18)'den B_{max} 'ın, Mn-Zn bazlı çekirdeğin B_{sat} değerinden az olması gerektiği de unutulmamalıdır.

$$B_{max} = 2 \cdot B_o \quad (4.18)$$

Bu durumda $B_{max} = 0,352$ T olarak bulunur ve $B_{max} < B_{sat}$ olduğu için çekirdeğin doyuma gitmeme koşulu her koşulda sağlanmış olur.

Tasarım esasları içerisinde çekirdeğin fiziksel boyutları hakkında bilgi edinebilmek için A_p değerinin bulunması gerekir. A_p 'nin en genel ifadesi için eşitlik (4.8) kullanılır ve ilgili parametreler yerlerine yazılırsa;

$$A_p = 9,22 \text{ cm}^4 \quad (4.19)$$

olarak hesaplanır ve $A_p = 9,22 \text{ cm}^4 < 13,275 \text{ cm}^4$ koşulu sağlandığından E55/28/21 kodlu ferrit çekirdek uygulamada kullanılabilir. Ticari olarak satılan bu çekirdeğin fiziksel özelliklerine dair temel parametreler Tablo 4.6'da belirtilmiştir.

Tablo 4.6 E55/28/21 kodlu ferrit çekirdeğin fiziksel özellikleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
Malzeme Tipi	-	N87
A_c	Çekirdeğin Kesit Alanı	$3,54 \text{ cm}^2$
W_a	Çekirdeğin Pencere Sarım Alanı	$3,75 \text{ cm}^2$
A_p	Pencere Sargı Alanı ile Çekirdek Kesit Alanının Çarpımı	$13,275 \text{ cm}^4$
V_c	Çekirdek Hacmi	$43,9 \text{ cm}^3$
Toplam Ağırlık	-	$2 \times 215 \text{ g}$

A_p değeri belirlendikten sonra YFT'nin sargı tasarımına geçilir. Sargı tasarımı için öncelikli olarak primer ve sekonder sargıların üzerindeki RMS gerilimlerinin hesap edilmesi gereklidir. Her iki sargı grubuna da AC formdaki kare dalga gerilimleri uygulandığı için RMS gerilimleri bulunurken aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{D}{1-D}} \cdot V_{DC} \quad (4.20)$$

Bu durumda primer gerilimi $V_p = V_{RMS} = 700 \text{ V}$ olarak hesaplanır. Primer sargılarının RMS gerilimi hesabından sonra bu sargıların sarım sayısının (N_p) tespit edilmesi için eşitlik (4.21) kullanılır ve ilgili değerler yerlerine yazılırsa primer sarım sayısının yaklaşık 71 olduğu görülecektir ($K_v = 4, k_f = 1$).

$$N_p = \frac{V_p}{K_v \cdot k_f \cdot A_c \cdot B_{max} \cdot f} \quad (4.21)$$

Yine aynı şekilde gerilim dönüşümü formülünden sekonder sarım sayısı (N_s) da yaklaşık 41 olarak hesaplanır.

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (4.22)$$

Primer ve sekonder sargıların sarım sayısı bulunduğundan sonra sargıların akım yoğunluğu ve kesit alanları hesap edilir. Sargıların akım yoğunluğu hesabı için eşitlik (4.6) kullanırsa;

$$J_o = 2758085,536 \text{ A/m}^2 \quad (4.23)$$

bulunur ve bu değer sayesinde primer ve sekonder sargıların kesit alanı (A_w) hesapları için aşağıdaki belirtilen formüllerden yararlanılır.

$$\text{Primer Sargı Kesit Alanı} \Rightarrow A_w = \frac{I_p}{J_o} \quad (4.24)$$

$$\text{Sekonder Sargı Kesit Alanı} \Rightarrow A_w = \frac{I_s}{J_o} \quad (4.25)$$

Sırasıyla eşitlik (4.23), (4.24) ve (4.25) yardımıyla hem primer hem de sekonder sargılarının, ilgili çap değerlerine karşılık, 20 °C'daki elektriksel dirençleri belirlenebilir. Tüm bu sonuçlar Tablo 4.7'de verilmiştir.

Tablo 4.7 YFT'nin sargı tasarımına ait sonuçlar

Sargı Bölgesi	Sargı Kesit Alanı (A_w)	Sargı Çapı	Bakır İletken Telin 20 °C'daki Elektriksel Direnci (ρ_{20})
Primer Sargı	1,56 mm ²	1,41 mm	11,10 mΩ/m
Sekonder Sargı	2,72 mm ²	1,86 mm	5,44 mΩ/m

Her bir sargı bölgesinin elektriksel direnci belirlendikten sonra sargılardaki bakır kayıpları için aşağıdaki eşitlikler kullanılır. Eşitlik (4.26), (4.27) ve (4.28)'deki parametreler ise Tablo 4.8'de verilmiştir.

$$R_{dc} = \frac{MLT}{A} \cdot N_p \cdot \rho_{20} \cdot [1 + \alpha_{20}(T_{max} - 20^\circ\text{C})] \quad (4.26)$$

$$P_{cu} = \left(\frac{MLT}{A} \cdot N_p \cdot \rho_{20} \cdot [1 + \alpha_{20}(T_{max} - 20^\circ\text{C})] \right) \cdot I_p^2 \quad (4.27)$$

$$T_{max} = T_a + \Delta T \quad (4.28)$$

Tablo 4.8 Bakır kaybı hesabı için gerekli parametreler

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
MLT	Bir Sarımın Çekirdek Bacağı Etrafındaki Ortalama Uzunluğu	11,7 cm
T_{max}	Maksimum Çalışma Sıcaklığı	75 °C
α_{20}	20 °C'deki Direncin Sıcaklık Katsayısı	0,00393 1/°C

Primer ve sekonder sargıların DC direnç değerleri ve buradan hareketle hesaplanan bakır kayıplarına dair sonuçlar Tablo 4.9'da gösterilmiştir.

Tablo 4.9 YFT'nin bakır kaybına ait sonuçlar

Sargı Bölgesi	Sargının DC Direnci (R_{dc})	Bakır Kaybı (P_{cu})
Primer Sargı	0,11 Ω	2,0339 W
Sekonder Sargı	0,15 Ω	8,4375 W

Elde edilen sonuçlardan, primer ve sekonder sargılarının bakır kayıpları hesaplanmış fakat yüksek frekans etkisi ihmal edilmiştir. İlgili düzeltmenin yapılabilmesi için öncelikli olarak primer ve sekonder sargıların AC direncinin

hesaplanması gerekir. Bu hesabın yapılabilmesi için de aşağıdaki ampirik denklemden yararlanılır.

$$R_{ac} = R_{dc} \cdot \left[1 + \frac{(r_o/\delta)^4}{48 + 0,8 \cdot (r_o/\delta)^4} \right] \quad (4.29)$$

Eşitlik (4.29)'da, r_o sargının yarıçapını ve δ 'da deri derinliğini göstermektedir. Deri derinliği değeri YFT'nin çalışma frekansına bağlı olup Eşitlik (4.30) yardımıyla hesaplanır.

$$\delta = \frac{6,6}{\sqrt{f}} \quad (4.30)$$

Eşitlik (4.29)'da ilgili parametreler yerine konur ve YFT'nin yüksek frekans etkisi altındaki bakır kayıpları hesaplanırsa, sonuçlar Tablo 4.10'da gösterildiği gibi olacaktır.

Tablo 4.10 YFT'nin yüksek frekans altındaki bakır kaybına ait sonuçlar

Sargı Bölgesi	Sargının AC Direnci (R_{ac})	Bakır Kaybı (P_{cu})
Primer Sargı	0,121 Ω	2,237 W
Sekonder Sargı	0,19 Ω	10,6875 W

Sargılardaki toplam bakır kaybı hesabı tamamlandığına göre son olarak çekirdek (diğer adıyla demir) kaybı (P_{fe}) hesaplanabilir. Çekirdek kaybı hesabı için de eşitlik (4.31) kullanılır.

$$P_{fe} = K_c \cdot f^\alpha \cdot \left(\frac{V_s \cdot D}{2 \cdot N_p \cdot A_c \cdot f} \right)^\beta \quad (4.31)$$

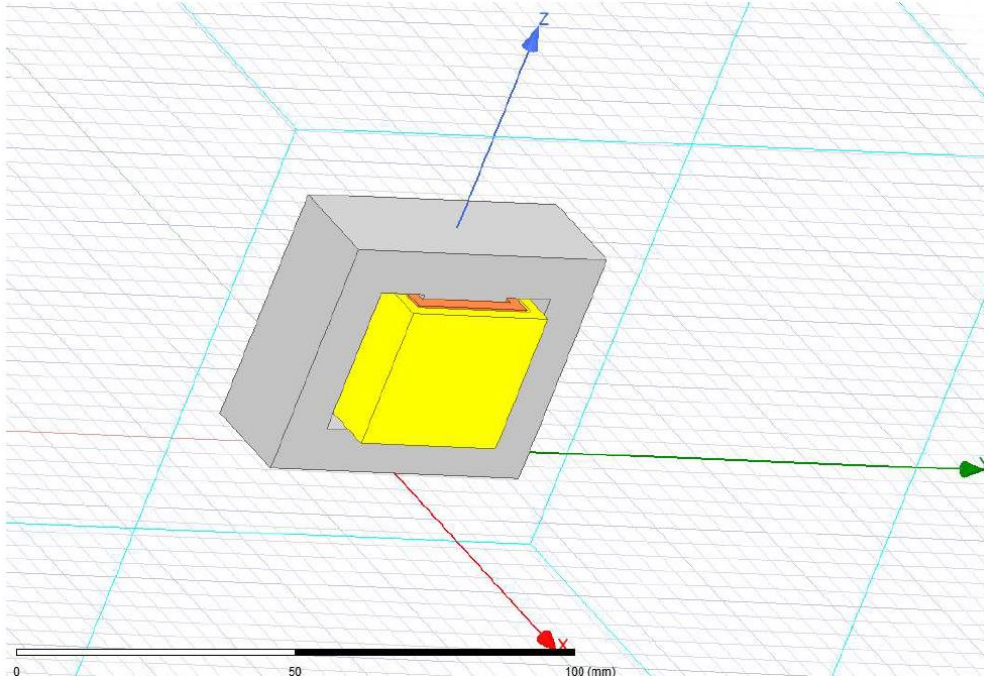
İlgili parametreler eşitlik (4.31)'de yerine yazılır ve hesaplamalar yapılacak olursa tasarlanan YFT için öngörülen demir kaybının yaklaşık 3,78 W olduğu görülecektir.

YFT'nin hem bakır hem de çekirdek kaybı hesaplandığına göre artık verim (η) hesabına geçilebilir. Verim hesabı için aşağıdaki formül kullanılır ve toplam bakır kaybı ile toplam çekirdek kaybı değerleri ifadede yerine yazılırsa, tasarlanan YFT'nin genel veriminin yaklaşık %99,44 olduğu görülür.

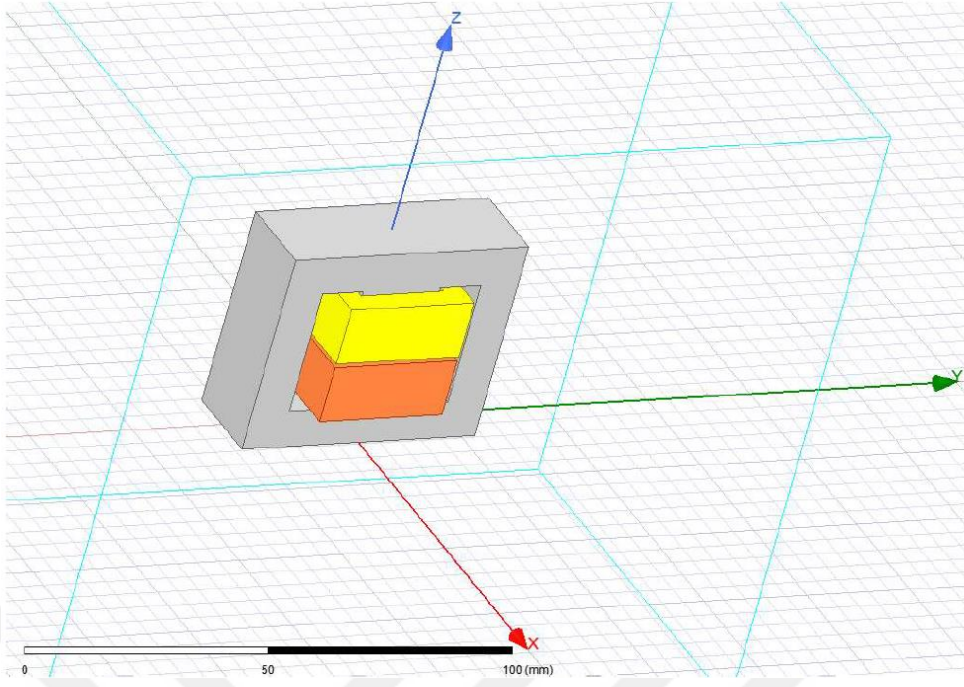
$$\eta = \frac{\sum VA}{\sum VA + \sum P_{cu} + \sum P_{fe}} \quad (4.31)$$

Buraya kadar yapılan tasarım hesapları neticesinde YFT'nin çekirdek malzeme tipi ve boyutları belirlenmiş, sargı sarım sayıları bulunmuş ve hem primer hem de sekonder sargıların kesitleri (çapları) hesaplanmıştır. Yine sargı tasarımından elde edilen bilgiler neticesinde YFT'nin öngörülen bakır ve çekirdek kayıpları belirlenmiş akabinde genel verimi bulunmuştur. Fakat dikkat edilecek olursa tüm bu elde edilen sonuçlar bize sargıların, çekirdeğin bacaklarına nasıl bir geometriyle sarılması gerektiği hakkında bilgi vermemektedir. Bu sorunun cevabı için literatürdeki YFT örneklerine bakmak gerekir.

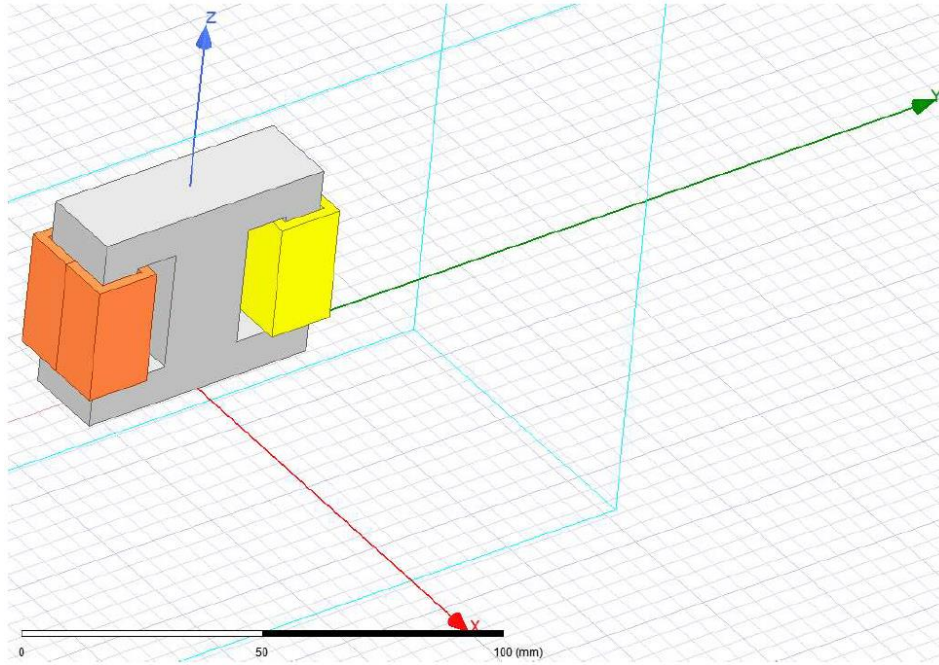
Literatürde çok farklı sarım geometrileri olmasına karşın en çok kullanılanları sırasıyla kabuk tipi-1, kabuk tipi-2 ve çekirdek tipi geometrilerdir. Tüm bu sarım geometrileri aşağıda gösterilmiştir [89].



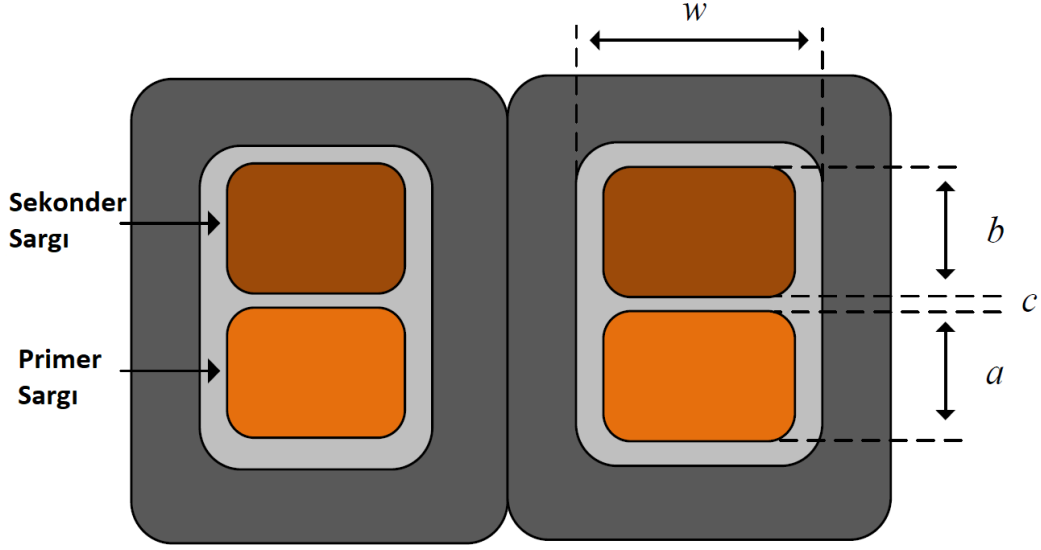
Şekil 4.2 YFT için kabuk tipi-1 sargı dağılımı



Şekil 4.3 YFT için kabuk tipi-2 sargı dağılımı



Şekil 4.4 YFT için çekirdek tipi sargı dağılımı



Şekil 4.5 Kaçak endüktans hesabı için gerekli olan geometrik sarım parametrelerinin gösterilişi

YFT’de sargı dağılımı geometrileri arasından seçim yapılırken özellikle de kaçak endüktans değerinin kolay şekilde ayarlandığı topolojiler tercih edilmelidir. Bu kapsamda sargı tasarımında kabuk tipi-2 tercih edilirse, transformatörün kaçak endüktans değeri eşitlik (4.32) sayesinde kolaylıkla hesaplanabilir. Eşitlik (4.32)’deki geometrik sargı tasarım parametreleri ise Şekil 4.5’de gösterilmiştir [97]. Diğer geometrik tasarımların tercih edilmesi durumunda kaçak endüktans hesabı için iki ya da üç boyutlu sonlu elemanlar yöntemini kullanan benzetimlere (Ansys, Maxwell vs.) ihtiyaç vardır.

$$L_k = \mu_0 \cdot N^2 \cdot MLT \cdot \frac{(a + b + 3 \cdot c)}{3 \cdot w} \quad (4.32)$$

Her ne kadar bu bölümde YFT tasarımıyla ilgili önemli sonuçlar elde edilmiş olsa da halen çözüm bekleyen bazı tasarım problemleri mevcuttur. Bunların en başında geleni ise kaçak endüktans değerinin Bölüm 3’de elde edilen sonuçlara göre nasıl ayarlanması gerektiğidir. İkinci önemli problem ise sargı tasarımının ÇAK dönüştürücünün yumuşak anahtarlama yapabilmesine olanak sağlayacak şekilde yeniden değerlendirilmesi olacaktır. Ayrıca YFT’de anahtarlama frekansının yüksek olması sebebiyle sargılar üzerinde deri ve yakınlık etkisi gibi sorunlar baş göstermektedir. Tüm bu tasarım problemlerinin çözümü için optimizasyona ihtiyaç vardır. YFT tasarımının optimizasyonu konusu bir sonraki başlık altında incelenecektir.

4.4 Yüksek Frekans Transformatörünün Tasarım

Optimizasyonu

Optimizasyonda ilk dikkat edilmesi gereken tasarım parametresi ÇAK dönüştürücünün kaçak endüktans değeridir. Her ne kadar sarım geometrileri arasında kabuk tipi - 2 tercih edilir ve L_k değeri eşitlik (4.32)'ye göre ayarlanabilirse de bu yöntem esasında her zaman doğru sonuç vermez. Çünkü eşitlik (4.32) ifadesinde kaç adet E tipi nüvenin kullanılacağına dair herhangi bir bilgi bulunmamaktadır. Ayrıca sürekli olarak sarım sayılarını değiştirmek demek YFT'nin belirlenmiş olan A_p değerini değiştirmek demektir ki bu da yapılan tüm tasarım hesaplamalarına yeniden başlamak anlamına gelir. Söz konusu bu problemin çözümü için sonlu elemanlar yöntemini kullanarak YFT'nin üç boyutlu elektromanyetik analizi yapılmalıdır. Elektromanyetik analize başlamadan önce temel kriterler belirlenmelidir ve bu kriterlerin en başlıcası YFT'nin kaçak endüktans değeridir. Bölüm 3'de yapılan tasarım analizleri neticesinde L_k değerinin 0,4 ila 0,5 mH arasında seçilebileceği gösterilmiştir.

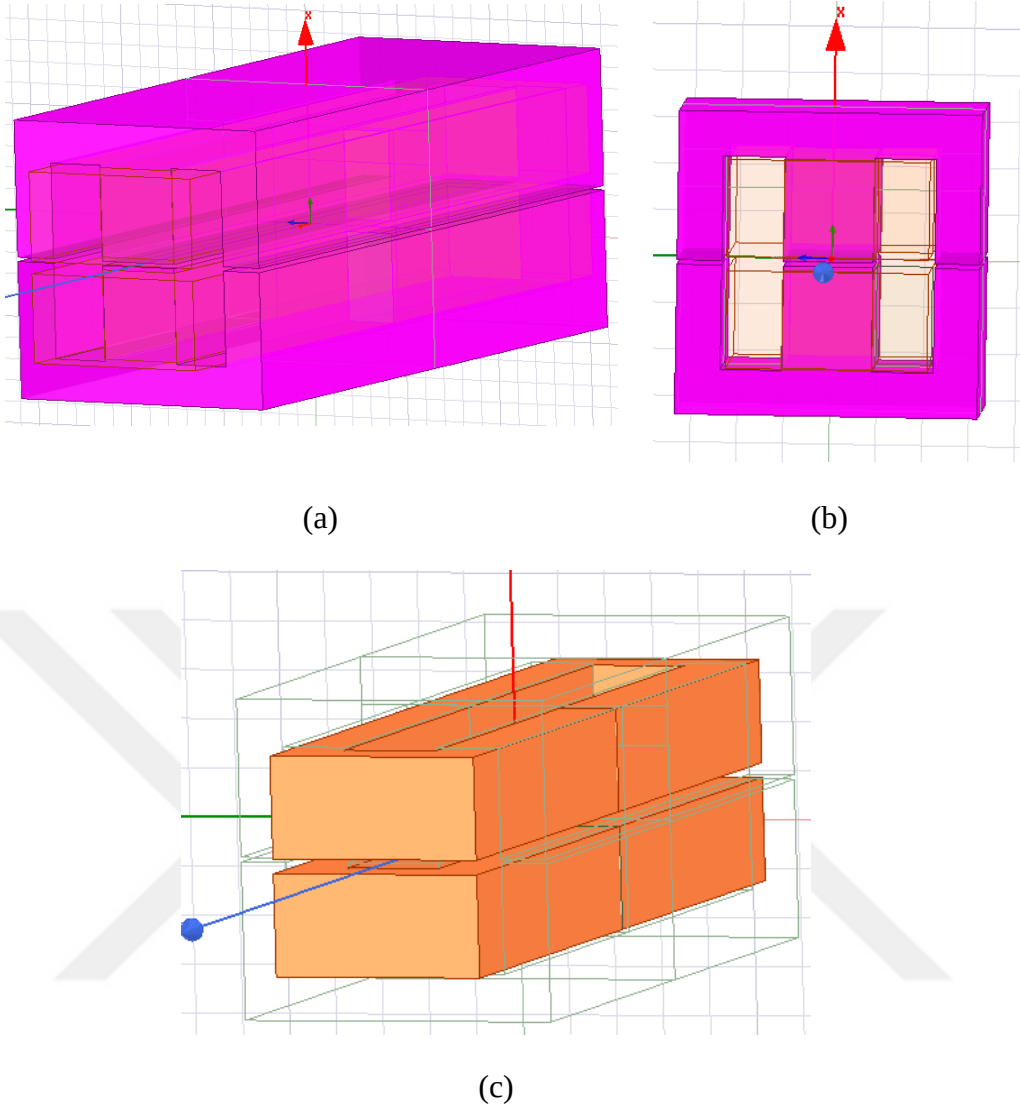
Bir diğer önemli kriter ise YFT'nin anahtarlama frekansıdır ve yine Bölüm 3'deki analizlerden 3 kVA gücünde bir ÇAK dönüştürücü için optimum anahtarlama frekansının 20 kHz seçilebileceği görülmüştür.

Optimizasyon gerektiren önemli hususlardan biri de çekirdeğin pencere sarım alanı (W_a) değeridir. Tablo 4.7'de verilen primer ve sekonder sargı kesit alanları, E55/28/21 kodlu ferrit çekirdeğin W_a değeri için uygun sarım sayıları altında yeterlidir. Fakat buradaki tasarımda neredeyse hiç hava aralığı kalmaz ve bu durum L_k 'nin istenen değerlere çıkmasını zorlaştırır. Ayrıca tasarım hesaplamaları neticesinde primer sarım sayısı yaklaşık 71, sekonder sarım sayısı da 41 olarak bulunmuştur. Yani sarım sayısı oranı (N_p/N_s) 1'e eşit değildir.

Tablo 4.11 E65/32/27 kodlu ferrit çekirdeğin fiziksel özellikleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
Malzeme Tipi	-	N87
A_c	Çekirdeğin Kesit Alanı	5,35 cm ²
W_a	Çekirdeğin Pencere Sarım Alanı	5,37 cm ²
A_p	Pencere Sargı Alanı ile Çekirdek Kesit Alanının Çarpımı	28,72 cm ²
V_c	Çekirdek Hacmi	78,65 cm ³
Toplam Ağırlık	-	2×394 g

Fakat sarım sayısı oranı değeri 1'e eşitlenerek hem ÇAK dönüştürücünün kontrolü daha kolay hale gelmekte hem de yumuşak anahtarlama yapabilme kabiliyetleri artmaktadır [90-92]. Bu kapsamda, daha büyük bir pencere alanına sahip olmak için YFT'de E55/28/21 çekirdek yerine E65/32/27 kodlu ferrit çekirdek tercih edilmiştir. (Çekirdeğin fiziksel özellikleri Tablo 4.11'de verilmiştir.) Böylelikle yukarıda bahsedilen tasarım avantajları elde edilirken aynı zamanda YFT'nin de hacim ve ağırlığı çok fazla artmamaktadır. Ayrıca tasarımda L_k değerinin istenen seviyeye çıkabilmesi için radyal eksen üzerinde nüveler birleştirilerek sargı yolu uzatılmıştır. Bu sayede hem L_k değeri 0,4 – 0,5 mH aralığında kalmakta hem de YFT doyuma gitmemektedir. Radyal eksen sargı yapısının bir diğer avantajı ise YFT üzerinde oluşan ısının tüm sargı yolu boyunca hemen hemen eşit bir biçimde dış ortama aktarılabilmesidir. Bu uygulama sayesinde YFT'de başarılı bir pasif soğutma yapılır. Radyal eksen sarım geometrisi için hazırlanan nüve tasarımı Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

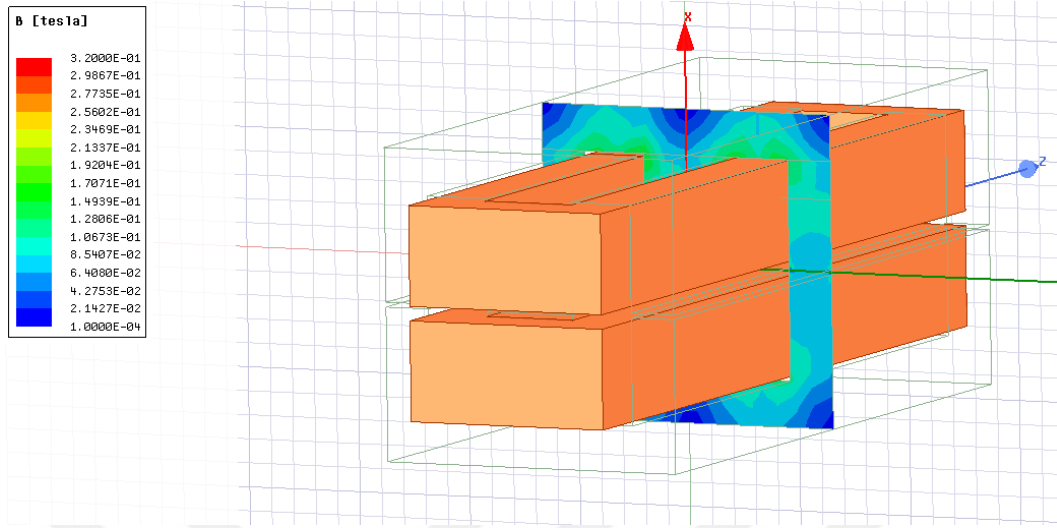


Şekil 4.6 Radyal eksen sarım geometrisinde; (a) nüvelerin konumlandırılması, (b) nüvelerin XY ekseninden görünümü, (c) YFT'nin sargı yolu

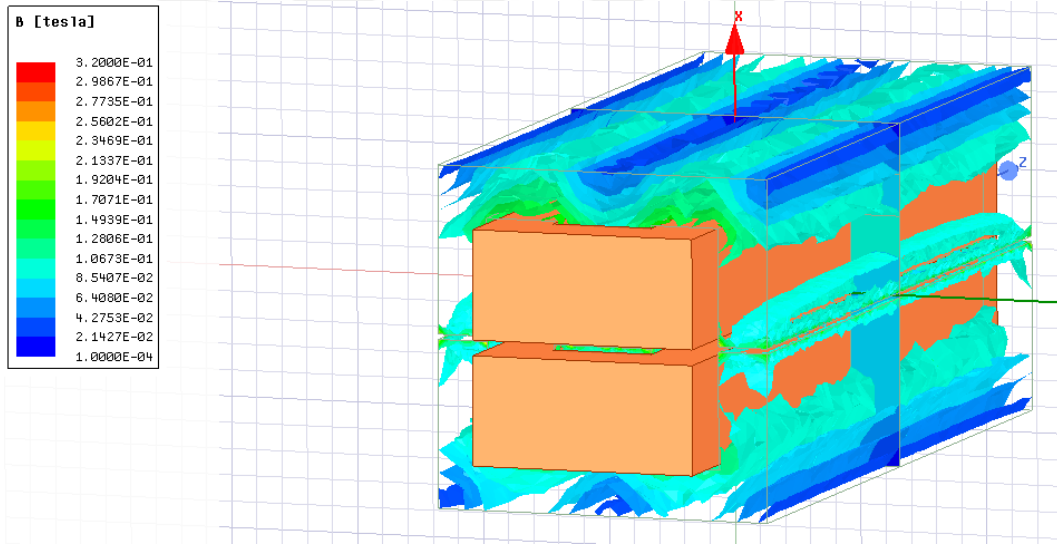
Tercih edilen radyal eksen geometrisi için çözümlemesi gereken iki problem vardır. Bunlardan ilki kaç adet E tipi E65/32/27 nüve kullanılacağıdır. İkincisi ise YFT'yi doyuma götürmemek, yani B_{max} 'ın, $B_{sat} = 0,4 \text{ T}$ (N87 malzemenin doyum akı yoğunluğu) değerini aşmamasını sağlamaktır. Söz konusu bu problemlerin çözümü için ise YFT'nin 3-boyutlu elektromanyetik analizine ihtiyaç olup hesaplamalar yapılırken sonlu elemanlar yöntemi kullanılmalıdır. Bu kapsamda ilgili analizlerin tamamı ANSYS Firmasının MAXWELL yazılımı altında gerçekleştirilmiştir ve radyal geometriye sahip bir YFT'nin elektromanyetik analizine dair sonuçlar Şekil 4.7'de sunulmuştur.

Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki sarım sayısı oranının 1 olduğu ve E65/32/27 kodlu ferrit çekirdeğin kullanıldığı bir tasarım için YFT'deki manyetik akı

yoğunluğu N87 malzemenin B_{sat} değerini geçmemekte ve en kötü koşullarda dahi çekirdek doyuma gitmemektedir.



(a)



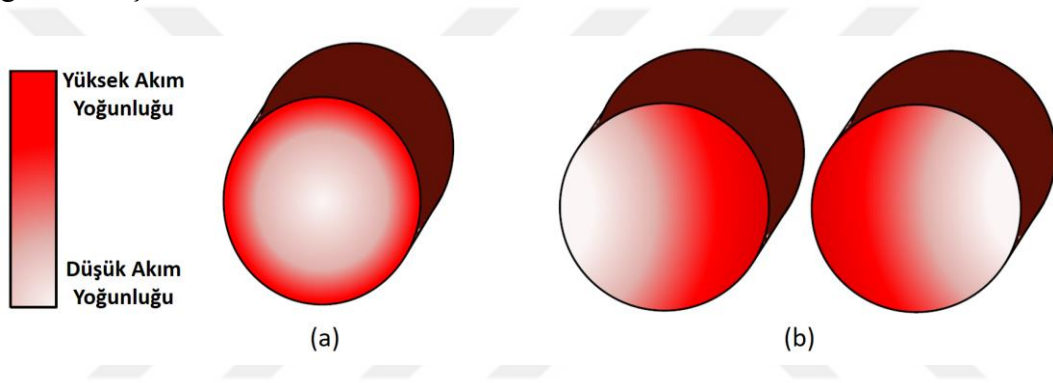
(b)

Şekil 4.7 YFT'nin elektromanyetik analizine dair sonuçlar (a) nüvenin xy eksenine doğrultusundaki manyetik akı saçılımı, (b) nüvenin tüm eksenler üzerindeki manyetik akı saçılımı

YFT'nin tasarımında ele alınması gereken bir başka optimizasyon sorunu ise sargılar üzerindeki yüksek frekans etkisi olup bu durum kendisini deri ve yakınlık etkisi şeklinde gösterir. Şayet tek damarlı bir bakır iletken telden geçen akımın frekansı artırılırsa, akım bakır iletken telin çeperlerindeki bölgelerde, merkezine göre daha fazla akmaya başlayacak ve akım yoğunluğu çeperlerde artış göstererek

iletken telin iç direncinin artmasına sebep olacaktır. Bu durum literatürde deri etkisi/olgusu olarak bilinir [93], [94]. Deri etkisi nedeniyle sargılarda termal problemler meydana gelebilir ve bu problemlerin çözümü için geleneksel soğutma yöntemlerinin yanında sargı malzeme tipi seçimi de önemli olmaktadır.

Sargılar üzerindeki bir diğer yüksek frekans etkisi ise yakınlık etkisidir ve bu olgu birbirine yakın ve çok damarlı sargılarda meydana gelen bir olaydır [95-96]. Sargı geometrisinde birbirine çok yakın olan ve topolojik açıdan ters yönlerde akım geçiren iletkenlerde oluşan manyetik alan sebebiyle, yüzeyden daha fazla akım geçmekte ve sonuç itibarıyla tıpkı deri etkisinde olduğu gibi iletken telin iç direnci artmaktadır. Sargılar üzerinde meydana gelen deri ve yakınlık etkisi Şekil 4.8’de gösterilmiştir [97].



Şekil 4.8 Sargılar üzerindeki deri (a) ve yakınlık (b) etkisi

Yüksek frekans sebebiyle sargılar üzerinde meydana gelen deri ve yakınlık etkilerinin sebep olduğu olumsuz durumları ortadan kaldırabilmek yada en aza indirebilmek için YFT’nin tasarım aşamasında örgülü ve izoleli Litz teli kullanılmıştır.

4.5 Yüksek Frekans Transformatörünün Tasarımına Dair

Sonuçlar

Bu bölümde, ÇAK dönüştürücündeki tüm güç dönüşümünü sağlayan YFT’nin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda öncelikli olarak ÇAK dönüştürücünün elektriksel devre modelinden hareketle tasarlanacak olan YFT’nin temel parametreleri (görünür güç, çalışma frekansı, sarım sayısı oranı vs.) belirlenmiş olup daha sonrasında YFT’nin elektromanyetik eşdeğer devre modeline geçilerek ilgili hesaplamalar yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar neticesinde 3-boyutlu elektromanyetik analiz gerçekleştirilmiştir. Elektromanyetik analiz sonuçlarıyla

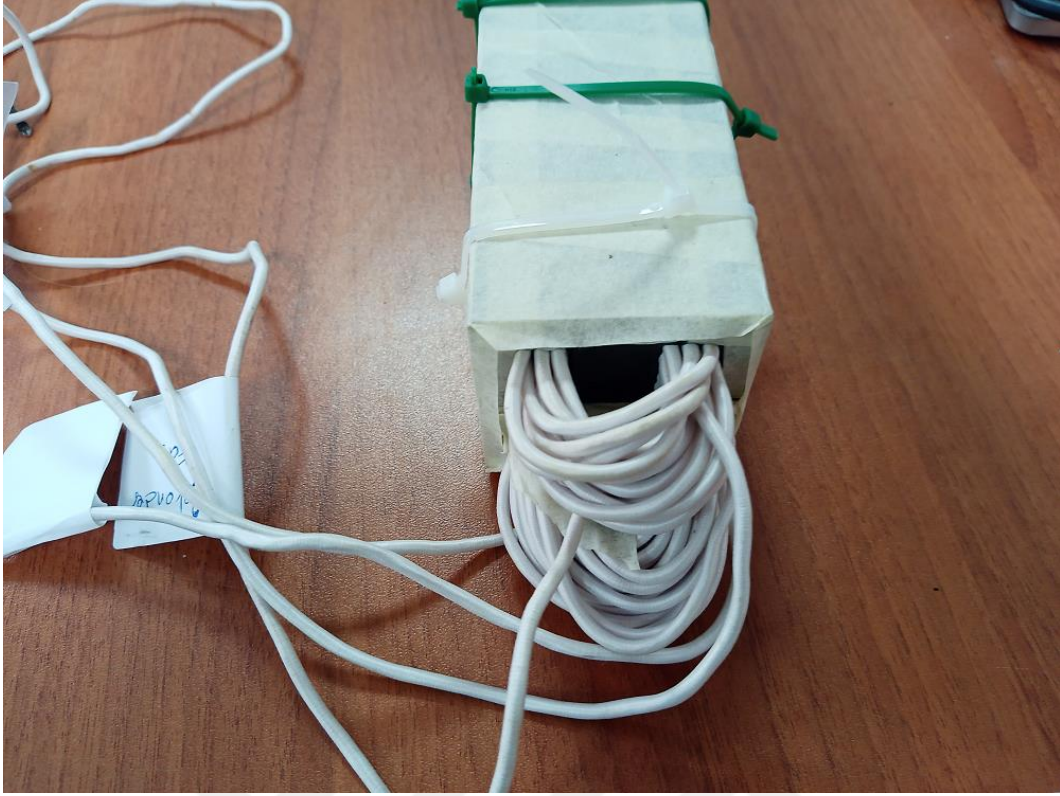
elektromanyetik eşdeğer devre modeli altında yapılan hesaplamaların tutarlı olduğu görülmüş ve YFT'nin temel boyut ve hacmine ait bilgiler elde edilmiştir.

Son aşamada ise gerekli optimizasyonlar sağlanmıştır. Tüm bu tasarım süreçleri doğrultusunda üretilen YFT'nin genel görünümü Şekil 4.9'da, sargı yapısı ise Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

KHT'nin yüksek frekanslarda çalışabilmesinden dolayı hacim ve ağırlığının muadil geleneksel transformatörlere göre az olduğu daha önceki bölümlerde bahsedilmiştir. Elbetteki bu özellik KHT'yi düşük frekanslarda çalışan geleneksel transformatörlere göre oldukça avantajlı bir duruma getirmektedir. Öyleyse düşük hacim ve ağırlıktaki bir KHT'nin üretilmesinin esasında iyi bir YFT tasarımına bağlı olduğu unutulmamalıdır.



Şekil 4.9 YFT'nin genel görünümü



Şekil 4.10 YFT'nin sargı yapısı

Tablo 4.12 YFT'nin self, karşılıklı ve kaçak endüktans değerleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
L_{pself}	Primer Sargının Self Endüktansı	3,32 mH
L_{sself}	Sekonder Sargının Self Endüktansı	3,30 mH
L_{tself}	$L_{pself} + L_{sself}$ (Seri Bağlı Toplam Self Endüktans)	12,80 mH
L_m	Karşılıklı Endüktans	3,09 mH
L_{pk}	$L_{pk} = L_{pself} - L_m$ (Primer Sargıların Kaçak Endüktansı)	230 μ H
L_{sk}	$L_{sk} = L_{sself} - L_m$ (Sekonder Sargıların Kaçak Endüktansı)	210 μ H
L_{tk}	$L_{tk} = L_{pk} + n \cdot L_{sk}$ (Toplam Kaçak Endüktans)	440 μ H

Bölüm 3.2’de yapılan analizler neticesinde tasarlanacak olan YFT’nin kaçak endüktans değerinin yaklaşık olarak 0,4 - 0,5 mH aralığında seçilebileceği öngörülmüştür. Tasarımı gerçekleştirilen YFT’de ise LCR metre ile yapılan ölçümler sonucunda toplam kaçak endüktansının (L_{tk}) yaklaşık olarak 440 μ H değerinde olduğu görülmüş olup YFT’nin self, karşılıklı ve kaçak endüktans değerleri Tablo 4.12’de verilmiştir.



5

KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN KONTROLÜ

KHT sistemin kontrol esaslarının açıklanacağı bu bölümde, KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin (AFE, ÇAK, inverter) kontrol yapıları ayrı ayrı ele alınacaktır. Her bir alt devrenin kontrol sistemi, KHT'den bağımsız olarak değerlendirilecek ve son kısımda KHT için önerilen yeni bir doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol yönteminin detaylarından bahsedilecektir. Ayrıca bu bölümde incelenen ve ortaya konulan matematiksel modellerin tamamı 6. bölümde KHT'nin benzetim çalışması için de yol gösterici mahiyette olacaktır.

5.1 3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Kontrol Esasları

AFE AC-DC dönüştürücü devresi için literatürde birçok farklı kontrol yöntemi önerilmiştir [98]-[103]. Bunlar sırasıyla;

- Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
- Uzay-Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
- Doğrudan Güç Kontrolü
- Bulanık Mantık Kontrolü
- Kayan-Mod Kontrolü
- Model Tahmin Kontrolüdür.

Söz konusu bu kontrol yöntemleri içerisinde en çok tercih edileni Uzay-Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) yöntemidir ve bu yöntem sayesinde AFE AC-DC dönüştürücü devresinin verimi %95 ve üzerine çıkmaktadır.

UVDGM kontrol yönteminde, uygun gerilim ve akım vektörleri sentezlenerek, hem çıkış geriliminin istenilen değerde kalması sağlanır hem de giriş gerilimi ve akımı

arasında faz farkı sıfıra indirgenip GFD işlemi gerçekleştirilmiş olur. UVDGM kontrol yöntemine ait detaylar aşağıda açıklanmıştır.

AFE dönüştürücü devresinin faz gerilimleri sinüzoidal formda olduğundan gerilim değerleri doğrudan ölçülerek PI (Proportional Integral) kontrolcüsüne gönderilemez. Faz gerilimlerinin öncelikli olarak Clarke dönüşümü neticesinde α ve β bileşenlerine ayrılması gerekir. Bu sayede faz gerilimi değerleri a-b-c ekseninden α - β eksenine dönüştürülmüş olur. Sırasıyla Clarke ve Ters Clarke dönüşümleri ile faz gerilimleri ve buna bağlı olan faz akımlarının α - β bileşenlerine ait eşitlikler aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad [M] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} [M]^T \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad \frac{3}{2} [M]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$v_{l\alpha} = L_{eq} \cdot \frac{di_{l\alpha}}{dt} + R_l \cdot i_{l\alpha} + S_\alpha \cdot v_{out} \quad (5.3)$$

$$v_{l\beta} = L_{eq} \cdot \frac{di_{l\beta}}{dt} + R_l \cdot i_{l\beta} + S_\beta \cdot v_{out} \quad (5.4)$$

$$C_{out} \cdot \frac{dv_{out}}{dt} = \frac{3}{2} \cdot (i_{l\alpha} \cdot S_\alpha + i_{l\beta} \cdot S_\beta) - i_{out} \quad (5.5)$$

Eşitlik (5.3) - (5.5)'deki S_α ve S_β ifadeleri anahtarlama fonksiyonlarını göstermekte olup faz modülasyonu gibi kontrol uygulamaları için önem arz etmektedir. Anahtarlama fonksiyonlarının detaylı açıklamasına Bölüm 2.2.1'de yer verilmiştir.

Faz gerilimleri α - β eksen takımında ifade edilmiş olsa da bu iki bileşen halen sinüzoidal formda olduğu için yine PI kontrolcüsü sisteme dahil edilemez. Son aşamada ise α - β eksen takımında ifade edilen ve sinüzoidal formda olan akım/gerilim bileşenlerini DC bileşenlere dönüştürmek gerekir. Bu sayede faz gerilimi ve akımına ait sinyaller bir referans sinyalle karşılaştırılıp elde edilen hata değeri PI kontrolcüsüne iletebilir.

α - β eksen takımından d - q eksen takımına geçiş için Park Dönüşüm denklemleri kullanılır. Sırasıyla Park ve Ters Park dönüşüm ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad [T] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad [T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

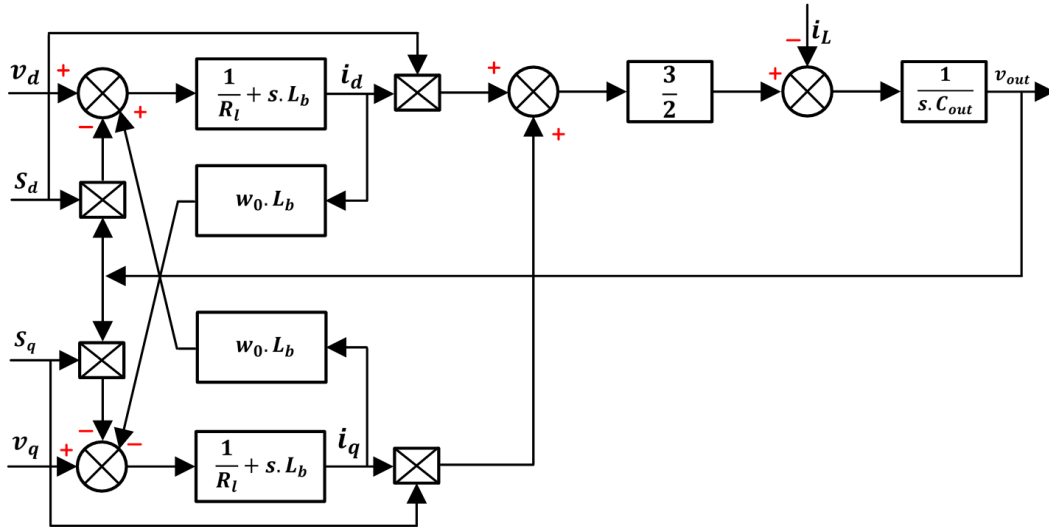
Denklem (5.6) ve (5.7) kullanılarak, α - β eksen takımında yazılan faz akım/gerilim ifadeleri, d - q eksen takımı için yazılırsa aşağıdaki eşitlikleri elde edilmiş olur.

$$v_{ld} = L_{eq} \cdot \frac{di_{ld}}{dt} + R_l \cdot i_{ld} - \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_{lq} + S_d \cdot v_{out} \quad (5.8)$$

$$v_{lq} = L_{eq} \cdot \frac{di_{lq}}{dt} + R_l \cdot i_{lq} + \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_{ld} + S_q \cdot v_{out} \quad (5.9)$$

$$C_{out} \cdot \frac{dv_{out}}{dt} = \frac{3}{2} (i_{ld} \cdot S_\alpha + i_{lq} \cdot S_\beta) - i_{out} \quad (5.10)$$

d - q eksen takımında AFE AC-DC dönüştürücüye ait kontrol modeli Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1 AFE dönüştürücü devresinin d - q eksen takımındaki kontrol modeli

UVDGM yöntemindeki esas amaç, çıkış DC gerilimini istenilen değerde tutmaktır. Bunu başarabilmek için iki adet kapalı döngüye ihtiyaç vardır: Bunlar sırasıyla akım ve gerilim döngüleri olup tasarım denklemlerine dair detaylar aşağıda verilmiştir.

Eşitlik (5.8), (5.9) ve (5.10)'da gösterildiği üzere faz gerilim ve akımlarının, d ve q bileşenleri elde edilir. Bu bileşenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edebilmek için ayrıştırma yöntemi kullanılır. d - q eksen takımı için elde edilen denklemlerde, çıkış geriliminin d ve q bileşenleri şu şekilde yazılabilir.

$$v_{od} = S_d \cdot v_{out} \quad (5.11)$$

$$v_{oq} = S_q \cdot v_{out} \quad (5.12)$$

Bu ifadeler sırasıyla Eşitlik (5.8) ve (5.9)'da yerine konulursa, çıkış geriliminin d ve q bileşenlerinin faz akımlarına bağlı denklemleri elde edilmiş olur.

$$v_{od} = v_{ld} - L_{eq} \cdot \frac{di_{ld}}{dt} + \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_{lq} - R_l \cdot i_{ld} \quad (5.13)$$

$$v_{oq} = v_{lq} - L_{eq} \cdot \frac{di_{lq}}{dt} - \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_{ld} - R_l \cdot i_{lq} \quad (5.14)$$

Eşitlik (5.13) ve (5.14)'den anlaşılacağı üzere çıkış geriliminin d ve q bileşenleri (v_{od} , v_{oq}), faz akımları (i_{ld} , i_{lq}) tarafından kontrol edilmektedir. Ayrıca çıkış geriliminin kontrolü için şebekeye enjekte edilecek akımın değeri belirlenirken, yine bu gerilimin referans değeri de bilinmelidir. Referans gerilim denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$v_{od}^* = L_{eq} \cdot \frac{di_{ld}}{dt} + R_l \cdot i_{ld} \quad (5.15)$$

$$v_{oq}^* = L_{eq} \cdot \frac{di_{lq}}{dt} + R_l \cdot i_{lq} \quad (5.16)$$

Eşitlik (5.15) ve (5.16) kullanılarak s-domeninde şebekeye enjekte edilecek akımın miktarı ise;

$$i_{ld}(s) = \frac{1}{s \cdot L_{eq} + R_l} \cdot v_{od}^*(s) \quad (5.17)$$

$$i_{lq}(s) = \frac{1}{s \cdot L_{eq} + R_l} \cdot v_{oq}^*(s) \quad (5.18)$$

formülleri kullanılarak bulunur. Çıkış geriliminin, PI katsayılarına ve referans faz akımına bağlı ifadesi eşitlik (5.19) ve (5.20)'de verilmiştir. Burada K_p ve K_I sırasıyla oransal ve integral katsayısıdır ve çıkış geriliminin d - q bileşenlerine ayrılmasıyla ilgili kontrol blok diyagramı Şekil 5.2'de gösterilmiştir.

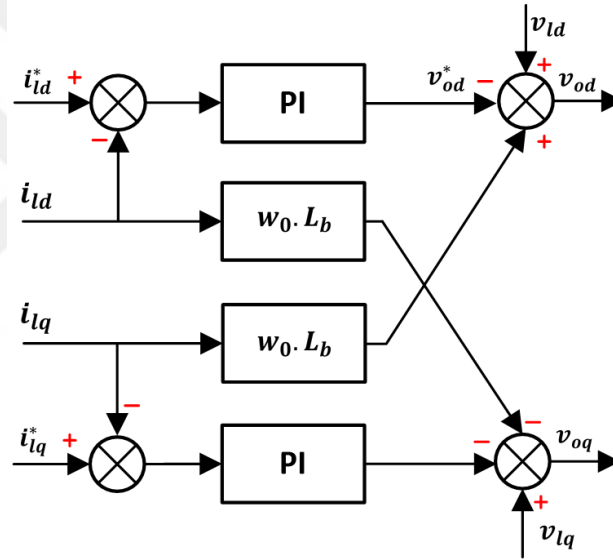
$$v_{od} = v_{ld} + \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_{lq} - \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot (i_{ld}^* - i_{ld}) \quad (5.19)$$

$$v_{oq} = v_{lq} + \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_{ld} - \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot (i_{lq}^* - i_{lq}) \quad (5.20)$$

Denklem (5.19) ve (5.20) sırasıyla denklem (5.13) ve (5.14)'de yazılırsa, sadece tek bileşene (d veya q) bağlı ve şebeke geriliminin etkisinin olmadığı akım döngüsüne ait denklemler elde edilir.

$$\frac{di_{ld}}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \left[R_l + \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \right] i_{ld} + \frac{1}{L_{eq}} \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) i_{ld}^* \quad (5.21)$$

$$\frac{di_{lq}}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \left[R_l + \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \right] i_{lq} + \frac{1}{L_{eq}} \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) i_{lq}^* \quad (5.22)$$



Şekil 5.2 Çıkış geriliminin d - q bileşenlerine ayrılmasıyla ilgili kontrol blok diyagramı

5.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Kontrol Esasları

Topolojik yapısı ve faz kaydırma modülasyon yöntemleri Bölüm 2.2'de detaylı bir şekilde incelenen ÇAK dönüştürücünün, kontrol sistemi tasarlanırken $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimlerinin arasındaki faz farkı (ϕ) değeri iyi ayarlanmalıdır. Bu sayede dönüştürücünün çıkış gerilimi (V_{out}) istenen seviyede tutulabilir.

ÇAK dönüştürücünün genel kontrol mantığında, V_{out} gerilimi ölçülerek kapalı gerilim döngüsünün girişindeki referans (V_{ref}) sinyal ile karşılaştırılır.

Karşılaştırma sonucunda elde edilen hata sinyali bir PI kontrolcüye gönderilerek V_{out} için en uygun ϕ değeri hesaplanabilir. Söz konusu bu ϕ değeri tam köprü topolojiler üzerinden üretilen $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasındaki faz miktarını belirlemektedir (Şekil 2.5).

ÇAK dönüştürücüde faz farkı değerini kontrol edilerek aşağıda belirtilen parametreleri de kontrol etmiş oluruz.

- Çıkış gerilimi,
- Kaynaktan çekilen akım,
- Anahtarların yumuşak anahtarlama yapabilme kabiliyeti,
- Güç akış yönü.

Dönüştürücüdeki gerilim döngüsünün tasarımı için öncelikli olarak hata sinyalinin (V_{err}) belirlenmesi gerekir. Söz konusu bu hata sinyali referans bir gerilimden, çıkış geriliminin çıkartılması neticesinde kolaylıkla hesaplanabilir.

$$V_{err} = |V_{ref} - V_{out}| \quad (5.23)$$

Denklem (5.23) kullanılarak elde edilen hata sinyali bir PI kontrolcüsüne gönderilirse kontrol sinyali (V_{ctrl}) elde edilmiş olur (K_v : Oransal Kazanç, I_v : İntegral Kazanç).

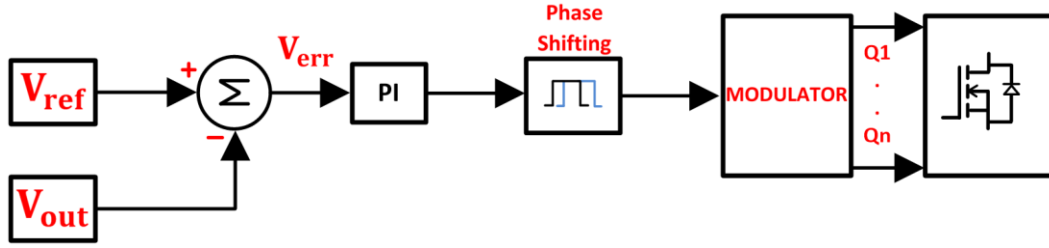
$$V_{ctrl} = K_v \cdot V_{err} + I_v \cdot \int V_{err} \cdot dt \quad (5.24)$$

Denklem (5.24)'den elde edilen kontrol sinyali DC formda bir sinyal olup herhangi bir modülasyona sahip değildir. Modülasyon işlemi için ayrıca yüksek frekanslı taşıyıcı bir testere dişi veya üçgen dalga formunda sinyale ihtiyaç vardır. Bu taşıyıcı sinyal, faz farkı kontrol kazancıyla (k_v) birlikte ÇAK dönüştürücü için ϕ değerini ayarlayarak çıkış geriliminin istenen seviyelerde kalmasını sağlar.

$$\phi = k_v \cdot V_{ctrl} \quad (5.25)$$

Buraya kadar yapılan açıklamalarda sadece gerilim döngüsünün genel tasarım detayları verilmiştir. Kaynaktan çekilen akımın sınırlandırılması ya da kontrolü için ayrıca bir adet de akım döngüsüne ihtiyaç vardır. Akım döngüsünün tasarımına dair açıklamalara ilerleyen bölümlerde değinilecektir.

ÇAK dönüştürücü için yukarıda bahsedilen kontrol yapısının blok diyagramı Şekil 5.3’de verilmiştir.



Şekil 5.3 ÇAK dönüştürücünün genel kontrol yapısı

5.3 3-Fazlı DC-AC Dönüştürücü Devresinin Kapalı Çevrim Kontrol Esasları

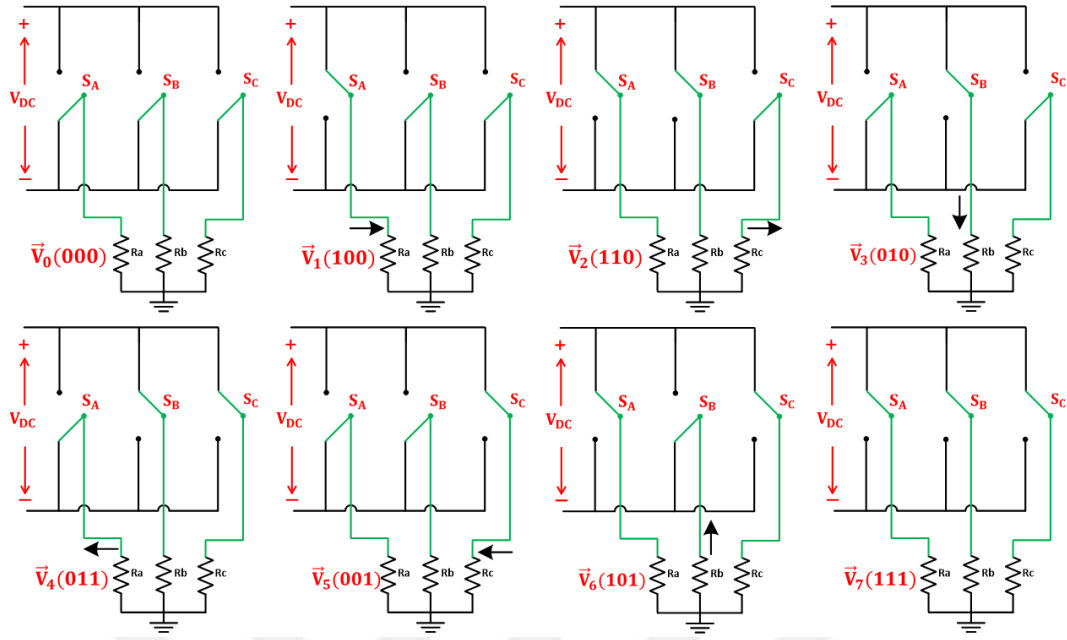
Topolojik yapısı Bölüm 2.3’de detaylı şekilde incelenen 3-Fazlı DC-AC inverter devresinin kontrolü, tıpkı AFE AC-DC dönüştürücüde olduğu gibi UVDGM yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmektedir. İnverterin çıkışından elde edilen 3-fazlı sinüzoidal gerilimlerin uzay vektörü, $d-q$ eksen takımında sabit genlikli ve sabit açısal hızda dönen bir vektör olarak tanımlanabilir. Kontrol yapısına dair detaylar aşağıda sunulmuştur.

İnverter devresinin aynı faz kolundaki anahtarlar eş zamanlı olarak iletim durumuna geçemezler. Bu nedenle inverterin kontrol yapısı bir eşdeğer devre modeliyle gösterilebilir. Söz konusu eşdeğer devre modelinde her faz kolundaki anahtarlar çıkartılarak yerine iki konumlu bir mekanik anahtar eklenebilirse Şekil 5.4’deki topoloji elde edilmiş olur. Bu sayede mekanik anahtarların konumları da dikkate alınarak $2^3 = 8$ farklı anahtarlama konumu sentezlenmiş olacaktır.

Sentezlenen anahtar konumları (S_A, S_B, S_C) mekanik anahtarların “1” veya “0” olma durumlarına göre belirlenir. Şayet mekanik anahtar “1” konumundaysa faz gerilimleri inverterin kaynak gerilimine (V_{DC}), “0” konumunda ise sıfır (GND) gerilime eşit olacaktır [104].

$$S_{A,B,C} = \begin{cases} 1, & V_{DC} \\ 0, & \text{GND} \end{cases} \quad (5.26)$$

İnverterde, 8 farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı gerilim vektörü üretilir. Anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri Şekil 5.4’de gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Anahtarlama konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri

d - q eksen takımında sentezlenen gerilim vektörleri aşağıda özetlenmiştir. Bu gerilim vektörleri, inverterin çıkışından 3-fazlı sinüzoidal akımlar üretmek için kullanılır.

$$\vec{v}_n = \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \cdot e^{j(n-1)\pi/3} \quad n=1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (5.27)$$

$$\vec{v}_n = 0 \quad n=0, 7 \quad (5.28)$$

5.4 Katı Hal Transformatörü için Önerilen Kontrol Sisteminin Tasarımı

KHT için literatürde çok farklı kontrol yöntemleri önerilmiştir. Bunların en başlıcaları ise “İleri Beslemeli Kontrol” ve “Enerji İleri Beslemeli Kontrol” yöntemleridir. Her iki yöntemde hızlı dinamik tepki sürelerine sahip olmakla beraber kontrol sistemleri bünyesinde karmaşık hesaplamalara ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca yine bu yöntemler kullanılırken değişken yük koşulları için istenilen performansa ulaşamadığı da görülmüştür [105].

KHT’de tercih edilen bir diğer kontrol yöntemi ise “Doğrudan Model Öngörülü Kontrol” yöntemidir. Bu yöntemle doğrudan güç kontrolü yapılabilen ve bu

sayede KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin operasyonel kararlılığında iyileşme sağlanmaktadır. Bununla birlikte kontrol yönteminin model öngörülü bir yapıda çalışmasından sebep, çıkış akımındaki THD değerleri oldukça düşük seviyelerde olduğu görülmüştür [106], [107]. Ancak tıpkı “İleri Beslemeli Kontrol” ve “Enerji İleri Beslemeli Kontrol” yöntemlerinde olduğu gibi bu yöntemin de sahip olduğu karmaşık matematiksel model nedeniyle uygulama esnasında zorluklar yaşanmaktadır.

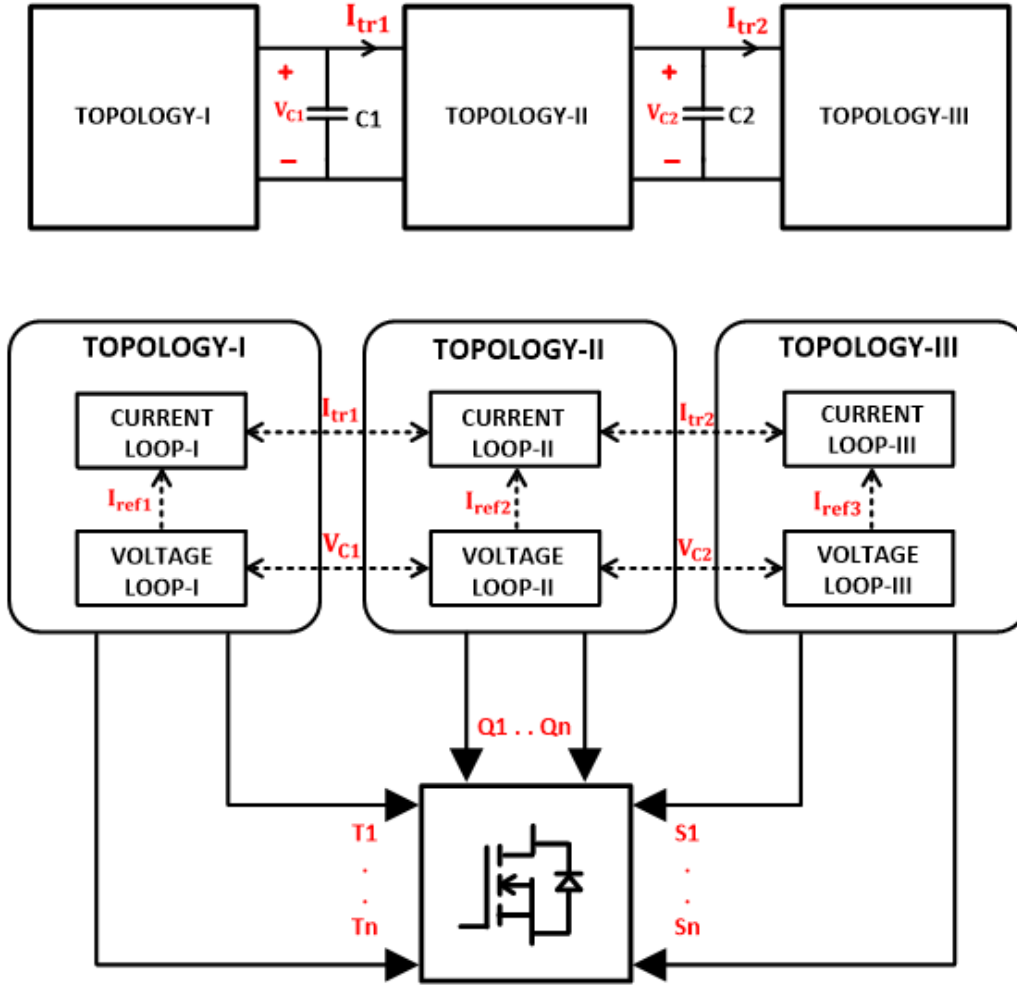
Literatürdeki kontrol yöntemlerinin, KHT'nin topolojik yapısına bağlı olarak değişen, karmaşık bir matematiksel modele ve yoğun bir hesaplama yüküne sahip olabileceğine dikkat edilmelidir. Bu durum, sistem kararlılığını olumsuz etkilemekle beraber çalışma performansında da istenmeyen durumlara neden olabilir. Söz konusu bu olumsuz durumlara çözüm olarak, D-tipi ve üç aşamalı güç dönüşümüne sahip KHT'ler için yeni bir doğrusal tabanlı, kapalı çevrim kontrol yöntemi önerilmiştir [108].

Önerilen kontrol yönteminde D-tipi KHT'yi meydana getiren tüm alt devreler (topolojiler) için ayrı ayrı akım ve gerilim döngüleri tasarlanarak topolojiler arasındaki transfer edilen akımlar (I_{tr1}, I_{tr2}) ve DC bara kondansatörlerinin uç gerilimleri (V_{C1}, V_{C2}) kontrol edilebilmektedir. Ayrıca topolojilerin akım döngüleri arasındaki etkileşimi için I_{tr1} ve I_{tr2} akımları kullanılırken, gerilim döngülerinde ise V_{C1} ve V_{C2} gerilimlerinde yararlanılmaktadır. Bu sayede yapısal olarak basit, karmaşık hesaplama yükü olmayan, doğrusal tabanlı geri beslemeli ve yüksek performanslı bir kontrol yöntemi elde edilmiş olur. Önerilen bu doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol sisteminin genel yapısı Şekil 5.5'de verilmiştir.

Önerilen kontrol yönteminde 3 adet gerilim ve 3 adet de akım döngüsü mevcuttur. Her bir topoloji için tasarlanan kontrol yapısında gerilim döngüleri için referans bir sinyal belirlenirken, akım döngülerinin referans sinyalleri gerilim döngülerinin çıkışından elde edilir ($I_{ref1}, I_{ref2}, I_{ref3}$). Topolojiler arası etkileşim ise daha önce bahsedildiği gibi transfer akımları ve DC bara kondansatörlerinin gerilim değerleri üzerinden sağlanmaktadır.

Önerilen kontrol yöntemi kapalı çevrim esaslarına göre tasarlandığından KHT'yi meydana getiren her bir alt devre için matematiksel analizin yapılması ve ilgili transfer fonksiyonlarının türetilmesi gerekmektedir. Söz konusu bu transfer

fonksiyonlarının her biri küçük sinyal modeli kullanılarak, doğrusallaştırılmıştır. Tüm bu detaylara dair açıklamalar sonraki bölümlerde izah edilmiştir.



Şekil 5.5 KHT için önerilen doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol sisteminin genel yapısı

5.5 Katı Hal Transformatörü için Önerilen Kontrol Sisteminin Detaylı Matematiksel Analizi

5.5.1 AFE Dönüştürücüsüne Ait Kontrol Sisteminin Matematiksel Analizi

AFE dönüştürücünün kontrolü, girişteki 3-fazlı kaynağa ait gerilim vektörlerinin d ve q bileşenlerine ($\vec{v}_d$, $\vec{v}_q$) doğrudan bağlıdır. Bu kapsamda durum uzayı kontrolünü sağlamak için yine kaynaktan çekilen akımın d ve q bileşenlerinin ayrı ayrı ölçülüp belirlenmesi gerekmektedir. Bu bileşenlerin elde edilebilmesi için de eşitlik (5.29) ve (5.30)'dan yararlanılır.

$$L_{eq} \cdot \frac{di_d}{dt} = \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_q + v_d - R_{eq} \cdot i_d - |\vec{v}_d| \quad (5.29)$$

$$L_{eq} \cdot \frac{di_q}{dt} = -\omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_d + v_q - R_{eq} \cdot i_q - |\vec{v}_q| \quad (5.30)$$

$i_d(s)$ ve $i_q(s)$, Laplace domenindeki giriş akımının d ve q bileşenlerini göstermekle beraber gerilim vektörlerinin referans genlik değerleri eşitlik (5.31) ve (5.32) dikkate alınarak belirlenir ve böylece PI katsayılarına bağlı olan gerilim vektörü ifadeleri yeniden yazılabilir.

$$|\vec{v}_d|^* = L_{eq} \cdot \frac{di_d}{dt} + R_{eq} \cdot i_d \Rightarrow i_d(s) = \frac{1}{s \cdot L_{eq} + R_{eq}} \cdot |\vec{v}_d|^* \quad (5.31)$$

$$|\vec{v}_q|^* = L_{eq} \cdot \frac{di_q}{dt} + R_{eq} \cdot i_q \Rightarrow i_q(s) = \frac{1}{s \cdot L_{eq} + R_{eq}} \cdot |\vec{v}_q|^* \quad (5.32)$$

$$|\vec{v}_d| = v_d + \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_q - \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \cdot (i_d^* - i_d) \quad (5.33)$$

$$|\vec{v}_q| = v_q + \omega_0 \cdot L_{eq} \cdot i_d - \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \cdot (i_q^* - i_q) \quad (5.34)$$

Eşitlik (5.33) ve (5.34)'den elde edilen $|\vec{v}_d|$ ve $|\vec{v}_q|$ ifadeleri sırasıyla eşitlik (5.29) ve (5.30)'da yerlerine yazılırsa AFE'nin kaynak akımının i_d ve i_q bileşenleri ayrıştırılmış olur ve sistemin kapalı çevrim akım-gerilim döngüleri tasarlanabilir. Söz konusu bu tasarım detayları aşağıda sunulmuştur.

Gerilim döngüsü, çıkış gerilim seviyesini istenen bir değerde tutmak ve kaynaktan çekilen 3-fazlı akımın d bileşeninin referans değerini (i_{dref}) belirlemek için kullanılır. Gerilim döngüsü yardımıyla elde edilen çıkış geriliminin transfer fonksiyonu Eşitlik (5.35)'de verilmiştir. Burada C_1 , AFE'nin çıkış DC link kondansatörünün kapasitans değerini, T_s örnekleme periyodunu, K_{AFE} ve T_{AFE} ise sırasıyla PI kontrolcüsünün oransal ve zaman sabiti değerleridir.

$$\frac{V_{C1}(s)}{V_{C1}^*(s)} = \frac{1}{1 + \left[C_1 \cdot T_{AFE} \cdot s^2 \cdot \frac{(1 + 3 \cdot T_s \cdot s)}{0,75 \cdot K_{AFE} \cdot (T_{AFE} \cdot s + 1)} \right]} \quad (5.35)$$

Giriş akımının i_d ve i_q bileşenleri için akım döngüleri eş zamanlı bir şekilde tasarlanabilir. Ancak burada sadece i_d için tasarım ayrıntılarına yer verilecektir. Çünkü akımın i_q bileşeni doğrudan sıfır değerine eşitlenerek GFD işlemi yapılabilir. Akım döngüsüne ait transfer fonksiyonu yazılmadan önce dönüştürücünün genel kazancı (G) ve oransal kazancın, integrasyon kazancına oranı olan τ katsayısı gibi parametrelerin de sisteme girdi olarak verilmesi gerekir. Bu kapsamda i_d akımı için genelleştirilmiş transfer fonksiyonu eşitlik (5.36)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{1}{\left(\frac{1,5 \cdot T_s \cdot R_{eq} \cdot \tau}{K_{AFE} \cdot G}\right) \cdot s^2 + \left(\frac{R_{eq} \cdot \tau}{K_{AFE} \cdot G}\right) \cdot s + 1} \quad (5.36)$$

5.5.2 ÇAK Dönüştürücüsüne Ait Kontrol Sisteminin Matematiksel Analizi

ÇAK dönüştürücü bünyesinde iki adet kapalı çevrim kontrol yapısı tasarlanmış olup bunlardan ilki çıkış gerilimini istenen sınırlar içinde tutmak amacıyla kullanılan gerilim döngüsüdür. Bu gerilim döngüsü sonucunda elde edilen gerilim kontrol sinyali, kapalı çevrim akım kontrolü için referans değer olarak kullanılmaktadır. Gerilim döngüsüne ait transfer fonksiyonu ise oransal kazanç K_{DAB} , integrasyon kazancı K_{I1} , çıkış gerilimi değeri V_{C2} , çıkış kapasitansı C_2 ve çıkış empedansına Z_{out} 'a bağlı olarak ifade edilebilir.

$$\frac{V_{C2}(s)}{V_{C2}^*(s)} = \frac{\left(-\frac{K_{I1}}{2 \cdot C_2 \cdot L_k \cdot f}\right)}{s^2 + \left(\frac{K_{DAB}}{2 \cdot C_2 \cdot L_k \cdot f} + \frac{1}{C_2 \cdot Z_{out}}\right) \cdot s - \frac{K_{I1}}{2 \cdot C_2 \cdot L_k \cdot f}} \quad (5.37)$$

ÇAK dönüştürücünün giriş akımı olan I_{tr1} , anahtarlarda meydana gelen akım stresini sınırlamak için akım döngüsü tarafından belirli bir seviyede tutulur. Giriş akımının referans değeri olan I_{tr1}^* ise yukarıda bahsedildiği üzere gerilim döngüsünün transfer fonksiyonu kullanılarak belirlenir.

$$\frac{I_{tr1}(s)}{I_{tr1}^*(s)} = \frac{1}{1 + \left(\frac{V_{C2} \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot n \cdot f \cdot L_k}\right) \cdot s} \quad (5.38)$$

5.5.3 İnvertere Ait Kontrol Sisteminin Matematiksel Analizi

İnverter devresinin giriş gerilimi, ÇAK dönüştürücünün çıkışından sağlandığı için inverterin akım ve gerilim döngüleri tasarlanırken bu durum göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca inverterin çıkış geriliminin KHT'nin de çıkış gerilimi olduğu unutulmamalıdır. Bu kapsamda, KHT'nin çıkış gerilimini belirlemek için kullanılan gerilim döngüsünün transfer fonksiyonu yine oransal kazanç K_{inv} ve integrasyon kazancı K_{I2} bağlı olmakla beraber, aynı zamanda KHT'nin çıkış filtre parametreleri olan L_f endüktansına ve C_f kapasitansına da bağlıdır. Bu filtre elemanları, sistemin dinamik cevabını etkileyerek, gerilim döngüsünün kararlılığını ve bant genişliğini belirler.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{out}^*(s)} = \frac{K_{inv} \cdot s + K_{I2}}{L_f \cdot C_f \cdot s^3 + C_f \cdot K_{inv} \cdot s^2 + (K_{inv} \cdot K_{I2} + 1) \cdot s + K_{inv} \cdot K_{I2}} \quad (5.39)$$

İnverterin çıkış filtresi, her faza seri olarak bağlanmış endüktörlerden (L_f) ve yıldız bağlı kondansatörlerden (C_f) meydana gelir. Söz konusu bu kondansatörlerin esas amacı yüksek frekanslı harmonikleri zayıflatmak ve çıkış gerilimini dengelemektir. Bu kapsamda L_f ve C_f 'nin değerlerini doğru bir şekilde belirlenmesi önem arz eder. KHT'nin çıkış akımı (I_{out}), inverter devresinin akım döngüsü tarafından kontrol edilirken, C_f kondansatörünün kapasitans değeri de çıkış akımının THD seviyesinin düşürülmesinde etkin bir rol oynamaktadır. Ayrıca sabit giriş gerilimi (V_{C2}) altında, inverterin giriş akımı da (I_{tr2}) kontrol edilebilir ancak I_{tr2} akımı eşitlik (5.40)'da gösterildiği gibi UVDGM kontrol algoritması tarafından üretilen DGM sinyallerine doğrudan bağlı olacaktır.

$$\frac{I_{tr2}(s)}{I_{tr2}^*(s)} \propto f(S_{A,B,C}) \quad (5.40)$$

Eşitlik (5.40)'dan inverterin çıkış akımına ait transfer fonksiyonu ifadesinin inverterin anahtarlama fonksiyonuna yani UVDGM'ye bağlı olduğu görülmektedir. Fakat burada transfer fonksiyonunu sadece anahtarlama modülasyonuna bağlı ifade etmek yeterli gelmeyecektir. Bu kapsamda transfer fonksiyonu çıkış filtresi parametrelerine (R_f , L_f , C_f) ve kontrolcünün zaman sabitine (T_{inv}) bağlı olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{out}^*(s)} = \frac{K_{inv} \cdot (1 + T_{inv} \cdot s) \cdot C_f}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (5.41)$$

5.6 Katı Hal Transformatörü için Önerilen Kontrol Sistemi için Genel Değerlendirme

D-tipi bir KHT'nin kontrolü gerçekleştirilirken bütüncül bir yaklaşıma ihtiyaç vardır ve güç dönüşümünün üç aşamasında da ayrı ayrı kontrol sistemleri tasarlanmalıdır. Bu kapsamda önerilen kontrol sistemi, KHT'yi meydana getiren her bir alt devre için ayrı gerilim ve akım döngüleri barındırırken, devreler arasındaki gerilim ve yine devreler arasında aktarılan akımlar aracılığıyla da her bir kontrolcü için geri dönüş ve regülasyon işlemi gerçekleşir. Bu sayede basit, kompakt ve hızlı bir kontrol yapısı oluşturulmuş olur.

Önerilen kontrol yönteminde, KHT'yi meydana getiren her bir alt devre için bir adet akım ve bir adet de gerilim döngüsü tasarlanmış olup, her bir döngünün kapalı çevrim kontrol yapısı altında transfer fonksiyonları ifade edilmiştir. Bu transfer fonksiyonlarının tamamı KHT'nin benzetim çalışmasının verildiği bir sonraki bölümde kullanılacaktır.

6

KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN BENZETİM ÇALIŞMASI

Bu bölümde sırasıyla 10 kVA gücündeki D-tipi bir KHT'yi meydana getiren AFE, ÇAK ve inverter devrelerinin benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Öncelikle her bir devre bağımsız olarak ele alınmış ve yine bu kapsamda Bölüm 5'te detayları verilen kapalı çevrim kontrol metotları doğrultusunda kontrol yapıları tasarlanmış ve benzetim devreleri oluşturulmuştur.

Bölümün sonunda ise KHT için önerilmiş olan (Bkz. Bölüm 5) kapalı çevrim kontrol sisteminin benzetim çalışmasına yer verilmiştir. Benzetim sonucunda elde edilen bulgular göstermiştir ki önerilen kontrol sisteminin KHT'nin genel çalışma performansına olan etkisi oldukça iyi seviyelerdedir.

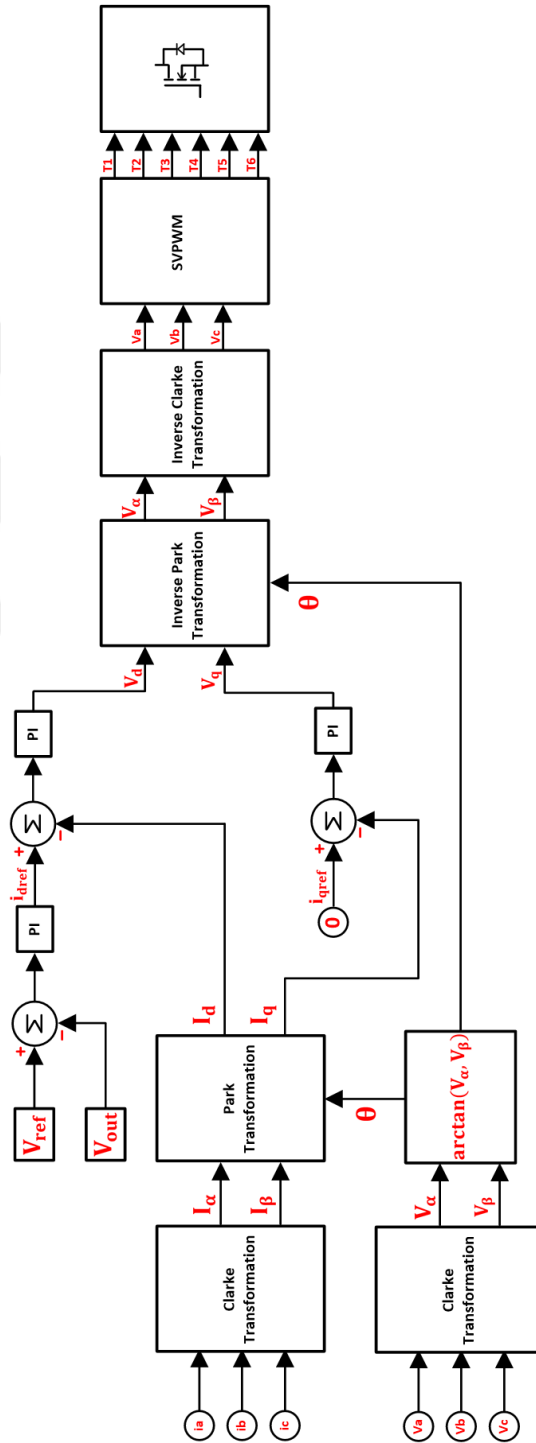
6.1 3-Fazlı Active Front-End AC-DC Dönüştürücünün Benzetimi

AFE devresinin benzetim çalışmasında kullanılan kontrol yönteminin detayları daha önce Bölüm 5.1'de açıklanmıştır. Benzetim devresindeki kontrol yapısı kapalı çevrim formda olup tamamıyla UVDGM esaslarına dayanır. Söz konusu kontrol yapısına ait blok diyagramı ise Şekil 6.1'de gösterilmiş olup ayrıntılı açıklama aşağıda verilmiştir.

AFE'nin kontrol sisteminde öncelikli olarak kaynak faz gerilimleri (v_a , v_b , v_c), gerilim döngüsü altında ölçülmekte ve ardından Clarke Dönüşümleri aracılığıyla faz gerilimlerinin α ve β bileşenleri (V_α , V_β) hesaplanmaktadır. Vektör uzayında akım döngüsü için gerekli olan dönme (ilerleme) açısı (θ) ise V_α ve V_β değerlerinin analog veya lineer özellikteki faz-kilitlemeli döngüsü (FKD) altında ayrıştırılması sonucu elde edilir. Bu esnada da faz akımları (i_a , i_b , i_c) akım döngüsü içerisinde

ölçülür ve ardından faz akımlarının d ve q bileşenleri (I_d , I_q), Clarke-Park Dönüşümleri kullanılarak hesaplanır.

AFE'nin gerilim döngüsü, iç içe geçmiş iki adet PI kontrolcüden oluşur. İlk PI kontrolcü, AFE'nin çıkış gerilimi (V_{out}) ve referans gerilimi (V_{ref}) değerlerini kullanarak giriş akımının d bileşeni için referans değeri (i_{dref}) hesaplar.



Şekil 6.1 3-fazlı AFE devresinin kontrol blok yapısı

Gerilim döngüsündeki diğer PI kontrolcü ise I_d ve i_{dref} değerlerini giriş kabul ederek faz gerilimlerinin d bileşenini (V_d) sentezler. Ayrıca birim güç faktörüne ulaşmak için şebeke akımının q bileşeninin sıfır olması gerektiği de unutulmamalıdır. Bu nedenle q bileşeninin referans değeri olan i_{qref} , akım döngüsünün ilgili PI kontrolcüsünde sıfır olarak tanımlanır. Bu sayede hem güç faktörü düzeltme gerçekleşir hem de gerilimin q bileşenine karşılık gelen V_q değeri PI kontrolcünün çıkışından sentezlenmiş olur.

V_d ve V_q elde edildikten sonra sırasıyla Ters Park ve Ters Clarke Dönüşümleri kullanılarak V_α , V_β ve ardından v_a , v_b ve v_c gerilimleri hesaplanabilir. Söz konusu bu gerilimler AFE dönüştürücüsü için anahtarlama sinyallerini elde etmek amacıyla UVDGM (SVPWM) bloğunun girişine uygulanır.

AFE'nin kontrol yapısı için yukarıda bahsedilen hususlar doğrultusunda tasarlanan benzetim çalışması için temel parametreler Tablo 6.1'de verilmiş olup benzetim devresi ise Şekil 6.2'de gösterilmiştir.

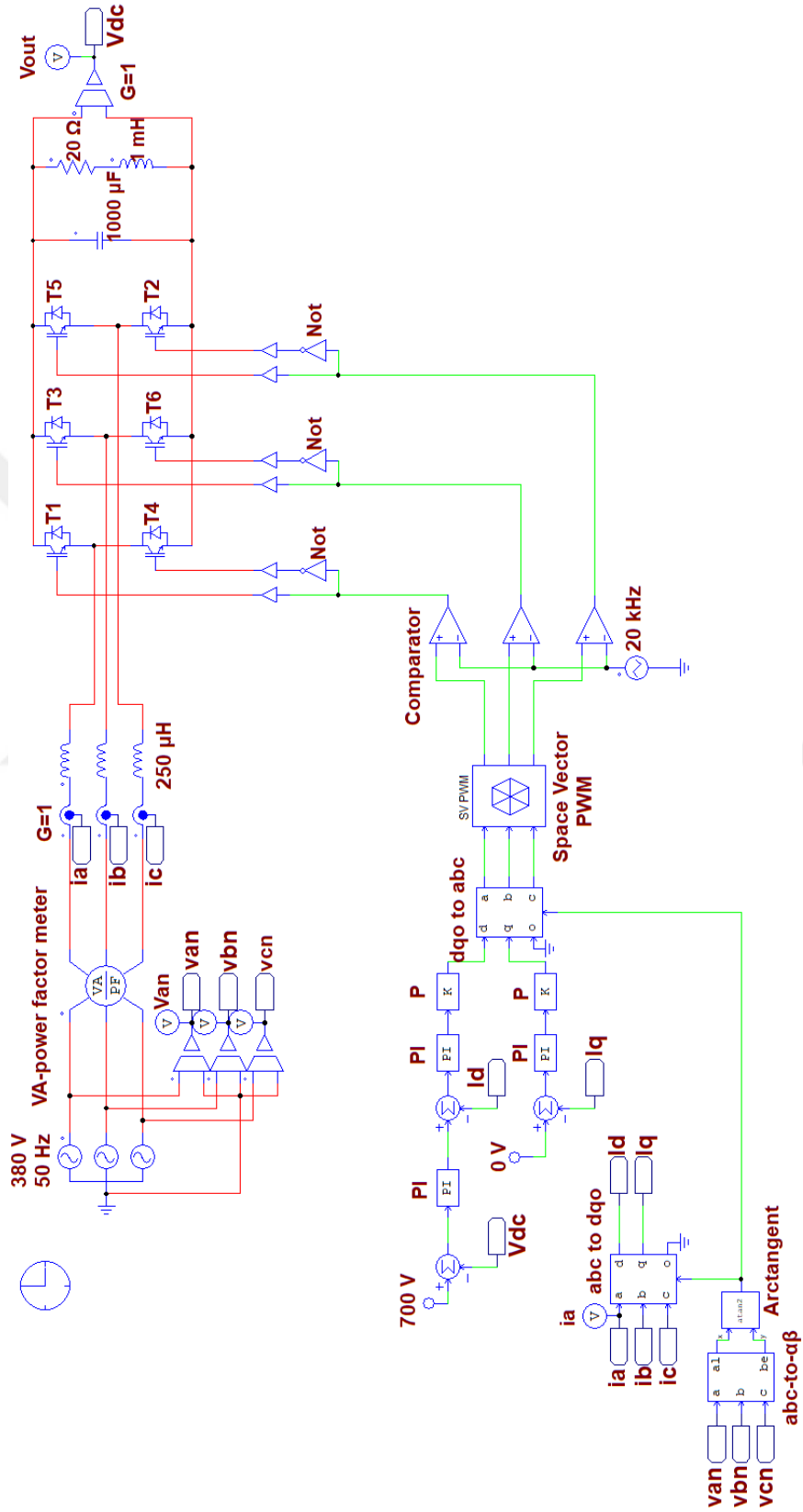
Tablo 6.1 AFE dönüştürücünün benzetim parametreleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_{in}	Giriş Gerilimi	380 V AC
V_{out}	Çıkış Gerilimi	700 V
f	Hat Frekansı	50 Hz
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı	20 kHz
L_{in}	Hat Endüktansı	250 μ H
C_{out}	Çıkış Kapasitansı	1000 μ F

6.2 Çift Aktif Köprü DC-DC Dönüştürücünün Benzetimi

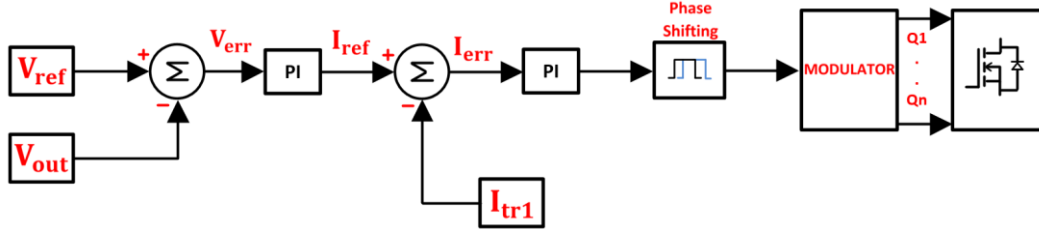
ÇAK dönüştürücünün kontrol sisteminde sırasıyla gerilim ve akım döngüsü olmak üzere iki adet kapalı çevrim döngü yapısı mevcuttur. Gerilim döngüsü altında dönüştürücünün çıkış gerilimi (V_{out}) ölçülerek, döngünün girişindeki referans gerilim sinyali (V_{ref}) ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda elde edilen hata sinyali (V_{err}) bir PI kontrolcüye gönderilir ve bu kontrolcünün çıkışından elde edilen kontrol sinyali ise ÇAK dönüştürücünün akım döngüsü için ikinci bir

referans sinyali mahiyetindedir. Sonraki aşamada ÇAK dönüştürücünün primer tarafından çekilen (I_{tr1}) akımı ile referans sinyal yeniden karşılaştırılır ve ikinci bir



Şekil 6.2 AFE'nin benzetim devresi

PI kontrolcüye gönderilerek çıkışta elde edilen kontrol sinyaliyle faz kaydırma işlemi gerçekleştirilir. Söz konusu bu faz kaydırma miktarı tam köprü topolojiler (primer ve sekonder) üretilen $v_{AC1}(t)$ ve $v_{AC2}(t)$ gerilimleri arasındaki faz farkı miktarını belirlemektedir. Kontrolcüye ait blok diyagram Şekil 6.3’de verilmiştir.



Şekil 6.3 ÇAK devresinin kontrol blok yapısı

ÇAK dönüştürücünün kontrol yapısına dair yukarıda bahsedilen hususlar doğrultusunda tasarlanan benzetim çalışmasına ait temel parametreler Tablo 6.2’de belirtilmiş olup benzetim devresi ise Şekil 6.4’de gösterilmiştir.

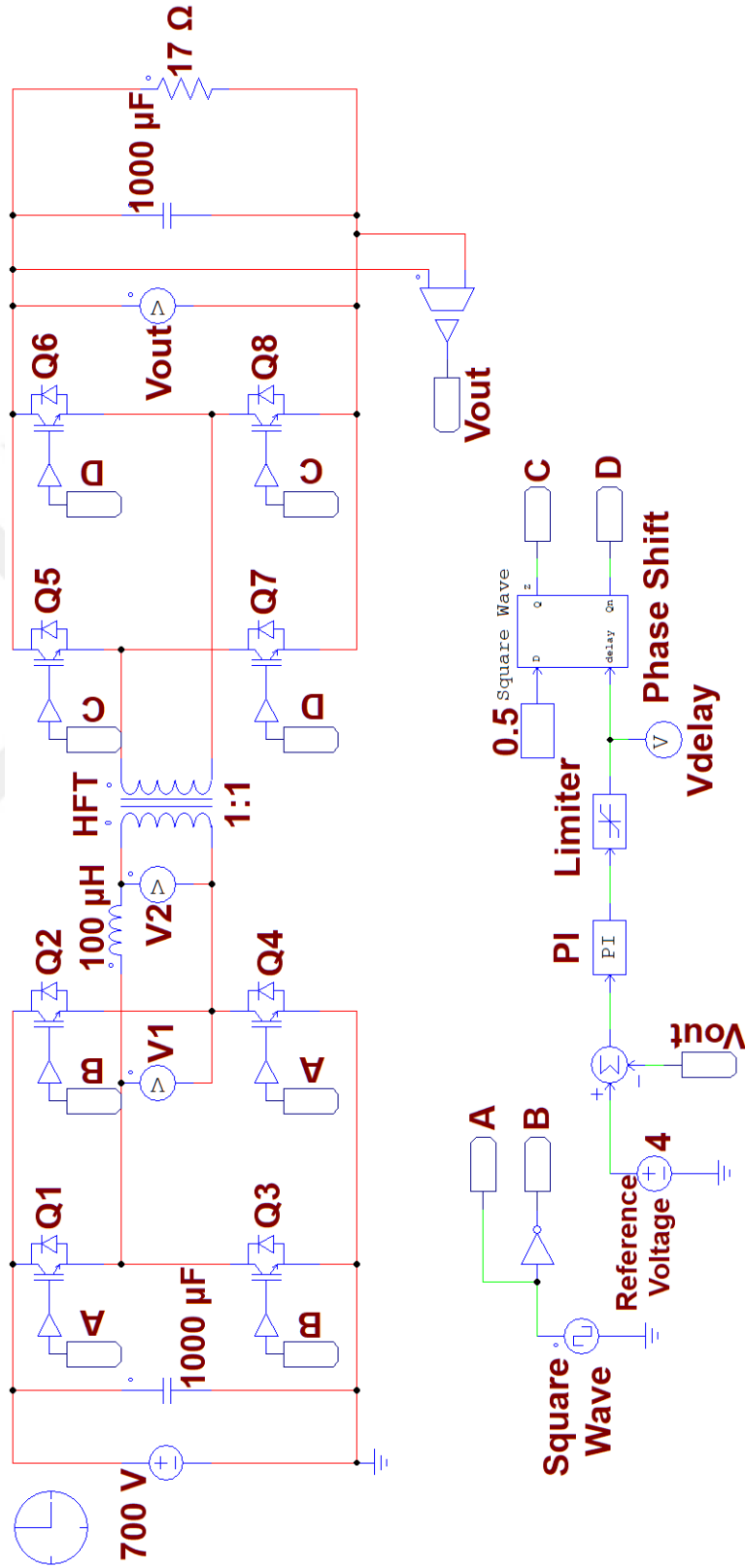
Tablo 6.2 ÇAK dönüştürücünün benzetim parametreleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_{in}	Giriş Gerilimi	700 V
V_{out}	Çıkış Gerilimi	400 V
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı	20 kHz
C_{in}	Giriş Kapasitansı	1000 μ F
C_{out}	Çıkış Kapasitansı	1000 μ F
L_k	Kaçak Endüktans	100 μ H
n	Sarım Sayısı Oranı	1

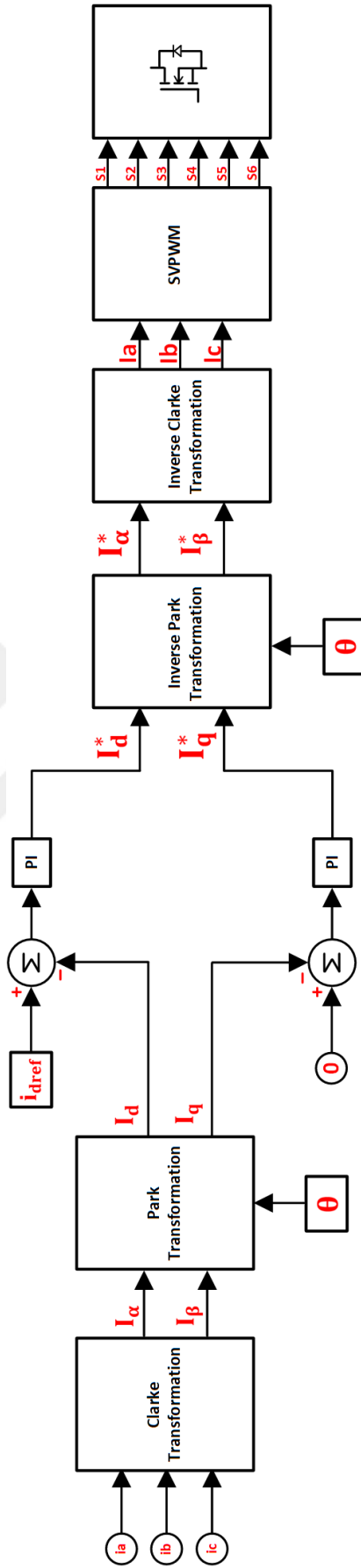
6.3 3-Fazlı DC-AC Dönüştürücü Devresinin Benzetimi

Genelleştirilmiş matematiksel modeli (Bkz. Bölüm 2.3) ve kontrol yöntemi esasları (Bkz. Bölüm 5.3 ve Bölüm 5.5.3) önceki bölümlerde verilmiş olan inverter devresinin kapalı çevrim kontrol yapısı, tıpkı AFE dönüştürücüde olduğu gibi UVDGM yöntemine dayanmaktadır. Burada da ilk önce inverterin çıkış faz akımları ölçülür ve sırasıyla Clarke ve Park Dönüşümleri kullanılarak ilgili faz akımlarının d ve q bileşenleri (I_d , I_q) elde edilir. Sonrasında ise I_d akımı referans

bir akım sinyali (i_{dref}) ile karşılaştırılır ve hata sinyali birinci PI kontrolcüye gönderilir. Bu esnada yine Clarke ve Park dönüşümleri aracılığıyla faz akımlarının



Şekil 6.4 ÇAK dönüştürücünün benzetim devresi



Şekil 6.5 İnverter devresinin kontrol blok yapısı

q bileşeni olan I_q değeri hesaplanıp ardından “0” değeri ile karşılaştırılır ve elde edilen hata sinyali ikinci bir PI kontrolcüye gönderilir. Bunu yapmaktaki amaç ise çıkış faz akımlarının reaktif güç sarfıyatına olan etkisini en aza indirmektir.

Kontrol yapısı içerisinde, her iki PI kontrolcünün de çıkışından alınan I_d^* ve I_q^* değerleri, Ters Park ve Ters Clarke Dönüşümleri aracılığıyla çıkış faz akımlarının modülasyon sinyalleri olan i_a , i_b ve i_c ’nin hesaplanmasına olanak sağlar. Söz konusu bu modülasyon sinyalleri sayesinde inverter üzerindeki tüm anahtarlar için uygun DGM sinyalleri üretilebilir.

İnverter devresinin kontrol yapısına ilişkin yukarıda belirtilen hususlar doğrultusunda tasarlanan benzetim çalışmasının temel parametreleri Tablo 6.3’te verilmiş, ilgili kontrol yapısını gösteren blok diyagram ise Şekil 6.5’te, benzetim devresi ise Şekil 6.6’da sunulmuştur.

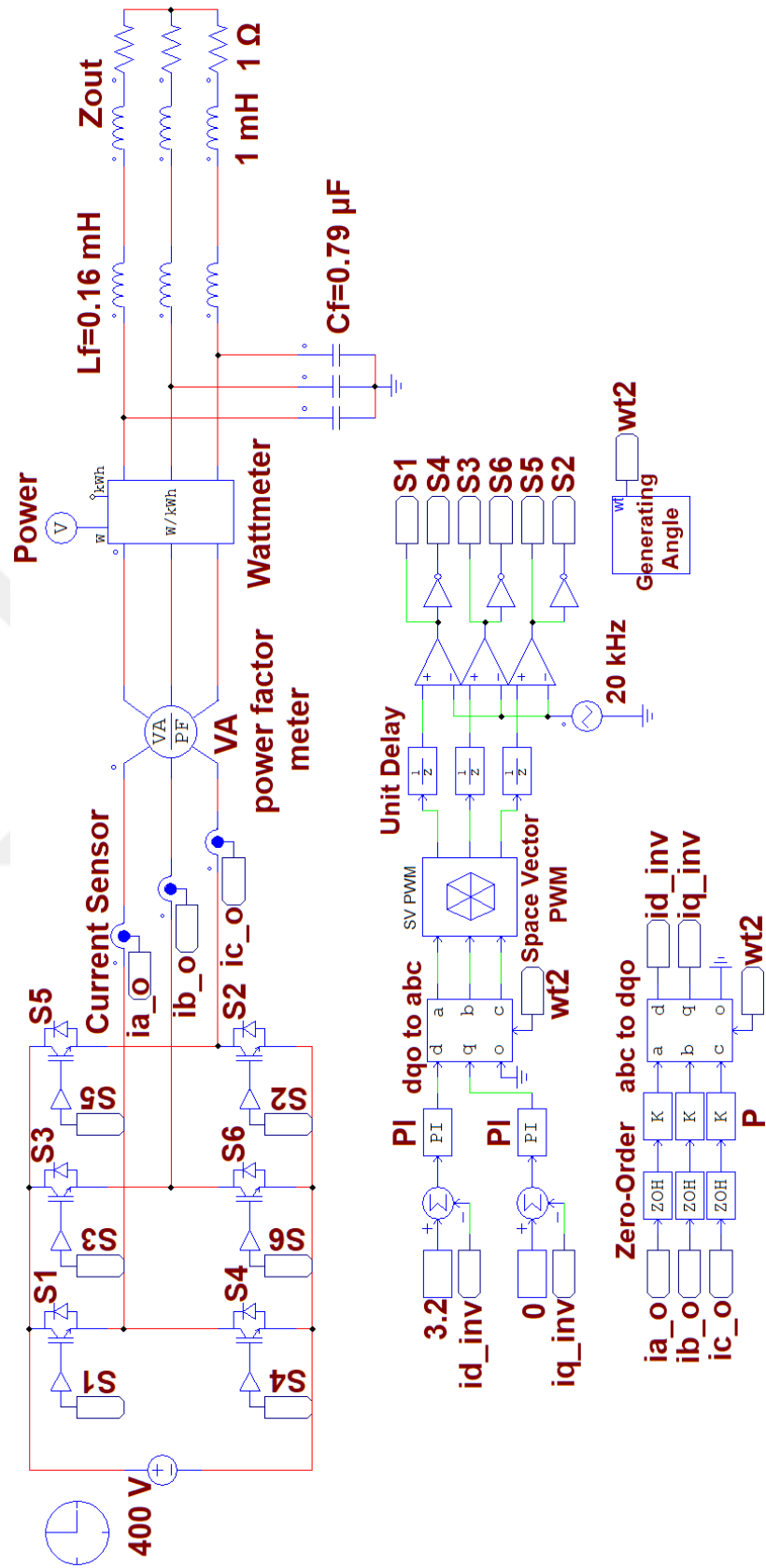
Tablo 6.3 İnverter devresinin benzetim parametreleri

PARAMETRE	AÇIKLAMA	DEĞER
V_{in}	Giriş Gerilimi	400 V
V_{out}	Çıkış Gerilimi	190 V AC
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı	20 kHz
C_{in}	Giriş Kapasitansı	1000 μ F
C_f	Çıkış Filtre Kapasitansı	0,79 μ F
L_f	Çıkış Filtre Endüktansı	0,16 mH

6.4 Önerilen Kontrol Sistemi Altında Katı Hal

Transformatörünün Benzetimi ve Sonuçlar

Bu bölümde KHT için önerilen doğrusal-tabanlı kapalı-çevrim kontrol sisteminin genel bir benzetim çalışmasına yer verilmiştir. Benzetim devresi oluşturulurken öncelikli olarak KHT’yi meydana getiren tüm alt devrelerin kapalı çevrim kontrol yapıları bağımsız bir biçimde ele alınmış ve daha sonrasında her bir alt devrenin akım-gerilim döngüleri kendi aralarında haberleştirilmiştir. Bu işlem için alt devreler üzerinden aktarılan transfer akımları (I_{tr1} ve I_{tr2}) ile yine alt devreler arasında bulunan DC kondansatörlerin uç gerilimleri (V_{C1} ve V_{C2}) kullanılmıştır (Bkz. Bölüm 5.4 ve 5.5).

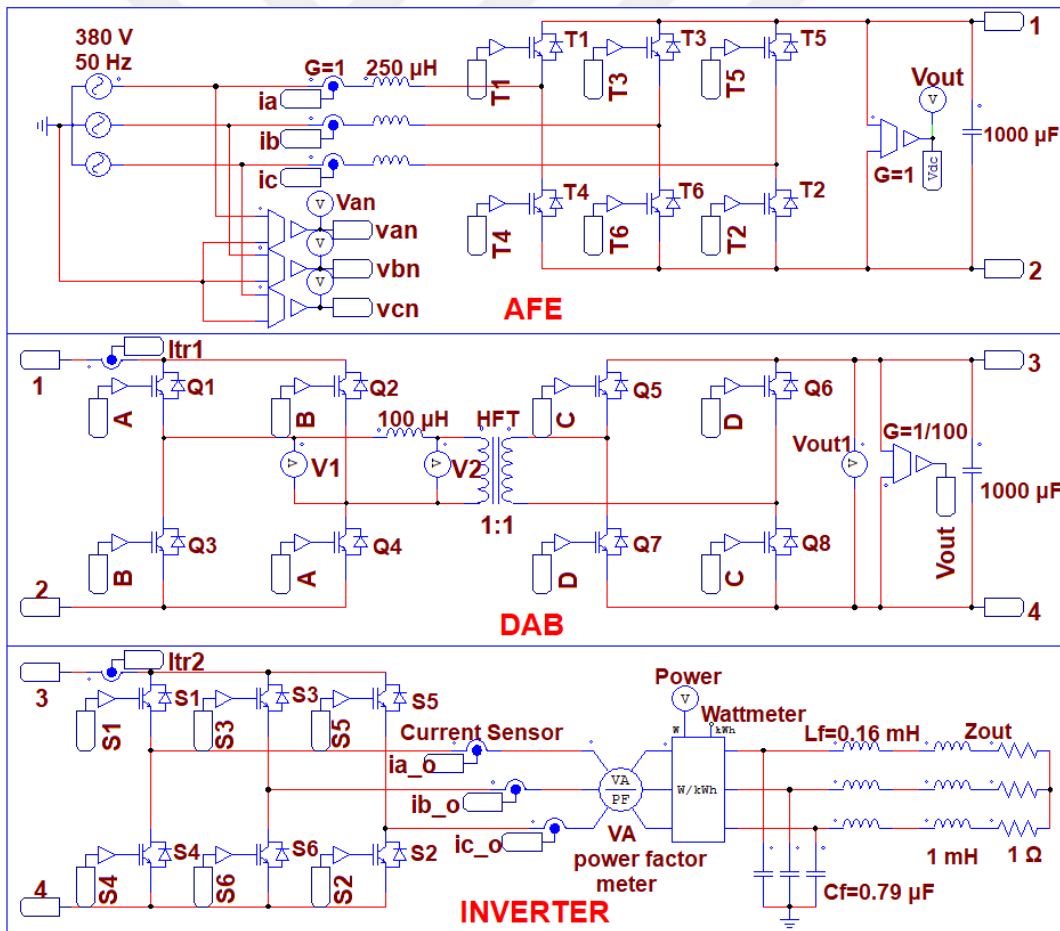


Şekil 6.6 İnverter dönüştürücünün benzetim devresi

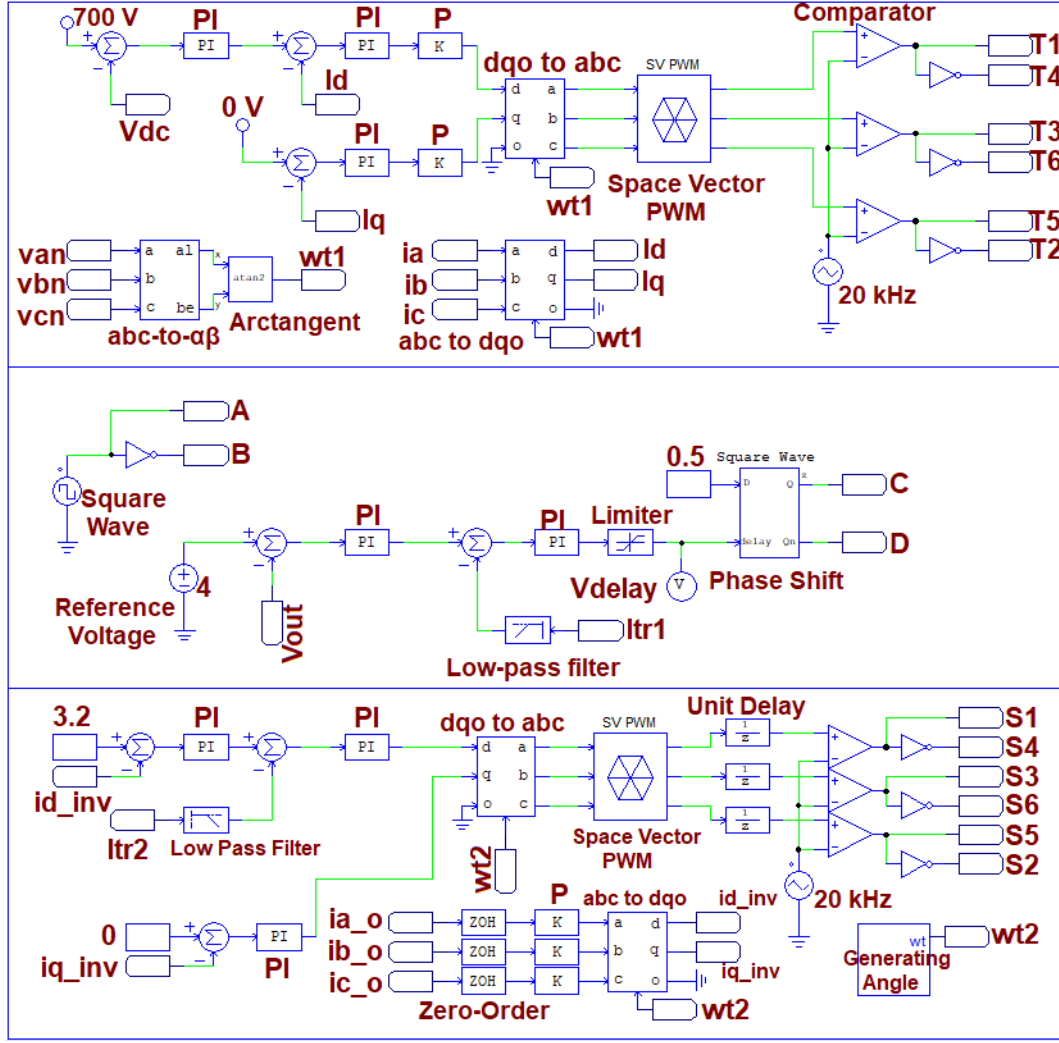
KHT'nin benzetim devresi iki kısımdan oluşur. İlk kısımda KHT'yi meydana getiren AFE, ÇAK ve inverter devrelerinin güç katı bulunurken ikinci kısımda ise KHT için önerilen doğrusal-tabanlı kapalı-çevrim kontrol sisteminin genel yapısı (kontrol katı) görülmektedir. Bu kapsamda, KHT benzetim devresinin güç ve kontrol katları sırasıyla Şekil 6.7 ve Şekil 6.8'de gösterilmiştir.

Benzetim devresinin kontrol katının tasarımında, Bölüm 5.4 ve 5.5'de detayları verilen transfer fonksiyonları kullanılmıştır (Tablo 6.4). Ayrıca benzetim devresinin genel elektriksel parametreleri için Tablo 6.1, 6.2 ve 6.3'den yararlanılır.

D-Tipi ve üç aşamalı olarak tasarlanan KHT'nin benzetiminde, önerilen kapalı çevrim kontrol yönteminin de etkisiyle, KHT'yi meydana getiren tüm alt devrelerin, AC-DC, DC-DC ve DC-AC dönüşümleri rahatlıkla yaptığı görülmektedir. Benzetim devresinin tüm sonuçları aşağıda sunulmuştur.



Şekil 6.7 KHT benzetim devresinin güç katı



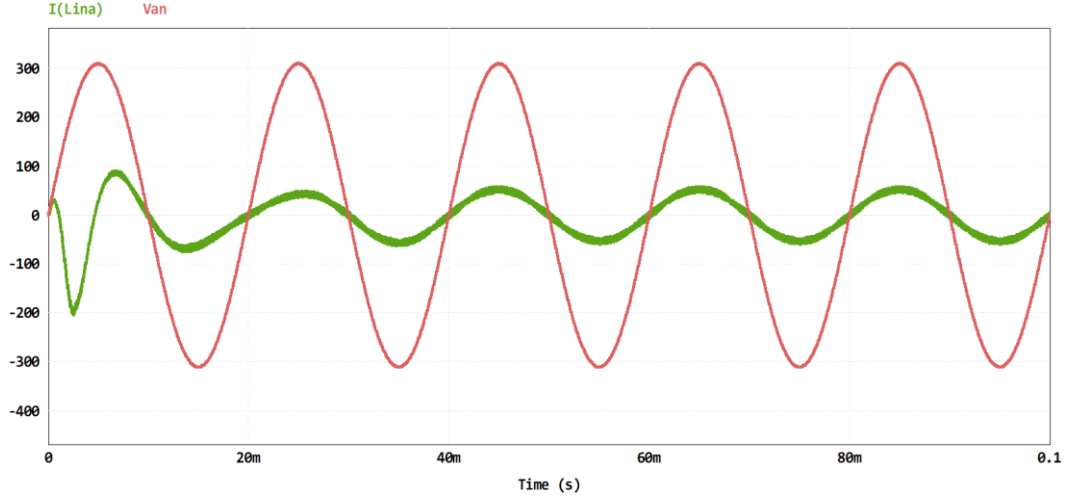
Şekil 6.8 KHT benzetim devresinin kontrol katı

AFE'nin şebeke (kaynak) akım ve gerilim dalga şekillerinden anlaşılacağı üzere ek bir bileşene gerek kalmadan 0,99 seviyesinde GFD işlemi gerçekleştirilebilmektedir (Şekil 6.9). Ayrıca, üç fazlı şebeke tarafındaki giriş akımının geçici durumdan dengeli duruma geçmesi de ortalama 20 ms sürdüğü görülmektedir ki bu sonuç önerilen kontrol yönteminin dinamik cevabının oldukça iyi olduğunu gösterir.

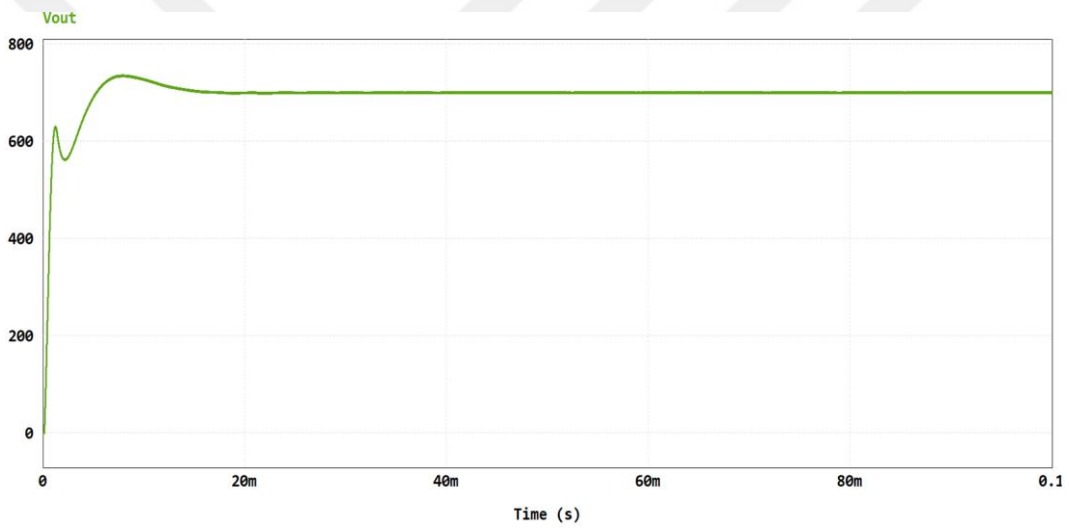
Benzetim devresinde, AFE'nin hedef çıkış DC gerilim seviyesi olarak belirlenen değer, yaklaşık 700 V'tur. Dönüştürücünün bu gerilim seviyesine ulaşması, ortalama 20 ms sürmekte olup, sistem dengeye gelmeden önceki maksimum gerilim artışının sadece 735 V mertebesinde olduğu anlaşılmaktadır (Şekil 6.10). Buradaki aşım (overshoot) değeri tolere edilebilir bir değerdir ve bu sonuç, yine önerilen kontrol yönteminin sistem performansı üzerine olan olumlu etkisini gösterir.

Tablo 6.4 Önerilen kontrol sisteminin transfer fonksiyonları

TOPOLOJİ	GERİLİM DÖNGÜSÜ TRANSFER FONKSİYONU	AKIM DÖNGÜSÜ TRANSFER FONKSİYONU
AFE	$\frac{1}{1 + \left[C_1 \cdot T_{AFE} \cdot s^2 \cdot 0,75 \cdot K_{AFE} \cdot (T_{AFE} \cdot s + 1) \right]}$	$\frac{1}{\left(\frac{1,5 \cdot T_s \cdot R_{eq} \cdot \tau}{K_{AFE} \cdot G} \right) \cdot s^2 + \left(\frac{R_{eq} \cdot \tau}{K_{AFE} \cdot G} \right) \cdot s + 1}$
ÇAK	$\frac{\left(-\frac{K_{I1}}{2 \cdot C_2 \cdot L_k \cdot f} \right)}{s^2 + \left(\frac{K_{DAB}}{2 \cdot C_2 \cdot L_k \cdot f} + \frac{1}{C_2 \cdot Z_{out}} \right) \cdot s - \frac{K_{I1}}{2 \cdot C_2 \cdot L_k \cdot f}}$	$\frac{1}{1 + \left(\frac{V_{C2} \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot n \cdot f \cdot L_k} \right) \cdot s}$
İNVERTER	$\frac{K_{inv} \cdot s + K_{I2}}{L_f \cdot C_f \cdot s^3 + C_f \cdot K_{inv} \cdot s^2 + (K_{inv} \cdot K_{I2} + 1) \cdot s + K_{inv} \cdot K_{I2}}$	$\frac{K_{inv} \cdot (1 + T_{inv} \cdot s) \cdot C_f}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1}$

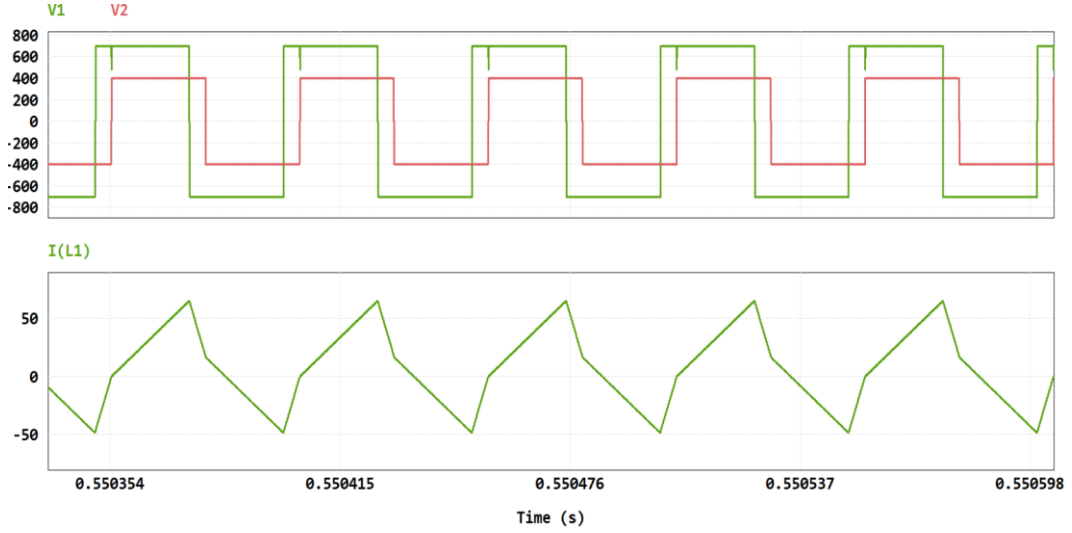


Şekil 6.9 AFE dönüştürücünün giriş akım ve gerilim dalga şekilleri

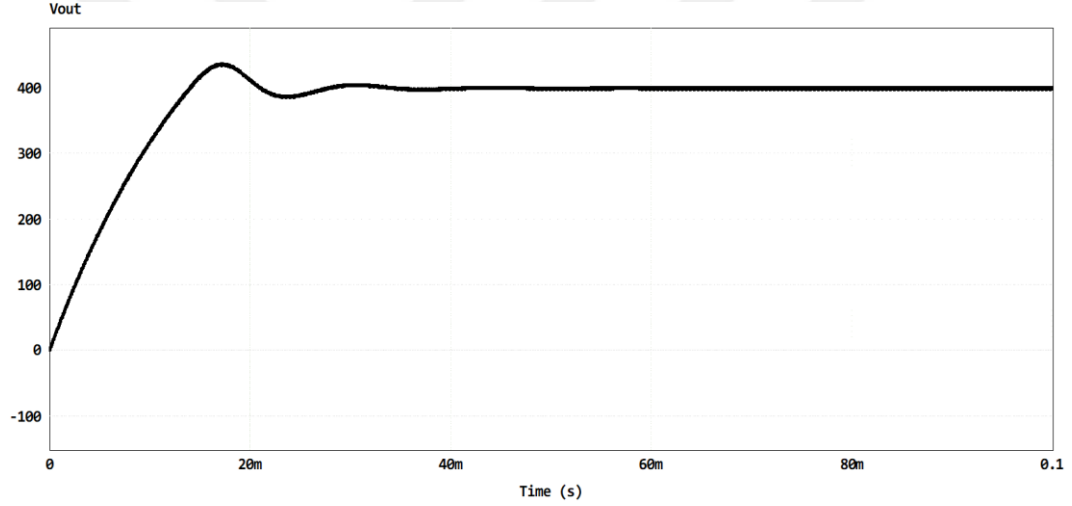


Şekil 6.10 AFE dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekli

Şekil 6.11’de sırasıyla ÇAK dönüştürücünün, primer (V1) ve sekonder (V2) sargı gerilimleri ile kaçak endüktans akımının $I(L1)$ dalga şekilleri verilmiş olup, Şekil 6.12’de de ÇAK dönüştürücünün çıkış geriliminin dalga şekli gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlardan; çıkış gerilimi ortalama 17 ms içinde 437 V’luk tepe değerine ulaşmakta ve akabinde 40 ms gibi kısa bir sürede 400 V’da dengede kalmaktadır. Çıkış geriliminde her ne kadar kısa süreli bir aşım durumu meydana gelse de, KHT için önerilen kontrol yönteminin dinamik cevabının oldukça iyi olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca primer ve sekonder sargı gerilimleri arasındaki faz farkı, BFKM’nin başarıyla uygulandığını gösterir ki önerilen kontrol yöntemi sayesinde bu değer, zaman domeninde optimal bir şekilde belirlenmiş olup, yaklaşık 4 μ s civarındadır.



Şekil 6.11 ÇAK dönüştürücünün primer (V1) ve sekonder (V2) sargı gerilimleri ile kaçak endüktans akımının $I(L1)$ dalga şekilleri

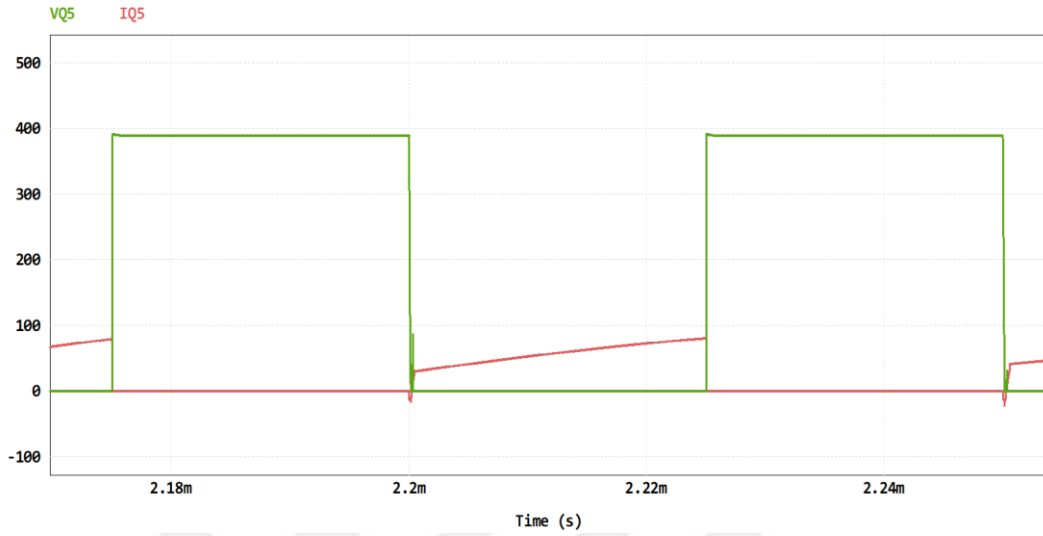


Şekil 6.12 ÇAK dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şekli

Faz kayması değeri, sistemin verimli çalışmasını sağlamak adına kritik bir parametre olup, önerilen kontrol yönteminin doğruluğunu ve etkinliğini göstermektedir. Ayrıca optimal faz kayması değerinin belirlenmesi, hem sistem kararlılığını hem de performansını artırmak açısından büyük önem taşır.

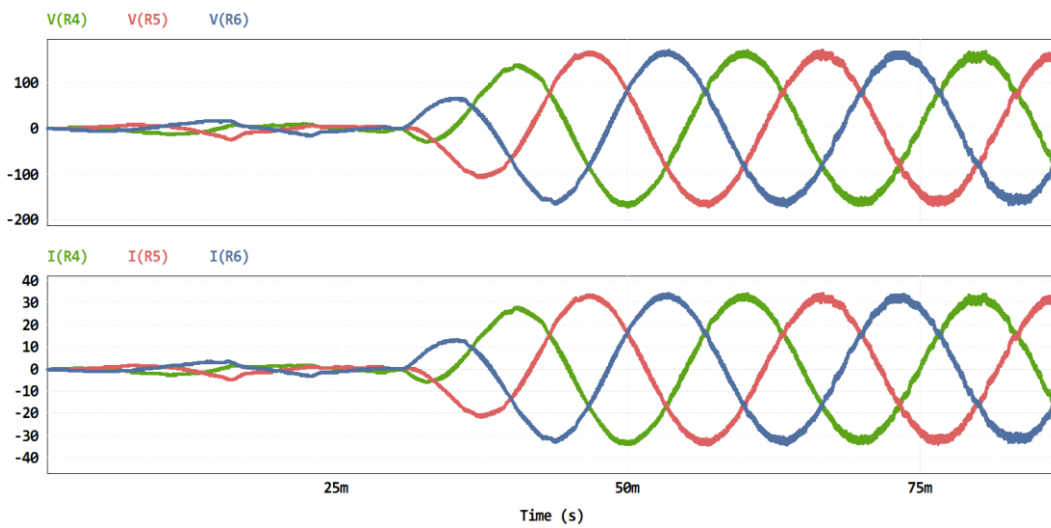
Önerilen kontrol yönteminin doğrusal tabanlı yapısından kaynaklı faz kaydırma değeri hassas bir şekilde ayarlanabilir ve sürekli olarak izlenebilir. Bu sayede KHT’de meydana gelebilecek yük dalgalanmalarına karşı hızlı bir şekilde tepki verilebilecektir. Elde edilen sonuçlar, YFT’de faz kaydırma mekanizmasının optimize edilmesinde, önerilen kontrol yönteminin üstün performansını ve avantajlarını açıkça ortaya koymaktadır.

ÇAK dönüştürücüsünde kullanılan BFKM tekniği sayesinde, sekonder tam köprü üzerindeki yarı iletken anahtarların, sıfır gerilim altında yumuşak anahtarlama yapması mümkündür. Şekil 6.13’de verilen, Q5 anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri, yumuşak anahtarlamanın başarıyla sağlandığını göstermektedir.



Şekil 6.13 Q5 anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri

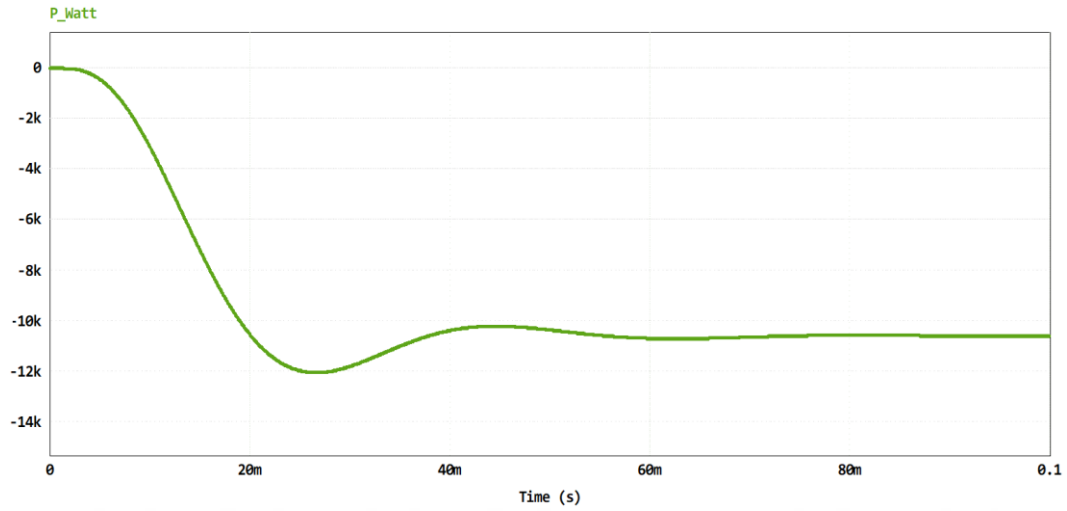
KHT’nin çıkış akım ve gerilimi 40 ms içinde hedeflenen değere ulaşmaktadır. Geçici rejim altında THD değerinde bir miktar artış gözlemlense de AC akım/gerilim seviyelerinin tepe noktalarında önemli bir değişiklik meydana gelmemektedir. Bununla birlikte, KHT’nin çıkış akımı THD değerinin maksimum % 4,20 seviyesinde kaldığı görülmüştür (Şekil 6.14).



Şekil 6.14 KHT’nin çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri

KHT'nin avantajlı özelliklerinden biri de, çift yönlü güç akışına olanak sağlamasıdır. KHT'de çift yönlü güç akışının uygulanabilmesi için öncelikli olarak ÇAK dönüştürücünün faz kayma değeri ve daha sonrasında ise inverter devresinin kontrol sistemindeki önemli bir parametresi olan i_{dref} değeri uygun şekilde ayarlanmalıdır.

KHT'de çift yönlü güç akışını etkili biçimde göstermek adına, çıkışa üç fazlı statik bir yük bağlamaktansa, 3-fazlı bir gerilim kaynağını entegre etmek daha doğru olacaktır. Bu sayede ters yöndeki aktif güç akışı gözlemlenebilir (Şekil 6.15).

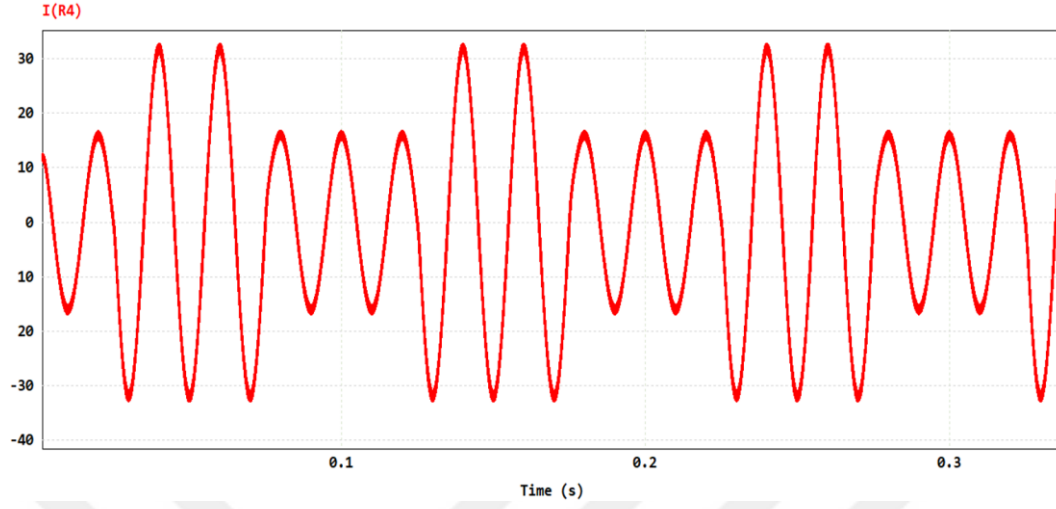


Şekil 6.15 Faz kayma ve i_{dref} değerlerine bağlı olarak ters yöndeki aktif güç akışı

KHT için değerlendirilmesi gereken bir diğer önemli husus ise farklı çıkış yükleri ve bunlara karşılık gelen farklı çıkış akımları altındaki dinamik cevap (dinamik tepki) süresidir. KHT için bu cevap süresi ne kadar kısa olursa, yük koşullarının aniden değiştiği çalışma durumlarına da o kadar rahat entegrasyon sağlanır. Beslenecek yükler KHT'de genelde inverterin çıkışına bağlandığı için inverteri bir akım kaynağı gibi kullanmak, sistemin değişen yük koşulları altında dinamik cevap süresini oldukça kısaltacaktır.

KHT için önerilen kontrol yönteminde, farklı yük koşulları altındaki dinamik tepkiden sorumlu temel parametre, inverter dönüştürücünün faz akımlarına ait I_d bileşenidir (Bkz. Bölüm 6.3). I_d değerinin uygun biçimde kontrol edilmesiyle, çıkış yükünün değişen taleplerine entegre olacak şekilde, çıkış faz akımları hassas olarak artırılabilir veya azaltılabilir. Bu doğrudan kontrol yaklaşımı, sistemin son derece duyarlı olmasını sağlayarak KHT'nin dinamik ve dalgalı yük koşulları altında dahi

optimum performans ve kararlılığı korumasını mümkün kılar. Benzetim sonuçları Şekil 6.16’da gösterilmiştir.

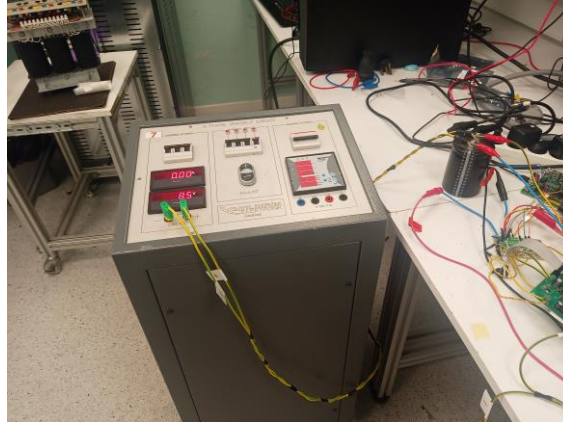


Şekil 6.16 KHT'nin çıkış yük değişimlerine olan dinamik tepkisi

KHT'nin deney düzeneği temelde güç ve kontrol katı olmak üzere iki kısımdan müteşekkildir. Bu bölümde öncelikli olarak KHT'nin güç katını oluşturan AFE, ÇAK ve inverter devrelerinin deney düzenekleri hakkında bilgi verilmiş ve daha sonrasında ise kontrol katında kullanılan sayısal işaret işleme (SSI) işlemcileri incelenmiştir. Ayrıca bölümde, önerilen kontrol yönteminin deneysel sonuçları sunulmuş ve yine bu kontrol yöntemi altındaki KHT'nin çalışma performansı hakkında bilgi verilmiştir. Bölümün sonunda ise KHT'nin önerilen kontrol yöntemi üzerinden çalıştırılması neticesinde elde edilen deneysel sonuçlar için genel bir değerlendirme yapılmıştır.

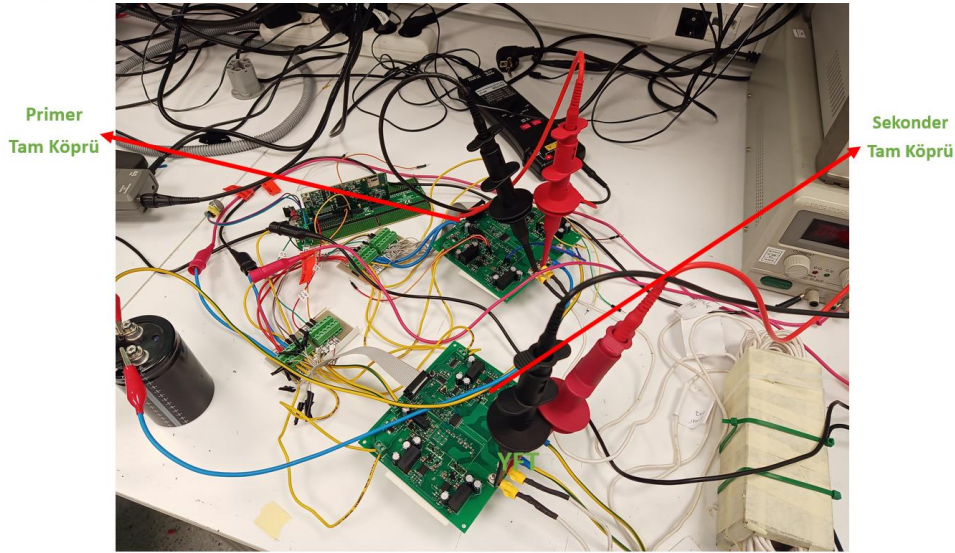
7.1 KHT Sistemine Ait Deney Düzeneği

D-Tipi bir KHT'de AC-AC güç dönüşümü üç aşamada meydana geldiği için her bir dönüşüm aşaması, sırasıyla AFE (AC-DC), ÇAK (DC-DC) ve inverter (DC-AC) dönüştürücüleri üzerinden sağlanır. KHT için hazırlanan deney düzeneğinde AFE yerine 3-faz beslemeli, ayarlanabilir DC gerilim kaynağı ünitesi kullanılmış olup söz konusu bu DC gerilim kaynağı sayesinde 450 V gerilim seviyelerine çıkılabilmektedir. Böylelikle KHT'nin ilk dönüşüm aşaması olan AC-DC dönüşümü gerçekleşir. Ayarlanabilir DC gerilim kaynağı ünitesi Şekil 7.1'de gösterilmiştir.

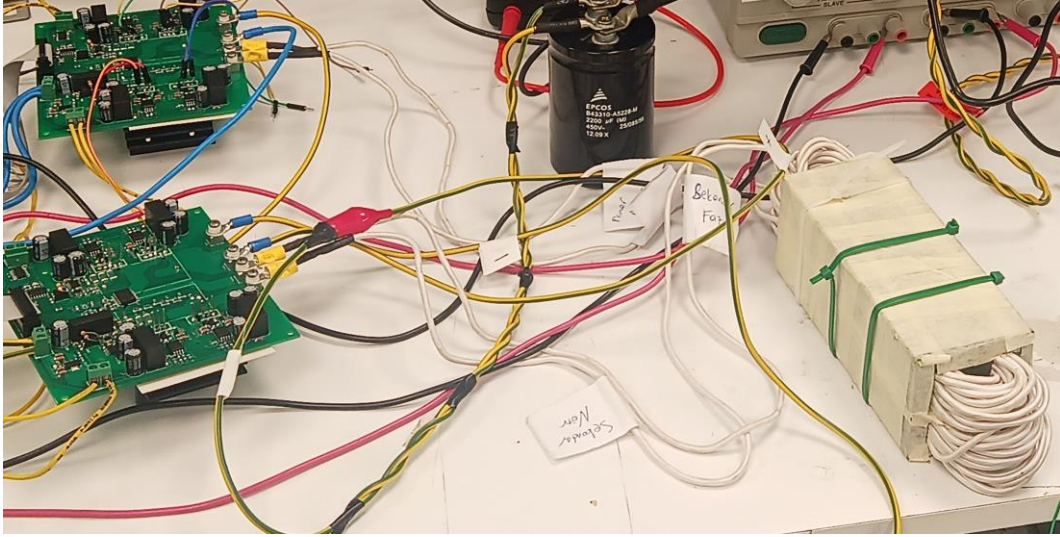


Şekil 7.1 3-fazlı ayarlanabilir DC gerilim kaynağı ünitesi

KHT’de ikinci güç dönüşüm aşaması olan DC-DC dönüştürme işlemi için ÇAK DC-DC dönüştürücü devresi kullanılır. ÇAK dönüştürücü, primer (DC-AC) ve sekonder (AC-DC) tam köprü ve tam kontrollü iki adet alt devreden oluşmaktadır (Şekil 7.2). Her iki alt devre sayesinde YFT’nin primer ve sekonder sargı uçlarına yüksek frekanslı AC kare dalga gerilim uygulanıp, alınabilir. Böylelikle KHT’de yüksek frekans altında güç dönüşüm işlemi gerçekleşir. ÇAK dönüştürücünün, YFT ile primer ve sekonder tam köprü devrelerinin bağlantısının yapıldığı görsel ise Şekil 7.3’de gösterilmiştir.

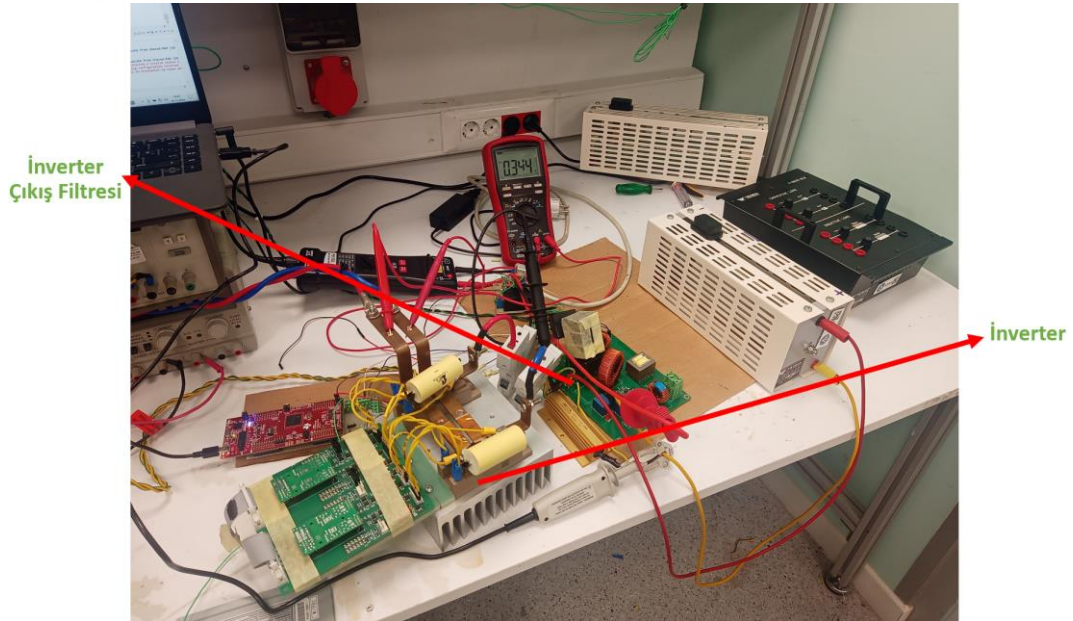


Şekil 7.2 ÇAK DC-DC dönüştürücü devresinin genel yapısı



Şekil 7.3 Primer ve sekonder tam köprü alt devrelerinin YFT ile olan bağlantısı

KHT'deki üçüncü güç dönüşüm aşaması olan DC-AC dönüşümü için inverter devresine ihtiyaç vardır. İnverter devresi sayesinde yüksek frekans altındaki DC-DC güç dönüşümünden elde edilen DC gerilim yine yüksek frekans altında çalışan bir inverter devresi aracılığıyla çıkışa 50 Hz frekanslı AC gerilim olarak aktarılabilmektedir. KHT deney düzeneğinde kullanılan inverter devresinin genel yapısı ve devamındaki çıkış filtresi Şekil 7.4'de gösterilmiştir.



Şekil 7.4 İnverter devresi ve çıkış filtresinin genel yapısı

KHT'nin güç katını meydana getiren tüm alt devrelerin (AFE, ÇAK ve inverter) genel yapısına dair detaylar yukarıda verilmiştir. KHT için önerilen kapalı çevrim kontrol yapısının uygulanabilmesi için ise bazı SSİ işlemcilerine ihtiyaç vardır. Söz

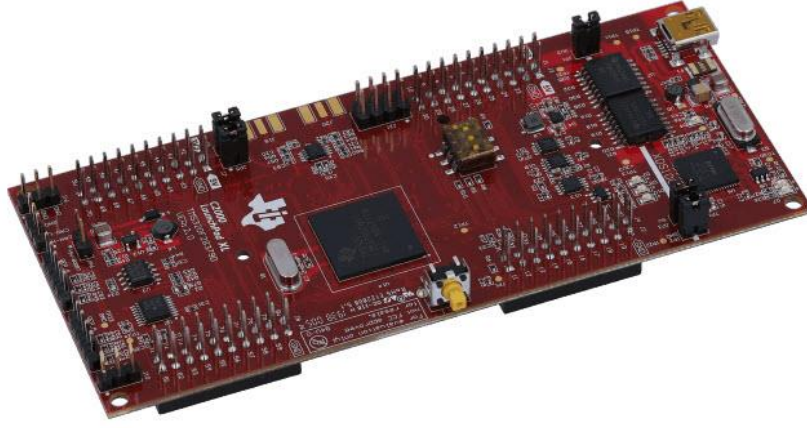
konusu SSİ işlemcileri KHT'nin kontrol katına ait bileşenler olup, önerilen kapalı çevrim kontrol sisteminin KHT üzerinde uygulanabilmesine ve tüm yarı iletken anahtarların uygun bir DGM modülasyonu ile anahtarlanmasına olanak sağlamaktadır. Ayrıca yine bu işlemciler sayesinde KHT'nin kontrol sistemi oldukça hızlı bir biçimde çalışabilmekte ve tüm sistemin dinamik cevabı iyileştirilerek, tepki süreleri bir hayli kısalmaktadır.

KHT sistemi üzerinde toplamda iki adet SSİ işlemcili kontrolcü kullanılmıştır. Bunlardan ilki Texas Instruments firmasına ait olan ve ticari olarak satışı bulunan TMDSDOCK28379D kodlu SSİ işlemcisidir (Şekil 7.5). Bir diğer kullanılan SSİ kontrolcüsü ise yine aynı firmanın LAUNCHXL-F28379D kodlu işlemcisidir (Şekil 7.6). Ayrıca KHT'yi meydana getiren her bir alt devre arasında bir adet DC bağlantı kondansatörü bulunmaktadır ve KHT'nin çıkış yükü içinde ayarlanabilir 1 kW'lık rezistif yük ile 8 mH'lik endüktif yük kullanılmıştır.

KHT deney düzeneğinde tüm alt devreler belirli bir sırada ve “front-end” ile “back-end” mantığına göre birbirine bağlandığından daha önce bahsedilmişti. Bu durumda ilk sırada AFE, devamında ÇAK ve KHT'nin son kısmında ise inverter devresi bulunur. Böylelikle D-tipi bir KHT için üç aşamalı güç dönüşümünün AC-DC, DC-DC ve DC-AC dönüşüm safhaları tamamlanmış olur. KHT'nin “front-end” ve “back-end” yapısı dikkate alınarak, deney düzeneğinin bağlantı yapısı Şekil 7.7'de, deney düzeneğinin genel görünümü ise Şekil 7.8'de gösterilmiştir.



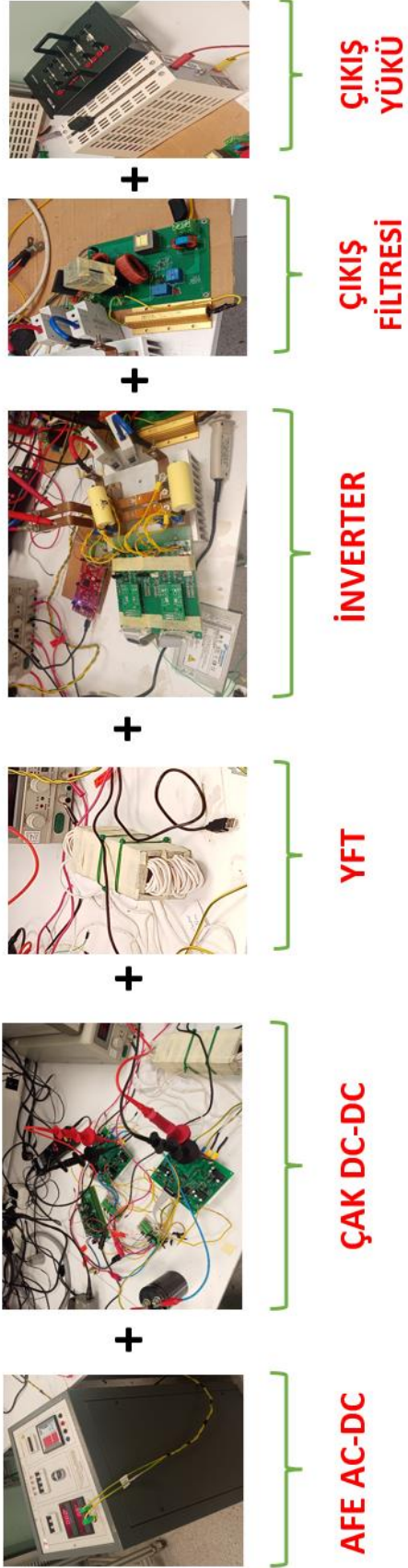
Şekil 7.5 TMDSDOCK28379D kodlu SSİ işlemcisi



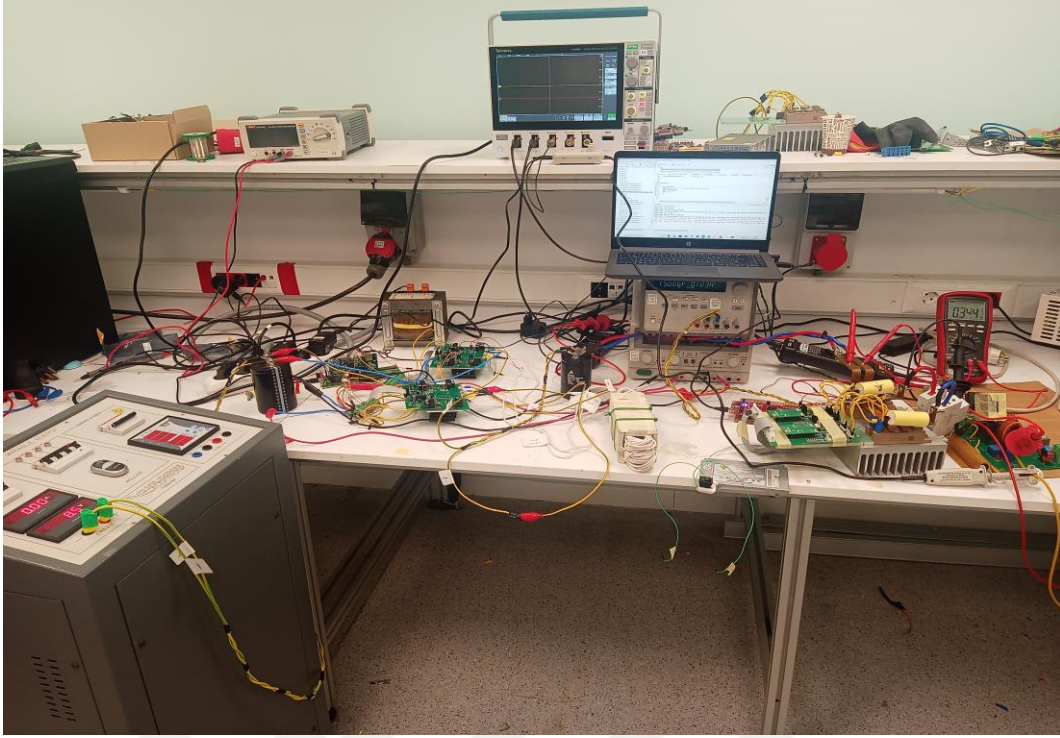
Şekil 7.6 LAUNCHXL-F28379D kodlu SSİ işlemcisi

7.2 KHT Sisteminin Deneysel Sonuçları

Deneysel sonuçların değerlendirildiği bu kısımda öncelikli olarak AFE ve ÇAK dönüştürücülerinin çıkış gerilimleri verilmiştir (Şekil 7.9). AFE'nin çıkışından yaklaşık olarak ± 10 V'luk bir salınım değeriyle 430 V'luk bir gerilim alınabilmektedir. Bu gerilim değeri aynı zamanda ÇAK dönüştürücünün giriş gerilimi olmakta ve önerilen kontrol yöntemi sayesinde belirlenen uygun bir faz kayma miktarı altında 250 V ila 370 V arasında tutulabilmektedir. AFE ve ÇAK dönüştürücülerin maksimum çıkış gerilimleri (sırasıyla mavi ve sarı renkli dalga şekilleri) Şekil 7.9'da gösterilmiştir. Bu esnada primer ve sekonder tam köprülerdeki çapraz (diyagonal) kollar üzerinde bulunan anahtarlar arasındaki faz farkı ise Şekil 7.10'dan görülebilmektedir. Burada sarı renkli olan dalga şekli, primer tam köprü üzerinde, çapraz kollardaki anahtarların DGM kontrol sinyallerini gösterirken, mavi renkli olan dalga şekli ise sekonder çapraz kollardaki anahtarların DGM kontrol sinyali. Söz konusu her iki DGM kontrol sinyali arasındaki faz farkı değeri, önerilen kontrol sistemi tarafından ve tamamen kapalı çevrim esaslara göre belirlenmektedir.

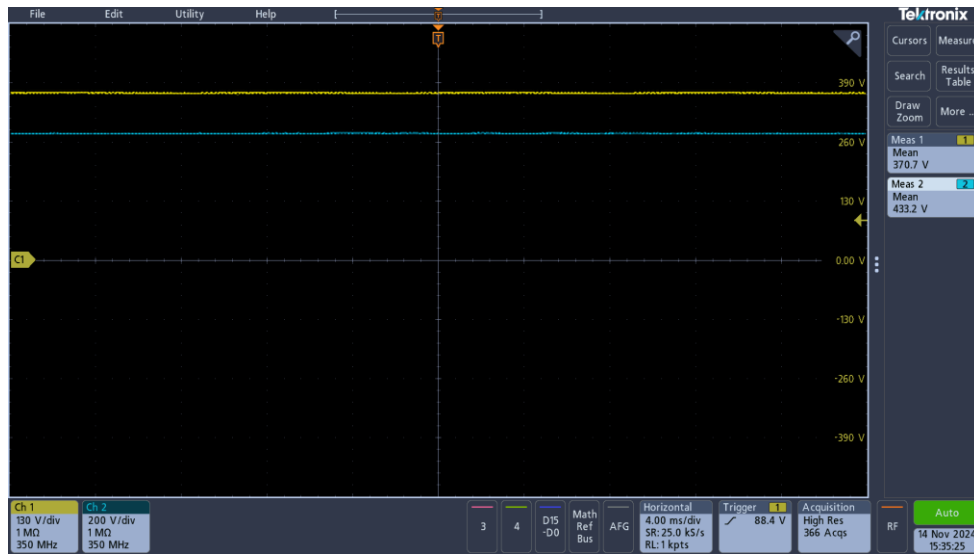


Şekil 7.7 KHT'nin deney düzeneğine ait bağlantı yapısı

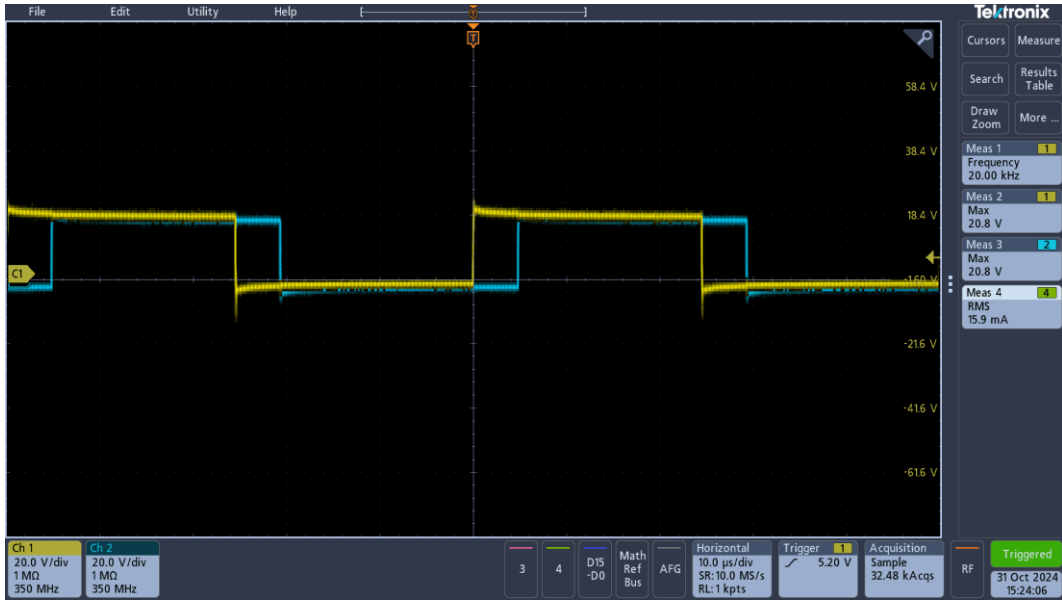


Şekil 7.8 Deney düzeneğinin genel görünümü

Önerilen kontrol sistemi tarafından belirlenen faz farkı değerinin, ÇAK dönüştürücü üzerindeki bir diğer etkisi ise sırasıyla YFT'nin primer ve sekonder sargı uçlarına uygulanan ve alınan AC kare dalga gerilimlerinin efektif değerinin ayarlanabilmesidir. Bu sayede ÇAK dönüştürücünün çıkış gerilimi, faz farkı değeri ve YFT'nin kaçak endüktans akımına bağlı olarak kontrol edilebilmektedir. Şekil 7.11'de sırasıyla primer (sarı) ve sekonder (mavi) sargı gerilimleri ile YFT'nin kaçak endüktans akımına (kırmızı) ait dalga şekilleri verilmiştir.

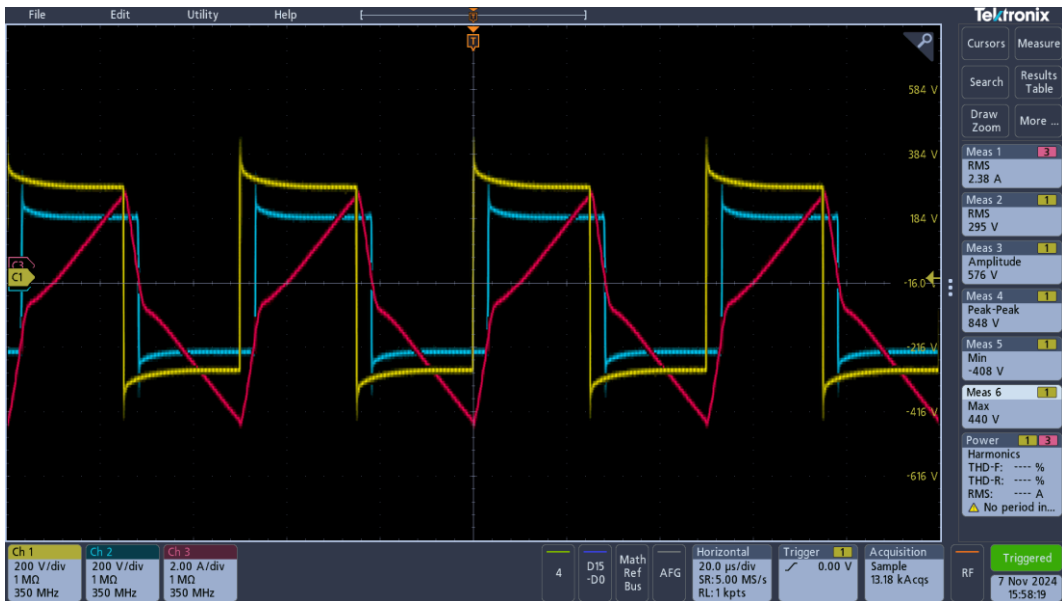


Şekil 7.9 AFE (mavi) ve ÇAK (sarı) dönüştürücülerin maksimum çıkış gerilimleri

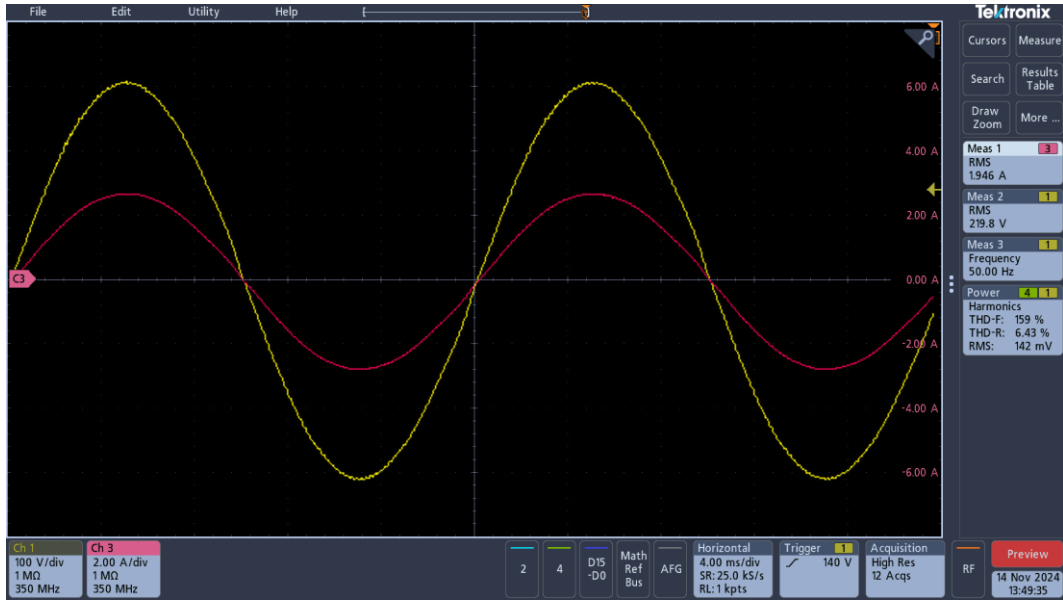


Şekil 7.10 ÇAK dönüştürücünün primer ve sekonder tam köprü anahtarları (çapraz kollar üzerindeki) arasındaki faz farkı değeri

ÇAK dönüştürücünün kontrolündeki esas amaç primer ve sekonder tam köprüdeki çapraz kollar üzerinde bulunan anahtarlar arasında uygun bir faz farkı değeri oluşturabilmektir. Faz farkı değeri kontrol edilerek ÇAK dönüştürücünün, çıkış gerilimi ayarlanabilir. Ayrıca YFT'nin kaçak endüktans akımının artış ve azalış hızları da doğrudan faz farkı değerine bağlı bir durumdadır. Bundan sebep kontrol sistemi tarafından belirlenen faz farkı değeri, ÇAK dönüştürücünün güç aktarımını da doğrudan etkiler. Bu durum Şekil 7.11'de görülmektedir.



Şekil 7.11 ÇAK dönüştürücünün primer (sarı) ve sekonder (mavi) sargı gerilimleri ile YFT'nin kaçak endüktans akımının (kırmızı) dalga şekilleri



Şekil 7.12 İnverterin çıkış gerilim (sarı) ve akım (kırmızı) dalga şekilleri

KHT'nin üçüncü ve son güç dönüşüm aşamasında ise ÇAK dönüştürücünün çıkışından alınan DC gerilimin AC gerilime dönüştürülmesi işlemi gerçekleşmektedir. Bu sayede üç aşamalı bir KHT için AFE'den ÇAK dönüştürücüye ve oradan da invertere doğru sağlanan AC-AC gerilim dönüşüm süreci tamamlanmış olur.

Sonuçlar göstermiştir ki önerilen kontrol yöntemi sayesinde çıkış akımının THD değeri yaklaşık olarak %5-6 civarında kalmaktadır ve bu durum Şekil 7.12'deki inverterin çıkış akım (kırmızı) ve gerilim (sarı) dalga şekillerinden anlaşılmaktadır. Ayrıca yine önerilen kontrol yöntemi sayesinde, uygun bir faz farkı aralığı belirlenerek, çıkış geriliminin faz başına efektif değeri, 110V ila 220 V aralığında ayarlanabilmektedir.

7.3 Deneysel Sonuçlara Dair Genel Bir Değerlendirme

Üç aşamalı bir KHT için kontrol edilmesi gereken en önemli parametre, elbette ki ÇAK dönüştürücünün primer ve sekonder tam köprüleri aracılığıyla oluşturulan, yüksek frekanslı AC kare dalga gerilimlerinin arasında bırakılan faz farkı değeri olacaktır. Çünkü söz konusu bu faz farkı değeri, hem YFT üzerinden aktarılan aktif gücü hem de inverterin efektif çıkış akım ve gerilimlerini doğrudan etkilemektedir. Ayrıca yine faz farkı kontrolü sayesinde ÇAK dönüştürücünün yükselten veya düşüren tipte çalışabilme özelliği de belirlenebilir. Genelde çıkış yükünün besleme

gerilimi ve yapısal durumuna (pasif yük yada şebeke) bağlı olarak değişse de, ÇAK dönüştürücünün, düşürücü tipte çalıştırılması durumunda, güç kaynaktan yüke doğru aktarılırken, yükseltici tip için tam tersi bir durum söz konusu olmaktadır. Bu kapsamda yukarıda dalga şekilleri verilen tüm deneysel sonuçlar göstermiştir ki; KHT için önerilen kontrol yöntemi sayesinde ÇAK dönüştürücünün ve doğal olarak KHT'nin kontrolünde çok önemli bir yer tutan faz farkı değerinin belirlenmesi, dinamik ve çok hızlı bir şekilde gerçekleşmektedir.

Ayrıca yine deneysel sonuçlar göstermiştir ki faz farkı değeri gayet başarılı bir biçimde kontrol edilmiş ve ÇAK dönüştürücünün çıkışından alınan gerilim değeri istenilen seviyelerde tutulmuştur. ÇAK dönüştürücünün çıkış gerilimi aynı zamanda inverterin besleme gerilimi olduğundan, bu gerilimin değerini kontrol etmek demek inverterin çıkışından alınan efektif AC gerilim ve akım değerlerini de kontrol etmek demektir ve her iki parametrenin de rahatlıkla kontrol edilebildiği deneysel sonuçlardan anlaşılabilmektedir. Özetle elde edilen tüm deneysel sonuçlardan; KHT için önerilen kontrol yönteminin gayet başarılı bir çalışma performansı ortaya koyduğu görülmektedir.

Üç aşamalı güç dönüşümü yapan KHT sisteminin sırasıyla topolojisi, matematiksel modeli, tasarımı ve kontrol yapısının incelendiği bu çalışmada literatüre katkısı olması bakımından yeni bir tasarım metodu ve yeni bir doğrusal tabanlı kapalı çevrim kontrol yöntemi önerilmiştir. Tez çalışması kapsamında da açıklandığı üzere D-tipi bir KHT'nin tasarım aşaması sürecindeki en önemli husus; YFT tasarımı olmaktadır. Çünkü KHT'nin geleneksel güç transformatörleriyle karşılaştırıldığındaki en önemli avantajlarından biri olan, hacim ve ağırlığının muadil geleneksel güç transformatörlerine göre oldukça düşük olması, elbette ki yüksek frekanslarda güç dönüşümü yapan YFT sayesinde.

YFT tasarımı sistematik bir yaklaşım gözetilmiş olup öncelikli olarak literatürde de çokça tercih edilen tasarım denklemleri üzerinden genel tasarım hesapları ortaya konulmuştur. Fakat söz konusu bu denklemler ÇAK dönüştürücüdeki tüm güç dönüşümünü üzerine alan YFT'nin kaçak endüktans parametresinin tespiti için çok fazla bir bilgi vermemektedir. KHT'nin verimli ve yüksek performansta çalışabilmesi, YFT'nin kaçak endüktans değerinin hassas bir şekilde ayarlanmasına bağlıdır. Bunun için ise tez çalışması kapsamında yeni bir tasarım yöntemi olan radyal eksen sargı yapısı önerilmiştir. Bu tasarım yöntemi sayesinde nüveler radyal eksen boyunca birleştirilmiş ve sargı yolu uzatılarak, hesaplama ve analizler doğrultusunda öngörülen kaçak endüktans değeri kolaylıkla elde edilmiştir. Daha sonrasında gerçekleştirilen üç boyutlu MAXWELL analizleri ve deneysel sonuçlar göstermiştir ki YFT, güç dönüşümü esnasında kesinlikle doyuma gitmemekte ve verimi ortalama %98-99 seviyelerinde kalmaktadır.

KHT için önerilen bir diğer yenilikçi yaklaşım ise onun kontrol yapısıyla doğrudan ilgili olup tez çalışması kapsamında yeni bir doğrusal tabanlı ve kapalı çevrim yapıda bir kontrol yöntemi literatüre sunulmuştur. Bu yeni kontrol yöntemi KHT'yi

meydana getiren her bir alt devre için ayrı ayrı gerilim ve akım döngüleri barındırırken, devreler arasındaki gerilim ve yine devreler arasında aktarılan akımlar aracılığıyla da her bir kontrolcü için geri dönüş ve regülasyon işlemi gerçekleşir. Bu sayede basit, kompakt ve hızlı bir kontrol yapısı oluşturulmuş olur. Ayrıca önerilen kontrol yönteminde, KHT'yi meydana getiren her bir alt devre için bir adet akım ve bir adet de gerilim döngüsü tasarlanmış olup, her bir döngünün kapalı çevrim kontrol yapısı altında transfer fonksiyonları ifade edilmiştir.

Önerilen kontrol yöntemi sayesinde KHT'yi meydana getiren tüm alt devreler (AFE, ÇAK ve inverter) gerçek zamanlı olarak kontrol edilebilmekte ve bu sayede sistemin dinamik tepkisi oldukça hızlı olmaktadır. Dinamik tepkinin bu denli hızlı olmasındaki en önemli etken ise önerilen kapalı çevrim kontrol yönteminin hesaplama yükünün oldukça düşük olmasıdır. Ayrıca üç aşamada gerçekleşen AC-AC güç dönüşümü neticesinde, KHT'nin çıkış akım ve gerilimi; düşük harmonikli ve saf sinüs biçimine çok yakın olmaktadır. Bununla birlikte KHT'nin genel çalışma performansında önemli iyileştirmeler meydana gelmiş olup, düşük frekanslı geleneksel güç transformatörlerinde mevcut olmayan; güç faktörü düzeltme ve DC bara gibi bazı üstün özellikler de elde edilmiştir.

Tez çalışması neticesinde elde edilen sonuçların doğruluğu PSIM benzetim programında denenmiş ve önerilen kontrol yönteminin öngörülen performansta çalıştığı ispatlanmıştır. Ayrıca benzetim sonuçlarını destekleyici nitelikte deneysel çalışmalara dair sonuçlarda tezin son kısımlarında sunulmuştur. Elde edilen tüm bu sonuçlar göstermiştir ki üç aşamalı güç dönüşümü yapabilen bir KHT için önerilen doğrusal tabanlı ve kapalı çevrim yapıdaki kontrol yönteminin dinamik cevabının oldukça hızlı olduğu ve bu sayede genel çalışma performansını iyileştirdiği ispatlanmıştır.

- [1] Imdadullah, S. M. Amrr, M. S. Jamil Asghar, I. Ashraf and M. Meraj, "A Comprehensive Review of Power Flow Controllers in Interconnected Power System Networks," in IEEE Access, vol. 8, pp. 18036-18063, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2968461.
- [2] Z. Chen, J. M. Guerrero and F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 8, pp. 1859-1875, Aug. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2017082.
- [3] J. M. Carrasco et al., "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, June 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.878356.
- [4] L. Zheng et al., "Solid-State Transformer and Hybrid Transformer With Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 4, pp. 3771-3787, Aug. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3144361.
- [5] S. Madhusoodhanan et al., "Solid-State Transformer and MV Grid Tie Applications Enabled by 15 kV SiC IGBTs and 10 kV SiC MOSFETs Based Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 4, pp. 3343-3360, July-Aug. 2015, doi: 10.1109/TIA.2015.2412096.
- [6] X. She, A. Q. Huang and R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 3, pp. 186-198, Sept. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917.
- [7] L. Zheng, R. P. Kandula, K. Kandasamy and D. Divan, "New Modulation and Impact of Transformer Leakage Inductance on Current-Source Solid-State Transformer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 1, pp. 562-576, Jan. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3101811.
- [8] A. Anurag, S. Acharya, S. Bhattacharya, T. R. Weatherford and A. A. Parker, "A Gen-3 10-kV SiC MOSFET-Based Medium-Voltage Three-Phase Dual Active Bridge Converter Enabling a Mobile Utility Support Equipment Solid State Transformer," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 2, pp. 1519-1536, April 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3069810.
- [9] L. Zheng et al., "7.2 kV Three-Port SiC Single-Stage Current-Source Solid-State Transformer With 90 kV Lightning Protection," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 10, pp. 12080-12094, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3172946.

- [10] Y. Pan et al., "A Cascaded Modular Isolated Back-to-Back Solid State Transformer Scheme for AC/DC/AC Interconnection With Improved Performance and Simple Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 9, pp. 11050-11068, Sept. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3285545.
- [11] W. McMurray, "Power converter circuits having a high frequency link," U.S. Patent 3,517,300, Jun. 23, 1970
- [12] Brooks, J. L. (1980). Solid state transformer concept development. Nasa Sti/recon Technical Report N, 81, 10302.
- [13] Reischl, P (1995). Proof of principle of the solid-state transformer: The AC/AC switchmode regulator. Final report.
- [14] K. Harada, F. Anan, K. Yamasaki, M. Jinno, Y. Kawata and T. Nakashima, "Intelligent transformer," *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Baveno, Italy, 1996, pp. 1337-1341 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1996.548755
- [15] M. Kang, P. N. Enjeti and I. J. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1133-1141, Nov. 1999, doi: 10.1109/63.803407.
- [16] EPR Magazine, "Solid-state transformer market worth \$241 MN by 2030: Report." [Online]. Available: <https://www.eprmagazine.com/industry-reports/solid-state-transformer-market-worth-241-mn-by-2030-report/>. [Accessed: 14 March 2025].
- [17] Polytechnic Hub, "Solid-state transformer." [Online]. Available: <https://www.polytechnichub.com/solid-state-transformer/>. [Accessed: 14 March 2025].
- [18] EE Power, "100 kW solid-state transformer aims to drive transition from AC to DC power grids." [Online]. Available: <https://eepower.com/news/100kw-solid-state-transformer-aims-to-drive-transition-from-ac-to-dc-power-grids/>. [Accessed: 14 March 2025].
- [19] B. Backlund, M. Rahimo, S. Klaka and J. Siefken, "Topologies, voltage ratings and state of the art high power semiconductor devices for medium voltage wind energy conversion," *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, Lincoln, NE, USA, 2009, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEMWA.2009.5208365.
- [20] Dixon, R. K., McGowan, E., Onysko, G., & Scheer, R. M. (2010). US energy conservation and efficiency policies: Challenges and opportunities. *Energy policy*, 38(11), 6398-6408.
- [21] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang and A. Q. Huang, "Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application," *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, 2012, pp. 4077-4084, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342269.
- [22] K. Fujii, P. Koellensperger and R. W. De Doncker, "Characterization and comparison of high blocking voltage IGBTs and IEGTs under hard- and soft-switching conditions," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists*

- Conference, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1-7, doi: 10.1109/pesc.2006.1712138.
- [23] Alves, L. F. S., Lefranc, P., Jeannin, P.-O., Sarrazin, B., & Crebier, J.-C. (2020). Analysis of the Multi-Steps Package (MSP) for Series-Connected SiC-MOSFETs. *Electronics*, 9(9), 1341.
- [24] J. -s. Lai, A. Hefner, A. Maitra and F. Goodman, "Characterization of a Multilevel HV-IGBT Module for Distribution Applications," Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, Tampa, FL, USA, 2006, pp. 747-753, doi: 10.1109/IAS.2006.256610.
- [25] L. Zhang, X. Yuan, X. Wu, C. Shi, J. Zhang and Y. Zhang, "Performance Evaluation of High-Power SiC MOSFET Modules in Comparison to Si IGBT Modules," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1181-1196, Feb. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2834345.
- [26] X. She, A. Q. Huang, Ó. Lucía and B. Ozpineci, "Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 8193-8205, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2652401.
- [27] G. Wang et al., "Design and hardware implementation of Gen-1 silicon based solid state transformer," 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, TX, USA, 2011, pp. 1344-1349, doi: 10.1109/APEC.2011.5744766.
- [28] McLyman, C. W. T. (2017). Transformer and inductor design handbook. CRC press.
- [29] Hurley, W. G., & Wölflé, W. H. (2013). Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications. John Wiley & Sons.
- [30] S. B. Y. Du, G. Wang and S. Bhattacharya, "Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application," IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 421-426, doi: 10.1109/IECON.2010.5674991.
- [31] Prabhakaran, S., Stephens, C., Johnson, F., & Lorio, L. (2008). High frequency power transformers for future military propulsion and energy systems. In *Electronic machines technology symposium*.
- [32] S. Baek and S. Bhattacharya, "Analytical modeling of a medium-voltage and high-frequency resonant coaxial-type power transformer for a solid state transformer application," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 1873-1880, doi: 10.1109/ECCE.2011.6064014.
- [33] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis and J. W. Kolar, "1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, Japan, 2010, pp. 3212-3219, doi: 10.1109/IPEC.2010.5542018.

- [34] E. Herbert, "High frequency matrix transformer", U.S. Patent 4,845,606, Jul. 4, 1989
- [35] M. Leibl, G. Ortiz and J. W. Kolar, "Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 110-123, March 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2623679.
- [36] D. Roger, E. Napieralska, K. Komeza and P. Napieralski, "Solid-State Transformers of Smart High-Power Battery Charger for Electric Vehicles," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 59, no. 5, pp. 6532-6542, Sept.-Oct. 2023, doi: 10.1109/TIA.2023.3282200.
- [37] Olowu, T. O., Jafari, H., Moghaddami, M., & Sarwat, A. I. (2020). Multiphysics and multiobjective design optimization of high-frequency transformers for solid-state transformer applications. IEEE Transactions on Industry Applications, 57(1), 1014-1023.
- [38] C. Wang, X. Liu, W. Fei and X. Hu, "Preliminary Design of Power Supply for Water-Cooled Resistive Magnet Based on Three-Level Buck Converters," in IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 30, no. 4, pp. 1-4, June 2020, Art no. 5000404, doi: 10.1109/TASC.2020.2985677.
- [39] M. Pavlovsky, S. W. H. de Haan and J. A. Ferreira, "Reaching High Power Density in Multikilowatt DC–DC Converters With Galvanic Isolation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, pp. 603-612, March 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2008650.
- [40] S. Falcones, X. Mao and R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," IEEE PES General Meeting, Minneapolis, MN, USA, 2010, pp. 1-8, doi: 10.1109/PES.2010.5590086.
- [41] L. Zheng et al., "Solid-State Transformer and Hybrid Transformer With Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 4, pp. 3771-3787, Aug. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3144361.
- [42] J. Lee, J. Roh, M. Y. Kim, S. -H. Baek, S. Kim and S. -H. Lee, "A Novel Solid-State Transformer With Loosely Coupled Resonant Dual-Active-Bridge Converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 58, no. 1, pp. 709-719, Jan.-Feb. 2022, doi: 10.1109/TIA.2021.3119535.
- [43] X. Liu et al., "A Compact Auxiliary Power Supply Design for a Medium Frequency Solid State Transformer," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 9, no. 1, pp. 1443-1457, March 2023, doi: 10.1109/TTE.2022.3201574.
- [44] M. A. Hannan et al., "State of the Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements," in IEEE Access, vol. 8, pp. 19113-19132, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2967345.
- [45] C. Ding, H. Zhang, Y. Chen and G. Pu, "Research on Control Strategy of Solid State Transformer Based on Improved MPC Method," in IEEE Access, vol. 11, pp. 9431-9440, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3240310.

- [46] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5-22, Feb. 2005, doi: 10.1109/TIE.2004.841149.
- [47] K. Qian, G. Gao and Z. Sheng, "A Maximum Current Control Method for Three-Phase PWM Rectifier for the ITER In-Vessel Vertical Stability Coil Power Supply," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 46, no. 5, pp. 1689-1693, May 2018, doi: 10.1109/TPS.2017.2787579.
- [48] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, G. Liu and Y. Zhao, "Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Under PWM Plus Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6488-6494, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2430934.
- [49] Y. Zhang, Z. Wang, Y. W. Li, N. Hou and M. Cheng, "Decoupled Dual-PWM Control for Naturally Commutated Current-Fed Dual-Active-Bridge DC/DC Converter," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 4246-4259, Dec. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2933316.
- [50] J. Sun, L. Qiu, X. Liu, J. Zhang, J. Ma and Y. Fang, "Optimal Simultaneous PWM Control for Three-Phase Dual-Active-Bridge Converters to Minimize Current Stress in the Whole Load Range," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 5822-5837, Oct. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3047400.
- [51] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan.-Feb. 1991, doi: 10.1109/28.67533.
- [52] Schibli, N. (2000). Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding Ph.D. dissertation, Swiss Federal Institute of Technology Lausanne (EPFL), 2000.
- [53] Krismer, F. (2010). Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies (Doctoral dissertation, ETH Zurich).
- [54] N. Noroozi, A. Emadi and M. Narimani, "Performance Evaluation of Modulation Techniques in Single-Phase Dual Active Bridge Converters," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 410-427, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3087418.
- [55] H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual Active Bridge Bi-Directional Converter With Extended Power Range For Ultracapacitor Application," 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, AB, Canada, 2008, pp. 1-8, doi: 10.1109/08IAS.2008.275.
- [56] S. Zengin and M. Boztepe, "A Novel Current Modulation Method to Eliminate Low-Frequency Harmonics in Single-Stage Dual Active Bridge AC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1048-1058, Feb. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2898597.
- [57] G. Xu, Y. Lin, L. Yuan, W. Xiong and Y. Sun, "Dead-Time Optimization and Magnetizing Current Design for a Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC

- Converter to Secure Full Load Range ZVS in Wide Voltage Range," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, no. 2, pp. 2164-2176, June 2023, doi: 10.1109/TTE.2022.3213442.
- [58] Z. Lu, G. Xu, M. Su, Y. Liao, Y. Liu and Y. Sun, "Stability Analysis and Design of Common Phase Shift Control for Input-Series Output-Parallel Dual Active Bridge With Consideration of Dead-Time Effect," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7721-7732, Dec. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3163286.
- [59] Z. Wang, C. Li, J. Liu and Z. Zheng, "Influence of Junction-Capacitance and Dead-Time on Dual-Active-Bridge Actual Soft-Switching-Range: Analytic Analysis and Solution," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 6157-6168, May 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3228338.
- [60] Song, L., Ramakrishnan, H., Navaneeth Kumar, N., & Bhardwaj, M. (2019). Bi-Directional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations. In *Texas Instruments Design Guide*.
- [61] S. Haghbin, F. Blaabjerg and A. S. Bahman, "Frozen Leg Operation of a Three-Phase Dual Active Bridge Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4239-4248, May 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2865092.
- [62] L. Chen, L. Tarisciotti, A. Costabeber, Q. Guan, P. Wheeler and P. Zanchetta, "Phase-Shift Modulation for a Current-Fed Isolated DC–DC Converter in More Electric Aircrafts," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8528-8543, Sept. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2889861.
- [63] G. Wang, M. Valla and J. Solsona, "Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives—A Review," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5830-5842, July 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2955409.
- [64] A. Poorfakhraei, M. Narimani and A. Emadi, "A Review of Modulation and Control Techniques for Multilevel Inverters in Traction Applications," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 24187-24204, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3056612.
- [65] I. Husain et al., "Electric Drive Technology Trends, Challenges, and Opportunities for Future Electric Vehicles," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1039-1059, June 2021, doi: 10.1109/JPROC.2020.3046112.
- [66] A. Poorfakhraei, M. Narimani and A. Emadi, "A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, pp. 155-170, 2021, doi: 10.1109/OJPEL.2021.3063550.
- [67] T. Zhao, G. Wang, S. Bhattacharya and A. Q. Huang, "Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1523-1532, April 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2216549.
- [68] J. Shi, W. Gou, H. Yuan, T. Zhao and A. Q. Huang, "Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1154-1166, April 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2106803.

- [69] X. She, X. Yu, F. Wang and A. Q. Huang, "Design and Demonstration of a 3.6-kV–120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3982-3996, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293471.
- [70] Q. Li and P. Wolfs, "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320-1333, May 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.920883.
- [71] S. Daher, J. Schmid and F. L. M. Antunes, "Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2703-2712, July 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922601.
- [72] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra and R. K. Varma, "Grid Interconnection of Renewable Energy Sources at the Distribution Level With Power-Quality Improvement Features," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 307-315, Jan. 2011, doi: 10.1109/TPWRD.2010.2081384.
- [73] S. Jiang, Y. Liu, W. Liang, J. Peng and H. Jiang, "Active EMI Filter Design With a Modified LCL-LC Filter for Single-Phase Grid-Connected Inverter in Vehicle-to-Grid Application," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 11, pp. 10639-10650, Nov. 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2944220.
- [74] X. Zhou and S. Lu, "A Novel Inverter-Side Current Control Method of LCL-Filtered Inverters Based on High-Pass- Filtered Capacitor Voltage Feedforward," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 16528-16538, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2967122.
- [75] K. Mu, X. Ma, X. Mu and D. Zhu, "Study on passivity-based control of voltage source PWM DC/AC inverter," *Proceedings of 2011 International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, Harbin, China, 2011, pp. 3963-3967, doi: 10.1109/EMEIT.2011.6023889.
- [76] X. Mu, J. Wang, H. Xiang, Y. Ma and D. Yang, "Study on a nonlinear control strategy for three-phase voltage sources PWM DC/AC inverter based on PCH model," *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Beijing, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073427.
- [77] S. Dziri, M. M. Alhato, S. Bouallèue and P. Siarry, "Modeling and Control of a Three-Phase DC-AC Inverter in Grid-connected PV Systems under Unbalanced Conditions," *2022 IEEE 21st international Ccnference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Sousse, Tunisia, 2022, pp. 589-594, doi: 10.1109/STA56120.2022.10019044.
- [78] Q. Ye, R. Mo and H. Li, "Impedance Modeling and DC Bus Voltage Stability Assessment of a Solid-State-Transformer-Enabled Hybrid AC–DC Grid Considering Bidirectional Power Flow," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6531-6540, Aug. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2937039.
- [79] E. S. Lee, J. H. Park, M. Y. Kim and J. S. Lee, "High Efficiency Integrated Transformer Design in DAB Converters for Solid-State Transformers," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 71, no. 7, pp. 7147-7160, July 2022, doi: 10.1109/TVT.2022.3168561.

- [80] WolfSpeed, "SpeedFit," [Online]. Available: <https://www.wolfSpeed.com/tools-and-support/power/speedfit/>. [Accessed: Mar. 16, 2025].
- [81] D. Yıldırım et al., "Full-Scale Physical Simulator of All SiC Traction Motor Drive With Onboard Supercapacitor ESS for Light-Rail Public Transportation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6290-6301, Aug. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2934086.
- [82] H. Jia, J. Chen, H. Fu, R. Qiu and Z. Liu, "Intelligent Prediction Method for Heat Dissipation State of Converter Heatsink," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 19103-19110, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3146713.
- [83] B. Chen, X. Liang and N. Wan, "Design Methodology for Inductor-Integrated Litz-Wired High-Power Medium-Frequency Transformer With the Nanocrystalline Core Material for Isolated DC-Link Stage of Solid-State Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 11557-11573, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2987944.
- [84] Designs, T. I. (2015). Voltage Source Inverter Design Guide.
- [85] Z. Li, W. Han, Z. Xin, Q. Liu, J. Chen and P. C. Loh, "A Review of Magnetic Core Materials, Core Loss Modeling and Measurements in High-Power High-Frequency Transformers," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 7, no. 4, pp. 359-373, December 2022, doi: 10.24295/CPSS TPEA.2022.00033.
- [86] L. Wang, H. Zhang, Z. Cai, T. Chen, H. Yang and J. Zhang, "A Higher-Order Loss-Separation Model for Fast Estimation of Core Loss in High-Frequency Transformers," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 91009-91015, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3308220.
- [87] R. Lu, C. Li, J. Yu, Y. Yao, W. Li and X. He, "An Improved High Voltage Winding Internal Shielding Structure With Lower Eddy Loss for Medium Voltage High-Frequency Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 12, pp. 15115-15120, Dec. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3313960.
- [88] Z. Yi, K. Sun, H. Liu and Q. Zhang, "Modeling and Evaluation of Ferrite Eddy Losses in High-Frequency Transformers Based on Loss-Effective Conductivity Extraction," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 5990-6004, Dec. 2023, doi: 10.1109/JESTPE.2023.3314062.
- [89] Rahrovi, Babak, Ramin Tafazzoli Mehrjardi, and Mehrdad Ehsani. "On the B. Rahrovi, R. T. Mehrjardi and M. Ehsani, "On the Analysis and Design of High-Frequency Transformers for Dual and Triple Active Bridge Converters in More Electric Aircraft," 2021 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC), College Station, TX, USA, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/TPEC51183.2021.9384990.
- [90] G. G. Oggier, G. O. García and A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1826-1838, July 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2020902.

- [91] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando and J. Sebastián, "Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 790-804, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.
- [92] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov.-Dec. 1992, doi: 10.1109/28.175280.
- [93] H. Yin, J. Lai, S. Ren, J. Su, X. Yu and K. Ma, "An Accurate Calculation Method of Leakage Inductance of High-Frequency Transformer With Litz Wire Winding Considering Irregular Region," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7441-7451, Dec. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3187854.
- [94] K. Zhang et al., "Accurate Calculation and Sensitivity Analysis of Leakage Inductance of High-Frequency Transformer With Litz Wire Winding," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3951-3962, April 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2936523.
- [95] C. Bednarz, H. Schreiber and M. Leone, "Efficient Multiport Equivalent Circuit for Skin and Proximity Effect in Parallel Conductors With Arbitrary Cross Sections," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 6, pp. 2053-2056, Dec. 2018, doi: 10.1109/TEMC.2018.2789998.
- [96] T. Asada, Y. Baba, N. Nagaoka, A. Ametani, J. Mahseredjian and K. Yamamoto, "A Study on Basic Characteristics of the Proximity Effect on Conductors," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 4, pp. 1790-1799, Aug. 2017, doi: 10.1109/TPWRD.2016.2590962.
- [97] Montoya, R. J. G. (2015). High-frequency transformer design for solid-state transformers in electric power distribution systems. University of Arkansas.
- [98] Dynamics and Control of Switched Electronic Systems: Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters. Almany, Springer, 2012.
- [99] Y. W. Li, B. Wu, D. Xu and N. R. Zargari, "Space Vector Sequence Investigation and Synchronization Methods for Active Front-End Rectifiers in High-Power Current-Source Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1022-1034, March 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.917073.
- [100] J. M. Cano et al., "Dynamic Average-Value Modeling of Direct Power-Controlled Active Front-End Rectifiers," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 6, pp. 2458-2466, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2342240.
- [101] H. Lin et al., "Fuzzy Sliding-Mode Control for Three-Level NPC AFE Rectifiers: A Chattering Alleviation Approach," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 11704-11715, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3174064.

- [102] W. Luo, S. Vazquez, J. Liu, F. Gordillo, L. G. Franquelo and L. Wu, "Control System Design of a Three-Phase Active Front End Using a Sliding-Mode Observer," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 52, no. 2, pp. 739-748, Feb. 2022, doi: 10.1109/TSMC.2020.3005212.
- [103] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes and R. Lizana, "Model Predictive Control of an AFE Rectifier With Dynamic References," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128-3136, July 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2179672.
- [104] V. Jayakumar, B. Chokkalingam and J. L. Munda, "A Comprehensive Review on Space Vector Modulation Techniques for Neutral Point Clamped Multi-Level Inverters," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 112104-112144, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3100346.
- [105] J. Ge, Z. Zhao, L. Yuan and T. Lu, "Energy Feed-Forward and Direct Feed-Forward Control for Solid-State Transformer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4042-4047, Aug. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2382613.
- [106] Q. Sun, Y. Li, D. Ma, Y. Zhang and D. Qin, "Model Predictive Direct Power Control of Three-Port Solid-State Transformer for Hybrid AC/DC Zonal Microgrid Applications," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 37, no. 1, pp. 528-538, Feb. 2022, doi: 10.1109/TPWRD.2021.3064418.
- [107] L. Zheng, R. P. Kandula and D. Divan, "Predictive Direct DC-Link Control for 7.2 kV Three-Port Low-Inertia Solid-State Transformer With Active Power Decoupling," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 11673-11685, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3172957.
- [108] Cavdar, M., & Ozcira Ozkilic, S. (2024). A Novel Linear-Based Closed-Loop Control and Analysis of Solid-State Transformer. *Electronics*, 13(16), 3253. <https://doi.org/10.3390/electronics13163253>

A

ANAHTARLAMA KAYBI HESABI

SiC MOSFET veya IGBT için anahtarlama kaybı hesabı aşağıdaki eşitlik kullanılır.

$$P_{sw} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off})$$

P_{sw} : Anahtarlama kaybı (Watt)

f_s : Anahtarlama frekansı (Hz)

E_{on} : İletime (açılma) gitme kaybı enerjisi (Joule)

E_{off} : Kesime (kapanma) gitme kaybı enerjisi (Joule)

Yarı iletken anahtarın iletme ve kesime gitme anında harcanan enerjinin detaylı analizi aşağıdaki eşitlikler kullanılır.

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} V_s(t) \cdot I_s(t) \cdot dt$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} V_s(t) \cdot I_s(t) \cdot dt$$

$V_s(t)$: Anahtarın uçlarındaki gerilim (Volt)

$I_s(t)$: Anahtarın içinden geçen akım (Amper)

t_{on} : Anahtarın iletme gitme süresi (Saniye)

t_{off} : Anahtarın kesime gitme süresi (Saniye)

Anahtarın iletme ve kesime gitme esnasında eklem bölgesinde meydana gelen ısı kayıpları, lineer veya üstel bir değişim göstermektedir. Lineer değişim için hesaplanacak olan integral oldukça kolay olmakla beraber üstel değişim durumunda küçük bir hata ihmal için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir (V_{DC} : DC bara gerilimi).

$$E_{on} \approx \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot I_s \cdot t_{on}$$

B

ÇAK DEVRESİNİN TASARIM HESAPLARI

Yarı iletken anahtarın jonksiyon sıcaklığı için aşağıda verilen eşitlik kullanılır.

$$T_j = T_a + R_{th,jc} \cdot P_{loss} + R_{th,cs} \cdot P_{loss}$$

T_j : Anahtarın jonksiyon sıcaklığı (°C)

T_a : Ortam sıcaklığı

$R_{th,jc}$: Jonksiyon - gövde arasındaki bölgenin termal direnci (°C/Watt)

$R_{th,cs}$: Gövde - soğutucu (heatsink) arasındaki bölgenin termal direnci (°C/Watt)

P_{loss} : Anahtarların toplam kaybı (Watt)

Yarı iletken anahtarların anahtarlama kaybı ifadesi EK A'da verilmiştir. İletim kaybı hesabı için ise aşağıdaki eşitliklerden yararlanılır.

$$P_{cond} = I_{RMS}^2 \cdot R_{on}$$

$$I_{RMSP} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{pri}^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{RMSS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{sec}^2(t) \cdot dt}$$

P_{cond} : Anahtarın iletim kaybı (Watt)

I_{RMS} : Anahtarlardan geçen akımın RMS değeri (Amper)

R_{on} : Anahtarın iletim durumundaki direnci (Ohm)

I_{RMSP} : Primer tam köprü üzerinden geçen akımın RMS değeri (Amper)

I_{RMSS} : Sekonder tam köprü üzerinden geçen akımın RMS değeri (Amper)

$I_{pri}(t)$: YFT'nin primer sargılarından geçen akım (Amper)

$I_{sec}(t)$: YFT'nin sekonder sargılarından geçen akım (Amper)

C

İNVERTER İÇİN FİLTRE TASARIM HESAPLARI

Yüksek frekanslı harmonikleri bastırmak için kullanılacak olan filtre endüktansının hesabı için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$L_f = \frac{V_{DC}}{4 \cdot \Delta I \cdot f_s}$$

V_{DC} : İnverterin besleme gerilimi (Volt)

ΔI : Akım dalgalanma miktarı (Amper)

f_s : Anahtarlama frekansı (Hz)

İnverterin çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmak ve yine yüksek frekanslı harmoniklerin etkisini azaltmak için kullanılan filtre kapasitansının hesabı için aşağıda verilen eşitlikler kullanılabilir.

$$C_f = \frac{I_{out}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot V_{rip}}$$

I_{out} : İnverterin çıkış akımı (Amper)

f_c : Kesim frekansı (kHz)

V_{rip} : Gerilim dalgalanma miktarı (Volt)

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirileri

1. M. Cavdar, S.Ozcira Ozkılıc, “Güç Elektroniğı Teknolojilerinde Yeni Bir Konsept: Katı Hal Transformatörleri,” 12. Mühendislik, Mimarlık ve Tasarım Kongresi, pp. 957-965, 2023

Makaleler

1. Cavdar, M., & Ozcira Ozkılıc, S. (2024). A Novel Linear-Based Closed-Loop Control and Analysis of Solid-State Transformer. Electronics, 13(16), 3253.