

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÜÇ SEVİYELİ NPC EVİRİCİ ARA DEVRELİ BİR DC / DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ VE MMA KAYNAK MAKİNESİ
UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Merve Sabriye SELİK

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Mekatronik Mühendisliği Programı

ARALIK, 2016

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÜÇ SEVİYELİ NPC EVİRİCİ ARA DEVRELİ BİR DC / DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ VE MMA KAYNAK MAKİNESİ
UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Merve Sabriye SELİK
(518121020)**

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Mekatronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Murat YILMAZ

ARALIK, 2016

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 518121020 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Merve Sabriye SELİK, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ÜÇ SEVİYELİ NPC EVİRİCİ ARA DEVRELİ DC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ VE MMA KAYNAK MAKİNESİ UYGULAMASI ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Murat YILMAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Yrd. Doç. Dr. Murat YILMAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **25 Kasım 2016**
Savunma Tarihi : **23 Aralık 2016**





Aileme,



ÖNSÖZ

Tezimin hazırlanmasında bana her konuda yardımcı olan ve beni yönlendiren değerli hocam ve danışmanım Yrd. Doç. Dr. Murat YILMAZ'a bana olan değerli katkılarından ötürü sonsuz teşekkür ederim.

Güç elektroniği konusunda bana kıymetli katkılarından ötürü Prof. Dr. Hacı Bodur'a, yüksek lisans eğitimim boyunca en yoğun iş dönemlerimizde dahi beni destekleyen başta yöneticim sayın Hatice ÖZEL olmak üzere halen çalışmakta olduğum Eczacıbaşı-Lincoln Electric-Askaynak'a, bu dönemde motive olmamı sağlayan iş arkadaşlarım Mert ŞAHİN, Şaban ÇAKIR ve Hakan DEMİR'e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca her zaman yanımda olarak bana her konuda destek olan aileme ve eşim Aydın SELİK'e çok teşekkür ederim.

Bu tez projesi Eczacıbaşı-Lincoln Electric-Askaynak'ın katkıları ile yapılmıştır.

Kasım 2016

Merve Sabriye SELİK
(Elektronik Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ŞEKİL LİSTESİ	xvii
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Literatür Araştırması	3
2. KAYNAK İŞLEMİ VE KAYNAK MAKİNELERİ	9
2.1 Kaynak İşlemi	9
2.1.1 Ark kaynağı yöntemleri	9
2.1.1.1 Gazaltı MIG / MAG kaynağı	10
2.1.1.2 Tig kaynağı	10
2.1.1.3 Tozaltı kaynağı	11
2.1.1.4 Örtülü elektrod kaynağı	12
2.2 Kaynak Makinelerinin Sınıflandırılması	13
2.2.1 Sabit akım ve gerilim karakteristikli güç kaynakları	14
2.2.1.1 Sabit akım karakteristikli kaynak makineleri	16
2.2.1.2 Sabit gerilim karakteristikli kaynak makineleri	18
2.2.2 AC ve DC güç kaynakları	19
2.2.2.1 AC güç kaynakları	19
2.2.2.2 DC güç kaynakları	20
3. EVİRİCİ ARA DEVRELİ DC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ	23
3.1 Yarım Köprü Dönüştürücü Topolojisi	23
3.2 İleri Yönlü Dönüştürücü Topolojisi	27
3.2.1 Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi	28
3.2.2 Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi	31
3.2.3 Üç Seviyeli NPC Ara Devreli DC / DC Dönüştürücü Topolojisi	35
3.2.4 Faz Kaydırmalı Tam Köprü DC / DC Dönüştürücü Topolojisi	43
4. EVİRİCİ ARA DEVRELİ DC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ BENZETİMİ VE PROTOTİP UYGULAMA SONUÇLARI	51
4.1 Uygulama Sonuçları	51
4.1.1 İleri yönlü dönüştürücü deneysel sonuçları	51
4.1.2 Üç seviyeli npc dönüştürücü deneysel sonuçları	63
4.1.3 Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü deneysel sonuçları	76
4.1.4 Yarım köprü dönüştürücü deneysel sonuçları	85
4.2 Topolojilerin Karşılaştırılması	86

4.2.1 Akım ve gerilim stresi yönünden karşılaştırılması	86
4.2.2 Güç faktörü, verim ve thd açısından karşılaştırma	92
4.2.3 Maliyet, regülasyon, frekans ve dalgalılık karşılaştırması	99
4.2.4 EMC karşılaştırması.....	100
5. EVİRİCİLİ MMA KAYNAK MAKİNESİNİN KONTROLÜ	103
5.1 Amaç	103
5.2 Kontrol Tasarımı.....	103
5.2.1 Ark kuvveti.....	103
5.2.2 Hotstart kontrolü.....	106
5.2.3 Anti stick özelliği.....	107
5.2.4 Termik koruma	108
5.2.5 Aşırı akım algılama.....	109
6. SONUÇLAR VE YORUMLAR.....	111
KAYNAKLAR.....	113
ÖZGEÇMİŞ.....	117

KISALTMALAR

DCEN	: Direct Current Electrode Negative
DCEP	: Direct Current Electrode Positive
EMC	: Electromagnetic Compability
FCAW	: Flux Cored Arc Welding
MAG	: Metal Active Gas
MIG	: Metal Inert Gas
MMA	: Manual Metal Arc
NPC	: Neutral Point Clamped
OCV	: Open Circuit Voltage
PWM	: Pulse Width Modulation
SMAW	: Shielded Metal Arc Welding
T-NPC	: T-type Neutral Point Clamped



SEMBOLLER

dv/dt	: Gerilimin zamana göre yükselme hızı
di/dt	: Akımın zamana göre yükselme hızı
V_g	: Giriş gerilimi
N_p, N_s, N_r	: Transformatör sarım sayıları
V_o	: Çıkış Gerilimi
kW	: Kilowatt



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Kaynak yöntemlerine uygun kaynak akımı ve polarite.	14
Çizelge 4.1 : İleri yönlü dönüştürücü tasarım kriterleri.	52
Çizelge 4.2 : İleri yönlü dönüştürücü eleman seçimleri.	52
Çizelge 4.3 : Üç seviyeli npc dönüştürücü tasarım kriterleri.	63
Çizelge 4.4 : Üç seviyeli npc dönüştürücü eleman seçimleri.	63
Çizelge 4.5 : Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü tasarım kriterleri.	76
Çizelge 4.6 : Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü eleman seçimleri.	76
Çizelge 4.7 : Anahtar akım ve gerilimleri.	86
Çizelge 4.8 : Primer akım ve gerilimleri.	88
Çizelge 4.9 : Anahtar iletme girme anı.	89
Çizelge 4.10 : Anahtar kesime girme anı.	90
Çizelge 4.11 : Dört topolojiye ait girişten çekilen aktif güçler.	92
Çizelge 4.12 : Dört topolojiye ait toplam harmonik bozulma.	93
Çizelge 4.13 : Dört topolojiye ait güç faktörü karşılaştırması.	95
Çizelge 4.14 : Dört topolojiye ait güç analizi.	96



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 :	Ark kaynağı devresi [36].	10
Şekil 2.2 :	Tig torcu yapısı [37].	11
Şekil 2.3 :	Tozaltı kaynak donanımı [33].	12
Şekil 2.4 :	Örtülü elektrod kaynağı [38].	12
Şekil 2.5 :	Statik karakteristik test düzeneği [3].	15
Şekil 2.6 :	Statik karakteristik eğrileri A: drooper B: sabit akım C: sabit gerilim[2].	16
Şekil 2.7 :	MMA kaynak makinesi sabit akım karakteristikleri [34].	17
Şekil 2.8 :	Sabit akım karakteristikli evirici kaynak makinesi [39].	18
Şekil 2.9 :	Sabit gerilim karakteristikli karakteristiği [34].	18
Şekil 2.10 :	Sabit gerilimli güç kaynağı karakteristik eğrileri [1].	19
Şekil 2.11 :	SCR kontrollü doğrultucu güç kaynağı [34].	20
Şekil 2.12 :	Jeneratörlü kaynak makinesi [7].	21
Şekil 2.13 :	Eviricili kaynak makinesi	21
Şekil 3.1 :	Yarım köprü DC/DC dönüştürücü dalga şekilleri [13].	23
Şekil 3.2 :	Yarım köprü DC/DC dönüştürücü dalga şekilleri [13].	24
Şekil 3.3 :	Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi [14].	28
Şekil 3.4 :	Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait primer tarafı dalga şekilleri [14].	28
Şekil 3.5 :	Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait sekonder tarafı dalga şekilleri [14].	29
Şekil 3.6 :	Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi [13].	32
Şekil 3.7 :	Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait primer tarafı dalga şekilleri [14].	33
Şekil 3.8 :	Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait sekonder tarafı dalga şekilleri [14].	34
Şekil 3.9 :	Üç seviyeli T-NPC evirici ara devreli DC/DC dönüştürücü.	36
Şekil 3.10 :	Üç seviyeli T-NPC evirici ara devreli DC/DC dönüştürücüye ait dalga şekilleri.	37
Şekil 3.11 :	Faz kaydırmalı tam köprü ara devreli DC/DC dönüştürücü topolojisi.	43
Şekil 3.12 :	Faz kaydırmalı tam köprü ara devreli DC/DC dönüştürücüye ait dalga şekilleri.	44
Şekil 4.1 :	İleri yönlü dönüştürücü donanımsal uygulaması.	53
Şekil 4.2 :	İleri yönlü dönüştürücü sürme sistemi	54
Şekil 4.3 :	İleri yönlü DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı görüntüleri sarı: kapı sinyali mor: kollektör-emiter gerilimi	56
Şekil 4.4 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü T_1 anahtarı benzetim sonucu (Kollektör-emitter arasında parazitik kondansatör yokken).	57
Şekil 4.5 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü T_1 anahtarı benzetim sonucu (Kollektör-emitter arasında 100 pF parazitik kondansatör varken).	57

Şekil 4.6 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü T_1 anahtarı görüntüleri sarı: gate sinyali mor: kollektör-emiter gerilimi (yakınlaştırılmış).....	58
Şekil 4.7 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü primer akımı sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.	58
Şekil 4.8 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü primer akım ve gerilim benzetimi	59
Şekil 4.9 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü sekonder dalga şekilleri sarı: sekonder gerilimi mavi: sekonder akımı.	60
Şekil 4.10 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü sekonder benzetim sonucu	61
Şekil 4.11 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü çıkış diyodu dalga şekilleri sarı: Do2 diyodu gerilimi mavi: Do1 diyodu gerilimi.	61
Şekil 4.12 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü çıkış diyodu dalga şekilleri benzetim sonucu	62
Şekil 4.13 :	Üç seviyeli npc dönüştürücü donanımsal uygulaması.	64
Şekil 4.14 :	Üç seviyeli npc dönüştürücü sürme tasarımı.....	65
Şekil 4.15 :	SG3525 entegresi [46].....	65
Şekil 4.16 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.....	67
Şekil 4.17 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer akım gerilim dalga şekilleri benzetim sonucu.	68
Şekil 4.18 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü sekonder dalga şekilleri mor: sekonder gerilimi yeşil: sekonder akımı	69
Şekil 4.19 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü sekonder dalga şekilleri benzetim sonucu	70
Şekil 4.20 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer ve çıkış akımları mavi: primer akımı yeşil: sekonder akımı.....	71
Şekil 4.21 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer ve çıkış akım benzetim sonuçları	71
Şekil 4.22 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.	72
Şekil 4.23 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri (yakınlaştırılmış) sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.	73
Şekil 4.24 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_4 anahtarı sinyalleri benzetim sonucu.	73
Şekil 4.25 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri iletme girme anı (yakınlaştırılmış) sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.	74
Şekil 4.26 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri kesime girme anı (yakınlaştırılmış) sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.	75
Şekil 4.27 :	Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_4 anahtarı sinyalleri kesime girme anı (yakınlaştırılmış)	75
Şekil 4.28 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü donanımsal uygulaması.....	77
Şekil 4.29 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü sürme tasarımı	77
Şekil 4.30 :	SG3525 entegresi [46].....	78
Şekil 4.31 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.....	80
Şekil 4.32 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.....	81

Şekil 4.33 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü T_4 anahtarı dalga şekilleri sarı: kollektör emiter gerilimi mavi: anahtar akımı mor: kapı sinyali.	82
Şekil 4.34 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü anahtar benzetim sonucu	83
Şekil 4.35 :	Faz Kaydırmalı Tam Köprü DC/DC dönüştürücü kesime girme anı anahtar dalga şekilleri sarı: kollektör-emiter gerilimi mavi: anahtar akımı	83
Şekil 4.36 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü sekonder akımı sarı: T_4 sürme sinyali mavi: çıkış akımı	84
Şekil 4.37 :	Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü çıkış akımı.	84
Şekil 4.38 :	Yarım köprü dc/dc dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer akım mavi: primer gerilim.	85
Şekil 4.39 :	Yarım köprü dc/dc dönüştürücü sekonder dalga şekilleri sarı: primer akım mavi: primer gerilim.	86
Şekil 4.40 :	Üç seviyeli npc dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim.....	97
Şekil 4.41 :	Faz kaydırmalı tam köprü dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim	97
Şekil 4.42 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim.....	98
Şekil 4.43 :	Yarım köprü dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim.....	98
Şekil 4.44 :	Üç seviyeli NPC dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.	101
Şekil 4.45 :	Faz kaydırmalı tam köprü dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.	101
Şekil 4.46 :	Yarım köprü dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.....	102
Şekil 4.47 :	İleri yönlü dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.	102
Şekil 5.1 :	Ark boyu ile kaynak gerilimi ilişkisi [39].	104
Şekil 5.2 :	Evirici tipi kaynak makinesi sabit akım grafiği [39].	104
Şekil 5.3 :	Ark kuvvetinin sıçrantıya etkisi [42].	105
Şekil 5.4 :	Ark kuvvetinin kaynak akımına etkisi.....	106
Şekil 5.5 :	Hotstart Akımı.....	106
Şekil 5.6 :	Hot start özelliğinin devreye girmesi.	107
Şekil 5.7 :	Anti stick özelliğinin devreye girmesi.....	108
Şekil 5.8 :	EN 60974-1LVD standardı madde 7.3.1: sargılar, komütatörler ve kontak bilezikleri için sıcaklık artış limitleri [43]	109



ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİ ARA DEVRELİ DC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ VE MMA KAYNAK MAKİNESİ UYGULAMASI

ÖZET

Kaynak, benzer alaşımlı iki malzemenin ısı ya da basınç altında birleştirilmesi işlemidir. Kaynak uygulamalarının tarihteki ilk örneklerine bronz çağından itibaren rastlanılmıştır. Bu dönemde insanlar altın malzemeleri birbiri ile kaynak etmeyi keşfetmişlerdir. Birinci Dünya Savaşı'nda ise artan silah ihtiyacının karşılanabilmesi için kaynak uygulamalarında hızla gelişmeler ortaya çıkmıştır. Günümüzde ise endüstriyel alanda meydana gelen gelişmeler ve yeni malzemelerin buluşu, kaynak yöntemlerinde de yeni gelişmelerin hızla oluşmasına imkan vermektedir. Aynı zamanda yeni kaynak metodlarının gelişmesi, kaynak güç üniteleri ve kontrollerinde de yeni gelişmelerin önünü açmaktadır.

Kaynak makinelerinin gelişimine bakıldığında, çıkış özelliklerine göre sabit akım ya da sabit gerilim karakteristiği gösteren AC ya da DC tipte pek çok kaynak makinesi olduğu görülmektedir. Bilinen en basit yöntem transformatörlü kaynak makineleridir. Bu kaynak makineleri girişteki yüksek gerilimi düşürerek çıkışta kaynak için gereken yüksek akım düşük gerilime dönüştürmektedir. Sekonder tarafında kademeli olarak ya da hareketli şönt, sargı gibi yöntemlerle kesintisiz olarak kaynak akımı kontrolü sağlanmaktadır. Sekonder tarafı kontrolsüz diyotlarla doğrultularak DC bir çıkış elde edilebilir. Bu tip makineler hantal olmasının yanısıra verimleri düşüktür. Ayrıca şebeke dalgalanmalarına karşı çıkışın regülasyonu sağlanamaz. Bu nedenle SCR olarak bilinen kontrollü doğrultucular kullanılarak giriş gerilimine karşı çıkışın regülasyonu sağlanmaya çalışılmıştır. Elektriğin olmadığı alanlarda kullanım amacı ile jeneratörler ve alternatörler üretilmiştir. Bu kaynak makineleri benzin ya da dizel motorlar kullanılarak kaynak akımı üretebilmektedir.

Bütün bu kaynak makinesi güç kaynakları arasında en gelişmiş teknolojilerden birisi evirici teknolojisidir. Eviricili kaynak makinelerinde şebeke frekansındaki AC gerilim doğrultulup filtrelenerek temiz bir DC gerilim elde edilir. Daha sonra yüksek frekanslarda anahtarlanarak AC gerilime dönüştürülür, transformatör sekonderinde gerilim düşürülerek kontrolsüz doğrultucularda doğrultulur ve filtrelenerek kaynak akımı elde edilir. Bu tip makineler dışarıdan gelecek gerilim dalgalanmaları gibi olaylara karşı çıkışı regüleli tutar.

Kaynak makinelerinde yarım köprü, ileri yönlü ve tam köprü gibi topolojiler yaygın kullanılan izoleli evirici ara devreli DC/DC dönüştürücülerdir. Bu tip dönüştürücülerde transformatör, endüktans gibi manyetik sargılı elemanlar ile kondansatör gibi elemanların boyutları frekans arttıkça küçülür. Böylelikle hacim ve maliyet azalır, güç yoğunluğu artar. Ancak frekans artışı da başka sorunları beraberinde getirir. Bunlar anahtarlama kayıplarının artışı ve EMI gürültüleridir. Anahtarlama kayıpları, anahtarların iletim ve kesime girme durumlarında akımın ve gerilimin çakışmasıyla meydana gelen kayıplardır. Anahtar kayıpları nedeniyle verim düşer ve, gereken soğutucu boyutları artar. Bunun yanısıra diyotların ters toparlanması ve anahtarların kaçak kondansatörlerinin deşarjı da anahtarlama kayıplarına ek

kayıplardır. EMI gürültüleri ise anahtarlama anlarında akımın ve gerilimin yükselme hızlarından dolayı oluşan gürültülerdir.

Bu problemler sert anahtarlama yapılan devrelerde büyük problemlere neden olduğundan yumuşak anahtarlama teknikleri ortaya çıkmıştır. Bu teknikler, sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda geçiş (ZCT) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) olarak sıralanabilir. ZCS tekniği, iletme girme işleminde uygulanan ve seri bir endüktans yardımıyla akımın yükselme hızının sınırlandırıldığı bir tekniktir. ZVS tekniğinde ise elemana paralel bir kondansatör yardımıyla kesime girme anında eleman uçlarındaki gerilimin yükselme hızı sınırlandırılır. Her iki teknikte de enerji kaybı tamamen yok edilmeyip sınırlandırılmaktadır. Anahtarlama enerjisi bazı bastırma hücrelerinde harcanırken bazılarında geri kazanılabilir. ZVT ve ZCT yöntemleri ise anahtarlama kayıplarının tamamen elimine edildiği ve geri kazanıldığı, kısmi rezonans kullanılan yöntemlerdir. Yumuşak anahtarlama teknikleri sayesinde devrenin güç yoğunluğu artar, anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri azalır, yüksek frekanslara çıkılabilir, devrenin hacmi azalır, verim artar ve soğutucu boyutları küçülür.

Kaynak makinelerinde kullanılan ileri yönlü dönüştürücüler basit ve kontrolü kolay dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücülerde mıknatıslama akımı her periyotta resetlenmelidir, aksi takdirde nüve doyuma gider. Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerde nüvenin resetlenmesi için üçüncü bir sargı yer alır, ancak üçüncü sargıdan kurtulmak ve anahtar üzerine düşen gerilim pikini azaltmak için çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü kullanılır. Yarım köprü dönüştürücüler de yapısı ve uygulanabilirlik bakımından kolay, kaynak makinelerinde sık kullanılan bir topolojidir. Genellikle sert anahtarlamanın kullanıldığı bu yapıda iletim anlarında primer üzerine giriş geriliminin yarısı gelirken kesim anlarında primer gerilimi boşta kalmaktadır. Bu nedenle kesim aralığında salınımlar oluşabilmekte ve gerilim kalitesi bozulabilmektedir. Ayrıca kesim anlarında kaçak kondansatör üzerinden akan akım kesintiye uğramaktadır. Benzer durum yine kaynak makinelerinde sıkça kullanılan tam köprü DC/DC dönüştürücülerde de meydana gelmektedir. Anahtarların kesim anlarında kaçak endüktans nedeniyle akmaya devam eden akım kesintiye uğrar ve kaçak kondansatörler ile kaçak endüktans nedeniyle salınımlar meydana gelir. Bu nedenle tam köprü topolojilerinde sert anahtarlama yerine yumuşak anahtarlamanın da sağlandığı faz kaydırma yöntemi kullanılmaktadır. Böylece kesime girme anlarındaki oluşan parazitik salınımların önüne geçilir, kaçak endüktans ve kaçak kondansatörler kullanılarak elemanların yumuşak anahtarlama ile anahtarlanması sağlanır. Ayrıca tam köprü dönüştürücüde serbest dolaşım aralıklarında primer gerçek sıfır gerilimde tutulur, böylelikle hem yumuşak anahtarlama kolay sağlanır hem de gerilim kalitesi mükemmel hale gelir.

Yukarıda geçen topolojilerin yanında, üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücülerin farklı alanlarda kullanımı da gittikçe artmıştır. Özellikle yumuşak anahtarlama tekniğinin uygulanması henüz çok yeni olan bu yöntemde iletim aralıklarında primer gerilimi üzerine giriş geriliminin yarısı gelirken, serbest dolaşım aralığında tıpkı tam köprü topolojide olduğu gibi primer kısa devre edilmektedir. Böylece primer gerilimi üzerindeki salınımların oluşması engellenir. Fotovoltaik enerji sistemleri, UPS, motor sürme gibi alanlarda kullanılan üç seviyeli dönüştürücülerin iki seviyeli dönüştürücülere göre birtakım üstünlükleri vardır. Bunlar çıkış gerilimi kalitesi, harmonik düşüşleri ve verim artışı olarak sıralanabilir.

Tezin amacı, solar ve UPS gibi uygulamalarda gittikçe yaygınlaşan ve son yıllarda yumuşak anahtarlama kullanımı da uygulanmaya başlanan üç seviyeli DC/DC dönüştürücülerin, bir örtülü elektrod kaynak makinesinde uygulanması ve kaynak makinesinin kontrolünün sağlanmasıdır. Yapılan çalışmada faz kaydırma yöntemi kullanılarak transformatörün kaçak endüktansı sayesinde bir kısmi rezonans oluşturulmuş, anahtarların ZVT ile iletme girmesi sağlanmıştır. Kesim anlarında ise anahtarlara paralel kondansatörler sayesinde ZVS ile kesime girmesi sağlanmıştır. Ayrıca kaynak makinelerinde sıkça uygulanan ileri yönlü ve tam köprü topolojilerinin de tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Her üç topolojinin benzetimleri PSIM programında gerçekleştirilmiş, PCB çizimleri Altium programında yapılmış ve üç topolojinin hazırlanan prototipleri üzerinden deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca, yarım köprü topolojisi için de benzetimleri gerçekleştirilmiş ve mevcut bir yarım köprü evirici topolojisine sahip kaynak makinesi üzerinden deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Bir sonraki aşamada ise, topolojinin birbiri ile karşılaştırması yapılmıştır. Tezin en son aşamasında ise MMA kaynak makinesinin kaynak kontrol parametreleri incelenerek kontrol tasarımı yapılmış ve yukarıdaki kaynak makinesi prototiplerinde başarıyla uygulanmıştır.



CONTROL OF THREE LEVEL NPC DC / DC CONVERTER AND APPLICATION OF MMA WELDING MACHINE

SUMMARY

Welding is a manufacturing process that is used to make metallurgical bond between the similar compounds. The first evidences of welding were from the bronz age. During the first World War, the need of weapons caused the start of developement of welding technologies. Nowadays, the developments in the field of industry and the discovery of new materials have forced the development of new welding processes. At the same time, the welding power units and their controllers have started to progress day by day due to new developments of welding processes.

When considering the development of welding power sources, there are many welding units classified according to their constant current or constant voltage characteristics as well as AC and DC outputs. The simplest welder unit is a transformer. This type of machine alters the input high voltage-low current to low voltage-high current at the secondary side which is needed to weld. The current control can be done by using tap charger to control step-by-step or movable shunt or coils for contious control. If DC output is needed, the current can be converted to DC by using un-controlled rectifier. This types of machines are bulky and their efficiency is low. Moreover, they can not guarantee the output regulation when the mains fluctuates. For this reason, the silicon controlled rectifiers known as SCR can be used to make the output regulation insensitive against the input fluactations. In addition, there are alternators and generators that use a gasoline or diesel engine to provide welding current in the fields that there is no electricity.

Among these types of welding power sources, one of the most advanced technology is the inverter topology. In inverter welding machines, main supply voltage is rectified and filtered to obtain smooth DC voltage. Then they make square wave AC voltage in the primary side by switching the semiconductor switches at very high frequency. In secondary side, it is converted to low voltage high currents, rectified and filtered to get smooth DC welding current. They can keep the output regulated against the input fluctuations. When the frequency increases, the transformer sizes become smaller. Therefore, they are light and compact. Their efficiency is high.

Half bridge, forward and full bridge topologies are the most popular isolated DC/DC converters used in welding machines. In this types of convertes, when the frequency increases the sizes of the components with magnetic winding such as transformer and inductor as well as capacitors. Thus, volume and cost are reduced, power density is increased. However, frequency increase brings some problems. These are EMI noise and the increase of switching losses. Swithing losses are the losses that occur when the current and voltage crosses during turn-on and turn-off. Due to switching losses, efficiency reduces, the required heat-sink size increases. In addition to this loss, the reverse recovery of diodes and discharge of parasitic capacitances of switches are the

supplementary losses. EMI noises are the noises that occur due to rising rate of current and voltage during transition.

Since the hard switching causes some big problems, soft switching techniques have been developed. These techniques are zero current switching (ZCS), zero voltage switching (ZVS), zero current transition (ZCT) and zero voltage transition (ZVT). ZCS is the technique that used during turn on times to limit the current rise rate by the help of serial inductance. In ZVS technique, The rise rate of voltage can be limited during turn off bu using parallel capacitor . Both of two techniques can not eliminate the energy loss completely, can just limit the losses. Switching losses are consumed by some snubber circuits while can be recovered by other snubber circuits. ZVT and ZCT are the techniques that switching losses can be eliminated completely by using the quasi-resonant method. Thanks to these soft switching techniques, power density increases, switching losses and EMI noises are reduced, switching frequency can be increased, volume of the circuit is reduced, efficiency increases and heatsink size shrinks.

Forward topologies used in welding machines are the basic and easy to control. The magnetizing current must be reset at each cycle in this converter, otherwise core goes into saturation. In single switch forward converters, there is third winding in transformer to reset the core, however two switch forward can be preferred to get rid of the third winding and reduce the voltage peak on switch. Half bridge are also basic and easy to control converters that used in welding machines commonly. In general, hard switching is used in this type converters. The voltage on primary is half of the input voltage in conduction mode while the primary voltage is stray during turn off times. Because of this reason, oscillations can occur and voltage quality can degraded. In additon, the current flows through the leakage capacitance during turn off times can be interrupted. The same situation can be observed in full bridge DC/DC converters which are frequently used in welding machines. The current that continues to flow due to leakage inductance is interrupted at turn off times, the oscillations between leakage inductance and parasitic capacitors occur. So, phase shifting method that provides the soft switching is used instead of hard switching technique. Thus, parasitic oscillations occured during turn off can be prevented. Also, the primary voltage can be kept at real zero voltage during free-wheeling intervals in full bridge converters. Thus, not only soft switching can be provided but also voltage quality becomes excellent.

Among these converters mentioned above the usage of the three level npc DC/DC converters in different fields has been increased. At this method that the application of soft switching technique in this type of converter is brand new, during conduction the voltage of the primary is the half of input dc voltage while it is short circuit during freewheeling intervals. Thus, the oscillations on primary voltage can be prevented. There are some advantages of three level npc converters in comparison with 2 level converters.

The aim of the this thesis is the application of soft switching three level npc DC/DC converter in coated electrode welding machine and realizing the control of welding machine. In this thesis phase shifting method is applied by using the transformer leakage inductance and realizing the quasi-resonant. Thus ZVT is provided during turn-on times of switches. During turn off times, ZVS technique can be realized bu using the parallel capacitors of switches. In addition, the forward, phase shifting full bridge topologies that frequently used in welding machines are designed and application of them are realized. The simulations of these topologies were realized in

PSIM software, PCBs of them were designed in Altium Designer and experimental results were obtained. In addition of these topologies, the half bridge converter that frequently used in welding machines was also simulated, the pcb of it was designed in Altium and experimental results were obtained. At this last stage of thesis the arc control parameters of MMA welding machine was examined and implemented in these four converters.





1. GİRİŞ

Günümüze kadar hızlı bir gelişme göstermiş olan kaynak teknolojisi, bugün hayatımızın her alanında bulunmaktadır. Gemi sanayi, uçak, savunma sanayi, otomotiv ve inşaat gibi enüstriyel alanların hızla gelişmesi ve yeni malzemeler üzerine yapılan buluşlar, kaynak endüstrisinin de hızla gelişmesine neden olmaktadır. Kaynak kalitesinin geliştirilmesi ve yeni kaynak yöntemlerinin ortaya çıkması ile kullanılan kaynak makinelerinde ve kaynak elektrodlarında da gelişmeler meydana gelmektedir. Manuel sistemlerden robotik kaynak makinelerine kadar pek çok kaynak makinesi teknolojisi günümüzde kullanılmaktadır.

Evirici teknolojisinin kullanılmaya başlanması ile kaynak makineleri boyutlarında küçülme başlamış ve verimlilik artmıştır. Evirici teknolojisi ile örtülü elektrod kaynağında kullanılan hantal konvensiyonel makineler yerine taşınması kolay örtülü elektrod kaynağı makineleri popüleritesini arttırmıştır. Ayrıca kaynak sırasındaki dinamik karakteristiğe daha hızlı cevap verebilmesi ve sabit akım verebilme özelliği, MMA kaynağında kaynak kalitesinin iyileşmesine neden olmuştur. Kaynak makinelerinde hem boyutların hem de maliyetlerin küçültülmesi amacıyla anahtarlama frekansının artışı üzerine çalışılmıştır. Ancak frekans artışı EMI ve anahtarlama kayıplarına neden olduğundan bu kayıpların azaltılması veya elimine edilmesi amacıyla yumuşak anahtarlama teknikleri ortaya çıkmıştır. Böylelikle kaynak makinelerinde daha hafif, kompakt, verimli ürünler çıkmaya başlamıştır.

1.1 Tezin Amacı

Tezin amacı, yumuşak anahtarlama üç seviyeli npc evirici ara devreli bir DC/DC dönüştürücünün örtülü elektrod kaynak makinesinde uygulanması ve örtülü elektrod kaynak makinesinin kontrolünün yapılmasıdır. Bu topolojiler üzerinde yumuşak anahtarlamanın uygulaması henüz çok yenidir. Ulusal ve uluslararası pazarda MMA kaynak makinelerine bakıldığında üç seviyeli evirici topolojisinin uygulanmadığı görülmektedir. Bu topolojinin bir MMA kaynak makinesinde uygulanması ve gerçekleştirilmesi bu açıdan bir ilk olacaktır. Ayrıca pazarda mevcut olan kaynak

makinelerinde en çok uygulanan topolojilerden ileri yönlü ve faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücülerinde tasarımları yapıp, kaynak makinesinde uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Her üç topolojinin devre çalışma aralıkları incelenmiş, PSIM benzetim programı kullanılarak simülasyonları yapılmış ve Altium devre çizim programı ile PCB çizimleri yapılmıştır. Üç devrenin de her bir arabirimin matematiksel olarak hesaplamaları yapıp ve benzetim sonuçları ile karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir. Farklı şart ve yüklerde çalışabilecek şekilde tasarlanan üç topolojiye ait prototiplere ilişkin deneysel çalışmalar gerçekleştirilerek osiloskopa eleman akım-gerilim dalga şekilleri görüntülenmiştir. Faz kaydırmalı tam köprü ve yumuşak anahtarlama üç seviyeli npc eviricilerde hafif yüklerde ve boşta çalışmada yeterince şarj/deşarj olamayan kondansatörler nedeniyle bu kondansatörlerin anahtarlar üzerindendeşarj olmasını ve anahtarların zarar görmesini engelleyecek çözüm sunan tasarım amaçlanmıştır. Yumuşak anahtarlama sayesinde yüksek frekanslara çıkarak hacim ve maliyetin azalması, güç yoğunluğunun artırılması hedeflenmiştir. Ayrıca, yumuşak anahtarlama ile anahtarlama kayıplarının ve akım gerilim yükselme hızlarının azaltılması (EMI gürültülerinin azalması) amaçlanmıştır. Yine piyasadaki kaynak makinelerinde sıkça kullanılan sert anahtarlama yarım köprü DC/DC dönüştürücü topolojisi incelenmiş, benzetim ve matematiksel hesaplamaları yapılmış ve sert anahtarlama yarım köprü topolojisine sahip mevcut bir MMA kaynak makinesinden eleman akım-gerilim dalga şekilleri osiloskopa alınmıştır. Dört adet topolojinin maliyet, anahtar akım-gerilim stresi gibi açılardan karşılaştırması gerçekleştirilmiştir.

Tezin diğer kısmında MMA kaynağı yapan kaynak makineleri için kaynak kontrolü ve uygulaması amaçlanmıştır. MMA kaynak makineleri sabit akım karakteristiğini sağlamaktadır. Elle yapılan bir uygulama olduğu için kaynak sırasında el hareketinin kaynak akımını ve arkın kararlılığını etkilememesi gerekmektedir. Ayrıca metalin elektroddan iş parçasına transferi sırasında meydana gelecek tüm dinamik karakteristikler, kaynak makinesi tarafından hızlıca cevaplandırılabilmelidir. Örtülü elektrod kaynak makinelerinde kaynağa başlarken ark tutuşması, kaynak esnasında elektrod yapışması, sıçrantılar ve kaynak dikişinin gereğinden fazla ya da sığ nüfuziyetli olması başlıca kaynak hatalarıdır. Yapılan kaynak kontrolü tasarımında bu problemlerin çözülmesi hedeflenmiştir. Analog kontrol tasarımı yapılmış, PSIM

programında simüle edilip Altium Designer programı ile PCB çizimi yapılmıştır. Örtülü elektrod kaynak makinelerinin tüm kontrol parametreleri gerçekleştirilmiştir.

1.2 Literatür Araştırması

MMA kaynağı için eviricili kaynak makinesinin kontrol parametrelerinin belirlenebilmesinde öncelikle kaynak yöntemleri incelenmiştir. Bunun için ‘*The Procedure Handbook of Arc Welding*’ [1], ve ‘*Welding Processes Handbook*’ [2] kitaplarından yararlanılmıştır. Böylelikle örtülü elektrod kaynağı ve kullanılan diğer elektrik ark kaynağı yöntemlerinin uygulama metodları, kullanılan kaynak makineleri karakteristikleri ve birbirine karşı sağladıkları avantaj ve dezavantajlar incelenmiştir. Kaynak teknolojisinde dünden bugüne kullanılan güç ünitelerinin araştırması için ‘*Welding Processes Handbook*’ [2], ‘*Welding Essential: Questions and Answers*’[3], ‘*Welding and Cutting: A Guide to Fusion Welding and Associated Cutting Processes*’ [4], ‘*How to Weld*’ [5], ‘*Welding Level 2*’ [6], ‘*Manufacturing Technology-I*’ [7] kitaplarından yararlanılmıştır.

Kaynak makinesinde kullanılan DC/DC dönüştürücü topolojilerinin çalışma prensipleri konusunda da pek çok kaynaktan yararlanılmıştır. Tam köprü, ileri yönlü ve yarım köprü evirici topolojileri konusunda ‘*Güç Elektroniği -Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar*’ [8], ‘*Soft Switching PWM Full Bridge Converters*’ [9], ‘*Handbook Of Power Management Circuits*’ [10] kitaplarından faydalanılmıştır. Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü için Texas Instruments firmasının hazırlandığı uygulama notundan [11], üç seviyeli npc evirici topolojisi için Semikron firmasının hazırladığı ‘*3L NPC & TNPC Topology*’ [12] adlı uygulama notundan yararlanılmıştır. İleri yönlü dönüştürücü için ise Microchip firmasının hazırladığı ‘*Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies-I*’ [13] ve ‘*Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies-2*’[14] adlı iki adet uygulama notundan da faydalanılmıştır.

Tasarımı yapılacak üç seviyeli npc eviriciler ve faz kaydırmalı tam köprü eviriciler ile ilgili literatürde yer alan çalışmalar incelenmiş ve önemli görülenler bu kısımda kaynak olarak belirtilmiştir. Akira Nabae ve diğerleri, konvensiyonel eviricinin motor sürme uygulamalarında kullanılmasında oluşan harmonikleri azaltmaya yönelik üç seviyeli evirici tasarlamıştır. Bu yeni eviricinin 50. ve 70. harmonikleri yok etmesi hedeflenmiştir. Ayrıca bu çalışmada T-tip olarak da bilinen, ikinci tip üç seviyeli npc

evirici de tasarlanmıştır. 2. Tip üç seviyeli npc evirici, üç seviyeli npc evirici ve klasik PWM evirici kendi aralarında karşılaştırılmıştır. Harmonikleri daha da düşürecek yeni bir PWM tekniği de tanıtılmıştır. Bu pwm tekniği sayesinde, 50. ve 70. harmonikler dışında 17. ve 19. harmonikler de azaltılmış, 13'ten düşük harmonikler tamamen elimine edilmiştir [15]. Manfred W Gekeler, sert anahtarlama üç seviyeli evirici yerine, basit bir bastırma devresi ekleyerek üç seviyeli eviricilerde yumuşak anahtarlamaı sağlamıştır. Bu çalışma T- tip npc eviricide gerçekleştirilmiştir. Dört diyot, iki kondansatör ve bir endüktans ile kurulan bu bastırma devresi ile anahtarlama kayıpları elimine edilmiş, akım ve gerilim yükselme hızları limitlenmiş ve verim artmıştır. Akımın yükselme hızı limitlendiği için parazitik endüktanslardan gelen gerilim pikleri daha küçük hale gelmiş, böylelikle gerilim dayanımı daha küçük anahtarların kullanımına olanak sağlamıştır. di/dt ve dv/dt 'nin yükselme hızının düşüşü nedeniyle EMC sonuçlarında iyileştirme sağlanması hedeflenmiştir. Tüm bu sonuçlar 6.7 kVA gücünde anahtarlama frekansı 25 kHz ve 700V-1000V DC gerilim aralığında çalışabilen bir prototip hazırlanarak elde edilmiştir ve kanıtlanmıştır. Toplamda % 98 verim elde edilen bu devrede bastırma devresi sürekli aktif olduğundan toplam kayba bastırma devresi kaybının eklenmesi devrenin dezavantajıdır. Bu yüzden düşük yük akımlarındaki verimi, sert anahtarlama topolojisinden daha düşüktür [16]. Başka bir çalışmada Gekeler, düşük yük akımlarındaki ilave bastırma kaybını engelleyebilecek bir kontrol yöntemi geliştirmiştir. Böylelikle düşük yük akımlarında bastırma devresi deaktif edilerek bu kaybın düşürülmesi amaçlanmıştır [17]. Ancak, anlatılan bu yumuşak anahtarlama üç seviyeli eviricide dış kol anahtarlarının iletme girmesinde yüksek dv/dt 'lere maruz kalılabilmektedir. Gekeler, dış kol anahtarlarının iletme girmesinde karşılaşılan yüksek dv/dt 'nin düşürülmesi amacıyla anahtar kapı-emitter geriliminin yükselme hızını düşürerek anahtarın iletme girmesini yavaşlatmıştır. Süper yumuşak anahtarlama evirici olarak adlandırılan bu yeni eviricide, bir önceki yumuşak anahtarlama eviriciye göre iletme girerken anahtarlama kaybı daha çok artmıştır. Ancak sert anahtarlama üç seviyeli eviriciye kıyasla bu kayıp oldukça düşüktür. Üç fazlı 20 kVA, 1000VDC, 29 A_{rms} bir üç seviyeli evirici prototipi hazırlanarak sert anahtarlama üç seviyeli (H3L), yumuşak anahtarlama üç seviyeli (S3L) ve süper yumuşak anahtarlama üç seviyeli (SS3L) eviricilerin EMC ve verim açısından karşılaştırmaları yapılmıştır [18]. J. W. Kolar, değişken hızlı sürme sistemleri için üç fazlı üç seviyeli T-tip npc evirici önermiştir. 10 kW'lık bir üç seviyeli T-tip npc

prototipi ile 7.5 kW indüksiyon motoru kullanılarak sonuçlar gözlenmiştir. İki seviyeli eviriciler ile kayıplar ve verim açısından karşılaştırılmıştır. Kayıpların minimize kontrolü ile indüksiyon motor verimi optimizasyonu uygulanmış, düşük tork aralığında verim % 6 arttırılmıştır [19]. J. W. Kolar, başka bir çalışmada iki seviyeli eviriciler ve üç seviyeli eviricilerin entegre çip boyutunu hesaplayabilmek için bir çip alanı optimizasyon algoritması önermiştir. Bu yöntemde iletim kaybı modeli, anahtarlama kaybı modeli ve termal modeli kullanılarak iletkenler için gerekli çip alanı hesaplanmıştır. Üç seviyeli klasik npc ya da üç seviyeli T-tip npc eviricilerde anahtar ve izoleli kapı sürücüleri sayısı artsa da toplam kayıp iki seviyeli eviricilere oranla daha düşük olduğundan gerekli çip alanı daha düşük çıkmıştır [20]. Şahin Y. ve diğerleri, üç seviyeli T-tip evirici için yeni bir yumuşak anahtarlama metodu önermişlerdir. İki yardımcı anahtar, iki bastırma kondansatörü, iki diyot ve kuplajlı endüktanstan oluşan bu bastırma devresinin sonuçlarını görmek için 3 kW ve 50 kHz frekansında çalışan bir dönüştürücünün PSIM’de simülasyonu yapılmıştır. Tüm anahtarların yumuşak anahtarılandığı bu devrede ana anahtarlar ZVT ile ilettime girerken kesime ZVS ile girmektedir. Yardımcı anahtarların ise ZCS ile ilettime girerken ZVS ile kesime girmesi sağlanmıştır [21]. Felip G Stein ve Yales R de Novaes, T tip NPC eviricilerin anahtarlama esnasındaki kayıplarını limitlemek için yeni bir pasif bastırma devresi önermişlerdir. Bu çalışmada akım ve gerilimin polaritesine göre çalışma bölgesi 4 bölgeye ayrılmıştır. Alt ve üstte yer alan her iki anahtara da bastırma eklenerek devrenin tüm anahtarlarının tüm çalışma bölgelerinde yumuşak olarak anahtarlanması sağlanmıştır. Bu çalışmada, herhangi bir çalışma bölgesinde ihtiyaç duyulmayan bastırma devresi kondansatörünün istenmeyen deşarjından kaynaklı akım piklerinin engellenmesi sağlanmıştır [22]. Weiyei Feng ve diğerleri, anahtarlama anlarında meydana gelen gerilim piklerini limitleyen ve tüm üç seviyeli T tip NPC devrelerinde kullanılabilecek, universal bir gerilim kenetleme devresi uygulamışlardır. 300V giriş gerilimi ve 150 A akımda kesime girme anları osiloskopla gözlenmiştir. Kenetleme devresi uygulanmadan kesime girme anındaki gerilim pikinin 440 V iken bu devre uygulandığında 360 V’a düştüğü gözlenmiştir [23]. Jin Li ve diğerleri, üç seviyeli eviricide yumuşak anahtarlamanın sağlanması için yeni bir metod önermişlerdir. Üç seviyeli A-NPC tipi eviricilerde uygulanan bu yöntemde her bir faz kolunda iki yardımcı anahtar, dört diyot, iki bastırma kondansatörü ve iki sargılı transformatör sayesinde ana anahtarların ZVS ile anahtarlanması sağlanmıştır. Tüm yardımcı anahtarlar ise sıfır akımda

anahtarlanmaktadır. 80 kW'lık bir prototip geliştirilerek deneysel sonuçlar gözlenmiştir [24].

Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü için de akademik çalışmalar incelenmiştir. Il-Oun Lee ve Gun-Woo Moon, mevcut faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücülerde yer alan dar ZVS aralığı, büyük lambda kayıpları, büyük sirkülasyon akımı ve sekonder aşırı gerilim salınımları problemlerini giderebilmek amacıyla yeni bir çözüm sunmuşlardır. Bu çözümde primer tarafında birbirine paralel iki adet yarım köprü dönüştürücü yer almaktadır ve transformatör sekonderleri seri bağlanmıştır. Kontrol yöntemi olarak faz kaydırma metodu uygulanmıştır. Deneysel sonuçlar 80 inç plazma ekran güç modülü ($320 - 385 V_{dc}$ giriş, $205 V_{dc}/5 A$ çıkış) ile gözlenmiştir [25]. Faruk Bakan, hafif yüklerde ve boшта çalışmada ZVT'nin sağlanamaması nedeniyle bastırma kondansatörlerinin, anahtarların ilettime girme anlarında anahtar üzerinden deşarjının önlenmesi için bir metod sunmuştur. Bu metod özellikle sol kolda oluşan bu problemi gidererek yüksek değerli bastırma kondansatörü kullanabilmeyi amaçlamıştır. Bu nedenle bu kola ters diyotlu iki IGBT ve iki kondansatörlü bir yardımcı devre bağlanmıştır. Bu dönüştürücü özellikle ark kaynak makineleri gibi değişken çıkış akımlı makineler için tasarlanmıştır [26]. Zhong Ye, tam köprü topolojilerin en büyük dezavantajı olan sirkülasyon akımını düşürmek için yeni bir metod önermiştir. Bu yöntemde % 50 doluluk oranı ile çalışan iki adet yarım köprü eviricinin birlikte faz kaydırma kontrolü ile çalışmasıyla oluşan bir tam köprü dönüştürücü uygulanmıştır. Böylece ağır yüklerde büyük sirkülasyon akımı nedeniyle oluşan kayıplar ve hafif yüklerde oluşan düşük sirkülasyon akımı nedeniyle ZVS'nin sağlanamaması problemleri giderilmiştir. Bu yöntem geniş ZVS aralığı, sirkülasyon akımını ve reaktif gücü yok etme, yarı iletkenlerin stresini azaltma gibi faydalar sağlamıştır. Bu topolojide hafif yüklerde tek bir yarım köprü kullanılarak ZVS sağlanabilmektedir [27]. Chuan-Sheng Liu ve diğerleri, faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücünün sekonder tarafında da verim sağlamak için bir çözüm getirmişlerdir. Sekonderde akım katlama doğrultucusu, düşük akım dalgalılığı ve senkronize doğrultucu devreleri uygulanmıştır. Çıkış dalgalılığı, endüktans akım dalgalılığının yarısına düşmüştür. 200V/24V 6A bir prototipte yapılan testlerde verim % 88'den fazla çıkmıştır [28]. Yun Gao ve Min Yang, faz kaydırmalı tam köprü ZVZCS dönüştürücü üzerine çalışmışlardır. Sağ kolda anahtarlara seri diyotlar bulunan, sol kolda ise anahtarlara paralel diyot ve kondansatör bulunan bu devrede,

sol kolda ZVS sağlanırken sağ kolda ZCS sağlanabilmektedir. Bu çalışmada, uygun eleman seçimleri yapıldıktan sonra Saber yazılımı kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarına göre doğru parametrelerin seçilip seçilmediği gözlenmiştir [29]. Dai-Duong Tran ve diğerleri, anahtar ve kondansatör yardımıyla sekonder tarafına uygulanmış bir aktif kenetleme devresini faz kaydırmalı kısmi rezonanslı ZVZCS tam köprü dönüştürücüye uygulamışlardır. Kenetleme kondansatörü ve kaçak endüktansın rezonansının yumuşak anahtarlama için kullanıldığı bu devrede tüm yük aralıklarında, tüm primer anahtarlarının ZVS ile ilettime girmesi ve yaklaşık ZCS ile kesime girmesi sağlanmış, serbest dolaşım aralıklarındaki sirkülasyon akımı elimine edilerek lambda kayıpları neredeyse tamamen yok edilmiştir. Bu devre ile ayrıca sekonder doğrultucu diyotlarındaki gerilim salınımları yok edilerek ters toparlanma problemi ortadan kaldırılmıştır. Deneysel tüm sonuçlar 3.5 kW gücünde, 380 V giriş ve 250-420 V çıkışındaki bir prototip kullanılarak gözlenmiştir [30]



2. KAYNAK İŞLEMİ VE KAYNAK MAKİNELERİ

2.1 Kaynak İşlemi

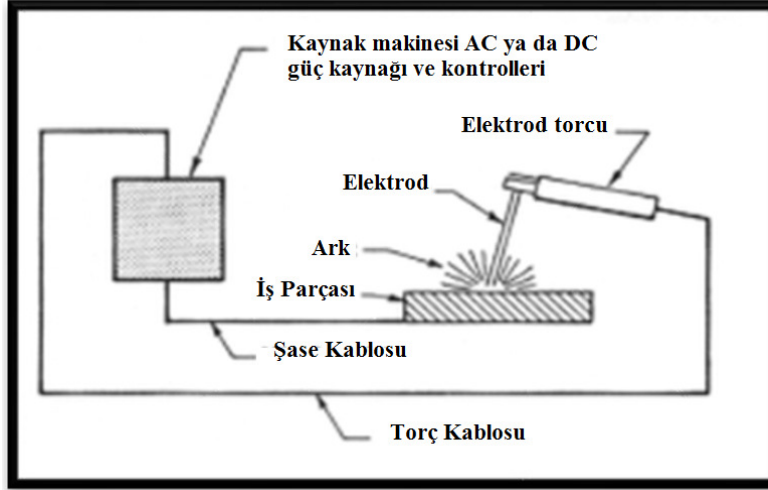
Benzer alaşımlı birden fazla malzemenin ısı altında ya da yüksek basınca maruz bırakılarak birleştirilmesi veya deforme olmuş bölgelerin doldurulması için kullanılan imalat tekniğine kaynak denir.

Metal alaşımlı malzemelerin kendisi ile aynı nitelikte ya da ergime sıcaklığı çok yakın bir malzeme ile birleştirilmesi işlemine metal kaynağı denir. Metal kaynağı işleminde, malzemeler ısı ya da yüksek basınca maruz bırakılarak kaynağın yapılış amacına göre dolgu ya da birleştirme işlemi gerçekleştirilir. Bazı uygulamalarda ısı ve basınç aynı anda kullanılabilir.

2.1.1 Ark kaynağı yöntemleri

Ark kaynağı, metallerin birleştirilmesi için kullanılan yöntemlerden birisidir. Ark kaynağında, metallerin kaynak yapılacak bölgeleri ısı altında eritilerek kaynaştırma işlemi uygulanır. Bu metalurjik bağın oluşturulması için gerektiği takdirde dışarıdan ilave bir dolgu metali kaynağa tatbik edilir.

Ark kaynağında, metallerin kaynaştırılması için gerekli ısı kaynak arkından sağlanır. Elektrik arkı ise tükenen ya da tükenmeyen elektrod ucu ile kaynak yapılacak iş parçası yüzeyi arasında oluşur. Elektrod elle ya da otomatik olarak hareket ettirilebilir. Ana amacı arkın devamlılığını sağlamak için gereken akımı sağlamak olan elektrodlar, yüksek erime noktasına sahip karbon ya da tungsten malzemeden meydana geldiklerinde tükenmeyen elektrod olarak adlandırılırlar. Düşük erime noktasına sahip bir elektrod ise akımı taşımasının yanı sıra kaynağa ilave dolgu metali sağlar. Bu tür elektrodlar tükenen elektrod olarak adlandırılırlar. Şekil 2.1’de ark kaynağı devre düzeneği görülmektedir.



Şekil 2.1 : Ark kaynağı devresi [36].

Ark kaynağı yöntemleri şunlardır:

- Gazaltı kaynağı (MIG/MAG)
- Tozaltı kaynağı
- TIG kaynağı
- MMA (örtülü elektrod kaynağı)
- Plazma kaynağı

2.1.1.1 Gazaltı MIG / MAG kaynağı

Kaynağın devam etmesi için gereken ısıyı, sürekli sürülen bir tel elektrod ile iş parçası arasında meydana gelen ark ile sağlandığı kaynak metoduna gazaltı kaynağı denir. Bu kaynak yönteminde, kaynak dikişinin atmosferin etkilerinden korunması amacıyla koruyucu gaz kullanılır. Böylelikle kaynağın atmosfer ile teması kesilir ve kaynak metalinin kimyasal tepkimeye girmesi engellenir. Bu, kaynak dikişinin sağlamlığını, arkın kararlılığını sağlamasının yanı sıra kaynak nüfuziyetini de artırır.

Kullanılan koruyucu gazın tipine göre kaynağın adı değişir. Eğer kullanılan gaz bir soygaz ise kaynak yöntemi MIG olarak adlandırılırken kullanılan koruyucu gaz aktif gaz ise MAG olarak adlandırılır.

2.1.1.2 Tig kaynağı

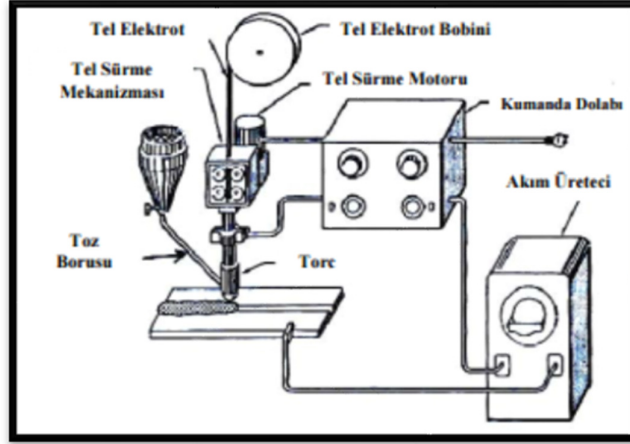
Tükenmeyen tungsten elektrod ile iş parçası olarak nitelendirilen kaynak yapılacak malzeme arasında oluşturulan arkın sağladığı kaynak yöntemine tig kaynağı adı verilir.

The diagram illustrates the components of a TIG torch assembly during welding. A blue electrode holder holds a tungsten electrode (Seramik Nozül). The torch tip is positioned above the workpiece (Ana Metal), creating an arc (Ark) between the electrode and the metal. The surrounding area is filled with shielding gas (Koruyucu Gaz Ortamı) exiting from the torch's outer nozzle (Koruyucu Gaz Çıkışı). The molten metal at the point of contact is labeled as fused weld metal (Katılmış Kaynak Metali).

Şekil 2.2 : Tig torcu yapısı [37].

2.1.1.3 Tozaltı kaynağı

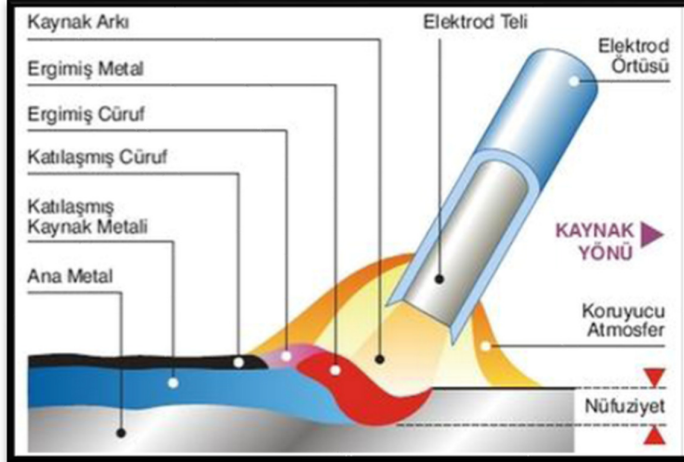
görülmektedir.



Şekil 2.3 : Tozaltı kaynak donanımı [33].

2.1.1.4 Örtülü elektrod kaynağı

Kaynak ısınısını sağlayan arkın tükenen bir elektrod ile kaynak yapılacak iş parçası arasında meydana geldiği kaynak yöntemine örtülü elektrod kaynağı denir. Bu kaynak yöntemi elle yapılır. Bu nedenle MMA kaynağı olarak da bilinir. Şekil 2.4'te örtülü elektrod kaynağının yapısı görülmektedir.



Şekil 2.4 : Örtülü elektrod kaynağı [38].

Çekirdek: Arkın tutuşmasını ve kaynağın devamı için gereken kaynak akımının iletimini sağlayan iletken metal kısımdır. Örtü tabakasından önce eriyerek kaynak bölgesine ilave metal sağlar.

Örtü: Kaynak esnasında kaynak banyosunun, elektrod ucunun ve arkın hava ile temasını keserek atmosferin zarar vermesini engeller. Ayrıca örtü tabakasının, kaynak

dikişi üzerinde oluşturduğu cüruf, kaynak banyosunun hemen soğumasını engelleyerek kaynağın kalitesini arttırır. Arkın kararlılığı ve düzgünlüğü kullanılan örtü tabakasına bağılıdır.

Kullanılan kaynak makinesi sabit akım karakteristiklidir. Kaynak esnasında ark uzunluğunun değışmesine rağmen kaynak akımında değışim olmaz. Kullanılan kaynak makinesi DC ya da AC çıkışlı olabilir.

Örtülü elektrod ile yapılan kaynakta pek çok avantajın yanı sıra dezavantajlarda bulunmaktadır. Sadece atölyeler gibi iç mekanlarda değıl, aynı zamanda inşaat sahaları gibi dış alanlarda da kaynak yapılmasına imkan tanıyan bu kaynak yönteminin ekipmanları hafifliğınden örtü kolaylıkla taşınabilir. Özellikle çanta tipi diye adlandırılan eviricili kaynak makineleri ile kolaylıkla kaynak işleri yapılabilir. Kısıtlı ve dar alanların olduğu, diğerk kaynak yöntemlerinin uygulanamadığı yerlerde elektrodun her türlü konumda tutarak kaynak yapılabilir. Örtülü elektrodların çeşitliliğı sayesinde alüminyum hariç neredeyse tüm metal alaşımlarında kaynak yapabilmek mümkündür.

Ancak örtülü elektrodlar ile yapılan kaynak sonrası oluşan cürufun temizlenmesi gereksinimi ve elektrodun tükenmesi nedeniyle kaynak işleminin sürekli durdurulması örtülü elektrodun diğerk kaynak işlemlerine göre dezavantaj sağladığı özellikleridir.

2.2 Kaynak Makinelerinin Sınıflandırılması

Kaynak makinelerinin özelliklerine göre sınıflandırılması bu bölümde anlatılmaktadır. Akım–gerilim karakteristiğıne, çıkış akımına, polariteye göre hangi kaynak tipinde hangi güç ünitesinin kullanılması gerektiğıne ilişkin bilgiler ve kaynak makineleri güç üniteleri bu kısımda incelenmektedir. Akım–gerilim karakteristiğinin nasıl çıkarıldığı da bu bölümde alınmaktadır.

Ark kaynağı yöntemlerinin tümünde arkın devamlılığının sağlanması için yeterli kaynak akımı ve gerilimi olmalıdır. Arkın devamlılığının sağlanması için gereken akım ve gerilim güç kaynakları ile sağlanır.

Güç kaynaklarının sınıflandırılması verdikleri akım tipine göre AC ya da DC olmak üzere ikiye ayrılır. Ayrıca verdikleri çıkışa göre sabit akım ya da gerilim sınıflandırması mevcuttur.

Güç kaynakları çevrim oranlarına, giriş beslemesinin sağlanma metoduna ve sağlayabildiği maksimum kaynak akımına göre daha detaylı olarak sınıflandırılabilir.

Giriş beslemesinin sağlanması doğrudan şebekeden ya da elektrik motoru, içten yanmalı motor gibi bir sistemle sağlanabilir.

Kullanılan kaynak yöntemine göre gerekli olan güç kaynağının tablosu Çizelge 2.1’de verilmektedir [1].

Çizelge 2.1 : Kaynak yöntemlerine uygun kaynak akımı ve polarite.

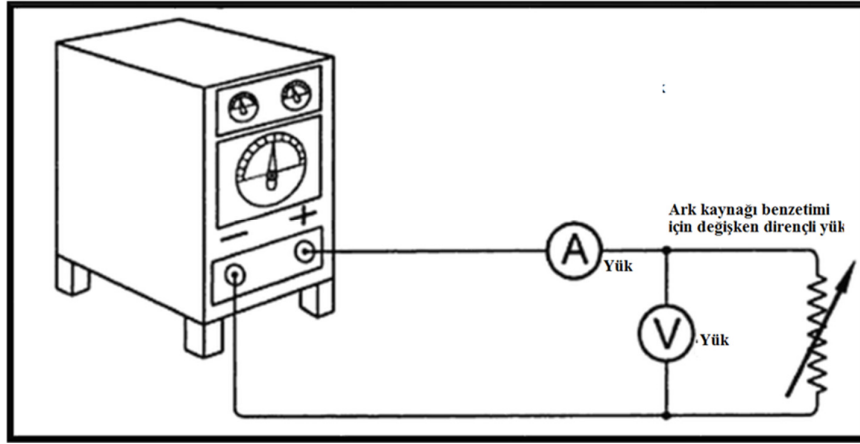
Kaynak Yöntemi	Çıkış Karakteristiği	Çıkış Akımı Tipi	Polarite
SMAW Örtülü Elektrod Kaynağı Tig Kaynağı Tozaltı Kaynağı	Sabit Akım*	AC ya da DC	DCEN, DCEP ya da AC
FCAW	Sabit Gerilim	DC	DCEN, DCEP
Gazaltı MIG / MAG Kaynağı	Sabit Gerilim	DC	DCEP

*Bazı uygulamalarda tozaltı kaynağı sabit gerilimli DC kaynak makinesi kullanabilir.

2.2.1 Sabit akım ve gerilim karakteristikli güç kaynakları

Kaynak makinelerinin başlıca amacı, kaynak yöntemi ne olursa olsun arkın devamlılığı için gereken akımı sağlamaktır. Ancak tüm makinelerin amaçları aynı olsa da farklı kaynak uygulamaları için birbirinden farklı karakteristikteki kaynak makinelerine ihtiyaç duyulur. Kaynak makinelerinin kaynak performansını ve ark kararlılığını etkileyen bu iki özellik makinenin statik ve dinamik karakteristikleri olarak adlandırılır.

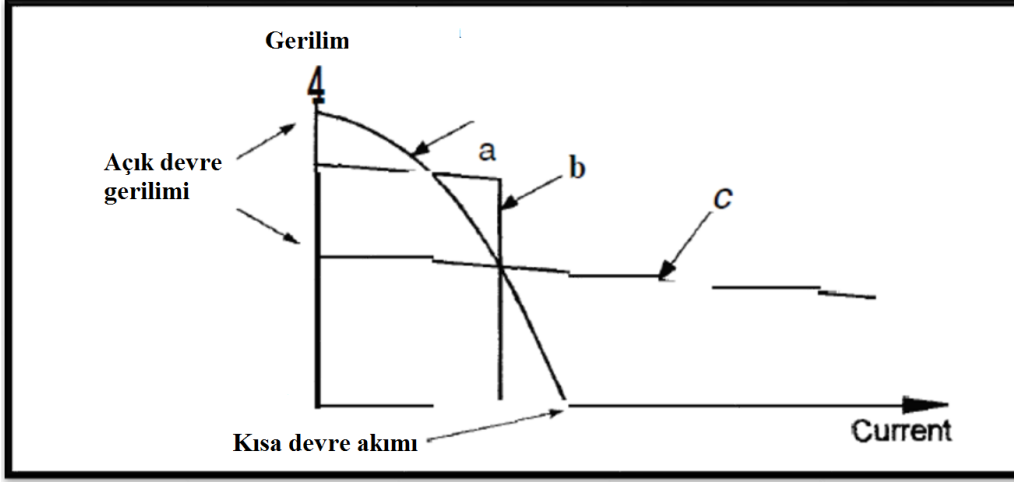
Kaynak makinesinin statik karakteristiği, o makineye ait volt-amper eğrisi çıkartılarak bulunur. Bunun için resistif yükler kullanılarak test metodu uygulanır. Resistif yükler, kaynak makinesinin çıkış kutuplarına bağlanır ve kaynak arkının benzetimi yapılır. Buna ilişkin deney düzeneği Şekil 2.5’te verilmiştir.



Şekil 2.5 : Statik karakteristik test düzeneği [3].

Kaynak makineleri çıkış karakteristiklerine göre sabit akımlı ve sabit gerilimli olmak üzere ikiye ayrılır. Kaynak makinelerinin sabit akım ya da sabit gerilim karakteristiğinden hangisini taşıdığı volt-ampere eğrisinden anlaşılır.

Makineye ait volt-ampere eğrisi resistif yüklerle yapılan test metodu kullanılarak anlaşılır. Öncelikle devre çıkışında yük yokken makinenin boşta çalışma gerilimi (OCV) değeri ölçülür. Daha sonra makine en yüksek resistif yük değerine yüklenerek akım ve karşılık gelen gerilim kaydedilir. Resistif yük yavaşça azaltılır ve böylece kaynak gerilimi azalırken kaynak akımı yükselmeye başlar [3]. Her bir yük değeri azaltımında gerilim ve akım değerleri kaydedilir. Son olarak çıkış kısa devre edilir ve bu durumdaki maksimum akım ölçülür. Bu sayede akım gerilim eğrisi elde edilir. Bu statik karakteristik olarak adlandırılır ve makinenin sabit akımlı mı yoksa sabit gerilimli mi olduğunu belirler. Şekil 2.6'da kaynak makinelerindeki volt-ampere karakteristikleri görülmektedir .



Şekil 2.6 : Statik karakteristik eğrileri A: drooper B: sabit akım C: sabit gerilim [2].

Bir makinenin karakteristiğini belirlemek için statik özelliklerinin yanı sıra dinamik özelliklerinin de bilinmesi gerekir. Çünkü statik karakteristik belirlenirken yüklerin kaldırılması yavaş olur ve bu durum kalıcı hal olarak adlandırılır. Aynı statik karakteristiğe sahip kaynak makineleri, dinamik karakteristiklerinden ötürü farklı performans gösterebilirler. Dinamik karakteristik, kaynak geriliminin ve akımının arktaki hızlı değişimlere karşı nasıl karşılık vereceğini belirler. Kaynak esnasında arktaki değişim statik karakteristiğin aksine milisaniyeler mertebesinde gerçekleşir. Bu nedenle dinamik karakteristiğin belirlenebileceği herhangi bir test metodu yoktur. Dinamik karakteristiğin belirlendiği arktaki geçici değişimler arkın tutuşması, ark uzunluğunun hızlı değişimleri, arkın içinde metalin transferi sırasında oluşur. Ayrıca AC kaynakta arkın sönmesi ve her bir yarım alternansta arkın yeniden tutuşması sırasında arka geçici değişimler meydana gelir. Kaynak makinesinin dinamik karakteristiği arka meydana gelen tüm bu ani değişimlere hızlıca cevap vermelidir.

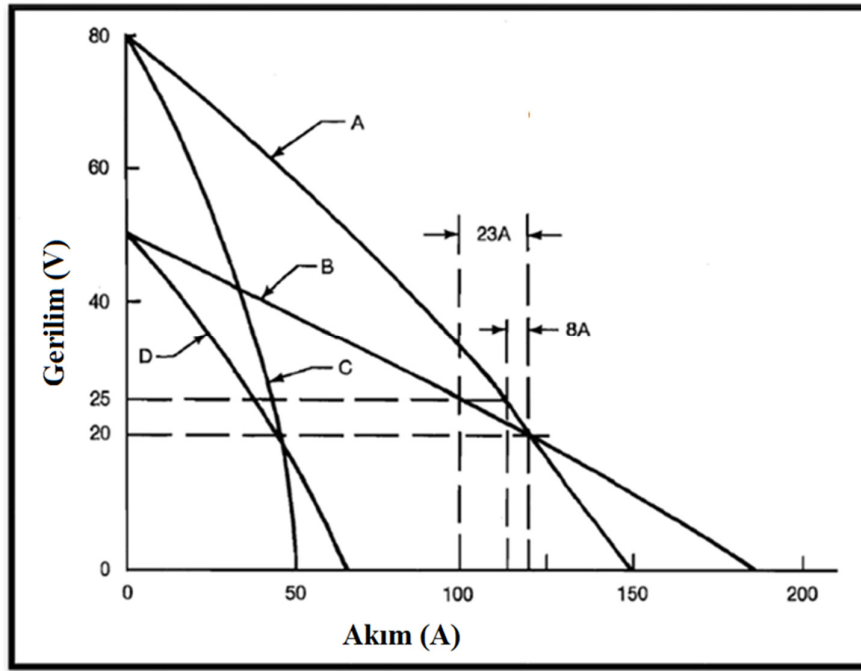
Dinamik sistemlerin iyileştirilmesi için kaynak makinelerinde endüktans ve kondansatör gibi depolama elemanları, regüleli otomatik sistemlerin kapalı döngü kontrolü ve devre çalışma frekansları üzerinde iyileştirmeler yapılabilir. Böylelikle metalin kaynak banyosuna transferi, ark kararlılığı, kaynak kalitesi iyileştirilerek sıçırantı azaltılır.

2.2.1.1 Sabit akım karakteristikli kaynak makineleri

Kaynak gerilimindeki en büyük değişimlere karşı kaynak akımında küçük değişimlerin meydana geldiği karakteristiğe sahip makinelere sabit akımlı kaynak

makinesi denir. Kaynak geriliminin değişmesi ark boyu ile orantılıdır. Kaynakçının ark boyunu eliyle ayarladığı örtülü elektrod ve tig kaynaklarında kullanılan bu yöntem maksimum kararlılık sağlar ve kaynak banyosunun genişlik kontrolünü sağlar.

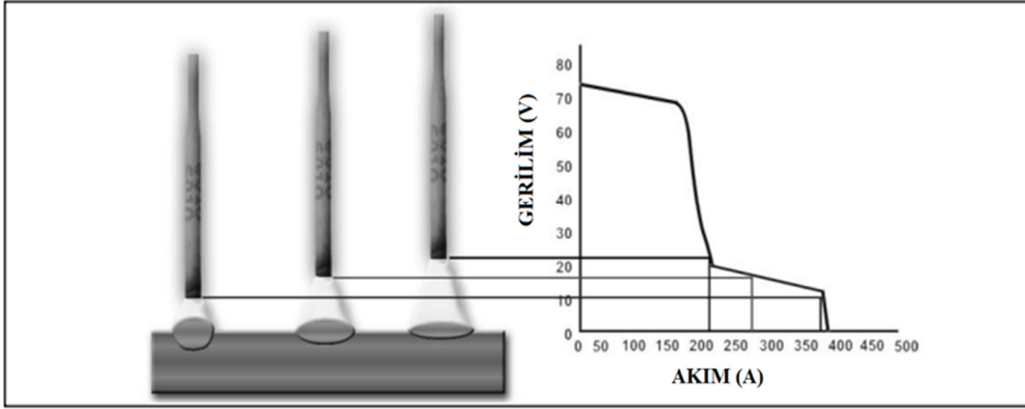
Şekil 2.7’de manuel örtülü elektrod ark kaynağında (MMA) kullanılan sabit akım karakteristiği görülmektedir . Drooper adıyla da bilinen bu grafikte OCV geriliminin 80 V olduğu A eğrisinde kaynak gerilimindeki 20 V’taki %2.5’lik bir artış kaynak akımında % 6.5’lik bir düşüş sağlamıştır [34]. Ancak B eğrisinde aynı gerilim artışına karşılık akım A grafiğine nazaran çok daha fazla artmıştır. C grafiğinde ise akım değişimi neredeyse sabit kalmaktadır.



Şekil 2.7 : MMA kaynak makinesi sabit akım karakteristikleri [34].

Örtülü elektrod kaynağında daha düz bir akım gerilim grafiğine sahip kaynak makinesi kaynak banyosunun kontrolünü sağlamak amacıyla istenebilir. Elle ark uzunluğu arttırıldığında kaynak gerilimi artarken akım düşer. Kaynak arkı daha büyük bir alana etkiyeceğinden kaynak dikişi genişler, kaynak banyosunun nüfuziyeti azalır ve daha çabuk soğur. Ancak elektrod iş parçasına yaklaştırıldığında gerilim azalacağından akım artar. Sonuç olarak kaynak dikişi daralır, nüfuziyet artar ve soğuması yavaşlar. Kaynak konusunda kabiliyetli kaynakçılar bu grafiği tercih etmesine rağmen tecrübesiz kaynakçılar ark geriliminin değişmesine karşı sabit akım karakteristiği çok daha fazla sabit olan makineleri tercih etmektedirler.

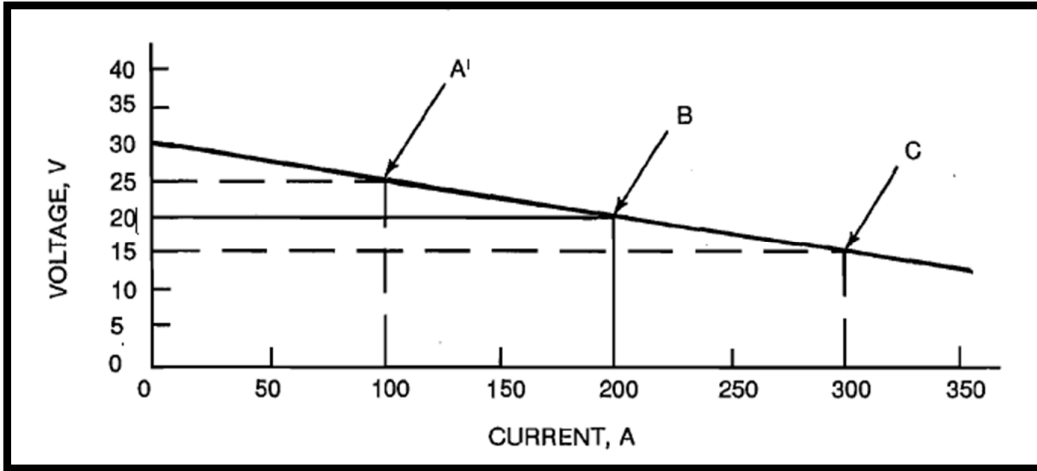
Yukarıda bahsedilen konvensiyonel kaynak makinelerinin yanı sıra tig ve örtülü elektrod kaynağını eşit kabiliyette yapabilen makineler de mevcuttur. Bu makineler genellikle evirici teknolojisine sahip makinelerdir. Şekil 2.8’de görülmektedir.



Şekil 2.8 : Sabit akım karakteristikli evirici kaynak makinesi [39].

2.2.1.2 Sabit gerilim karakteristikli kaynak makineleri

Ark uzunluğundaki değişim nedeniyle akımda oluşan büyük değişime karşı kaynak gerilimi değişimi çok azdır. Kaynak gerilimindeki az değişime karşı akımın büyük oranda değiştiği karakteristiğe sabit gerilim eğrisi denir. Şekil 2.9’da sabit gerilimli kaynak makinesinin akım gerilim karakteristiği görülmektedir.

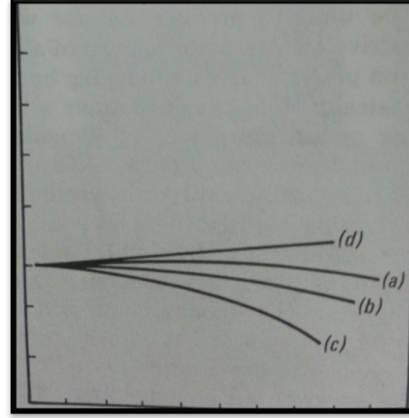


Şekil 2.9 : Sabit gerilim karakteristikli karakteristiği [34].

Sabit gerilimli kaynak makineleri otomatik tel sürme sistemlerinin olduğu gaz altı MIG/MAG ve toz altı kaynağında kullanılır. Tel sürme hızı çıkış akımını belirler. Kaynak sırasında ark uzunluğu düşerse gerilim azalırken akım artar. Akımın artışı telin

erime hızını artırır ve böylelikle normal ark uzunluğu tekrar sağlanır. Bu sayede ark uzunluğu ve ark gerilimi sabit tutulur.

Sabit gerilim özelliği gösteren kaynak makinelerinin akım-gerilim karakteristik eğrisi devre tasarımı nedeniyle farklılık gösterebilir. Makinelerde en çok kullanılan eğri şekil de yer alan b eğrisi gibi aşağıya doğru eğim gösteren karakteristiktir. Şekil 2.10'da bu eğriler görülmektedir.



Şekil 2.10 : Sabit gerilimli güç kaynağı karakteristik eğrileri [1].

2.2.2 AC ve DC güç kaynakları

Kaynak makinelerinin ortak amacı girişteki yüksek gerilimi çıkışta düşük gerilim yüksek akıma çevirerek kaynak için gereken akımı sağlamaktır. Yapılan kaynak işlemine göre çıkış akımı AC ya da DC olabilir.

2.2.2.1 AC güç kaynakları

AC kaynak makineleri, girişteki yüksek gerilim düşük akımı çıkışta kaynak yapabilmek için gereken yüksek akım düşük gerilime dönüştürür. En basit yapıda olan AC kaynak makineleri transformatörden meydana gelir. Fiyat olarak ucuz makinelerdir. Genellikle sabit akım ve drooping eğrisi gösterdiğinden örtülü elektrod kaynağında sıklıkla kullanılır [2]. Transformatör aynı zamanda giriş ile kaynak devresinin izolasyonunu sağlayarak kaynakçıyı çarpılmalara karşı korur. Genellikle tek fazda çalıştırılırlar.

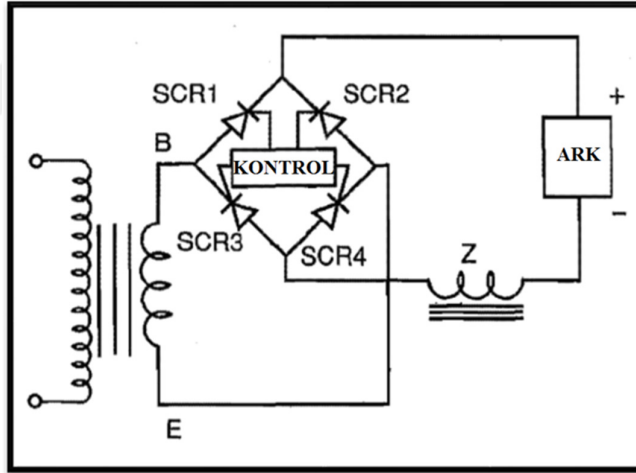
Kaynak akımının ayarlanması için pek çok kontrol metodu bulunmaktadır.

2.2.2.2 DC güç kaynakları

Transformatörlü Doğrultucular

Redresör olarak da bilinen bu tip kaynak makineleri DC çıkış üretir. Sabit akım, sabit gerilim ya da her iki karakteristik tek bir makinede olabilir. Transformatörlü kaynak makinelerinin çıkışına doğrultucu eklenerek DC çıkış üretilir. Dolayısı ile akım kontrol yöntemleri aynıdır. Ancak DC çıkış dalgalanacağından çıkışa şok bobini eklenerek filtre edilmelidir. Böylelikle kaynak kalitesi düzelir.

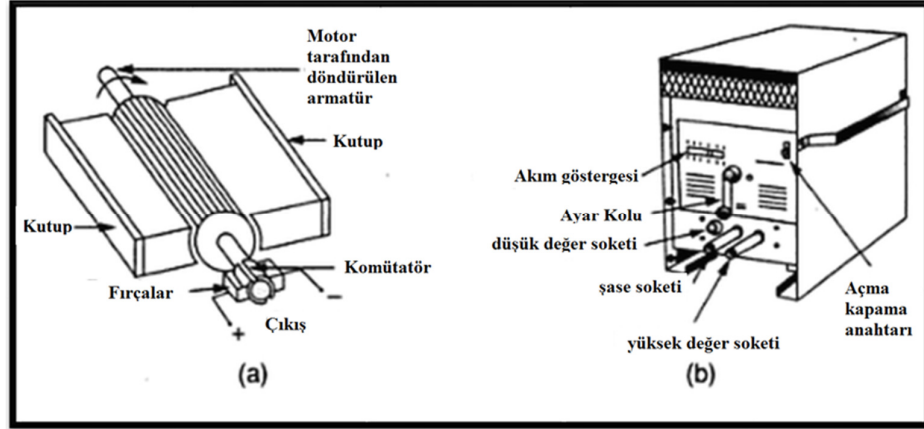
Redresörlerdeki diğer bir yöntem tristör kontrolünün kullanılmasıdır. Böylelikle şebeke gerilimindeki dalgalanmalara karşı çıkışın hassasiyeti azalır ve regülasyonu korunur. Tristörler sayesinde DC, darbe ve kare dalga AC çıkış sağlanabilir. Bu tip redresörler MIG, TIG ve MMA yöntemlerinde kullanılabilir [4]. Şekil 2.11’de SCR kontrollü güç kaynağı yapısı görülmektedir.



Şekil 2.11 : SCR kontrollü doğrultucu güç kaynağı [34].

Jeneratörler

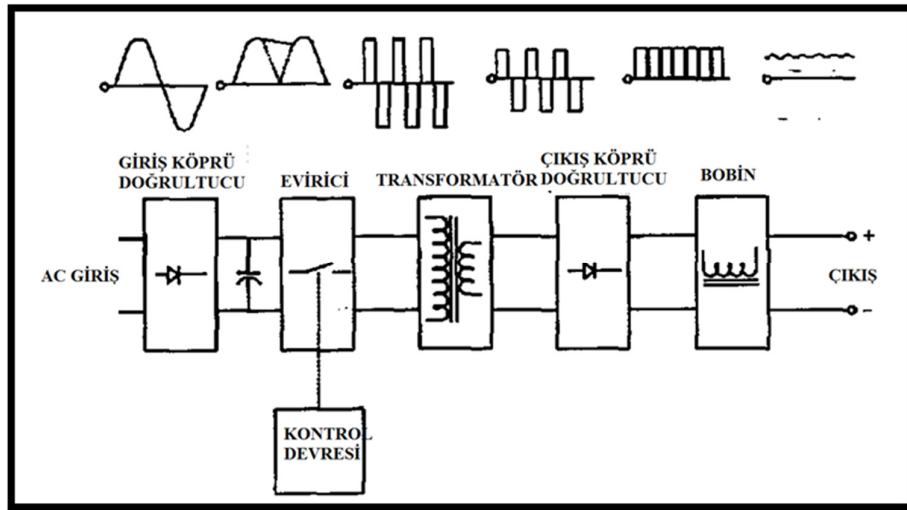
Özellikle elektriğin olmadığı alanlarda kullanılır. Benzinli ya da dizel bir motor elektrik üreterek kaynak makinesine güç üretilir. Ancak elektrik motorları kullanan kaynak jeneratörleri de vardır. Şekil 2.12’de jeneratörlü kaynak makinesi görülmektedir.



Şekil 2.12 : Jeneratörlü kaynak makinesi [7].

Eviricili kaynak makineleri

Kaynak makineleri arasında en modern teknolojiye sahip kaynak makineleridir. üç fazlı ya da bir fazlı kullanıma uygundur. Öncelikle şebeke doğrultularak filtrelenir ve temiz bir DC elde edilir. Daha sonra yarı iletken anahtarların anahtarlanması ile yüksek frekansta AC gerilim elde edilir. Yüksek frekanslı gerilim sekonder tarafında düşük gerilim yüksek akıma çevrilir ve kontrolsüz doğrultucularla doğrultularak bobin tarafından filtrelenir. Böylelikle kaynak için gereken akım ve gerilim sağlanır. Eviricili kaynak makinelerinde anahtarlama frekansı yüksek olduğundan transformatör boyutları küçülür. Bu nedenle hafif, kompakt ve taşınması kolaydır. Şekil 2.13'te eviricili kaynak makinesinin yapısı görülmektedir.



Şekil 2.13 : Eviricili kaynak makinesi

Transformatörlerde denklem (2.1)'deki ilişki elde edilir.

$$N \cdot A = U / (f \cdot B) \quad (2.1)$$

Denklem (2.1)'de;

U , gerilimi (volt),

f, frekansı (Hz),

N, sarım sayısını,

B, nüveden geçen akı yoğunluğunu (Tesla),

A, kesit alanını (mm²) ifade eder.

Gerilim, sarım sayısı ve manyetik akı sabit kalmak koşulu ile frekans arttıkça nüvenin kesit alanı küçülür. Böylelikle transformatör boyutları oldukça küçülür.

Eviricili kaynak makineleri sabit akım, sabit gerilim ya da her iki özelliği birden sağlayabilir. Tek bir kaynak makinesinde birden fazla kaynak metodunu yapmaya olanak sağlar. Diğer kaynak makinelerine göre girişten daha az akım çekilir ve verimleri yüksektir. Metalin kaynak banyosuna transferi sırasında oluşan ani değişimlere karşı dinamik cevabı hızlıdır. Giriş gerilimindeki dalgalanmalara karşı çıkış regülasyonunu korur.

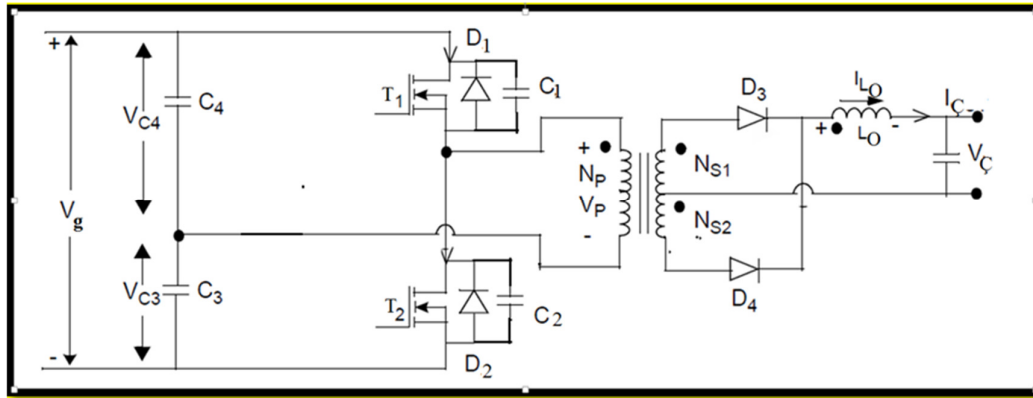
Karmaşık tasarımı ve farklı besleme gerilimlerine karşı uyum zorluğu ise dezavantajlarıdır.

3. EVİRİCİ ARA DEVRELİ DC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ

Evirici kaynak makinelerinde kullanılan yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama evirici ara devreli DC/DC dönüştürücülerin çalışma aralıkları incelenmiştir. Kaynak makinelerinde en sık karşılaşılan topolojiler ileri yönlü, yarım köprü ve tam köprü yapısındadır. Henüz yeni bir yöntem olan ve 2011 yılında Gekeler tarafından gerçekleştirilen [16] üç seviyeli eviricide yumuşak anahtarlamanın gerçekleştirilmesi ve evirici çalışması bu bölümde anlatılmaktadır. Çalışma aralıkları anlatılan üç seviyeli evirici T-NPC yapısındadır ve kaynak makinesinde uygulaması gerçekleştirilmiştir. Çalışma prensibi 3. bölümde anlatılan dört ayrı metodun benzetimi, hesaplamaları ve her birinin kaynak makinesinde uygulamasından alınan deneysel sonuçları ilerki bölümlerde anlatılacaktır.

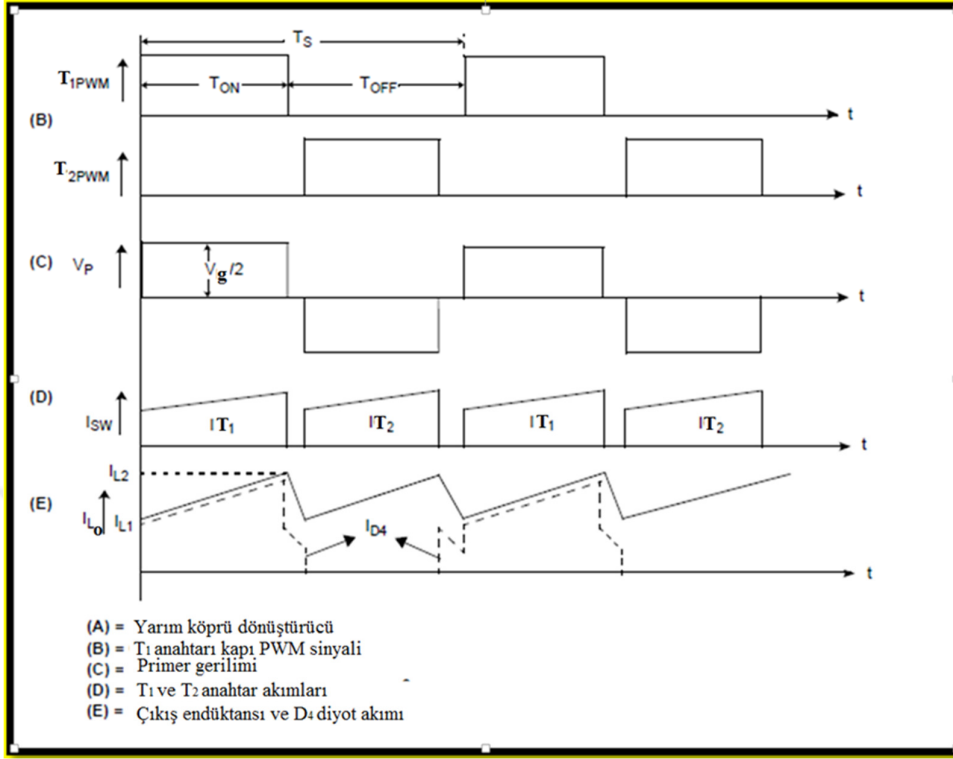
3.1 Yarım Köprü Dönüştürücü Topolojisi

Bu bölümde yarım köprü evirici ara devreli DC/DC dönüştürücünün çalışma aralıkları incelenmiştir. Sert anahtarlama olan bu topolojide gerilim iki seviyeli olmakla birlikte, anahtarların kesim aralıklarında transformatör primer gerilimi boşta kalmaktadır. Yarım köprü dönüştürücü yapısı Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1 : Yarım köprü DC/DC dönüştürücü dalga şekilleri [13].

Yarım köprü dönüştürücüye ilişkin anahtar kontrol sinyali, primer akım ve primer gerilim dalga şekilleri Şekil 3.2’teki gibidir.



Şekil 3.2 : Yarım köprü DC/DC dönüştürücü dalga şekilleri [13].

Aralık 1:”

Bu aralık başında T_1 ve T_2 anahtarları iletim konumunda değildir. Bu nedenle D_3 ve D_4 doğrultucu diyotlarının her ikisi de iletimdedir ve akımı eşit olarak paylaşırlar. Çıkış endüktansı L_0 enerjisini çıkışa aktardığından kaynak akımı devam etmektedir.

V_g giriş geriliminin pozitif barasına bağlı olan T_1 IGBT anahtarı iletime girince T_1 anahtarının parazitik kondansatörü C_1 bir anda deşarj olurken T_2 anahtarına ait C_2 parazitik kondansatörü V_g giriş gerilimine şarj olur. Bu durumda transformatör primer gerilimi V_g giriş geriliminin yarısı yani denklem (3.1)’deki gibi olur.

$$V_p = V_g / 2 \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)’de;

V_g , giriş gerilimini (V, volt),

V_p , primer gerilimini (V,volt) ifade eder.

T_1 anahtarı iletime girdiğinde sekonder tarafındaki sargı gerilimlerinin her ikisi üzerine düşen gerilim denklem (3.2)’deki gibi olur.

$$\frac{(+V_g/2)}{(N_p/N_s)/2} \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'de;

V_g , giriş gerilimini (V, volt),

N_p , primer sarım sayısını,

N_s , sekonder sarım sayısını ifade eder.

D_3 diyodundan akan akım lineer artarken D_4 diyodundan akan akım lineer azalır. D_4 diyodu hemen kesime gidemez. Önce miktar ters akım geçirir ve D_4 diyodundan geçen akım çıkış endüktans akımının üzerine çıkar. D_4 diyodunun parazitik kondansatörü ile transformatör sekonder kaçaklarının neden olduğu rezonans ile kesime gider. Kaynak akımı sadece D_3 diyodu üzerinden akmaya devam eder. T_1 IGBT anahtarı iletimde kaldığı sürece D_3 iletimde kalmaya devam eder.

Aralık 2:

Bu aralıkta T_1 anahtarını süren sinyal kesilir ve anahtar kesime gider. T_2 anahtarı ise hemen ilettime geçmez. Çünkü anahtarların PWM sinyalleri arasında ölü zaman bırakılmalıdır. Aksi takdirde her iki anahtar ilettime girebilir ve evirici girişi kısa devre olur.

Yukarıda da bahsedildiği gibi T_1 anahtarı kesime girdiğinde V_g gerilimi ile dolu olan C_2 parazitik kondansatörü, transformatör kaçak endüktansında depolanan enerji nedeniyle deşarj olurken C_1 kondansatörü şarj olur. T_2 anahtarı paralel D_2 diyodu bu esnada ilettime girmez. C_1 kondansatörü V_g gerilimine şarj olur ve D_2 diyodu ZCS ve ZVS ile ilettime girer. Transformatör kaçak endüktansının enerjisi resetleninceye dek D_2 diyodu iletimde kalır ve resetlendikten sonra C_1 ve C_2 kondansatörleri gerilimleri eşitlenerek denklem (3.3)'teki gibi olur.

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_g / 2 \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'te;

V_{C_1} , C_1 parazitik kondansatör gerilimini (V,volt),

V_{C_2} , C_2 parazitik kondansatör gerilimini (V,volt),

V_g , giriş gerilimini (V,volt) ifade eder.

T_1 anahtarı kesime girdikten sonra primer kaçak endüktansı resetleninceye dek primer üzerinde gerilim olur ve sekonder tarafında akım D_3 diyodu üzerinden akmaya devam eder. Bu durumda iken D_4 diyodu kesimde kalmaya devam eder. Kaçak endüktansı resetlenince primer gerilimi 0 V olur ve sekondere enerji akışı olmaz. Bu nedenle çıkış endüktansı zıt bir emk üreterek D_3 ve D_4 diyotlarını paralel ilettime sokar ve yükü beslemesini sürdürür.

Aralık 3:

T_2 IGBT anahtarı ilettime girdiğinde C_2 kondansatörü bir anda deşarj olur. T_1 anahtarına paralel T_1 kondansatörü ise V_g gerilimine şarj olur. T_2 anahtarı ilettime girince primer gerilimi $-V_g/2$ olur ve sekonder sargı indüklenir. Sekonder sargı gerilimleri denklem (3.4)'teki gibi olur.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{(+V_g/2)}{(N_p/N_s)/2} \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)'te;

V_{S_1} , S_1 sekonder gerilimini (V, volt),

V_{S_2} , S_2 sekonder gerilimini (V, volt),

V_g , giriş gerilimini (V, volt),

N_p , primer sarım sayısını,

N_s , sekonder sarım sayısını ifade eder.

D_4 diyodu akımı hızlıca artar. D_3 diyodu rezonans ile kesime giderken bir süre ters akım geçirir ve D_4 diyodunun akımını bir miktar daha arttırır. D_3 diyodu üzerindeki ters akım sıfırlanarak D_3 .diyodu kesime gider. Bu durumda rezonansla D_4 diyodu akımı bir miktar düşer ve yükü besleyen çıkış endüktansı akımı sadece D_4 diyodu üzerinden akmaya devam eder. Bu esnada üst koldaki D_3 anahtarı kesimdedir ve çıkış endüktansı üzerinde denklem (3.5)'teki gerilimi elde edilir.

$$V_L = \lambda \cdot \frac{(+V_g/2)}{(N_p/N_s)/2} - V_c \quad (3.5)$$

Denklem (3.5)'te;

V_L , çıkış endüktans gerilimini (V, volt),

λ , doluluk oranını,

V_c , çıkış gerilimini (V, volt) ifade eder.

Aralık 4:

Bu aralık T_2 IGBT anahtarının kesime gittiği aralıktır. T_2 anahtarı kesime gittiğinde C_1 kondansatörü transformatör kaçak endüktansında depolanan enerji nedeniyle deşarj olurken, C_2 kondansatörü ise şarj olur. D_1 diyodu bu esnada iletme girmez. C_2 kondansatörü önce V_g gerilimine şarj olur ve sonra D_1 iletme girer. Transformatör kaçak endüktansının enerjisi resetleninceye dek D_1 diyodu iletimde kalır ve resetlendikten sonra C_1 ve C_2 kondansatörleri üzerindeki gerilimler rezonansla eşitlenerek denklem (3.6)'daki gibi olurlar.

$$V_{C1} = V_{C2} = V_g / 2 \quad (3.6)$$

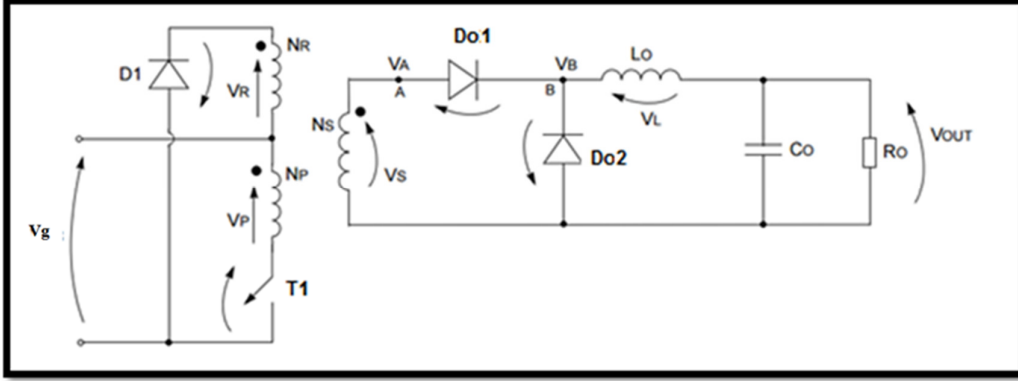
L_s kaçak endüktansı resetleninceye dek primer gerilimi 0 V olur ve sekondere enerji akışı olmaz. Bu nedenle çıkış endüktansı V_c kadar zıt bir emk üreterek D_3 ve D_4 diyotlarını paralel iletme sokarak yükü beslemesini sürdürür.

3.2 İleri Yönlü Dönüştürücü Topolojisi

İleri yönlü dönüştürücü topolojisi, yapısı gereği eleman sayısı az ve basit bir yapıdadır. Transformatörü sıkı kuplajlıdır ve hava aralığının bırakılması istenmez. Mıknatıslama akımı I_{Lm} , tek yönlü olup ana akıma göre oldukça düşüktür. Mıknatıslama akımı her periyotta resetlenmelidir, aksi takdirde nüve doyuma gider. Bu akımın resetlenmesi için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. RC bastırma hücresi kullanmak, transformatöre üçüncü bir resetleme sargısı eklenmesi ya da tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü yerine çift anahtarlı ileri dönüştürücü kullanmak bu yöntemlere örnektir.

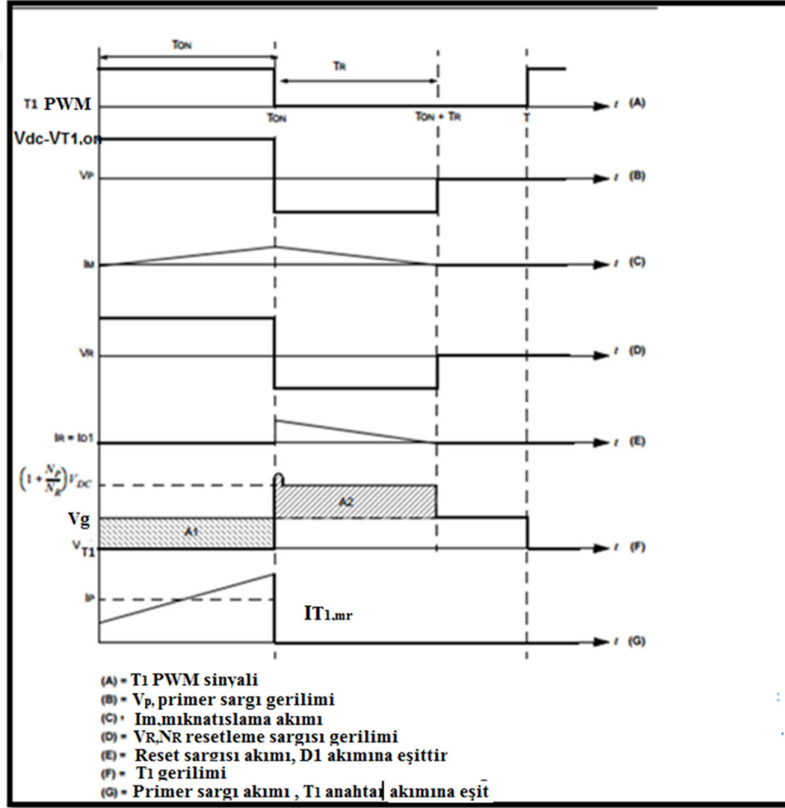
3.2.1 Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi

Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü yapısı Şekil 3.3' te görülmektedir.

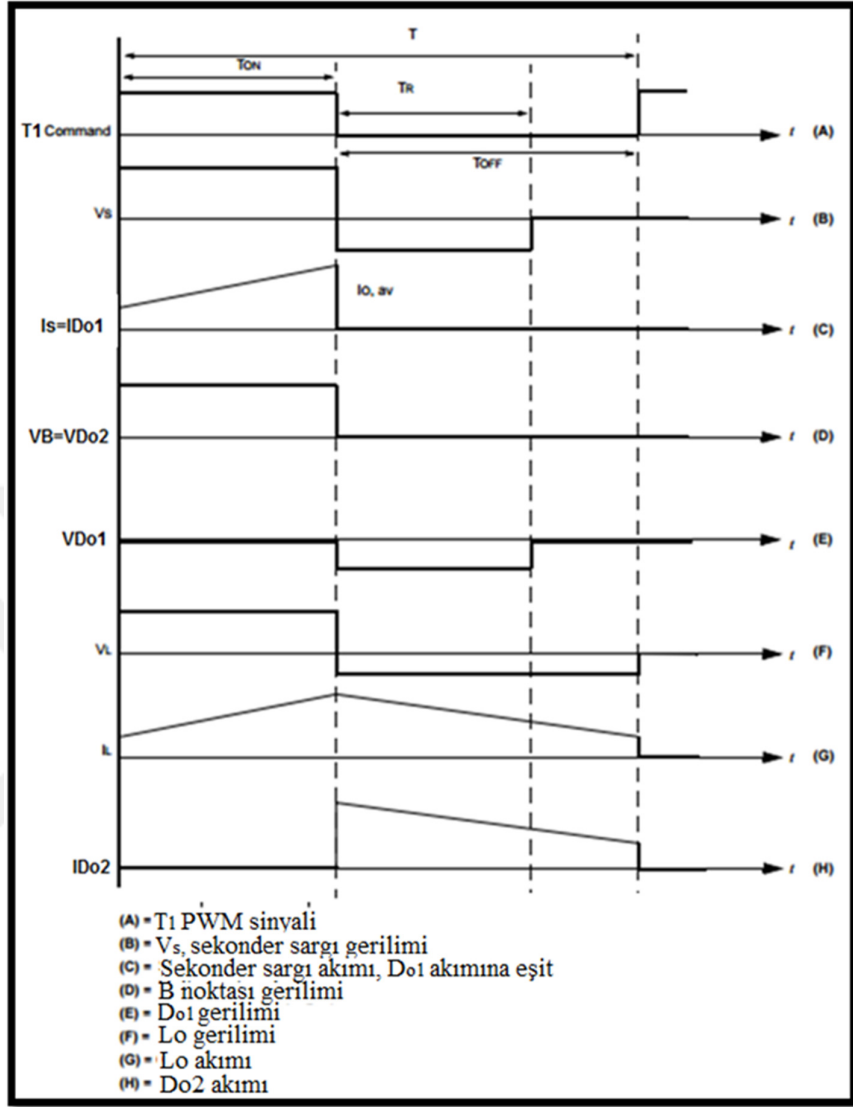


Şekil 3.3 : Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi [14].

İleri yönlü dönüştürücüye ilişkin anahtar kontrol sinyali, primer akım ve primer gerilim dalga şekilleri Şekil 3.4' teki gibidir. Sekonder akım ve gerilim dalga şekilleri ise Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.4 : Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait primer tarafı dalga şekilleri [14].



Şekil 3.5 : Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait sekonder tarafı dalga şekilleri [14].

Aralık 1:

Aralık 1, iletim aralığıdır. Bu aralıkta T_1 anahtarı iletimdedir. Primerden sekondere güç aktarımı yapılır. Transformatör primerine denklem (3.7)'deki gerilim gelirken sekondere denklem (3.8) gerilimi uygulanır.

$$V_p = +V_g \quad (3.7)$$

$$V_s = (+V_g) \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (3.8)$$

Denklem (3.7) ve (3.8)'de;

V_p , primer gerilimini (V,volt),

V_s , sekonder gerilimini (V,volt),

N_s , sekonder sarım sayısını ,

N_p , primer sarım sayısını ve

V_g , giriş gerilimini (V,volt) ifade eder.

Bu durumda mıknatıslanma akımı denklem (3.9) eğimiyle artmaktadır.

$$V_g/L_m \quad (3.9)$$

Denklem (3.9)'da;

L_m , mıknatıslanma endüktansını (H,henry) ifade eder.

Primerden geçen akım, sekonderden geçen akımın primere yansıyanı ile mıknatıslama akımının toplamına eşittir. İletim aralığında D_{01} diyodu iletimdedir. Primer tarafı çıkış yükünü ve çıkış endüktansını besler.

Aralık 2:

Aralık 2, kesim aralığıdır. T_1 anahtarı kesime gidince, primerden sekondere güç aktarımı sona erer ve mıknatıslanma akımının yolu kesilir. Ancak mıknatıslanma akımının yolunun aniden kesilmesi gerilimin aşırı artışına ve devrenin hasar görmesine neden olur. Bu yüzden T_1 anahtarı kesime gittikten sonra mıknatıslama akımının devamını sağlayacak bir yol oluşturulmalıdır. Bu da primere paralel ek bir resetleme sargısı ile sağlanır.

T_1 anahtarı kesime gidince, resetleme sargısı üzerine $-V_g$ giriş gerilimi uygulanır ve mıknatıslama akımı, resetleme sargısı ile D_1 diyodu üzerinden akar. Transformatör primeri üzerine denklem (3.10)'daki gerilim gelir.

$$V_p = V_g \cdot \frac{N_p}{N_R} \quad (3.10)$$

Denklem (3.10)'da;

V_p , primer gerilimini,

V_g , giriş gerilimini,

N_p , primer sarım sayısını

N_R , resetleme sargısını ifade eder.

Sekonderde ise D_{01} diyodu kesime gider, D_{02} diyodu iletme girer. Çıkış endüktansı yük akımının devamını sağlar.

Kararlı rejimde iletim süresince artan mıknatıslama akımı, anahtarın kesim durumunda tamamen resetlenmelidir. İletim durumunda denklem (3.11) ile artan akı, kesim durumunda denklem (3.12) ile azalır.

$$N_p \frac{d\phi_m}{dt} = V_g \quad (3.11)$$

$$N_r \frac{d\phi_m}{dt} = -V_g \quad (3.12)$$

Denklem (3.11)'te ve denklem (3.12)'de,

Φ_m , mıknatıslanma akısı,

N_r , resetleme sargı sayısı,

N_p , primer sargı sayısı,

V_g , giriş gerilimini ifade eder.

Denklem (3.11) ve denklem (3.12)'nin kararlı halde birbirine eşitliğinden doluluk oranı için denklem (3.13) koşulu elde edilir.

$$\lambda \leq \left(\frac{N_p}{N_p + N_R} \right) \quad (3.13)$$

Denklem (3.13)'te;

λ , doluluk oranını ifade eder.

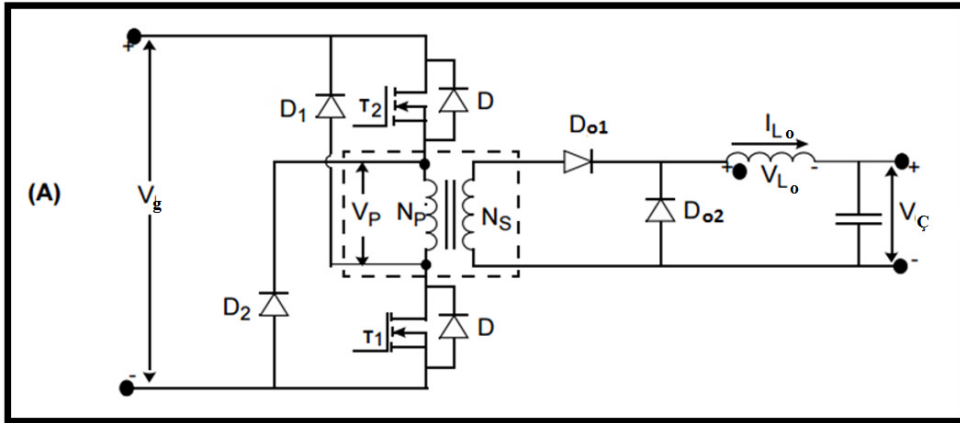
Her iki sargının da sarım sayıları eşit alınırsa, λ 'nın maksimum % 50 ile sınırlanması gerekir.

3.2.2 Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi

İleri yönlü dönüştürücülerde, transformatör nüvesinin sıfırlanması için başvurulan metodlardan biri de çift anahtar kullanmaktır. Bu metodun tek anahtarlı ileri yönlü

dönüştürücüye göre avantajları vardır. Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerde mıknatıslanma akımının sıfırlanması için üçüncü bir sargıya ihtiyaç duyulurken , çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde üçüncü sargı ihtiyacı duyulmaz. Bu nedenle transformatör maliyeti azalır.

Tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerde, kesime girdikten sonra anahtar üzerine düşen gerilim stresi giriş gerilimi, yansıyan transformatör gerilimi ve kaçak endüktanstan kaynaklanan kesime girme gerilim pikinin toplamına eşittir. Resetleme sargısı ve primer sargılarının sayıları pratikte eşit alındığından yansıyan gerilim de giriş gerilimine eşit olur, yani anahtar üzerine $+2V_g$ gerilim piki gelir. Bu pikin limitlenmesi için bastırma devresine ihtiyaç duyulur ve kaçak enerjisi burada harcanır. Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde ise çift anahtar kullanıldığından her bir anahtar üzerine maksimum V_g giriş gerilimi gelir. Şekil 3.6'da çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü yapısı görülmektedir.

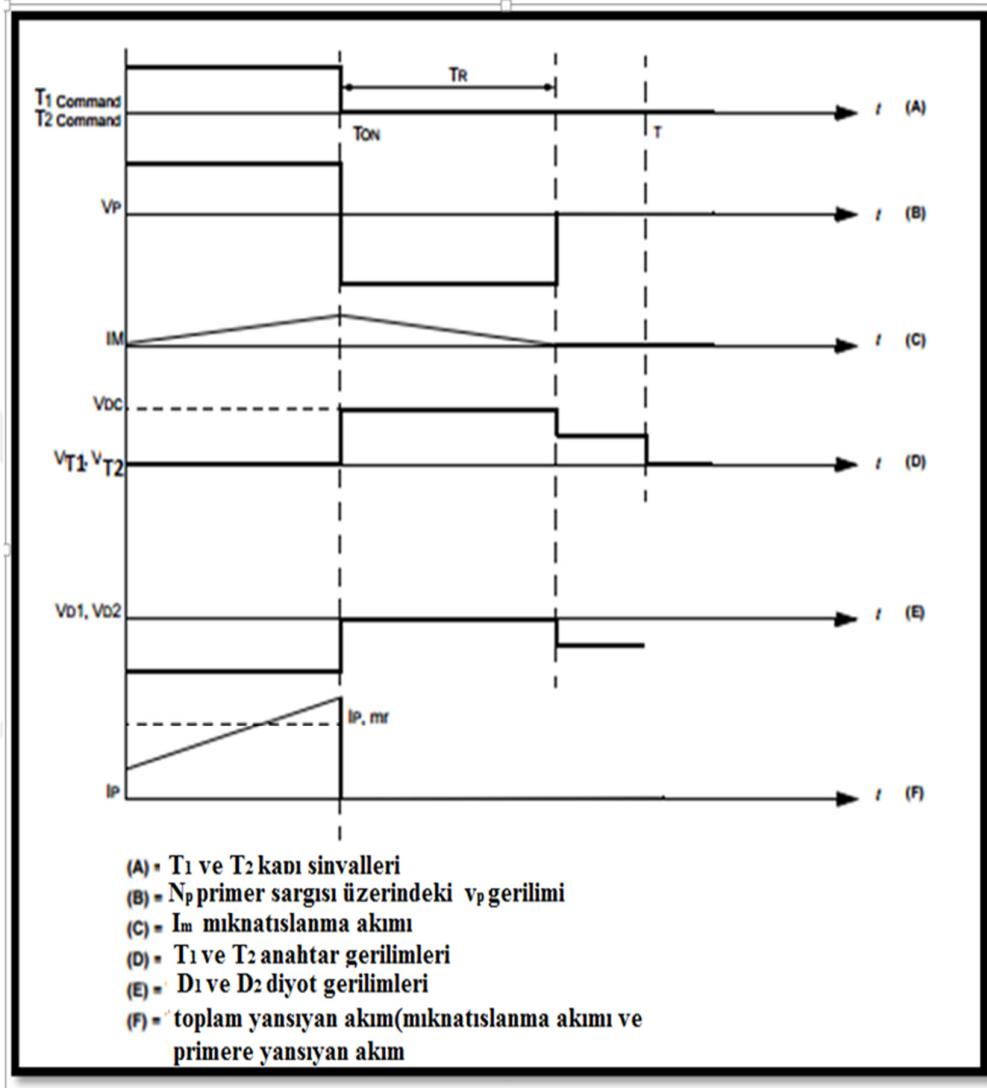


Şekil 3.6 : Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi [13].

Nüvenin resetlenmesi D_1 , D_2 ve primer üzerinden gerçekleşir. Mıknatıslama akımı ile birlikte kaçak endüktans enerjisi de bu yolla resetlenir. Ancak tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde bastırma devresi ile bu enerji harcanırken, çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü de kaçak enerjisi girişe aktarılır, böylelikle kayıplar azalır. Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü de bastırma hücrelerine gerek duyulmaz.

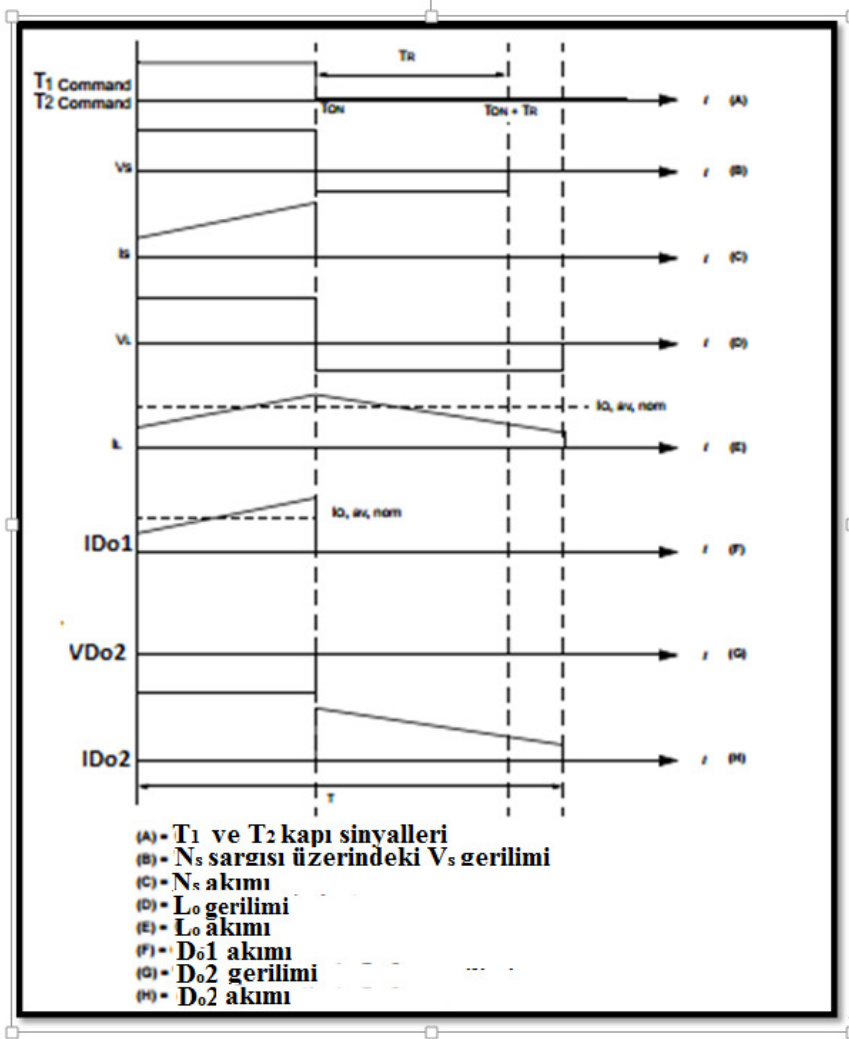
Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerde sekonder tarafı, tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü topolojisi ile aynıdır. Her iki anahtar, aynı PWM sinyali ile kontrol edilir, iletim ve kesime girmeleri aynı anda gerçekleşir. Çift anahtarlı ileri yönlü

dönüştürücüye ilişkin anahtar kontrol sinyali, primer akım ve primer gerilim dalga şekilleri Şekil 3.7'deki gibidir.



Şekil 3.7 : Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait primer tarafı dalga şekilleri [14].

Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ilişkin anahtar kontrol sinyali, sekonder akım ve sekonder gerilim dalga şekilleri Şekil 3.8'deki gibidir.



Şekil 3.8 : Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüye ait sekonder tarafı dalga şekilleri [14].

İletim aralığında, her iki anahtar iletimdedir, primere $+V_g$ giriş gerilimi uygulanır. Primerden sekondere güç aktarımı olmaktadır.

Anahtarlar kesime girdiğinde, primer üzerine gelen gerilim negatif endüklenir, D_1 ve D_2 diyotları iletme girerek mıknatıslama akımının devamını sağlar. Aynı zamanda kaçak endüktans enerjisi de girişe aktarılarak resetlenir. Bu sayede tek anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde kesime girme anında kaçak endüktanstan dolayı gerçekleşen salınım azalır. Kesime girdikten sonra sekonder üzerine de denklem (3.14)'teki gerilim uygulanır.

$$V_p = -V_g \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (3.14)$$

Denklem (3.14)'te,

V_p , primer gerilimini (V,volt),

N_s , sekonder sargı sayısı,

N_p , primer sargı sayısı,

V_g , giriş gerilimini (V,volt) ifade eder.

D_{01} diyodu kesime girerken D_{02} diyodu da ilettime girer. Çıkış endüktansı $-V_c$ kadar zıt emk üreterek azalan akımı telafi etmek için yükü besleme başlar. D_{02} diyodu sekonder akımını devam ettirir.

Mıknatıslama akımı resetlendikten sonra D_1 ve D_2 diyotları kesime gider, primer ve sekonder sargıları üzerine sıfır volt gelir. Diğer anahtarlama periyodu başlayana dek bu durumunu korur. Sekonder tarafı ise bulunduğu durumu korur.

3.2.3 Üç Seviyeli NPC Ara Devreli DC / DC Dönüştürücü Topolojisi

Yarım köprü dönüştürücü gibi 2 seviyeli dönüştürücü topolojilerinde, primer gerilimi $+V_d$ ve $-V_d$ gerilimleri arasında değişmektedir. 2 seviyeli evirici ara devreli DC/DC dönüştürücülerde, serbest geçiş aralıklarında primer gerilimi havada kalmaktadır. Bu da primer sargısı üzerinde farklı gerilim ve salınımların oluşmasına neden olur.

3 seviyeli evirici ve tam köprü evirici ara devreli DC/DC dönüştürücü topolojilerinde ise, serbest geçiş aralıklarında primer gerilimi sıfır voltta tutulur. Böylelikle gerilim kalitesi daha mükemmel hale gelir.

Literatürde kullanılan 3 seviyeli eviriciler çok çeşitli tasarımlarda olabilir. En genel anlamda ise kullanılan eviriciler I-tip ya da T-tip biçiminde olabilirler [21]. Fotovoltaik enerji sistemleri, UPS, motor sürme gibi alanlarda kullanılan 3 seviyeli eviricilerin (3L NPC , three level neutral clamped inverter) 2 seviyeli eviricilere göre birtakım üstünlükleri vardır. Bunlar çıkış gerilimi kalitesi, harmonik düşüşleri ve verim artışı olarak sıralabilir [19].

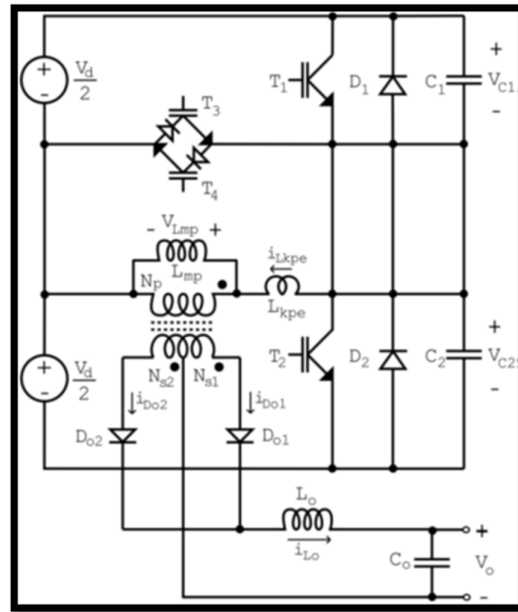
Yukarıda bahsedilen iki tip eviricilerden T-tip (3L TNPC) olan eviricinin, daha düşük iletim kayıpları nedeniyle 3L NPC'ye oranla daha avantajlı olduğu söylenebilir. T tip eviricilerin de serbest geçiş anahtarlarının devrede bulunma şekline göre tasarım farklılıkları vardır. Ancak kontrolü hepsinde aynıdır.

Sert anahtarlama 3 seviyeli eviricilerin, sert anahtarlama 2 seviyeli eviricilere göre verim açısından avantajı olsa da kullanılan yumuşak anahtarlama teknikleri ile verim daha da artırılabilir. Yumuşak anahtarlama 3 seviyeli bir eviricinin sağlayacağı yararlar.

- EMI gürültülerinin azalması ve bununla birlikte filtre boyutlarının küçülmesi [16],
- di/dt ve dv/dt 'nin limitlenmesi nedeniyle yarıiletken akım ve gerilim streslerinin azalması,
- Verimin artması,
- Anahtarlama kayıplarının azalması,
- Daha yüksek frekanslara çıkabilme imkanı ve bununla birlikte komponentlerde küçülmeye gidebilme,
- Soğutucu ihtiyacının azalması,

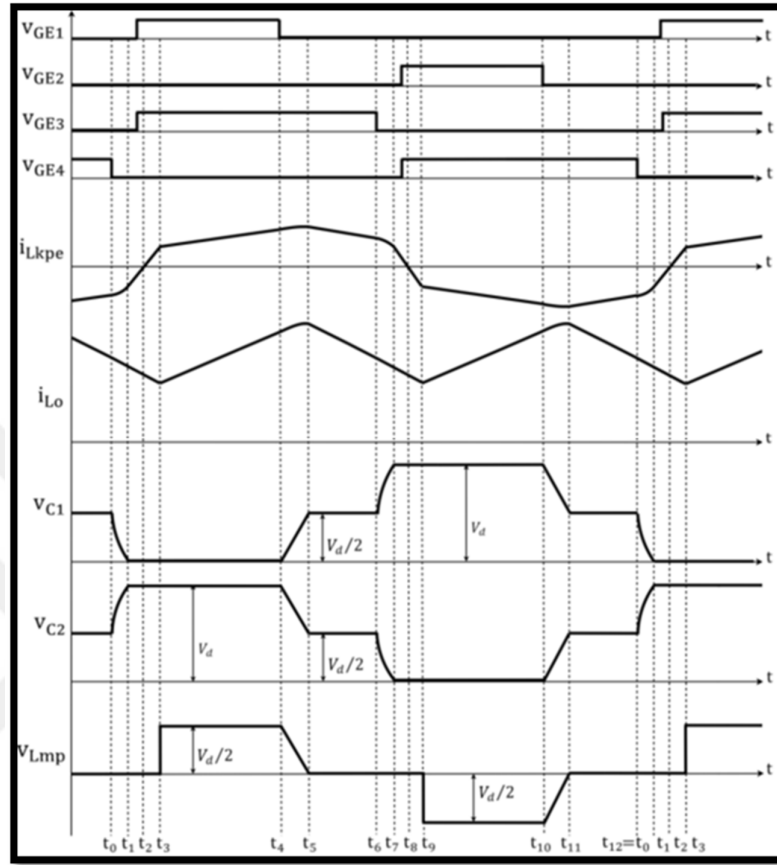
şeklinde sıralanabilir.

3 seviyeli T-tip evirici ara devreli bir DC/DC dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.9'da görülmektedir.



Şekil 3.9 : Üç seviyeli T-NPC evirici ara devreli DC/DC dönüştürücü.

Devre dalga şekilleri Şekil 3.10’da yer almaktadır.



Şekil 3.10 : Üç seviyeli T-NPC evirici ara devreli DC/DC dönüştürücüye ait dalga şekilleri.

3 seviyeli T-tip evirici ara devreli bir DC/DC dönüştürücü çalışması aşağıdaki gibidir.

Aralık 0 (Başlangıç Aralığı)

Bu aralık, t_0 başlangıç anından önceki aralıktır. Bu aralıkta T_4 nötral anahtarı iletimdedir. Primer gerilimi 0 V’ tur ve sekonderden yansıyan denklem (3.15) akımıyla kaçak enerjisi azalmaktadır.

$$I_{L_{\text{kaçak}}} = -I_{L_o} / 2a \quad (3.15)$$

Denklem (3.15)’te,

I_{L_o} , çıkış endüktans akımını,

a, trafo sekonder/primer sarım oranını ifade eder.

Sekonder tarafta ise çıkış akımı lineer olarak azalmaktadır. Çıkış endüktansı yükü besler, sadece D_{02} diyodu iletimdedir.

Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$ aralığı)

Bu aralık T_4 anahtarının sinyalinin kesilmesi ile başlar. T_4 anahtarının kesilmesi C_1 ve C_2 kondansatörlerinin varlığı nedeniyle ZVS altındadır. T_4 anahtarı kesime gidince, kaçak endüktans akımı C_1 ve C_2 kondansatörleri üzerinden devam ettirir. Kondansatörler ve kaçak endüktans arasında oluşan rezonans nedeniyle primer akımı sekonderden yansıyan akıma eşit olmaz. Rezonans frekansı bağıntısı denklem (3.16)'da verilmiştir [16].

$$\omega_e = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{kaçak}} \cdot C_{eş}}}, Z_e = \sqrt{L_{\text{kaçak}} / C_{eş}} \quad (3.16)$$

Denklem (3.16)'da,

ω_e , rezonans frekansını,

$L_{\text{kaçak}}$, kaçak endüktansını,

$C_{eş}$, anahtarların eşdeğer parazitik kondansatörünü,

Z_e , sistem empedansını ifade eder.

Bu aralıkta C_1 kondansatörü denklem (3.17) bağıntısıyla deşarj olurken C_2 kondansatörü denklem (3.18) ile şarj olmaktadır.

$$v_{c1} = \frac{V_g}{2} - \sqrt{L_{\text{kaçak}} / C_{eş}} \cdot \frac{I_{L0}}{2a} \cdot \sin(\omega_e(t - t_0)) \quad (3.17)$$

$$v_{c2} = \frac{V_g}{2} + \sqrt{L_{\text{kaçak}} / C_{eş}} \cdot \frac{I_{L0}}{2a} \cdot \sin(\omega_e(t - t_0)) \quad (3.18)$$

Denklem (3.17) ve (3.18)'de;

ω_e , rezonans frekansını,

$L_{\text{kaçak}}$, kaçak endüktansını,

$C_{eş}$, anahtarların eşdeğer parazitik kondansatörünü,

a , trafo sekonder/primer sarım oranını,

V_g , giriş gerilimini,

I_{L_0} , çıkış endüktans akımını ifade eder.

Bu aralıkta C_2 kondansatörünün şarjından ötürü primer ve kaçak endüktansın bulunduğu iki nokta arası potansiyel negatif gerilime maruz kalır. Bu nedenle D_{01} ve D_{02} diyotları arasında bir komütasyon başlar. D_{01} diyot akımı artarken D_{02} diyot akımı azalır. Her iki diyotta ilettime girdiğinden primer ve sekonder kısa devredir. L_0 endüktansı yükü beslemektedir. D_{01} ve D_{02} diyotlarının akım bağıntısı sırasıyla denklem (3.19) ve denklem (3.20)'de verilmiştir.

$$i_{D_{01}} = \frac{I_{L0}}{2} - \frac{I_{L0}}{2a} \cdot \cos(\omega_e(t - t_0)) \quad (3.19)$$

$$i_{D_{02}} = \frac{I_{L0}}{2} + \frac{I_{L0}}{2a} \cdot \cos(\omega_e(t - t_0)) \quad (3.20)$$

Denklem (3.19) ve (3.20)'de;

$i_{D_{01}}$, D_{01} diyot akımını,

$i_{D_{02}}$, D_{02} diyot akımını ifade eder.

Bu aralıkta kaçak endüktans enerjisinin C_1 kondansatörünü tamamen şarj edip, C_2 kondansatörünü deşarj etmesi için denklem (3.21)'de gösterildiği gibi kaçak enerjisinin, kondansatör şarj-deşarj enerjileri toplamından büyük olması gerekir.

$$L_{kaçak} \cdot \left(\frac{I_{L0}}{a}\right)^2 > (C_1 \cdot V_g^2 + C_2 \cdot V_g^2) \quad (3.21)$$

Denklem (3.21)'de;

C_1 , C_1 kondansatör değerini,

C_2 , C_2 kondansatör değerini,

$L_{kaçak}$, kaçak endüktansını,

a , trafo sekonder/primer sarım oranını,

V_g , giriş gerilimini,

I_{L_0} , çıkış endüktans akımını ifade eder.

t_1 anında C_1 kondansatörü deşarj olur ve D_1 diyodu ilettime girdikten sonra bu aralık sona erer.

Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$)

Bir önceki aralıkta oluşan rezonans t_2 anında sona erer, kaçak akımı T_1 anahtarına paralel D_1 diyodu tarafından üstlenilir. Bu aralıktaki kaçak akımı aralık 2 boyunca denklem (3.22) bağıntısıyla azalır.

$$i_{\text{primer}} = i_{\text{kaçakt1}} + \frac{V_g/2}{L_{\text{kaçak}}} \cdot (t - t_1) \quad (3.22)$$

Denklem (3.22)'de;

i_{primer} , zamana göre değişen primer akımını,

$i_{\text{kaçakt1}}$, t_1 anındaki kaçak akımını ifade eder.

Yine bu aralıkta D_{o1} ve D_{o2} diyotlarının komütasyonu devam eder. D_{o1} diyot akımı denklem (3.23) ile artarken D_{o2} diyot akımı denklem (3.24) ifadesi ile azalır.

$$i_{D_{o1}} = I_{L_{o_{t_0}}} + (a \cdot i_{\text{kaçakt1}}) + \left(\frac{V_{\text{giriş}}/2}{L_{\text{kaçak}}} \cdot a \cdot (t - t_1) \right) \quad (3.23)$$

$$i_{D_{o2}} = I_{L_{o_{t_0}}} - (a \cdot i_{\text{kaçakt1}}) - \left(\frac{V_{\text{giriş}}/2}{L_{\text{kaçak}}} \cdot a \cdot (t - t_1) \right) \quad (3.24)$$

Denklem (3.23) ve denklem (3.24)'te;

$I_{L_{o_{t_0}}}$, çıkış endüktans akımının t_0 anındaki değerini ifade eder.

Aralık 2 süresi içerisinde T_1 anahtarı ilettime girmelidir. Bu aralıkta T_1 iletim sinyali uygulanır ancak kaçak endüktans enerjisi T_1 anahtarı iletim yönüne ters yönde bir akım devam ettirdiğinden öncelikle bu akım resetlenir. D_{o1} ve D_{o2} diyot akımları birbirine eşit olduğunda kaçak akımı sona erer ve T_1 anahtarı akımı üstlenir. T_1 anahtarına paralel C_1 kondansatörü gerilimi sıfır volt olduğundan T_1 anahtarı ZVT altında ilettime girer.

Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$)

T_1 anahtarı primer akımını üstlenir. Primer akımı denklem (3.25) eğimiyle lineer artmaya başlar. Ancak primerden sekondere güç aktarımı olmaz.

$$i_{L_{kaçak}} = \frac{V_g/2}{L_{kaçak}} \cdot (t - t_2) \quad (3.25)$$

Bunun nedeni kaçakların varlığından ötürü $i_{D_{01}}$ akımının bütün L_0 endüktans akımını hızlıca üstlenememesidir. Bu durum λ iletim kaybı olarak karşımıza çıkmaktadır. $i_{D_{01}}$ akımı denklem (3.26) eğimiyle lineer artarken $i_{D_{02}}$ aynı eğimle azalmaktadır. Bu aralık sonunda $i_{D_{02}}$ akımı sıfır olur.

$$\frac{d_{i_{D_{01}}}}{dt} = \frac{d_{i_{D_{02}}}}{dt} = \frac{V_g/2}{L_{kaçak}} \cdot a \cdot (t - t_2) \quad (3.26)$$

Aralık 4 ($t_3 < t < t_4$)

D_{02} diyodu sıfır akımda anahtarlama ile kesime gider. D_{01} akımı, çıkış endüktans akımına eşit olur ve iletim aralığı başlar. Bu aralık boyunca primer akımı denklem (3.27) ile artmaktadır.

$$\frac{d_{i_{L_{kaçak}}}}{dt} = \frac{((V_g/4a) - V_0)/L_0}{2 \cdot a} \cdot (t - t_3) \quad (3.27)$$

Denklem (3.27)'de;

a , trafo sekonder/primer sarım oranını,

V_g , giriş gerilimini,

V_0 , çıkış gerilimini,

L_0 , çıkış endüktansını ifade eder.

Benzer şekilde D_{01} diyot akımı da denklem (3.28) ile artmaktadır.

$$\frac{d_{i_{D_{01}}}}{dt} = ((V_g/4a) - V_0)/L_0 \cdot (t - t_3) \quad (3.28)$$

Bu aralık, $\lambda \cdot T_{\text{periyot}}$ boyunca devam eder. T_1 anahtarının kesime girmesi ile sona erer. C_1 ve C_2 kondansatörleri sayesinde T_1 anahtarı Vce gerilimi artma hızı sınırlıdır. Bu nedenle ZVS altında kesime gider.

Aralık 5 ($t_4 < t < t_5$)

Bu aralık T_1 sinyalinin kesilmesiyle başlar. Bu aralıkta T_3 anahtarı gate sinyali olmasına rağmen T_3 iletime girmez. Çünkü C_2 kondansatörü gerilimi aralık başında $V_{\text{giriş}}$ gerilimi ile doludur, T_3 anahtarının Vce gerilimi negatiftir ve D_3 diyodu akımın bu yönde akmasını bloke eder.

Aralık boyunca D_{01} diyodu primere pozitif gerilim geldiğinden tek başına iletimdedir ve çıkış endüktans akımına eşittir. Primer akımı ise çıkış endüktans akımının primere yansıyan akımına eşittir. Primer akımı denklem (3.29) ifadesine eşittir.

$$I_{\text{primer}} = \frac{I_{L_0}}{2 \cdot a} \quad (3.29)$$

C_1 kondansatörü gerilimi denklem (3.30) eğimiyle artarken C_2 kondansatörü aynı eğim ile azalmaktadır.

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{dv_{C_2}}{dt} \left(\frac{I_{\text{primer}}}{2} \right) \cdot \frac{1}{C_{eş}} \cdot (t - t_4) \quad (3.30)$$

Denklem (3.30)'da;

I_{primer} , primer akımını,

$C_{eş}$, eşdeğer kondansatör değerini ifade eder.

C_1 ve C_2 kondansatör gerilimleri eşit olduğunda T_3 anahtarı yumuşak anahtarlama (ZVS) ile iletime girer. T_1 anahtarından T_3 anahtarına komütasyon sona erer.

Aralık 6 ($t_5 < t < t_6$)

Bu aralık T_3 anahtarının yumuşak anahtarlama (ZVS) ile iletime görmesiyle başlar. Eviricinin serbest geçiş aralığıdır. Primer bu aralıkta kısa devredir. D_{01} diyodu iletimdedir. L_0 endüktans akımı denklem (3.31) eğimiyle azalarak çıkış yükünü besler.

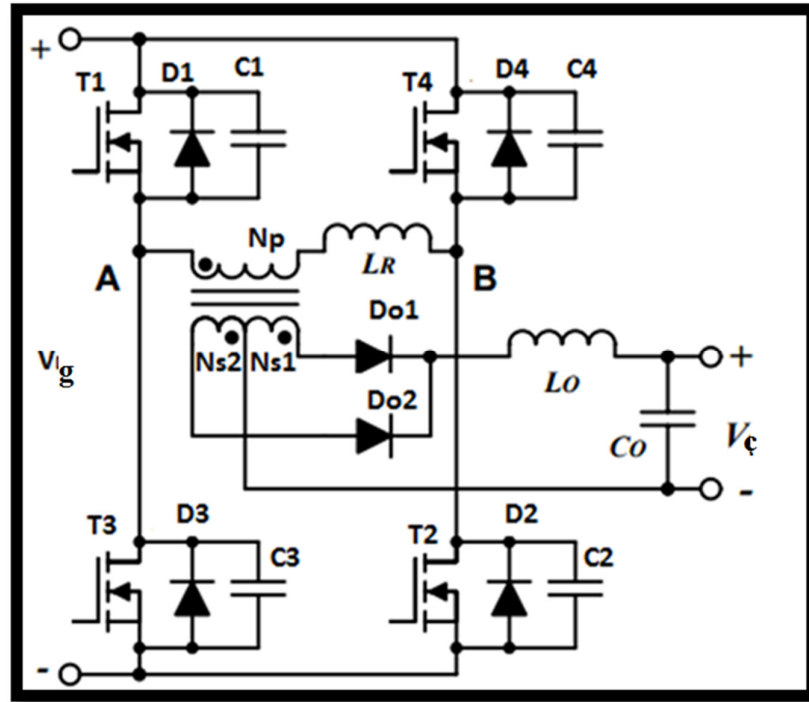
$$\frac{d_{iL_0}}{dt} = \frac{V_0}{L_0}(t - t_5) \quad (3.31)$$

Primer akımı da denklem (3.31)'deki eğimin yansıyanı kadar bir eğimle azalmaktadır.

3.2.4 Faz Kaydırmalı Tam Köprü DC / DC Dönüştürücü Topolojisi

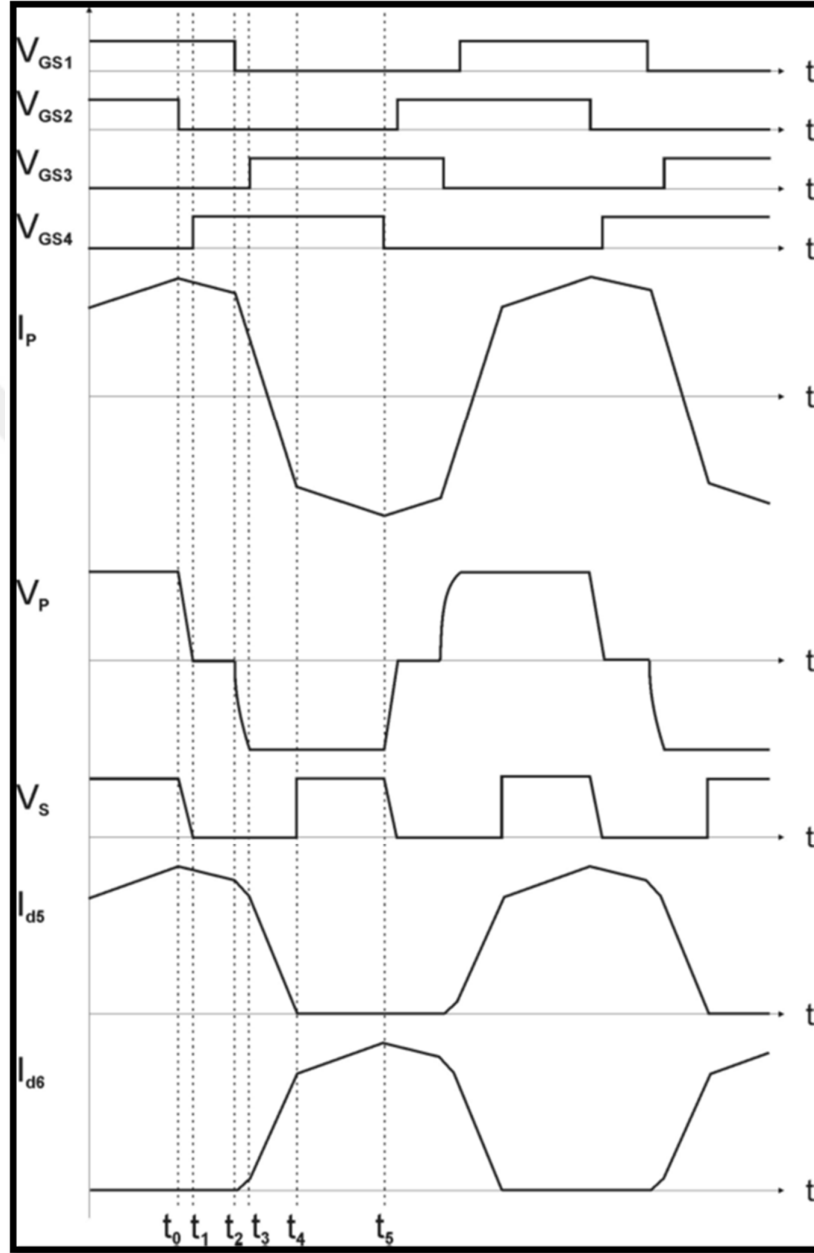
Yumuşak anahtarlama tekniğinin uygulandığı yöntemlerden biri de faz kaydırma kontrol metodunun kullanıldığı tam köprü eviricilerdir. Klasik tam köprü eviricilerde T_1 - T_2 ya da T_3 - T_4 anahtarları aynı anda iletimde kalmakta, kesime girmeleri de aynı anda olmaktadır. Bu durumda parazitik kondansatörler ve kaçak endüktans nedeniyle devrede salınımlar oluşmaktadır [26]. Serbest dönüşüm aralıklarında primer gerilimi havada kaldığından istenmeyen gürültüler oluşabilmekte bu da çıkış kalitesini bozmaktadır.

Faz kaydırma tekniği ile anahtarlardan biri önce iletime girer ve primerde, $+V_g$, 0 ve $-V_g$ olmak üzere üç durum oluşur. Yani serbest dolaşım aralığında primer gerçek sıfırda tutulur. Şekil 3.11'de tam köprü evirici ara devreli DC/DC dönüştürücü yapısı görülmektedir.



Şekil 3.11 : Faz kaydırmalı tam köprü ara devreli DC/DC dönüştürücü topolojisi.

Faz Kaydırmalı tam köprü dönüştürücüye ilişkin kontrol sinyalleri ve dalga şekilleri Şekil 3.12’de verilmektedir.



Şekil 3.12 : Faz kaydırmalı tam köprü ara devreli DC/DC dönüştürücüye ait dalga şekilleri.

Aralık 0 (Başlangıç Koşulları)

Karşılıklı T_1 ve T_2 anahtarları iletimdedir. Transformatör primerinden sekondere güç aktarımı yapılmaktadır. Transformatör primerine $+V_g$ gerilimi uygulanmakta olup sekonder üst diyodu D_{o1} iletimdedir.

Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$)

Bu aralık, sağ kol rezonansının olduğu aralıktır. T_1 ve T_2 anahtarları iletimde iken, T_2 anahtarının kesime girmesiyle bu aralık başlar.

T_2 anahtarının sinyali kesildiğinde, primer akımı yolunu C_2 kondansatörü üzerinden devam ettirir. C_2 kondansatörü şarj olurken, C_4 kondansatörü deşarj olur. Bu iki kondansatör, C_2 kondansatör geriliminin yükselme hızını sınırlar. Primer gerilimi de $+V_g$ geriliminden yavaşça sıfır volta düşer.

Denklem (3.32), çıkış geriliminin primer tarafına yansıyan gerilimi olmak üzere, primer gerilimi denklem (3.32)'den küçük olana dek yük primer tarafından beslenir denklem (3.32)'den küçük olana dek yük primer tarafından beslenir.

$$V_{pyansiyen} = \frac{V_c}{N_{s1}/N_p} \quad (3.32)$$

Denklem (3.32)'de;

V_c , çıkış gerilimini,

N_{s1} , S_1 sarım sayısını,

N_p , primer sarım sayısını

$V_{pyansiyen}$, sekonderden primere yansıyan gerilimi ifade eder.

Ancak bu değerin altına düştüğünde L_o çıkış endüktansı, rezonans endüktansına seri bağlanarak birlikte yükü beslerler. Bu aralıkta, çıkış endüktansı da primere yansıdığından kaçak endüktans üzerinden geçen primer akımı başlangıç anındaki değerini koruyarak akmaya devam eder. Bu aralık sonunda C_4 kondansatörü tamamen deşarj olur, T_4 anahtarı ZVT ile anahtarlarmaya hazır hale gelir.

Bu aralıkta, sekonder kısa devre olmadığından çıkış endüktans akımı da rezonansın gerçekleşmesine yardımcı olur ve parazitik kondansatörlerinin tamamen şarj ve deşarj olması için gereken enerjiden çok daha büyük bir enerjiye sahip olduğundan ZVT kolaylıkla sağlanır.

Bu aralığın gerçekleşmesi için gereken süre denklem (3.33)'i sağlamak koşulu ile denklem (3.34) ile ifade edilmiştir.

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_{\text{kaçak}} \quad (3.33)$$

$$t_{01} = 2 \cdot C_{\text{kaçak}} \cdot \left(\frac{V_{Dc}}{I_{P_{t0}}} \right) \quad (3.34)$$

Denklem (3.33) ve denklem (3.34)'te;

$C_{\text{kaçak}}$, kaçak kondansatör değerini (Farad),

V_{Dc} , giriş gerilimini (V, volt) ,

$I_{P_{t0}}$, t_0 anındaki primer akımını (A, amper),

t_{01} , aralık 2 süresini ifade eder.

Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$)

Bu aralık boyunca, bir önceki aralıkta ilettime giren D_4 diyodu, kaçak endüktans akımının etkisiyle iletimde kalmaya devam eder. Primer tarafında T_1 anahtarı ve D_4 diyodu iletimdedir. T_4 anahtarının kapı sinyali bu aralıkta sürülür. Primer üzerine uygulanan gerilim sıfır volttur. Bu sebeple primer akımı başlangıç değerini korur. Çıkış akımı, hala primere yansıdığından sekonder kısa devre olmaz ve sadece D_{01} diyodu iletimdedir.

Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$)

Bu aralıkta T_1 anahtarı kesime gider, primer akımı yolunu T_1 anahtarının parazitik kondansatörü üzerinden tamamlar. T_1 anahtarının parazitik kondansatörü giriş gerilimine şarj olurken T_3 anahtarının parazitik kondansatörü deşarj olur. C_3 parazitik kondansatörünün tamamen deşarj olması D_3 diyodunu ilettime sokar. Bu aralık sol kol rezonansı olarak adlandırılır ve sağ kol rezonansı ile karşılaştırıldığında hem daha uzun sürer , hem de hafif yüklerde ZVT daha zor sağlanır. Bunun nedeni şöyle açıklanabilir;

Sol kol rezonansı sırasında C_1 kondansatörü şarj olurken primer üzerine negatif gerilim gelir. Bu negatif gerilim, primer akımının ve dolayısı ile sekonder akımının azalmasına neden olur. Sekonder akımı, çıkış endüktasının akımından daha düşük olduğunda D_{02} diyodu da ilettime girer. Böylece kısa devre oluşur ve primere yansıma olmaz.

Bu durumda transformatör primer gerilimi sıfır volt olur, tüm negatif gerilim kaçak

endüktans üzerine gelir. Primere, sekonderden yansıma olmadığından primer akımını sadece kaçak endüktansta biriken enerji devam ettirir. Ayrıca kaçak endüktans üzerine gelen negatif gerilim de primer akımını başlangıç değerinden daha aşağıya düşürür. Bu da daha uzun bir geçiş süresine sebebiyet verir. Bu aralıkta primer akımının zamana bağlı olarak değişimi denklem (3.35)'te verilmiştir.

$$i_p(t) = I_{p0} * \cos\omega_1(t - t_2) \quad (3.35)$$

C_1 kondansatörü denklem (3.36) ile şarj olurken C_2 kondansatörü denklem (3.37) bağıntısı ile deşarj olur.

$$V_{C_1}(t) = Z \cdot I_{p0} \cdot \sin\omega_1(t - t_2) \quad (3.36)$$

$$V_{C_2}(t) = V_g - Z \cdot I_{p0} \cdot \sin\omega_1(t - t_2) \quad (3.37)$$

Denklem (3.36) ve denklem (3.37)'de;

$V_{C_1}(t)$, C_1 kondansatörünün zamana bağlı gerilimini,

$V_{C_2}(t)$, C_2 kondansatörünün zamana bağlı gerilimini,

Z , system empedansını,

ω_1 , rezonans frekansını ifade eder

Z ve ω değerleri sırası ile denklem (3.38) ve denklem (3.39) ile bulunabilir.

$$Z = \sqrt{\frac{L_R}{2 \cdot C_R}} \quad (3.38)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_R \cdot C_R}} \quad (3.39)$$

Denklem (3.38) ve denklem (3.39)'de;

L_R , kaçak endüktans değerini,

C_R , parazitik kondansatör değerini ifade eder.

Bu aralığın işgal ettiği süre denklem (3.40) ile bulunabilir.

$$\frac{1}{\omega_R} \cdot \sin^{-1} \cdot \frac{V_{giriş}}{Z \cdot I_{P_0}} \quad (3.40)$$

Aralık 4 (t₃<t<t₄)

Bu aralıkta T₃ anahtarı ilettime girer. Primer üzerine negatif V_{DC} gerilimi gelir. Ancak kaçak endüktans enerjisi nedeniyle primer akımı hemen yön değiştiremez. Önce kaçak akımı sıfıra doğru azalarak ve akım yönünü koruyarak akmaya devam eder. Bu nedenle primere negatif gerilim gelmesine rağmen sekonder kısa devredir.

Kaçak akımı resetlenince primer akımı sıfıra erişir, sonrasında yön değiştirerek artmaya devam eder. Primer akımı, çıkış endüktans akımının primere yansımış değerinden daha küçük olduğu müddetçe primerden sekondere güç aktarımı güç aktarımı olmaz ve sekonder tarafında iki diyotta iletimde kalır. Primer akımı negatif yönde artarken D₀₁ diyodunun akımı azalmaya, D₀₂ diyodunun akımı artmaya devam eder. t₄ süresi sonunda D₀₁ diyodu kesime gider.

Bu aralıktaki primer geriliminin etkisiyle primer akımının artışı ile gerilimi arasında denklem (3.41) ilişkisi vardır.

$$i_p(t) = \frac{-V_{DC}}{L_R} \cdot (t - t_4) \quad (3.41)$$

Primer akımı ters yönde artarken, D₀₂ diyodu akımı da artmakta, eş zamanlı olarak D₀₁ diyot akımı azalmaktadır. t₅ anında primer akımı, çıkış endüktans akımının primere yansıyan değerine eşit olurken D₀₁ diyodu kesime gider. Bu aralığın işgal ettiği süre denklem (3.42)'de verilmiştir [9].

$$t_{45} = \frac{L_r \cdot I_{Lo}(t_5)/K}{V_g} \quad (3.42)$$

Denklem (3.42)'de;

L_r, kaçak endüktansını,

I_{Lo}, çıkış endüktans akımını,

V_g, giriş gerilimini,

K, N_p/N_s sarım oranını ifade eder.

Bu aralık sonunda primer, sekondere güç aktarımı yapmaya başlar.

Aralık 5 ($t_4 < t < t_5$)

Bu aralık transformatör güç aktarım aralığıdır. T_3 ve T_4 anahtarları iletimdedir. Bu aralıkta primer akımı denklem (3.43) ile ifade edilir [9].

$$i_p(t) = \frac{V_g - KV_0}{L_r + K^2 \cdot L_o} \cdot (t - t_5) - \frac{I_{Lo}(t_5)}{K} \quad (3.43)$$

Denklem (3.43)'te;

L_r , kaçak endüktansını,

I_{Lo} , çıkış endüktans akımını,

V_g , giriş gerilimini,

K , N_p/N_s sarım oranını ifade eder.

Primer akımına, hem mıknatıslanma akımı hem de çıkış endüktans akımının primere yansıyan $L_f \cdot K^2$ katkı sağlar.

Aralık 6 ($t_5 < t < t_6$)

Bu aralıkta T_4 anahtarı kesime gider, devam eden primer akımı C_4 parazitik kondansatörü üzerinden akmaya devam eder. Böylelikle T_4 anahtarı kolektör - emiter gerilimi V_{DC} gerilimine yükselirken C_2 parazitik kondansatörünün deşarj olmasıyla T_2 anahtarının kolektör - emiter gerilimi sıfır voltta tutulur. Böylece T_2 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanmaya hazır hale gelir. Böylelikle ilk çalışma periyodu tamamlanmış olur.



4. EVİRİCİ ARA DEVRELİ DC / DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ BENZETİMİ VE PROTOTİP UYGULAMA SONUÇLARI

Bu bölümün ilk kısmında tasarımı yapılan faz kaydırmalı tam köprü, yumuşak anahtarlamalı üç seviyeli NPC, sert anahtarlamalı çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerin benzetimleri yapılmıştır. Benzetim için PSIM programı kullanılmış ve kaynak makinesinin şebeke geriliminde ve sabit yük altında benzetimi yapılmıştır.

Teorik olarak tasarlanan faz kaydırmalı tam köprü, ileri yönlü ve üç seviyeli NPC dönüştürücülerin Altium programı kullanılarak PCB çizimi yapılmış ve kaynak makinesi için prototipleri hazırlanmıştır. Maksimum kaynak akımı için osiloskoplara evirici dalga görüntüleri alınmıştır. Mevcut bir yarım köprü dönüştürücünün ise deneysel sonuçları alınmış ve karşılaştırması gerçekleştirilmiştir.

Benzetim sonuçları kısmında verilen eleman seçimleri, şirket politikaları gereği özel olarak kalması gerektiğinden, benzetimde kullanılan değerler tez içerisinde değiştirilerek verilmiştir.

4.1 Uygulama Sonuçları

Teorik olarak tasarlanan faz kaydırmalı tam köprü, ileri yönlü ve üç seviyeli NPC dönüştürücülerin, Altium programı kullanılarak PCB çizimi yapılmış ve kaynak makinesi için prototipleri hazırlanmıştır. Maksimum kaynak akımı için osiloskoplara evirici dalga görüntüleri alınmıştır. Mevcut bir kaynak makinesinde yer alan yarım köprü dönüştürücünün ise osiloskop görüntüleri alınmış ve karşılaştırması yapılmıştır.

4.1.1 İleri yönlü dönüştürücü deneysel sonuçları

Yapılan tez çalışmasında çift anahtarlı ileri yönlü bir DC/DC dönüştürücünün tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Tasarlanan ileri yönlü dönüştürücünün tasarım parametreleri çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : İleri yönlü dönüştürücü tasarım kriterleri.

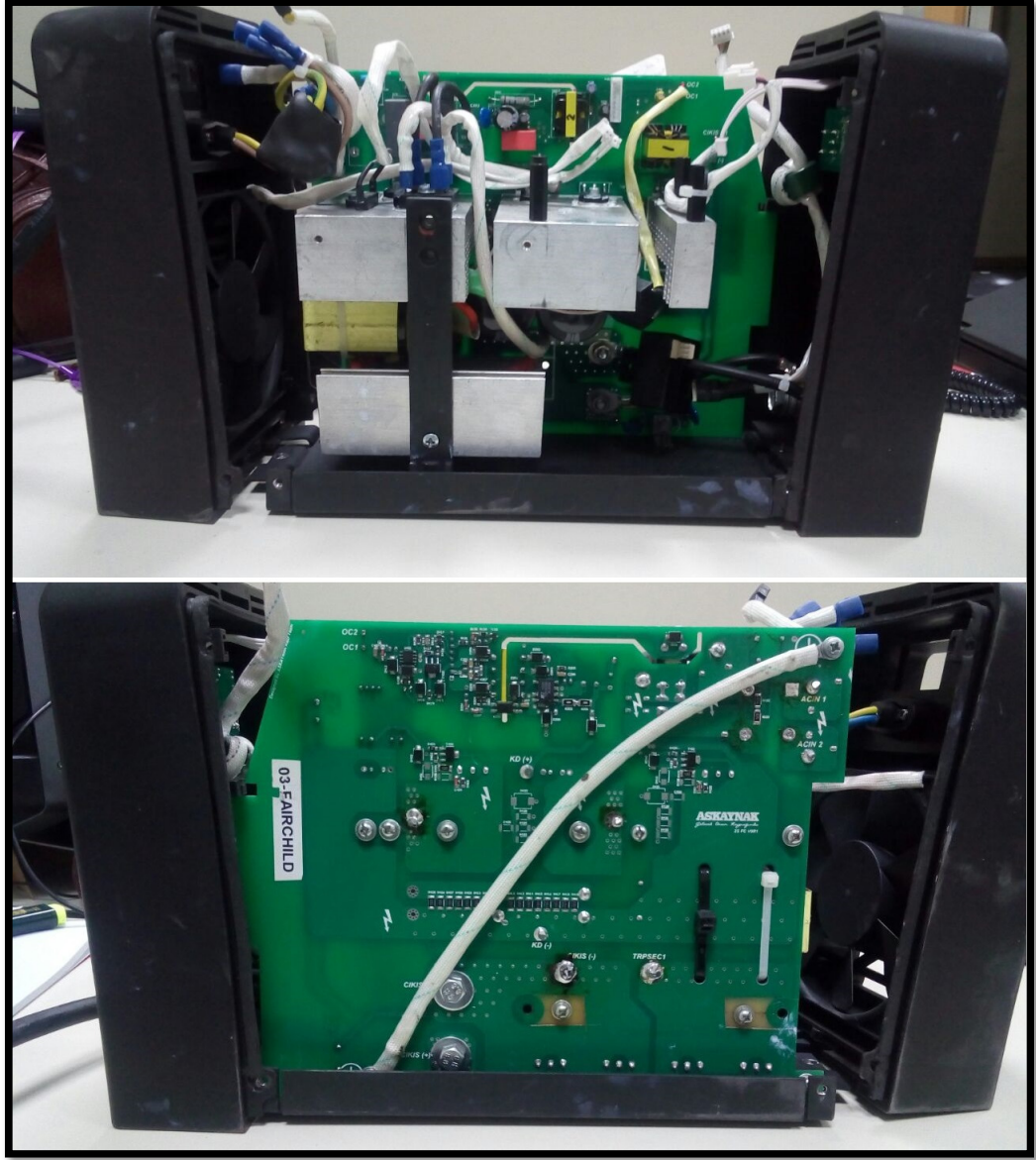
Tasarım Kriterleri	Değeri
Güç	5.2 kW
Giriş Gerilimi	220 V $\pm$ % 10
Şebeke Frekansı	50/60 Hz 1 faz
Şebekeden Çekilen Maksimum Akım	32 A
Şebekeden Çekilen Maksimum efektif akım	13.5 A
Anahtarlama frekansı	58kHz
Çıkış Akımı Aralığı	30 A-160 A
Boşta Çalışma Çıkış Gerilimi	85 V

Çizelge 4.1'deki tasarım parametrelerini sağlayabilecek ileri yönlü dönüştürücünün eleman seçimleri bu bölümde anlatılan yöntemlerle seçilmiştir. Kullanılan elemanlar çizelge 4.2'de yer almaktadır.

Çizelge 4.2 : İleri yönlü dönüştürücü eleman seçimleri.

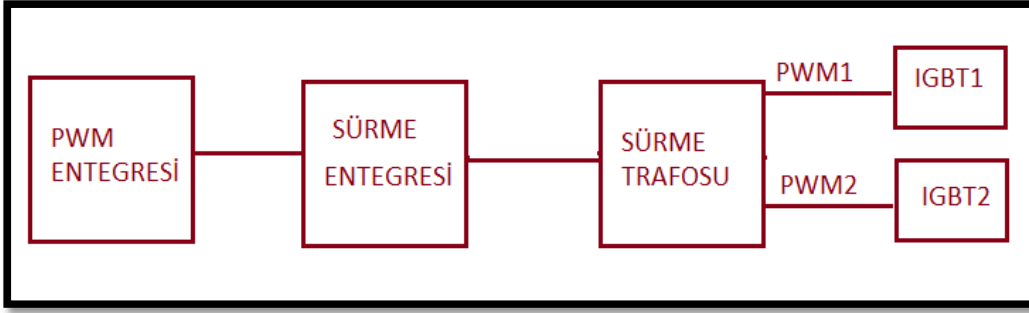
Eleman Seçimleri	Değeri
Anahtarlar	Fairchild FGA50T65SHD
Serbest Dolaşım Diyotları	Fairchild FFPF15S60S
Çıkış Diyotları	Fairchild FFA60UP30DN
Giriş Kondansatörleri	EPCOS B43640B9687M000 820 uF 400 V
Kontrolör	SG3525
Transformatör	E65 24:5

Çizelge 4.1 parametrelerini sağlayan ileri yönlü dönüştürücünün prototipi Şekil 4.1'de verilmiştir. Çizelge 4.2'de yer alan elemanlar donanımsal tasarımda yer almaktadır.



Şekil 4.1 : İleri yönlü dönüştürücü donanımsal uygulaması.

Prototipte kullanılan sürme tasarımı darbe trafosu ile oluşturulmuştur. SG3525 pwm kontrolcü entegresinde üretilen pwm sinyali, TC4424 sürme entegresine aktarılır. Kontrolcü entegresinin çıkışı, anahtarları sürece kadar akım sağlayamadığından sürme entegresi kullanılmıştır. Sürme entegresi çıkışında tek bir sürme sinyali bulunmaktadır. Çift anahtarlı ileri yönlü dc/dc dönüştürücü devresinde her iki anahtarda aynı anda ilettime girip kesime girmektedir. Bu nedenle tek bir pwm sinyali ile sürme yapılmaktadır. Ancak bu sinyal her iki anahtara da birbirinden izoleli verilmelidir. Aksi takdirde primer tarafı kısa devre olur. Bu nedenle darbe trafosu ile izoleli olarak verilmelidir. Şekil 4.2’de sürme sisteminin blok şeması görülmektedir.



Şekil 4.2 : İleri yönlü dönüştürücü sürme sistemi

Hazırlanan kaynak makinesi prototipinde kontrol tasarımı analog olarak gerçekleştirilmiş ve SG3525 entegresi kullanılarak kapalı döngü kontrol sistemi oluşturulmuştur. Böylelikle kaynakçının el hareketine ve kaynak yüküne karşı çıkış akımını sabit tutabilen sabit akım karakteristikli bir kaynak makinesi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Örtülü elektrod kaynağı (MMA) için gerekli olan tüm parametreler analog kontrolcüde yer almaktadır. Bölüm 5’te kontrol sistemine yer verilmiştir.

Çift anahtarlı ileri yönlü dc/dc dönüştürücünün nüvesinin doyuma gitmeden mıknatıslanma akımının resetlenebilmesi için λ ’nın maksimum değerinin teorik olarak %50 ile sınırlandırıldığını varsayabiliriz. Pratikte tam sınırda çalıştırmamak adına daha düşük seçilmiştir.

Trafonun dönüşüm oranının 24:5 seçildiğinde denklem 4.1’e göre primerden geçen maksimum akım elde edilmiştir.

$$I_p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) * I_s \quad (4.67)$$

(4.1)

(4.68)

$$33 \text{ A} = \left(\frac{5}{24} \right) * 160$$

Anahtardan geçen ortalama akımın değeri λ ’nın maksimum değeri için denklem (4.2) kullanılarak elde edilmiştir.

$$I_{T_{1ort}}=I_{T_{2ort}} = \lambda * I_{T_1} = \lambda * I_{T_2} \quad (4.2)$$

$$I_{T_{1ort}}=I_{T_{2ort}} = 0.5 * 33 = 16.5 \text{ A}$$

Buna göre seçilecek anahtarın akım dayanımı, anahtar ortalama akımının yaklaşık 2 katı seçilebilir. Bu durumda FGA50T65SHD model bir IGBT anahtar seçimi açısından uygun olacaktır. Serbest geçiş diyotları açısından ise FFPF15S60S uygun görülmüştür. Çıkış diyotlarında ise denklem (4.3) kullanıldığında,

$$I_{D_{01ort}}=I_{D_{02ort}} = I_{L_o} \quad (4.3)$$

$$I_{D_{01ort}}=I_{D_{02ort}} = 0.5 * 160 = 80 \text{ A}$$

elde edilir.

Denklem (4.3)'ye bakıldığında D_{01} ve D_{02} çıkış diyotları için ikişer adet FFA60UP30DN yeterli olacaktır.

Nüve seçimi denklem (4.4) koşuluna uygun olacak şekilde seçilmiştir [44] . Nüvenin doyuma gitmemesi için $B_{max} < 0.4 \text{ T}$ yi aşmamalıdır.

$$\Delta B_{max} = \frac{V_{g_{maks}} * \lambda_{maks} * \left(\frac{1}{f_s}\right)}{N_p * A_e} \quad (4.4)$$

Denklem (4.4)'te,

ΔB_{max} , manyetik akı yoğunluğu değişiminin maksimum değeri,

$V_{g_{maks}}$, giriş geriliminin maksimum değeri,

f_s , anahtarlama frekansı,

N_p , primer sarım sayısı,

A_e , nüvenin efektif kesitini ifade eder.

İleri yönlü dönüştürücüye ait dalga şekilleri şebeke geriliminde ve maksimum 160 A kaynak akımında alınmıştır. Şekil 4.3'te T_1 anahtarının kapı sinyali ve kollektör-emiter

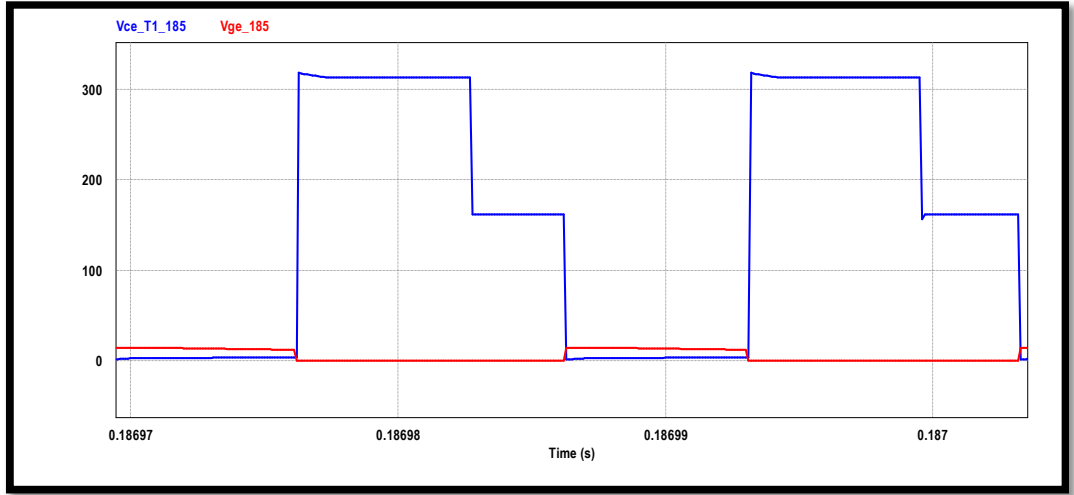
geriliminin deneysel sonucu görülmektedir. Kapı sinyali görüntüsü 3 V/div, kollektör-emiter gerilimi görüntüsü 60V/div ölçeklerinde alınmış olup zaman ölçeği 2 us/div'dir.



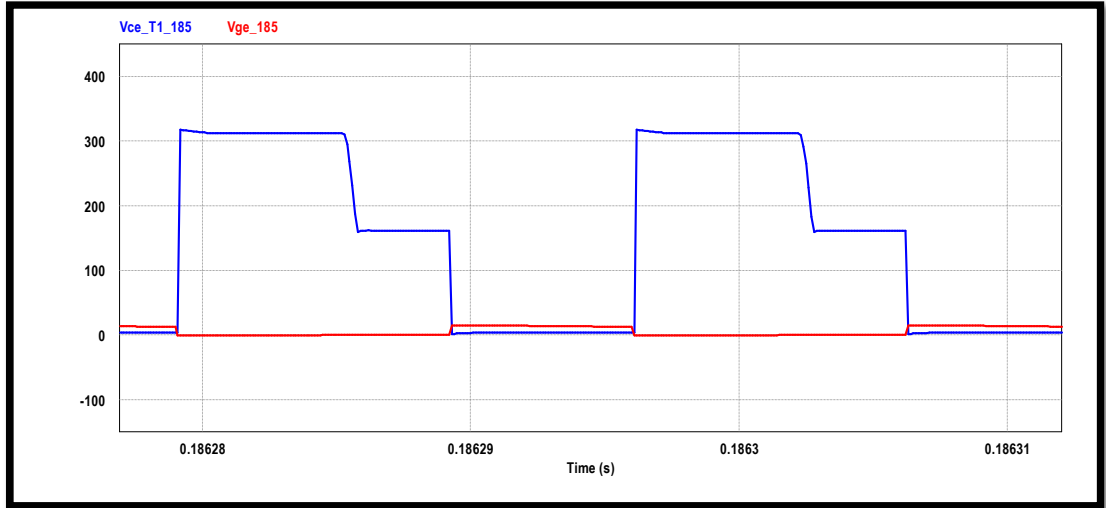
Şekil 4.3 : İleri yönlü DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı görüntüleri sarı: kapı sinyali mor: kollektör-emiter gerilimi

A ile gösterilen kısım, mıknatıslanma akımının sıfırlanmaya devam ettiği aralıktır. Bu aralıkta IGBT anahtarları kesimdedir. Primer negatif gerilimle endüklenmiştir. B aralığında mıknatıslanma akımı sıfırlanmıştır. A aralığından B aralığına geçerken T_1 anahtarının kollektör emitter geriliminin eğimle düştüğü gözlenmiştir. Şekil 4.4'te yer verilen benzetim sonucunda ise kollektör emitter gerilimi dik bir şekilde inmektedir. Bunun nedeni kullanılan FGA50T65SHD IGBT'lerinin 100 pF değerindeki parazitik çıkış kondansatörlerinden kaynaklanmaktadır. Benzetimde kullanılan anahtarların kollektör-emitter arasına 100 pF parazitik kondansatör bağlandığında elde edilen benzetim sonucu ise 4.5'te görülmektedir. Kondansatörler bağlandığında A aralığından B aralığına geçişte kollektör emitter gerilim düşüşünün eğimle olduğu gözlenebilir. Şekil 4.3'teki B aralığının sonunda T_1 anahtarı ilettime girer. Bu aralık C aralığıdır. Kapı sinyalinin yükselmesine bakıldığında miller platosu gerilimine erişildiği noktada kollektör emitter geriliminin düştüğü gözlenmektedir.

Şekil 4.5'te yer alan deneysel sonuç ile Şekil 4.3'teki benzetim sonucunun benzer olduğu görülmektedir.



Şekil 4.4 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü T_1 anahtarı benzetim sonucu (Kollektör-emitter arasında parazitik kondansatör yokken).



Şekil 4.5 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü T_1 anahtarı benzetim sonucu (Kollektör-emitter arasında 100 pF parazitik kondansatör varken).

Şekil 4.6'da T_1 anahtarının dalga şekillerinin yakınlaştırılmış görüntüsü verilmektedir. Kapı sinyali görüntüsü 3 V/div, kollektör-emiter gerilimi görüntüsü 60 V/div ölçeklerinde alınmış olup zaman ölçeği 1 us/div'dir



Şekil 4.6 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü T_1 anahtarı görüntüleri sarı: gate sinyali mor: kollektör-emiter gerilimi (yakınlaştırılmış).

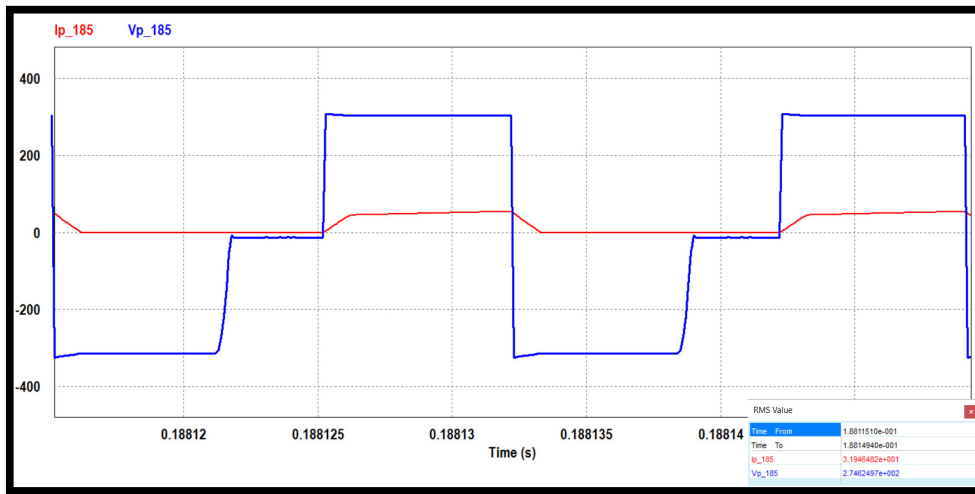
Şekil 4.7’de primer dalga şekilleri verilmektedir. Primer gerilimi 80 V/div ve primer akımı 20 A/div ölçeğinde alınmıştır. Zaman ise 2 us/div şeklinde ölçeklendirilmiştir.



Şekil 4.7 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü primer akımı sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.

A aralığı iletim aralığıdır. Bu aralık mıknatıslanma akımının arttığı aralıktır. Bu aralık sonunda IGBT anahtarları kesime gitmiştir ve mıknatıslanma akımının sıfırlandığı aralığa geçilmiştir. Ancak A aralığından B aralığına geçişte primer akımının eğimle azaldığı görülmektedir. Bu eğim çıkış diyotları arasında oluşan komütasyon aralığına denk gelmektedir. Bu aralık sonunda D_{01} diyot akımı kesilir, tüm çıkış akımını D_{02} diyonu üstlenir. Bu kısımdan sonra B aralığı yani mıknatıslanma akımının sıfırlanma aralığı devam eder. Bu aralık boyunca primer üzerine negatif gerilim gelir. Mıknatıslanma akımı sıfırlandıktan sonra primer ve sekonder gerilimleri sıfır volt olur. Bu aralık ise C aralığıdır. Bu aralıktan sonra IGBT anahtarları iletime girer ve A iletim aralığı başlar. A aralığına geçerken kaçak endüktanstan ötürü primer akımı eğimle artar, çıkış diyotları arasında komütasyon meydana gelir. Daha sonra iletim aralığına geçilir.

Şekil 4.8’de primer akım ve gerilim benzetim sonuçları yer almaktadır. Benzetim sonucunun Şekil 4.8’deki deneysel sonuç ile karşılaştırılması için giriş geriliminin 311 V olduğu anda benzetim yapılmıştır. Benzetim sonucunda akım ve primer dalga şekilleri ve değerleri aynı çıkmıştır. Kaçakların sıfırlandığı aralığın süresi Şekil 4.7’de deneysel sonuçta yaklaşık 6 us iken, sıfırlandıktan sonra T_1 anahtarının iletime girdiği ana kadar geçen süre 2.4 us olarak bulunmuştur. Şekil 4.8’de yer alan benzetim sonucunda ise mıknatıslanma akımının sıfırlandığı aralık 5.7 us olarak bulunmuşken sıfırlandıktan sonra T_1 anahtarının iletime girdiği ana kadar geçen süre 3.3 us olarak bulunmuştur.

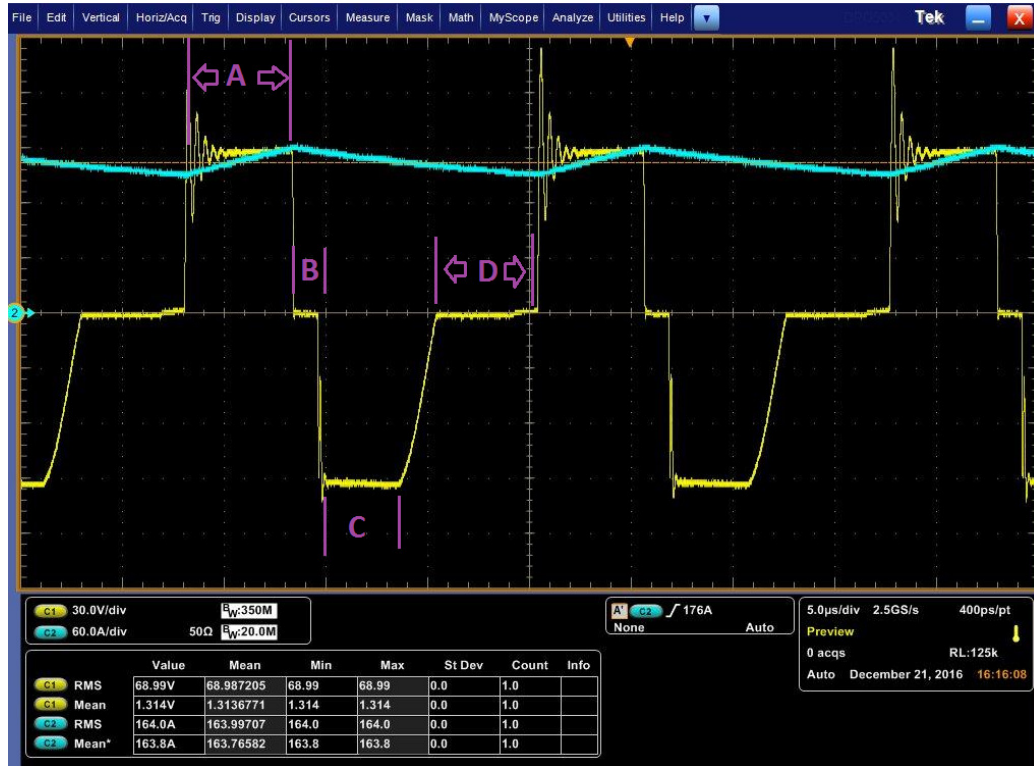


Şekil 4.8 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü primer akım ve gerilim benzetimi

Şekil 4.8’de verilen benzetimde ortalama primer akımı 20.7 A olarak bulunmuştur. Şekil 4.7’deki deneysel sonuçta ise 20 A olarak hesaplanmıştır. Benzetim sonucu, deneysel sonuçtan yaklaşık %3.5 fazla çıkmıştır. Denklem 4.5’te de ortalama primer akımı 20 A olarak elde edilmiştir.

$$I_{priort} = I_{pri} * \lambda \quad (4.5)$$

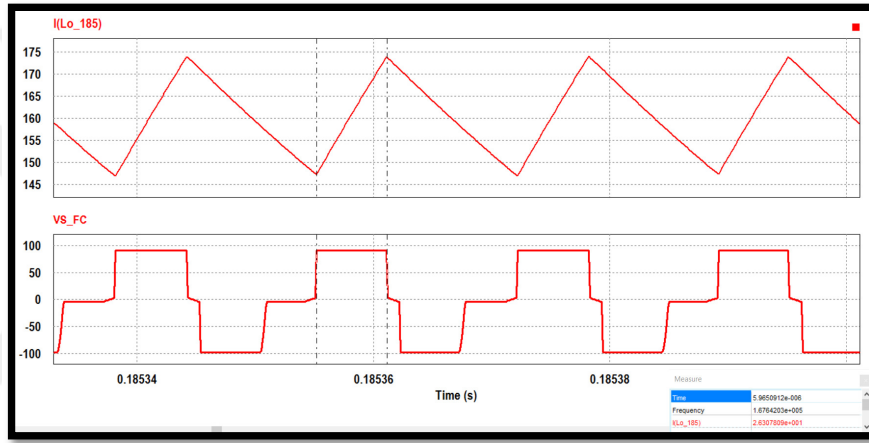
Şekil 4.9’da sekonder gerilimi ve çıkış akımı deneysel sonucu görülmektedir. Akım görüntüsü 60 A/div, gerilim 30 V/div ölçeğinde alınmış olup zaman 5 us/div ölçekte alınmıştır. A aralığı iletim aralığı olup mıknatıslanma akımının arttığı, gücün çıkışa aktarıldığı aralıktır. Bu aralık sonunda anahtarlar kesime gider, B aralığı sekonder diyotlarının komütasyon aralığıdır. Bu nedenle sekonder kısa devredir. C aralığında sekonder üstüne negative gerilim gelir, bu aralıkta mıknatıslanma akımı sıfırlanmaktadır. Bu aralık sonunda mıknatıslanma akımı sıfırlanmıştır. D aralığında anahtarlar hala kesimdedir ve nüve sıfırlanmıştır. Bu aralık sonunda anahtarlar ilettime girer, tekrar A konumuna geçilir.



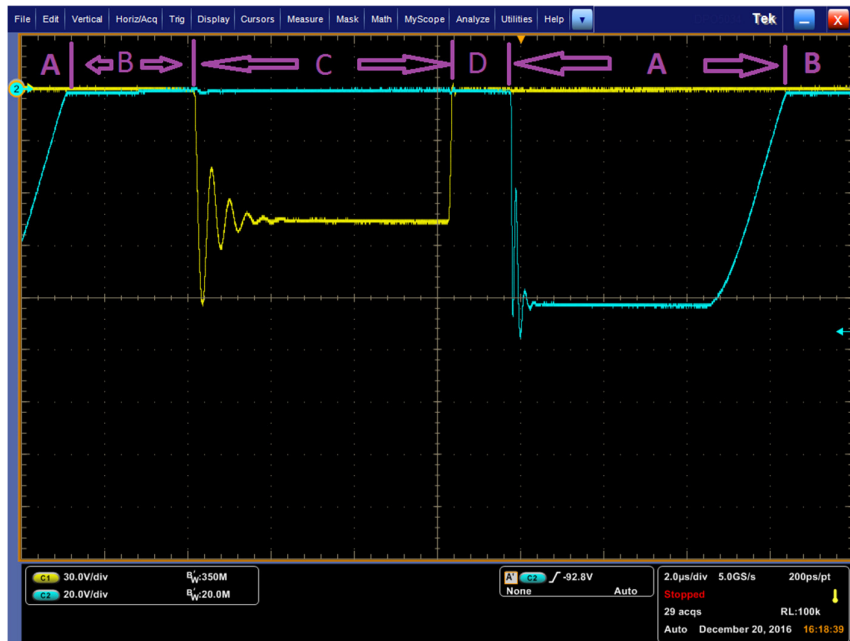
Şekil 4.9 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü sekonder dalga şekilleri sarı: sekonder gerilimi mavi: sekonder akımı.

Şekil 4.10'da çıkış akım ve sekonder gerilim benzetim sonucu görülmektedir. Dalga şekilleri deneysel sonuç ile aynı çıkmıştır. Ortalama akım her ikisinde de 160 A olarak bulunmuştur. Şekil 4.9'da yer verilen deneysel sonuçta dalgalılık yaklaşık %15 iken benzetim sonucunda %16 olarak bulunmuştur. Denklem 4.6 kullanılarak da dalgalılık hesaplandığında %16.8'lik bir dalgalılık elde edilmiştir.

$$\Delta L_{\text{endüktans}} = \frac{\lambda * (1 - \lambda) \left(\frac{V_{\text{giris}}}{N_p} \right)}{f_p * L} = 26 \text{ A} \quad (4.6)$$



Şekil 4.10 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü sekonder benzetim sonucu

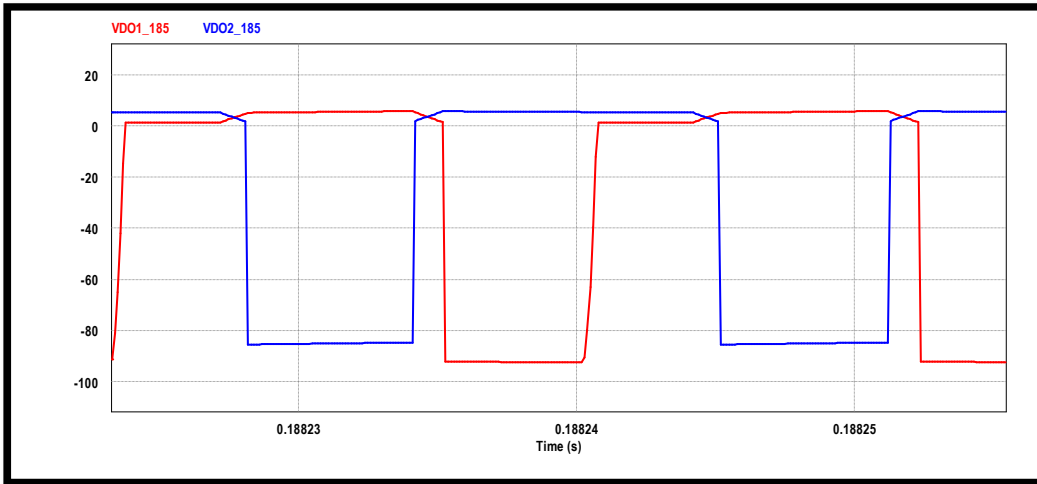


Şekil 4.11 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü çıkış diyodu dalga şekilleri sarı: D_{o2} diyodu gerilimi mavi: D_{o1} diyodu gerilimi.

Şekil 4.11’de ise ileri yönlü DC/DC dönüştürücünün çıkış diyot gerilimleri deneysel sonucu görülmektedir. D_{o1} diyodu gerilimi 20 V/div, D_{o2} diyodu gerilimi 30 V/div ölçekte alınmış olup süre 2 us/div ölçekte alınmıştır.

Şekil 4.11’de A aralığında D_{o2} diyodu iletimde olup bu aralık inverter kesim aralığıdır. Bu aralık boyunca nüve sıfırlanmaktadır. B aralığı ise mıknatıslanma akımının artık sıfırlandığı, aralıktır. Bu aralıkta da D_{o2} diyodu iletimdedir. B aralığı başında D_{o1} diyodu geriliminin deneysel sonucunda bir eğimle azaldığı görülmektedir. Bu eğim IGBT anahtarlarının parazitik kondansatörlerinden kaynaklanmaktadır. Bu aralık sonunda diyotların komütasyonu sonrası C aralığına geçilir. C aralığı inverterin iletim aralığıdır ve bu aralıkta sadece D_{o1} diyodu iletimdedir. D aralığında ise IGBT anahtarların iletimi kesilir ve diyotlar arasında komütasyon oluşur. Burada komütasyon meydana gelirken B aralığının başındaki gibi diyot gerilimde bir eğim meydana gelmemiştir. Bunun nedeni D aralığında primer tarafında bulunan sıfırlama diyotlarının iletimde olmasından dolayı anahtarların kesime gitmesinden sonra da parazitik kondansatörlerin boş olmasıdır. Sekonder gerilimi sıfır iken primer üzerine negatif gerilim gelir. D aralığındaki komütasyondan sonra tüm çıkış akımı D_{o2} diyodundan geçmeye başlar ve A aralığı oluşur. Bu aralık mıknatıslama akımının sıfırlanmaya devam ettiği aralıktır.

Şekil 4.12’de D_{o1} ve D_{o2} diyodu gerilim benzetim sonucu görülmektedir. Şekil 4.85’te yer alan deneysel sonuç ile aynı dalga şekilleri elde edilmiştir.



Şekil 4.12 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü çıkış diyodu dalga şekilleri benzetim sonucu

4.1.2 Üç seviyeli npc dönüştürücü deneysel sonuçları

Yapılan tez çalışmasında üç seviyeli npc evirici ara devreli bir DC/DC dönüştürücünün tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Tasarlanan üç seviyeli dönüştürücünün tasarım parametreleri çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3 : Üç seviyeli npc dönüştürücü tasarım kriterleri.

Tasarım Kriterleri	Değeri
Şebekeden çekilen maksimum güç	4.8 kW
Giriş Gerilimi	220 V $\pm$ % 10
Şebeke Frekansı	50/60 Hz 1 faz
Anahtarlama frekansı	50kHz
Çıkış Akımı Aralığı	30 A-160 A
Boşta Çalışma Çıkış Gerilimi	78 V

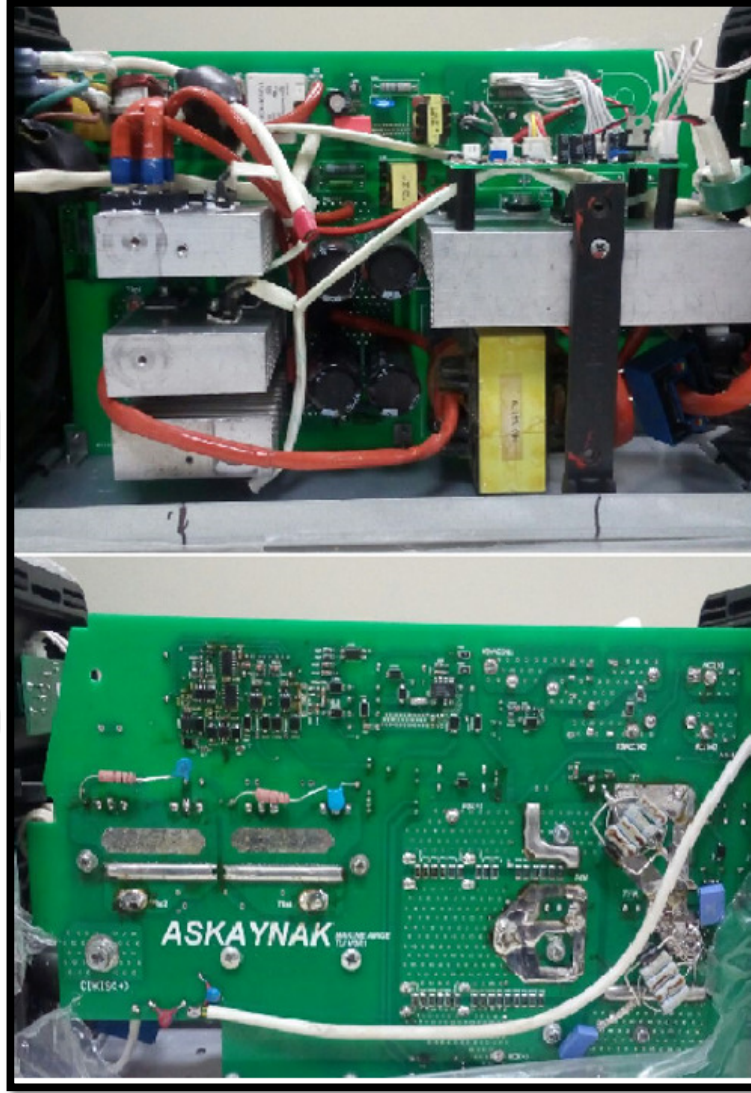
Çizelge 4.3'teki tasarım parametrelerini sağlayabilecek üç seviyeli npc dönüştürücünün eleman seçimleri bu bölümde anlatılan yöntemlerle seçilmiştir. Kullanılan elemanlar Çizelge 4.4'te yer almaktadır.

Çizelge 4.4 : Üç seviyeli npc dönüştürücü eleman seçimleri.

Tasarım Kriterleri	Değeri
Anahtarlar	Infineon IKW75N60T
Çıkış Diyotları	VISHAY 60APU04
Giriş Kondansatörleri	1500 uF 200 V
Kontrolör	SG3525
Transformatör	E65 12:3

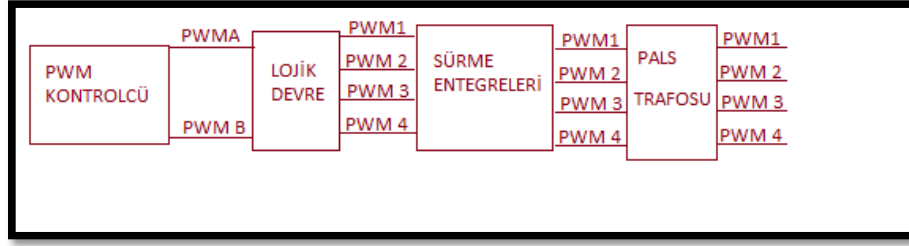
Çizelge 4.3 parametrelerini sağlayan üç seviyeli npc dönüştürücünün prototipi Şekil 4.13'te verilmiştir. Çizelge 4.4'te yer alan elemanlar donanımsal tasarımda yer verilmiştir.

Prototipte kullanılan sürme tasarımı darbe trafosu ile oluşturulmuştur.Şekil 4.14'te sürme tasarımı blok şemasına yer verilmiştir.



Şekil 4.13 : Üç seviyeli npc dönüştürücü donanımsal uygulaması.

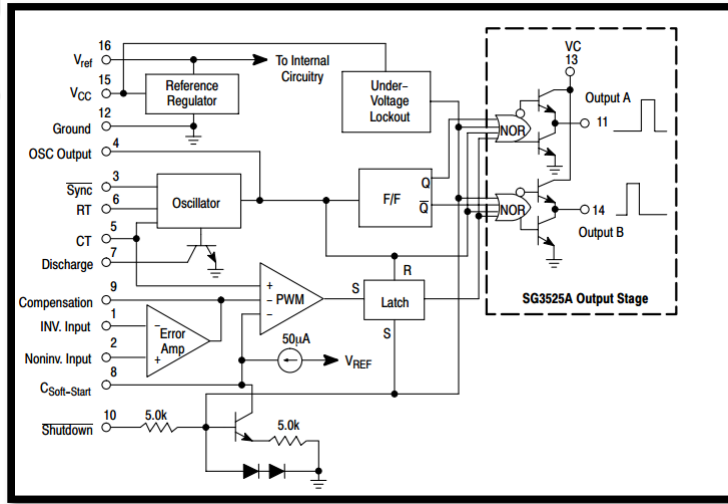
SG3525 pwm kontrolcü entegresinde üretilen ve birbirinin tümleyeni iki adet pwm sinyali, öncelikle lojik olarak tasarlanan bir devreye iletilir. Daha sonra TC4424 sürme entegrelerine aktarılır. Böylelikle nötral ve ana anahtarların sürülmesi için dört adet sürme sinyali elde edilir. Kontrolcü entegresinin çıkışı, anahtarları sürece kadar akım sağlayamadığından sürme entegresi kullanılmıştır. Ancak bu dört sinyal anahtarlara birbirinden izoleli verilmelidir. Aksi takdirde primer tarafı kısa devre olur. Bu nedenle darbe trafosu ile izoleli olarak verilmelidir. Şekil 4.14'te üç seviyeli npc dönüştürücü sürme tasarımı blok şeması görülmektedir.



Şekil 4.14 : Üç seviyeli npc dönüştürücü sürme tasarımı

Hazırlanan kaynak makinesi prototipinde kontrol tasarımı analog olarak gerçekleştirilmiş ve SG3525 entegresi kullanılarak kapalı kontrol döngü sistemi oluşturulmuştur. Böylelikle kaynakçının el hareketine ve kaynak yüküne karşı çıkış akımını sabit tutabilen sabit akım karakteristikli bir kaynak makinesi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Örtülü elektrod kaynağı (mma) için gerekli olan tüm parametreler analog kontrolcüde yer almaktadır. Bölüm 5’te kontrol sistemine yer verilmiştir.

SG3525 entegresinin devre blok şeması Şekil 4.15’te yer almaktadır.



Şekil 4.15 : SG3525 entegresi [46]

Üç seviyeli dc/dc dönüştürücü de teorik olarak λ 'nın sınırlandırılmasına gerek olmasa da pratikte faz kolundaki T_1 ve T_2 anahtarlarının aynı anda ilettime girmemesi gerekir. Bu nedenle λ değerinin maksimum %80 - %90 olarak sınırlandırılması gerekir. Pratikte tam sınırda çalıştırmamak adına λ değeri daha düşük seçilmiştir. SG3525 entegresinde λ sınırlandırma özelliği bulunmaktadır. Bu aralık da teorik olarak ölü zaman olarak adlandırılmaktadır. Bu aralıkta çıkış akımı, çıkış endüktansı ve primer kaçak endüktansının çıkışa aktarılmasından oluşan eşdeğer endüktanstan

sağlanmaktadır. Bu aralık çıkış akımını kesintili çalışma moduna sokacak kadar uzun olmamalıdır. λ değerinin yüksek olması, giriş geriliminin büyük değişimlerine karşı çıkış akımının o kadar regüleli kalmasını sağlar. SG3525 entegresinin devre blok şeması Şekil 4.15'te yer almaktadır.

Trafonun dönüşüm oranının 12:3 seçildiğinde denklem 4.7'e göre primerden geçen maksimum akım elde edilmiştir.

$$I_p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) * I_s \quad (4.67)$$

(4.7)

$$40 \text{ A} = \left(\frac{3}{12} \right) * 160 \text{ A} \quad (4.68)$$

Anahtardan geçen ortalama akımın değeri λ 'nın maksimum değeri için denklem (4.8)'de elde edilmiştir. Burada λ teorik olarak %100 alınabilir. Bu durumda tek bir anahtar maksimum %50 doluluk oranı ile çalışabilir.

$$I_{T_{1ort}} = I_{T_{2ort}} = \lambda * I_{T_1} = \lambda * I_{T_2} \quad (4.8)$$

$$40 \text{ A} * 0.5 = 20 \text{ A}$$

Bu durumda FGA50T65SHD model bir IGBT anahtar seçimi açısından uygun olacaktır. Serbest geçiş diyotları açısından ise FFPPF15S60S uygun görülmüştür.

Çıkış diyotlarında ise denklem (4.9) kullanıldığında,

$$I_{D_{01ort}} = I_{D_{02ort}} = \lambda * I_{L_o} \quad (4.9)$$

$$160 \text{ A} * 0.5 = 80 \text{ A}$$

Denklem (4.9)'a bakıldığında D_{01} ve D_{02} çıkış diyotları için ikişer adet FFA60UP30DN yeterli olacaktır. Çıkış diyotlarının her biri de teorik olarak %50 doluluk oranı ile çalışmaktadır.

Nüve seçimi denklem (4.10) koşuluna uygun olacak şekilde seçilmiştir [44]. Nüvenin doyuma gitmemesi için $B_{max} < 0.4 \text{ T}$ yi aşmamalıdır.

$$\Delta B_{\max} = \frac{V_{g_{\max}} * \lambda_{\max} * \left(\frac{1}{f_s}\right)}{N_p * A_e} \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da,

$\Delta B_{\max}$, manyetik akı yoğunluğu değişiminin maksimum değeri,

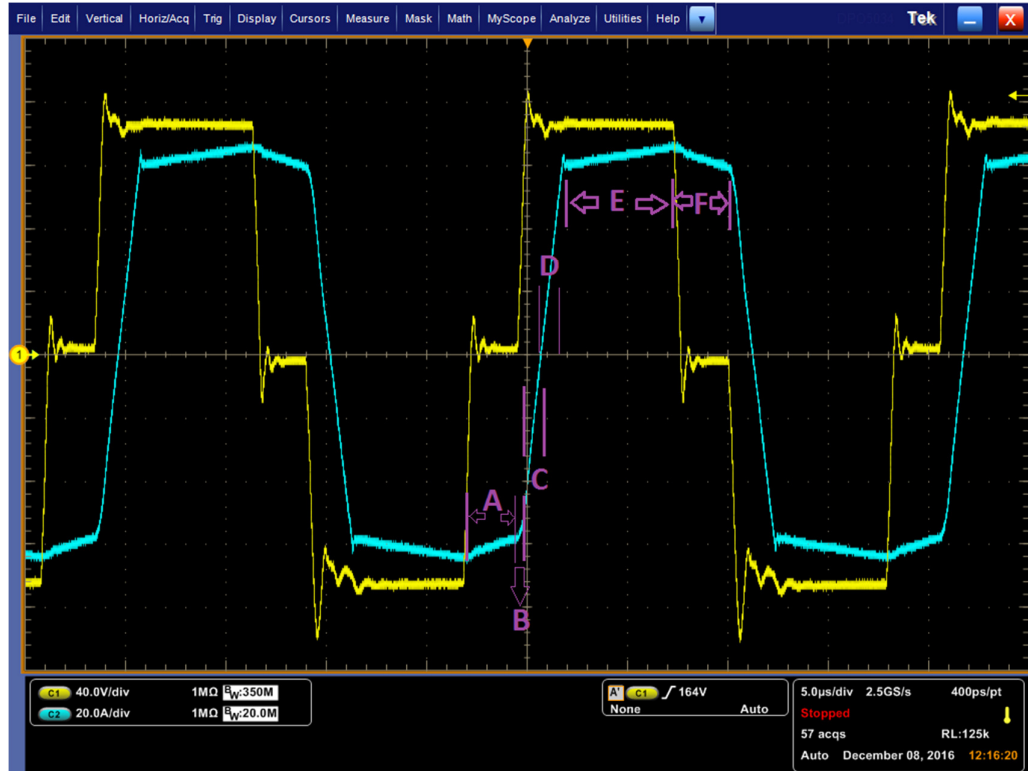
$V_{g_{\max}}$, giriş geriliminin maksimum değeri,

f_s , anahtarlama frekansı,

N_p , primer sarım sayısı,

A_e , nüvenin efektif kesitini ifade eder.

Tasarlanan ve PCB haline getirilen 3 seviyeli NPC dönüştürücüye ait dalga şekilleri osiloskopa alınmış ve incelenmiştir. Şekil 4.16'da primer dalga şekilleri görülmektedir. Deneysel sonuç 20 A/div ve primer gerilimi ise 40V/div ölçekte alınmış olup zaman ise 5 us/div ölçekte alınmıştır. Primer geriliminin üç seviyeli olduğu, ve akımın kesintiye uğramadığı görülebilir.

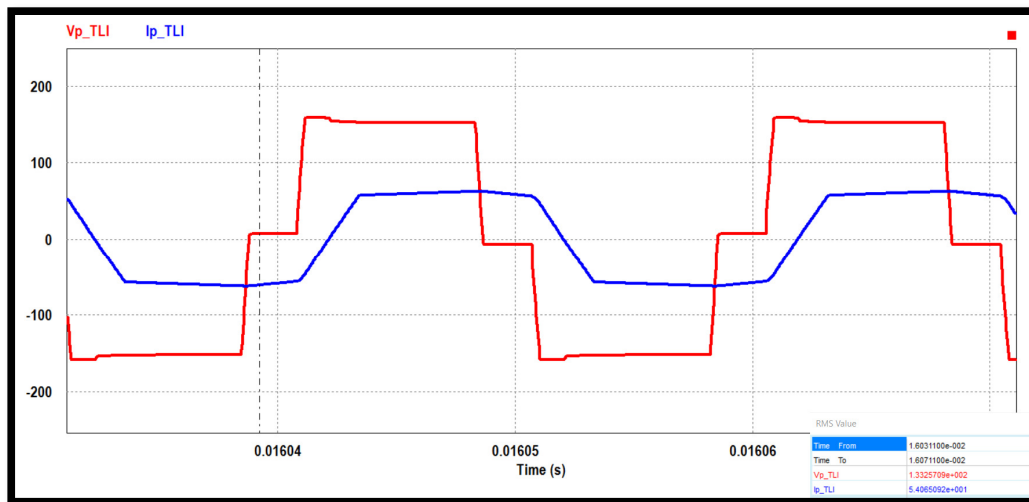


Şekil 4.16 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer dalga şekilleri
sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.

Şekil 4.16' da her bir aralık tek tek incelendiğinde A denilen bölgenin serbest dolaşım aralığı olduğu görülebilir. Bu aralıkta nötral igbt anahtarı iletimdedir ve kaçak enerjisi sıfırlandırmaktadır. Nötral anahtar kesime girdiğinde B aralığı başlar. Bastırma kondansatörleri ve kaçak endüktans arasında salınım başlar ve T_1 anahtarına paralel C_1 bastırma kondansatörü rezonansla deşarj olur. C aralığında ise T_1 anahtarı paralel diyodu iletimdedir. Kaçaklar sıfırlanmaya devam eder, bu aralık boyunca sekonder diyotları arasında komütasyon olmaktadır. Primer akımının sıfır olduğu anda kaçaklar artık sıfırlanır, çıkış diyot akımları eşitlenir. D aralığında T_1 anahtarının iletimde olduğu görülmektedir. Kaçak endüktansın enerjilendiği bu aralığa λ kaybı da diyebiliriz. Çünkü kaçaklar nedeniyle D_{01} çıkış diyodu akımının tamamını hemen üstlenemez. D_{02} diyot akımı doğrusal azalırken D_{01} akımı doğrusal artar. Bu nedenle sekonder hala kısa devredir. Bu nedenle primer akımının artmasına rağmen çıkış akımının azaldığı görülmektedir.

E aralığında ise T_1 anahtarı iletimdedir. Primer ve sekonder akımları artmaktadır. F aralığında ise T_1 IGBT anahtarı kesime gitmiş ve serbest geçiş aralığı başlamıştır. Bu aralıkta kaçak endüktansın da çıkış akımını devam ettirdiği gözlenmektedir. Sekonder kısa devre değildir ve çıkış akımı primeri takip etmektedir. Çıkışa oldukça verimli bir güç aktarımı yapıldığı gözlenmektedir.

Şekil 4.17'de primer akım ve geriliminin benzetim sonucu görülmektedir.



Şekil 4.17 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer akım gerilim dalga şekilleri benzetim sonucu.

Deneysel sonuç ile birebir karşılaştırmak için giriş geriliminin 304 V'a düştüğü noktada benzetim sonucu görüntülenmiştir. Efektif akım 54 A olarak bulunmuştur. Nötral anahtarların kaçak akımını devam ettirdiği aralık süresi 2 us iken iletim süresi yaklaşık 5 us olarak bulunmuştur. Şekil 4.16'da verilen deneysel sonuçlarda ise nötral anahtarların kaçak akımını devam ettirdiği aralıklar 2 us, iletim aralığı ise yaklaşık 5.5 us' dir. Deneysel sonuçta elde edilen efektif akım 54 A iken benzetimde 53.4 A olarak çıkmıştır. Benzetim sonucu, deneysel sonuçtan yaklaşık olarak %1.12 az çıkmıştır.

Denklem 4.11 kullanarak da primer akımının efektif değeri yaklaşık 50 A olarak elde edilmiştir. Deneysel ve benzetim sonuçlarının, matematiksel sonuçtan farklı çıkmasının sebebi anahtar kesime girse de kaçak akımının devam etmesidir.

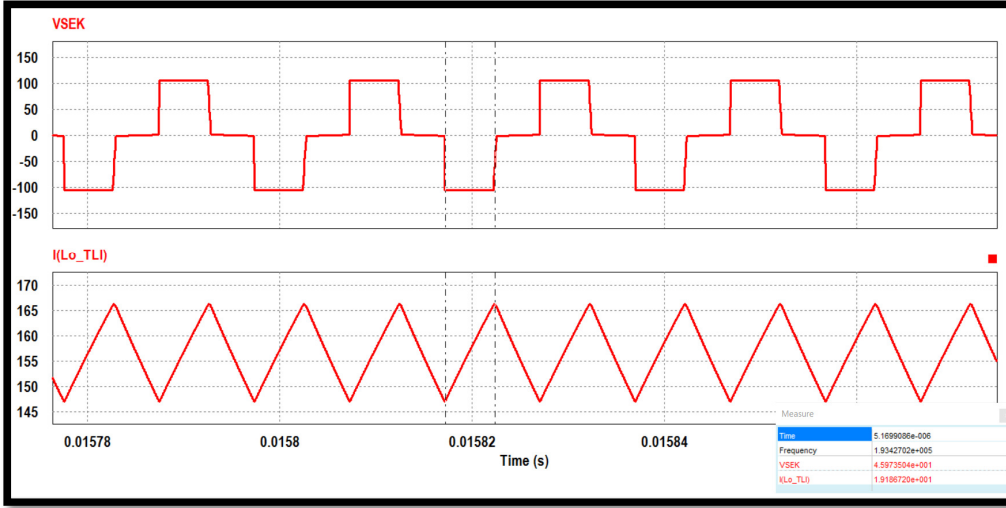
$$I_{priort} = I_{pri} * \sqrt{\lambda} \quad (4.11)$$

Şekil 4.18'de ise sekonder akımı ve gerilimi deneysel sonucu görülmektedir. Akım 30 A/div, sekonder gerilimi ise 30V/div ölçekte görüntülenmiştir. Zaman ölçeği 5us/div olarak ayarlanmıştır. 160 A ortalama kaynak akımında akımın yaklaşık %11.5 dalgalandığı görülmektedir.



Şekil 4.18 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü sekonder dalga şekilleri mor: sekonder gerilimi yeşil: sekonder akımı.

Şekil 4.19’da benzetim sonucu görülmektedir. Şekil 4.18’deki deneysel sonuçta edilen akım ortalaması 160 A’dır. Aynı sonuç benzetimde de elde edilmiştir. Benzer şekilde sekonder gerilimi her iki sonuçta da aynıdır. Sekonder geriliminin sıfır olduğu serbest dolaşım aralığı süresi benzetimde 8 us çıkmışken deneysel sonuçta 5 us olduğu görülmektedir. Her iki sonuçta da inverter frekansı 100 kHz’dir. Akım dalgalılığı Şekil 4.18’deki deneysel sonuçta %11.5 çıkmışken benzetim sonucunda %12 olarak bulunmuştur.



Şekil 4.19 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü sekonder dalga şekilleri benzetim sonucu

Denklem 4.12 kullanılarak da dalgalılık hesaplandığında %10’luk bir dalgalılık elde edilmiştir.

$$\Delta L_{\text{endüktans}} = \frac{\lambda * (1 - \lambda) * \left(\frac{V_{\text{giris}}/2}{N_p} \right)}{f_p * L} = 16 \text{ A} \quad (4.12)$$

Şekil 4.20’de primer ve çıkış akımları görülmektedir. Serbest dolaşım aralığı sayesinde kaçak endüktans akımı kesintiye uğramadan salınım oluşmadan primerde dolanmaya devam etmiştir. Çıkış akımı primere yansımaktadır. Başka bir deyişle serbest dolaşım aralığında çıkış akımının primeri takip ettiği görülmektedir. Oldukça verimli bir güç aktarımı olmaktadır.

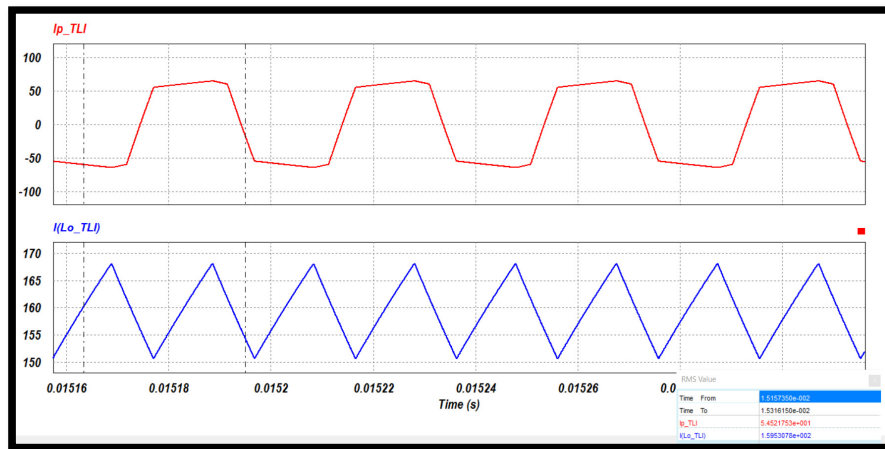
Kaçakların sıfırlanıp primer akımının yön değiştirdiği aralıkta ise bir süre primer akımının artmasına rağmen çıkış akımının azalmaya devam ettiği görülmektedir. Bu kısım kaçaklar nedeniyle D_{01} çıkış diyodunun birden tüm akımı üstlenememesinden

dolayı oluşan sekonder kısa devresinin neden olduğu λ kaybı olarak da bilinir. Primer akımının tepe noktasında yer alan ufak düşüşün nedeni nötral diyodunun hemen iletme girememesinden ötürü kaynaklanan bir durumdur. Bu süre zarfında diyot iletme girmediğinden kaçak endüktanstaki enerji kondansatörler ile kısa süreli bir rezonansa girmekte ve akımda bir düşüş yaşanmaktadır.



Şekil 4.20 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer ve çıkış akımları mavi: primer akımı yeşil: sekonder akımı.

Şekil 4.21 'de primer ve sekonder akım benzetimi görülmektedir.



Şekil 4.21 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü primer ve çıkış akım benzetim sonuçları

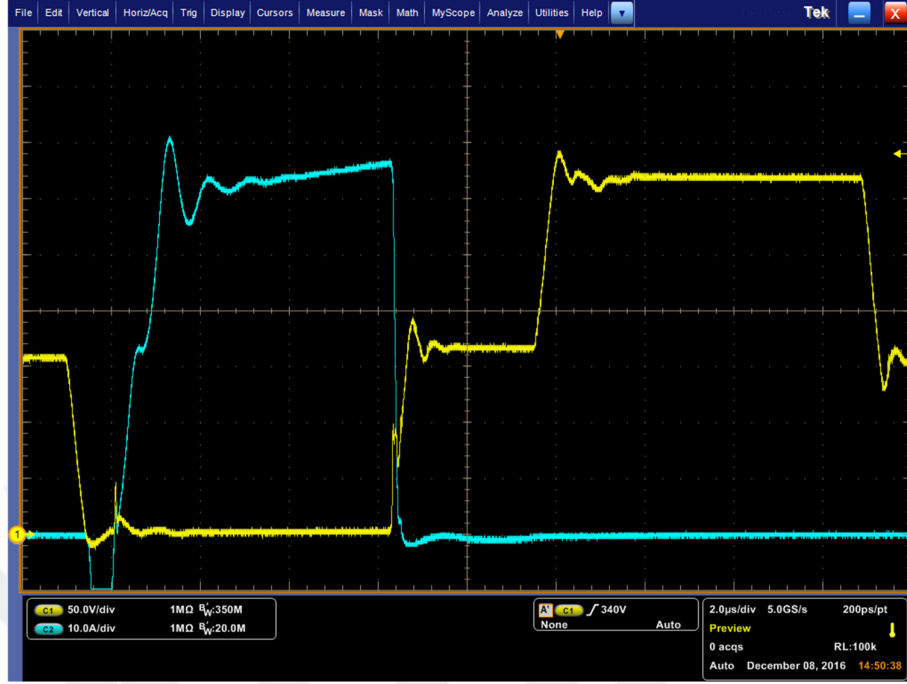
Primer efektif akımı benzetim sonucunda 53.4 A olarak bulunmuştur. Şekil 4.20'deki deneysel sonuçta da primer efektif akımı 54 A olarak bulunmuştur. Benzetim sonucu, deneysel sonuçtan yaklaşık olarak %1.12 az çıkmıştır. Şekil 4.22'de T_1 anahtarına ait dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 4.22 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri
sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.

Kapı sinyali 5V/div, kollektör-emiter gerilimi 50V/div ve anahtar akımı 10A/div ile ölçeklendirilirken zaman 5 us/div olarak ölçeklendirilmiştir. T_1 anahtarının ilettime ZVT ile girdiği, kesime girerken ZVS ile kesime girdiği görülmektedir. Gerilimin rezonansla sıfıra düşmesinden sonra kapı sinyalinin verildiği, ve anahtarın sıfır gerilim altında ilettime girdiği görülmektedir.

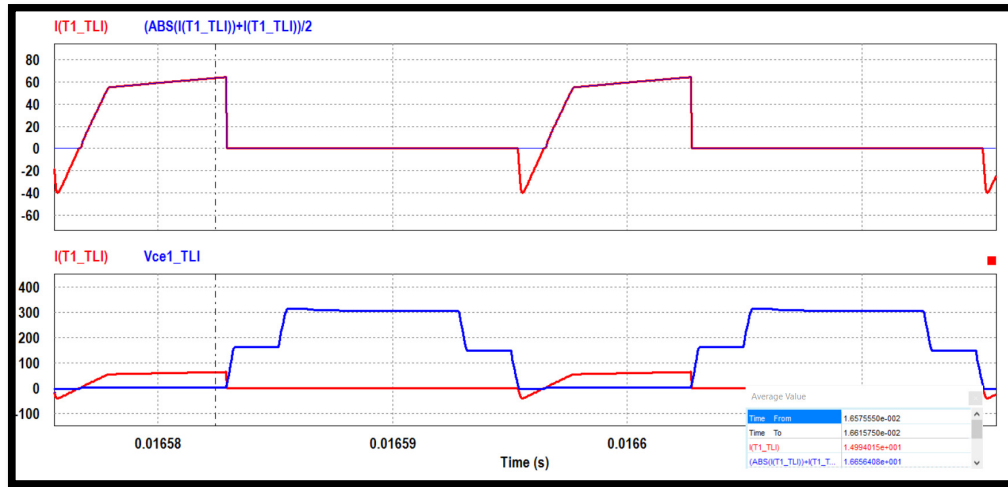
İletime girme anının yaklaşmış görüntüsü Şekil 4.23'te görülmektedir. Şekil 4.22 ve Şekil 4.23'te görüldüğü üzere önce kaçak endüktans akımı T_1 anahtarının ters diyodu üzerinden sıfırlanmaktadır. Kısa süreli bir ters toparlanmadan sonra T_1 anahtarı ilettime girerek akım yön değiştirmektedir.



Şekil 4.23 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri (yakınlaştırılmış) sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.

Şekil 4.23'te kapı sinyalinde ufak bir düzlük oluştuğu görülmektedir. Eşik gerilimini aştıktan sonra oluşan ve Miller platosu olarak adlandırılan bu düzlükten sonra T_1 anahtarı iletme girmeye başlar. Miller platosunun kapı sinyalinin düşme anında da yer aldığı ve bu noktadan sonra kollektör – emitter geriliminin yükseldiği görülmektedir.

Şekil 4.24'te ise T_1 anahtarının akım ve gerilim benzetim sonucu görülmektedir.



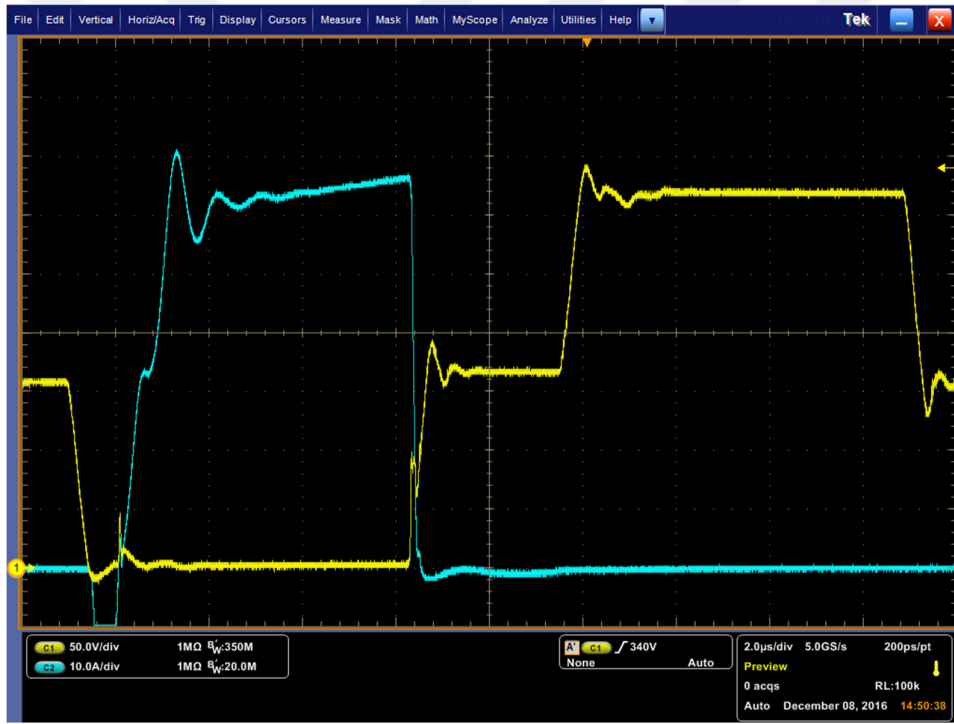
Şekil 4.24 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri benzetim sonucu.

Benzetim sonucunda iletme girme işleminin ZVT altında gerçekleştiği, kesime girme işleminin ise ZVS altında gerçekleştiği görülmektedir. Benzetim sonucunda T_1 anahtarından geçen ortalama akım 15 A olarak bulunmuşken deneysel sonuçta yaklaşık 16.6 A bulunmuştur. Deneysel sonuç, benzetim sonucundan %10 kadar fazla çıkmaktadır.

Denklem 4.13 kullanılarak elde edilen ortalama T_4 akımı 15.6 A olarak elde edilmiştir.

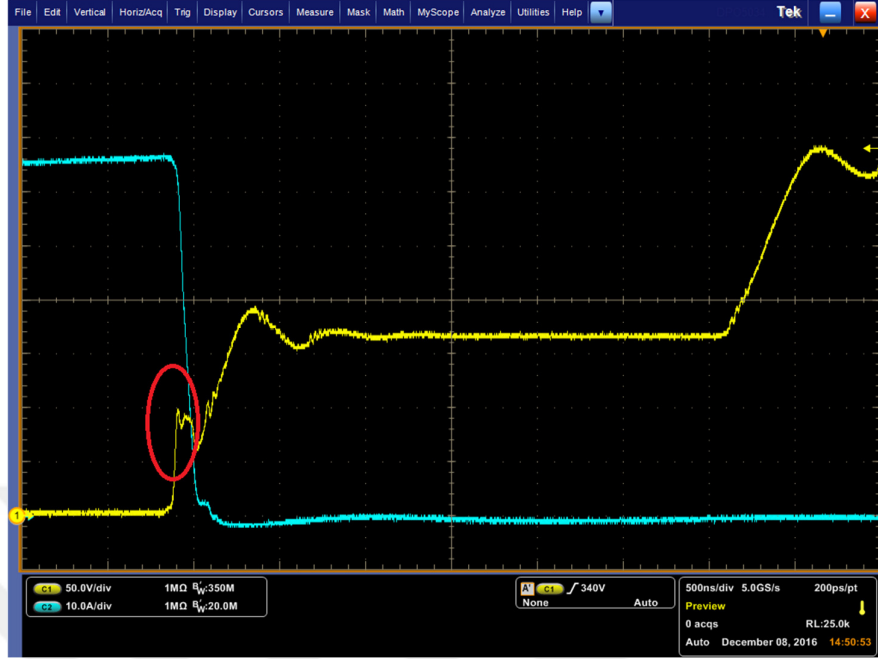
$$I_{T_{4ort}} = \lambda * I_{T_4} = 15.6 \text{ A} \quad (4.13)$$

İletme girme anının yakınlaşmış görüntüsü Şekil 4.25'te görülmektedir.



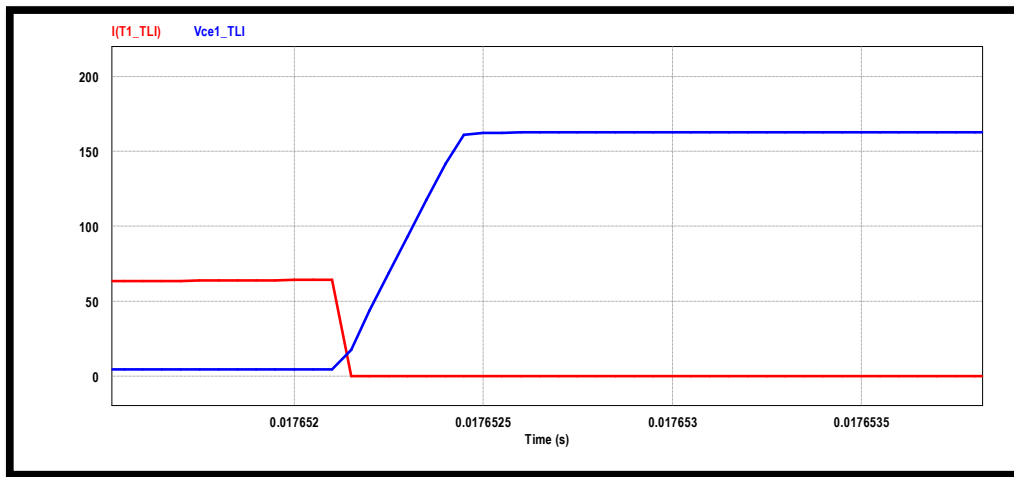
Şekil 4.25 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri iletme girme anı (yakınlaştırılmış) sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.

Şekil 4.26'da ise T_1 anahtarının kesime girme anının yakınlaştırılmış görüntüsü yer almaktadır. Kesime girme anında anahtarının ZVS'yi sağladığı görülmektedir. Şekil 4.26'da kırmızı ile belirtilen noktada bir tepenin oluştuğu görülmektedir. Bunun nedeni, IGBT anahtarına ait parazitik kondansatörün, bastırma kondansatörüne göre oldukça küçük olması ve ilk olarak aniden bu kondansatörün şarj olmasıdır.



Şekil 4.26 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_1 anahtarı sinyalleri kesime girme anı (yakınlaştırılmış) sarı: gate sinyali mavi: anahtar akımı mor: kollektör-emiter gerilimi.

Şekil 4.27’de ise T_1 anahtarının kesime girmesinin yakınlaştırılmış benzetim sonucu görülmektedir. Hem deneysel sonuçta hem de benzetim sonucunda yumuşak anahtarlamanın sağlandığı görülmektedir. Şekil 4.100’de görülen deneysel sonuçta akım ile gerilimin kesistiği noktada kollektör-emitter geriliminin bir tepe yaptığı görülmektedir. Bu durum IKW75N60T anahtarının parazitik kondansatörünün değeri küçük olduğu için ilk anda bu kondansatörün dolmasından dolayı kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.27 : Üç seviyeli NPC DC/DC dönüştürücü T_4 anahtarı sinyalleri kesime girme anı (yakınlaştırılmış)

4.1.3 Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü deneysel sonuçları

Yapılan tez çalışmasında faz kaydırmalı tam köprü ara devreli bir DC/DC dönüştürücünün tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Tasarlanan tam köprü dönüştürücünün tasarım parametreleri çizelge 4.5'te verilmiştir.

Çizelge 4.5 : Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü tasarım kriterleri.

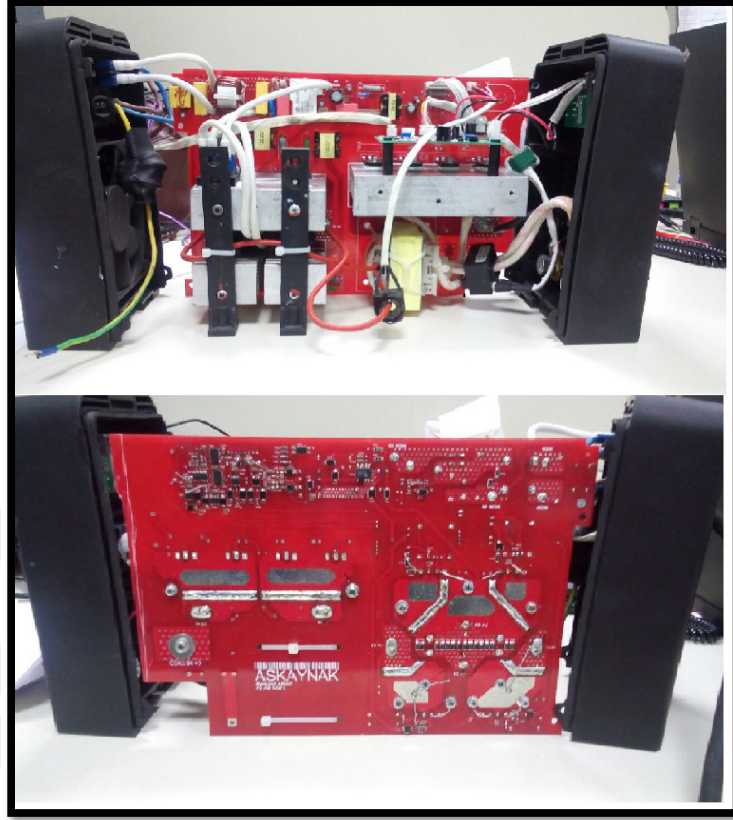
Tasarım Kriterleri	Değeri
Şebekeden çekilen maksimum güç	4.8 kW
Giriş Gerilimi	220 V $\pm$ % 10
Şebeke Frekansı	50/60 Hz 1 faz
Anahtarlama frekansı	50kHz
Çıkış Akımı Aralığı	30 A-160 A
Boşta Çalışma Çıkış Gerilimi	78 V

Çizelge 4.5'deki tasarım parametrelerini sağlayabilecek tam köprü dönüştürücünün eleman seçimleri bu bölümde anlatılan yöntemlerle seçilmiştir. Kullanılan elemanlar Çizelge 4.6'da yer almaktadır.

Çizelge 4.6 : Faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü eleman seçimleri.

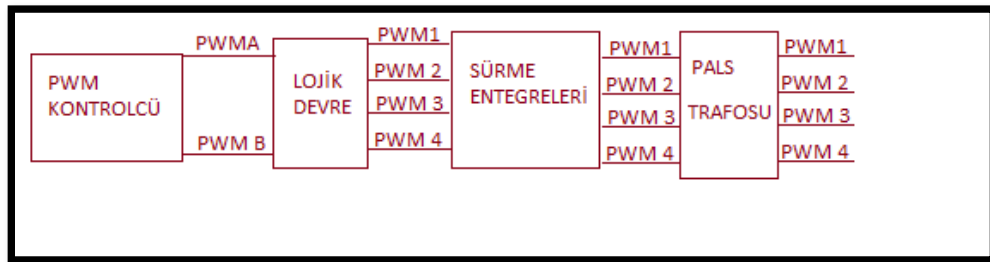
Tasarım Kriterleri	Değeri
Anahtarlar	Infenion IKW75N60T
Çıkış Diyotları	VISHAY 60APU04
Giriş Kondansatörleri	820 uF 450 V
Kontrolör	SG3525
Transformatör	E65 24:3

Çizelge 4.5 parametrelerini sağlayan faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücünün prototipi Şekil 4.28'de verilmiştir. Çizelge 4.6'da yer alan elemanlar donanımsal tasarımda yer almaktadır.



Şekil 4.28 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü donanımsal uygulaması.

Prototipte kullanılan sürme tasarımı darbe trafosu ile oluşturulmuştur. Şekil 4.29’da sürme tasarımı blok şeması yer almaktadır.



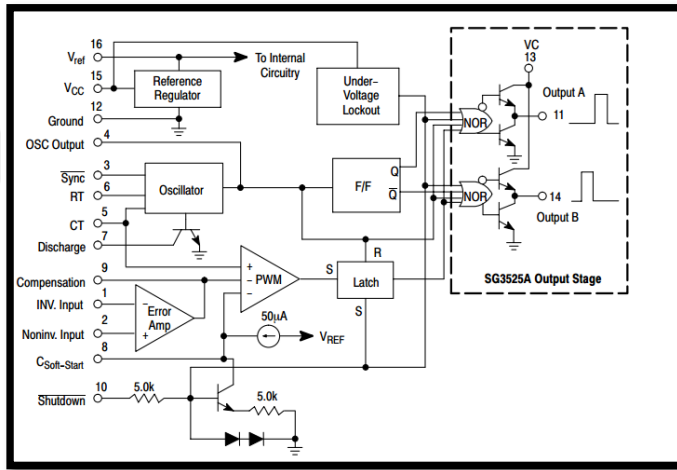
Şekil 4.29 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü sürme tasarımı

SG3525 pwm kontrolcü entegresinde üretilen ve birbirinin tümleyeni iki adet pwm sinyali, öncelikle lojik olarak tasarlanan bir devreye iletilir. Daha sonra TC4424 sürme entegrelerine aktarılır. Böylelikle anahtarların sürülmesi için dört adet sürme sinyali elde edilir. Kontrolcü entegresinin çıkışı, anahtarları sürece kadar akım sağlayamadığından sürme entegresi kullanılmıştır. Ancak bu dört sinyal anahtarlara

birbirinden izoleli verilmelidir. Aksi takdirde primer tarafı kısa devre olur. Bu nedenle darbe trafosu ile izoleli olarak verilmelidir. Ancak alt baraya bağlı T_2 ve T_4 anahtarlarının emiterleri ortak bağlı olduklarından sürme sinyalleri birbirinden izoleli değildir.

Hazırlanan kaynak makinesi prototipinde kontrol tasarımı analog olarak gerçekleştirilmiş ve SG3525 entegresi kullanılarak kapalı kontrol döngü sistemi oluşturulmuştur. Böylelikle kaynakçının el hareketine ve kaynak yüküne karşı çıkış akımını sabit tutabilen sabit akım karakteristikli bir kaynak makinesi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Örtülü elektrod kaynağı (MMA) için gerekli olan tüm parametreler analog kontrolcüde yer almaktadır. Bölüm 5'te kontrol sistemine yer verilmiştir.

SG3525 entegresinin devre blok şeması Şekil 4.30'da yer almaktadır.



Şekil 4.30 : SG3525 entegresi [46]

Faz kaydırmalı tam köprü dc/dc dönüştürücü de teorik olarak λ 'nın sınırlandırılmasına gerek olmasa da pratikte sol faz kolundaki ya da sağ faz kolundaki anahtarların aynı anda ilettime girmemesi gerekir. Bu nedenle λ değerinin maksimum %80-%90 olarak sınırlandırılması, gerekir. Pratikte tam sınırda çalıştırmamak adına λ değeri daha düşük seçilmiştir. SG3525 entegresinde λ sınırlandırma özelliği bulunmaktadır. Bu aralık da teorik olarak ölü zaman olarak adlandırılmaktadır. Bu aralıkta çıkış akımı, çıkış endüktansı ve primer kaçak endüktansının çıkışa aktarılmasından oluşan eşdeğer endüktanstan sağlanmaktadır. Bu aralık çıkış akımını kesintili çalışma moduna

sokacak kadar uzun olmamalıdır. λ değerinin yüksek olması, giriş geriliminin büyük değişimlerine karşı çıkış akımının o kadar regüleli kalmasını sağlar.

Trafonun dönüşüm oranının 24:3 seçildiğinde denklem 4.14'e göre primerden geçen maksimum akım elde edilmiştir.

$$I_p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) * I_s \quad (4.67)$$

(4.14)

(4.68)

$$20 \text{ A} = \left(\frac{3}{24} \right) * 160$$

Anahtardan geçen ortalama akımın değeri λ 'nın maksimum değeri için denklem (4.15)'te elde edilmiştir. Burada λ teorik olarak %100 alınabilir. Bu durumda tek bir anahtar maksimum %50 doluluk oranı ile çalışabilir.

$$I_{T_{1ort}} = I_{T_{2ort}} = \lambda * I_{T_1} = \lambda * I_{T_2} \quad (4.15)$$

$$20 \text{ A} * 0.5 = 10 \text{ A}$$

Bu durumda IKW75N60T model bir IGBT anahtar seçimi açısından uygun olacaktır.

Serbest geçiş diyotları açısından ise 60APU04 uygun görülmüştür.

Çıkış diyotlarında ise denklem (4.16) kullanıldığında,

$$I_{D_{01ort}} = I_{D_{02ort}} = \lambda * I_{L_o} \quad (4.16)$$

$$160 \text{ A} * 0.5 = 80 \text{ A}$$

Denklem (4.67)'ye bakıldığında D_{01} ve D_{02} çıkış diyotları için ikişer adet 60APU04 yeterli olacaktır. Çıkış diyotlarının her biri de teorik olarak %50 doluluk oranı ile çalışmaktadır.

Nüve seçimi denklem (4.17) koşuluna uygun olacak şekilde seçilmiştir [44]. Nüvenin doyuma gitmemesi için $B_{max} < 0.4 \text{ T}$ 'yi aşmamalıdır.

$$\Delta B_{\max} = \frac{V_{g_{\max}} * \lambda_{\max} * \left(\frac{1}{f_s}\right)}{N_p * A_e} \quad (4.17)$$

Denklem (4.17)'de,

$\Delta B_{\max}$, manyetik akı yoğunluğu değişiminin maksimum değeri,

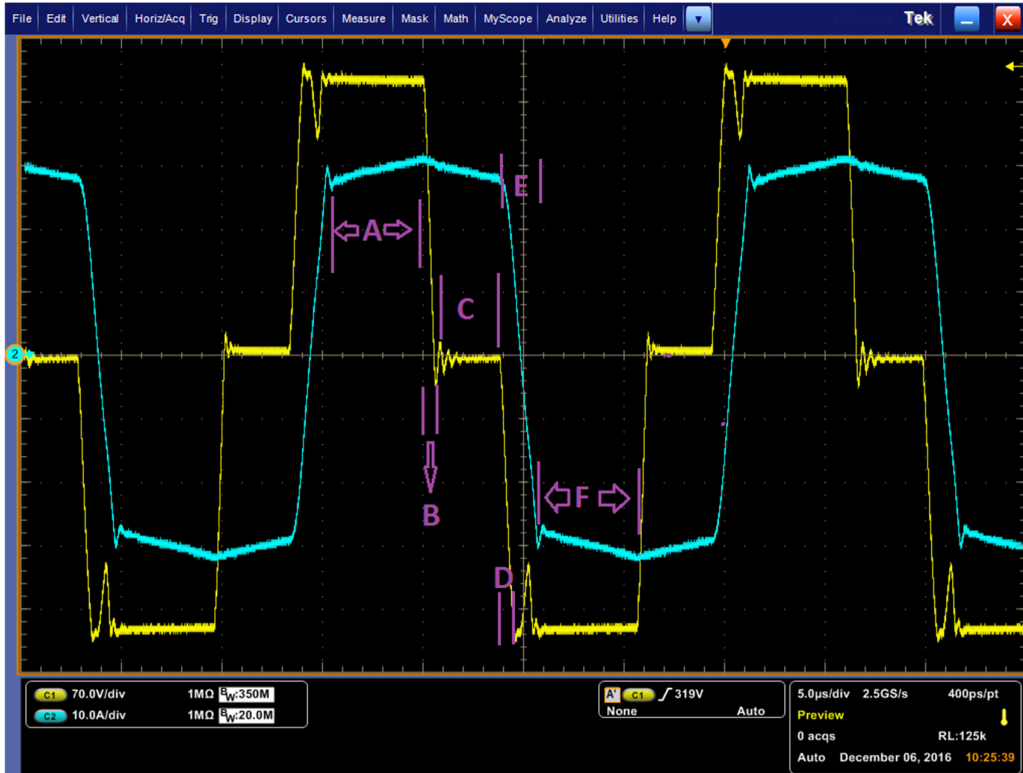
$V_{g_{\max}}$, giriş geriliminin maksimum değeri,

f_s , anahtarlama frekansı,

N_p , primer sarım sayısı,

A_e , nüvenin efektif kesitini ifade eder.

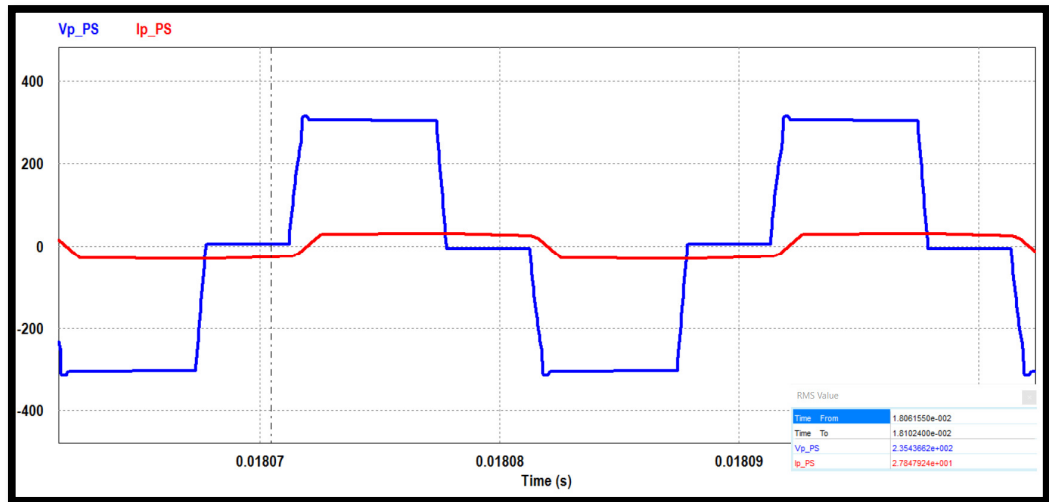
Tasarlanan ve PCB haline getirilen faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücüye ait dalga şekilleri osiloskopla alınmış ve incelenmiştir. Şekil 4.31'de primer dalga şekilleri görülmektedir. Deneysel sonuç 10 A/div ve primer gerilimi ise 70V/div ölçekte alınmış olup zaman ise 5 us/div ölçekte alınmıştır. Primer geriliminin üç seviyeli olduğu, ve akımın kesintiye uğramadığı görülebilir.



Şekil 4.31 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.

Şekil 4.31’de her bir aralık tek tek incelendiğinde A ile gösterilen bölgenin güç aktarım aralığı olduğu görülebilir. Bu aralıkta T_1 ve T_2 anahtarları iletimdedir ve akım artmaktadır. B aralığında ise T_2 anahtarı kesime gider, sağ kol rezonansı başlar, sekonder akımı bu aralıkta primere yansımaktadır. C4 kondansatörü tamamen deşarj olduktan sonra bu aralık sona erer. C aralığı serbest geçiş aralığıdır. Primer gerilimi bu aralıkta 0 V’dir. T_1 anahtarının kesime gitmesiyle sol kol rezonansı başlar ve bu aralık D aralığına denk gelmektedir. E aralığında T_3 anahtarı iletime girer, kaçaklar nedeniyle primer akımı hemen yön değiştiremez. Sekonder kısa devre olur ve çıkış diyotlarının her ikisi de iletimdedir. Bu aralık λ kayıp aralığıdır. Daha sonra Faralığı, yani güç aktarım aralığı başlamıştır. Primer geriliminde iletime girme anında bir yarık oluştuğu görülmektedir. Bu yarık kaçak endüktanstaki hızlı değişimlerden dolayı oluşan geçici gerilim dengesizlikleri nedeniyle oluşur.

Şekil 4.32’de faz kaydırmalı tam köprü dc/dc dönüştürücüye ait primer akım gerilim benzetim sonucu görülmektedir. Dalga şekillerinin deneysel sonuçla benzerlik gösterdiği görülmektedir. Ancak deneysel sonuçta meydana gelen yarık burada oluşmamıştır. Deneysel sonuç şebeke geriliminin 311 V olduğu noktada alındığı için benzetim sonucu da bu anda görüntülenmiştir. Benzetim sonucunda primerden geçen efektif akımın 27 A olduğu görülmektedir. Deneysel sonuçta ise 28.4 A olarak bulunmuştur. Deneysel sonucun yaklaşık %5.2 fazla olduğu görülmektedir.

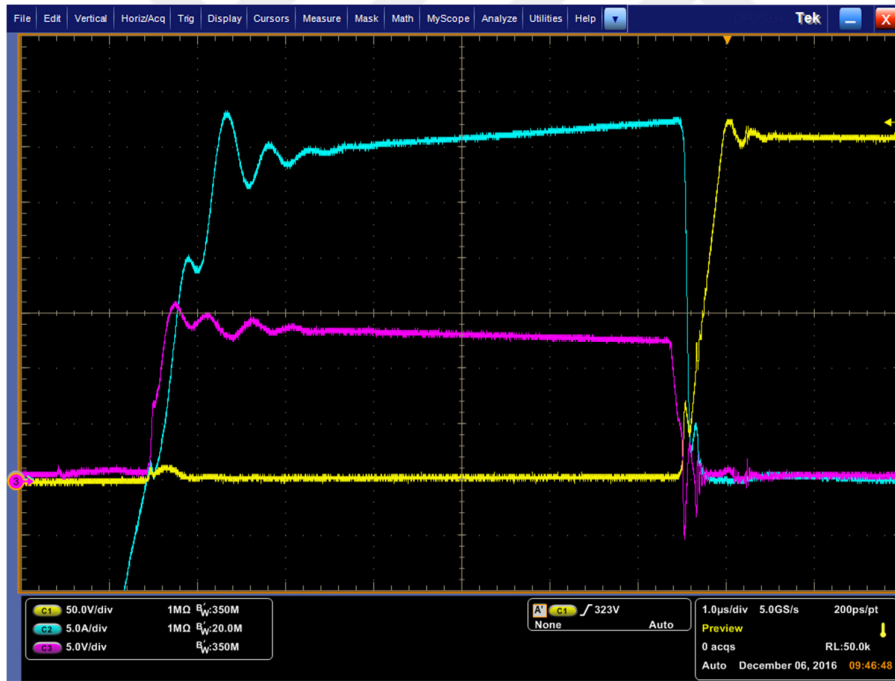


Şekil 4.32 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer gerilimi mavi: primer akımı.

Denklem 4.18 kullanarak da primer akımının efektif değeri yaklaşık 23.2 A olarak elde edilmiştir. Deneysel ve benzetim sonuçlarının, matematiksel sonuçtan farklı çıkmasının sebebi anahtar kesime girse de kaçak akımının devam etmesidir.

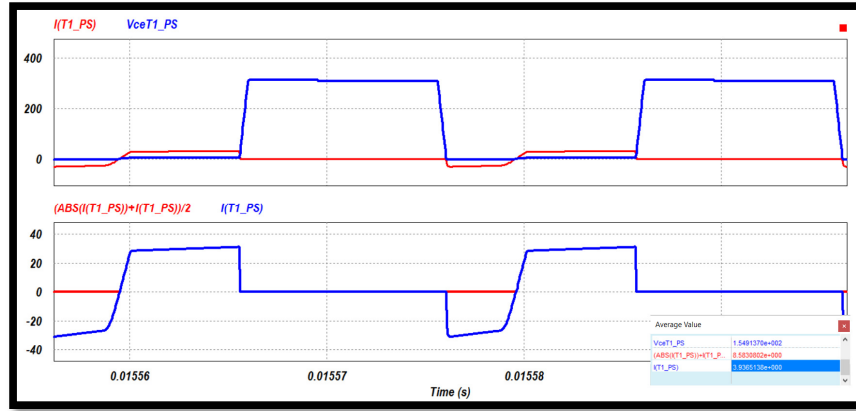
$$I_{pri_{ort}} = I_{pri} * \sqrt{\lambda} \quad (4.18)$$

Şekilde 4.33'te T_1 anahtarı anahatar sürme sinyali, kollektör-emiter gerilimi ve anahtar akımı deneysel sonucuna yer verilmiştir. Sürme sinyali 5.0 V/div, anahtar akımı 5.0 A/div ve kollektör-emitter gerilimi 50.0 V/div ölçeğinde alınırken zaman ölçeği 1 us/div alınmıştır. Tek bir anahtar için λ 'nın yaklaşık %27 olduğu görüntüden anlaşılmaktadır. Anahtardan geçen ortalama akımın 8 A olduğu görülebilir. T_1 anahtarının iletme girmesinde ZVT' nin sağlandığı, kesime girmede ise ZVS' nin sağlandığı görülebilir.



Şekil 4.33 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü T_4 anahtarı dalga şekilleri sarı: kollektör emiter gerilimi mavi: anahtar akımı mor: kapı sinyali.

Şekil 4.34'te faz kaydırmalı tam köprü T_1 anahtarı akım gerilim benzetim sonucuna yer verilmiştir. Benzetimde için λ 'nın yaklaşık %25 olduğu görülmektedir. Anahtar ortalama akımının 7.5 A olarak bulunmuştur. Şekil 4.33'te deneysel sonuçta elde edilen akım ortalaması 8 A olarak bulunmuştur. Deneysel sonucun yaklaşık %6.6 fazla olduğu görülmektedir.

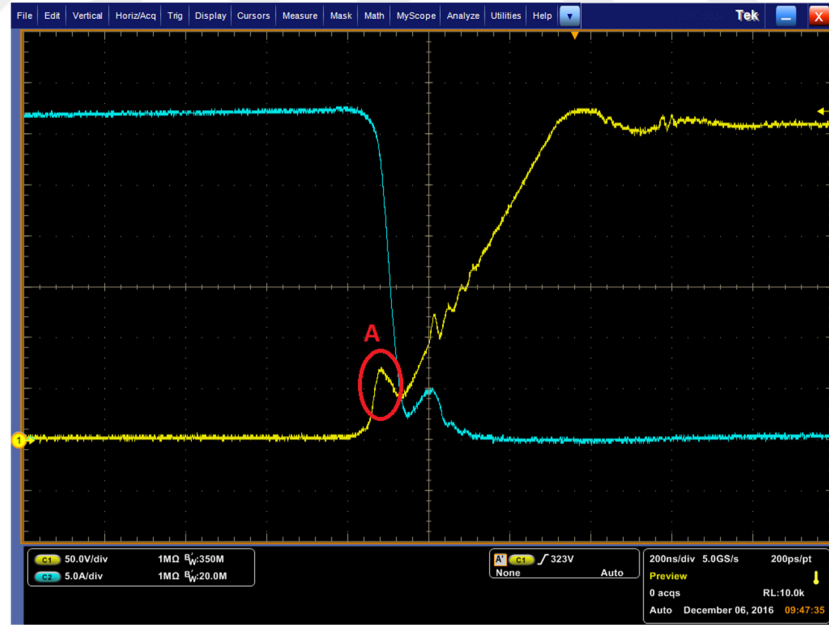


Şekil 4.34 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü anahtar benzetim sonucu

Denklem 4.19 kullanılarak elde edilen ortalama T_4 akımı 7.5 A olarak elde edilmiştir.

$$I_{T_{4\text{ort}}} = \lambda * I_{T_4} = 7.5 \text{ A} \quad (4.19)$$

Şekil 4.35'te kesime girme anının yakınlaştırılmış görüntüsü yer almaktadır.



Şekil 4.35 : Faz Kaydırmalı Tam Köprü DC/DC dönüştürücü kesime girme anı anahtar dalga şekilleri sarı: kollektör-emiter gerilimi mavi: anahtar akımı

Deneyisel sonuçta yumuşak anahtarlamanın sağlandığı, anahtarlama kaybının oldukça düşük olduğu görülmektedir. Kesime girmede A ile gösterilen bir gerilim tepesinin olduğu gözlenmektedir. Bu IGBT anahtarının parazitik kondansatörünün hızlı

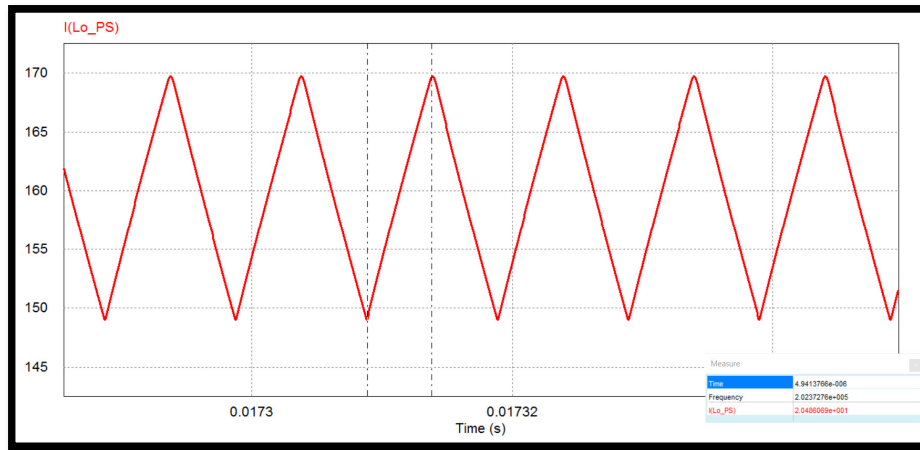
şarjından dolayı oluşan bir piktir. Akımdaki kavis ise IGBT anahtarının doğal yapısı gereği oluşan kuyruk akımıdır.

Şekil 4.36’da ise sekonder akımı deneysel sonucu görülmektedir. Akım 20 A/div, ölçekte görüntülenmiştir. Zaman ölçeği 5µs/div olarak ayarlanmıştır. 160 A kaynak akımında akımın %12.5 dalgalandığı görülmektedir.



Şekil 4.36 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü sekonder akımı sarı: T_4 sürme sinyali mavi: çıkış akımı

Şekil 4.37’de ise sekonder akımı benzetim sonucu görülmektedir. Akım dalgalılığı Şekil 4.36’da yer verilen deneysel sonuçtaki gibi %12.5 çıkmıştır.



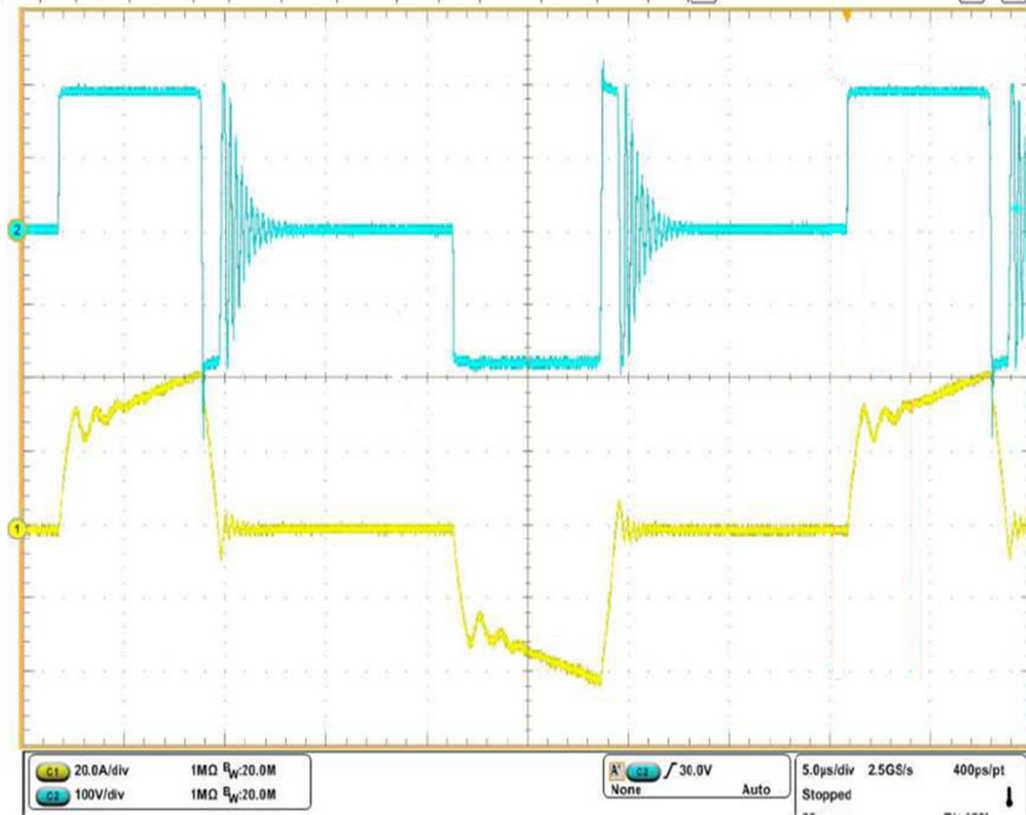
Şekil 4.37 : Faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücü çıkış akımı.

Denklem 4.20 kullanılarak da dalgalılık hesaplandığında %11'lik bir dalgalılık elde edilmiştir.

$$\Delta L_{\text{endüktans}} = \frac{\lambda * (1 - \lambda) * \left(\frac{V_{\text{giriş}}}{N_p} \right)}{f_p * L} = 17.6 \text{ A} \quad (4.20)$$

4.1.4 Yarım köprü dönüştürücü deneysel sonuçları

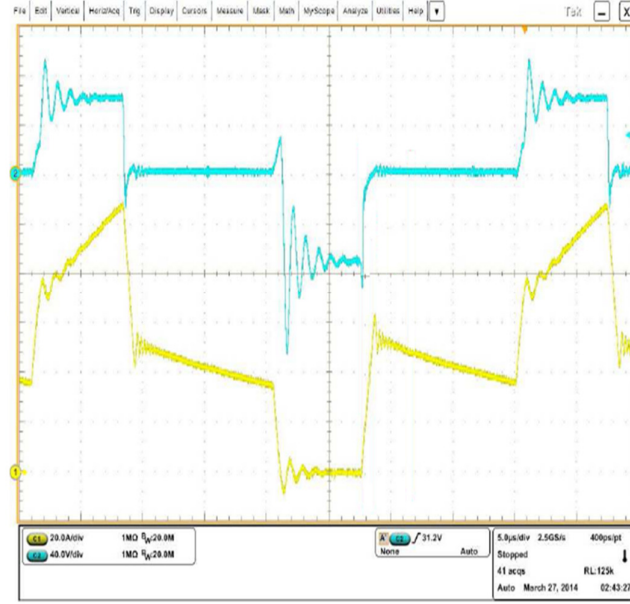
Bu kısımda yarım köprü evirici topolojisine sahip mevcut bir kaynak makinesinden alınan osiloskop görüntüleri yer almaktadır. Şekil 4.38'de primer tarafa ilişkin dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.38 : Yarım köprü dc/dc dönüştürücü primer dalga şekilleri sarı: primer akım mavi: primer gerilim.

Şekil 4.38'de görüleceği üzere anahtarın kesim anlarında kaçak akımının kesintiye uğradığı, kaçak endüktans ve parazitik kondansatör nedeniyle salınımların meydana geldiği görülmektedir.

Şekil 4.39'da sekonder dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.39 : Yarı köprü dc/dc dönüştürücü sekonder dalga şekilleri sarı: primer akım mavi: primer gerilim.

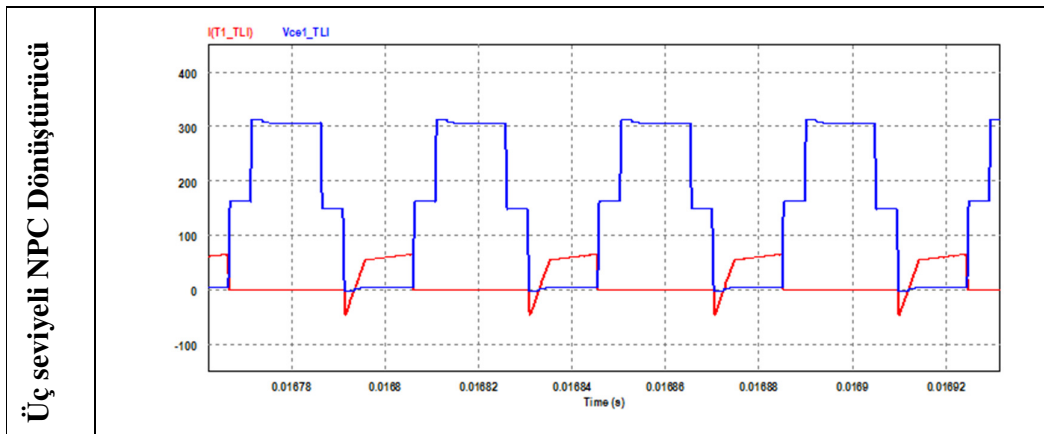
4.2 Topolojilerin Karşılaştırılması

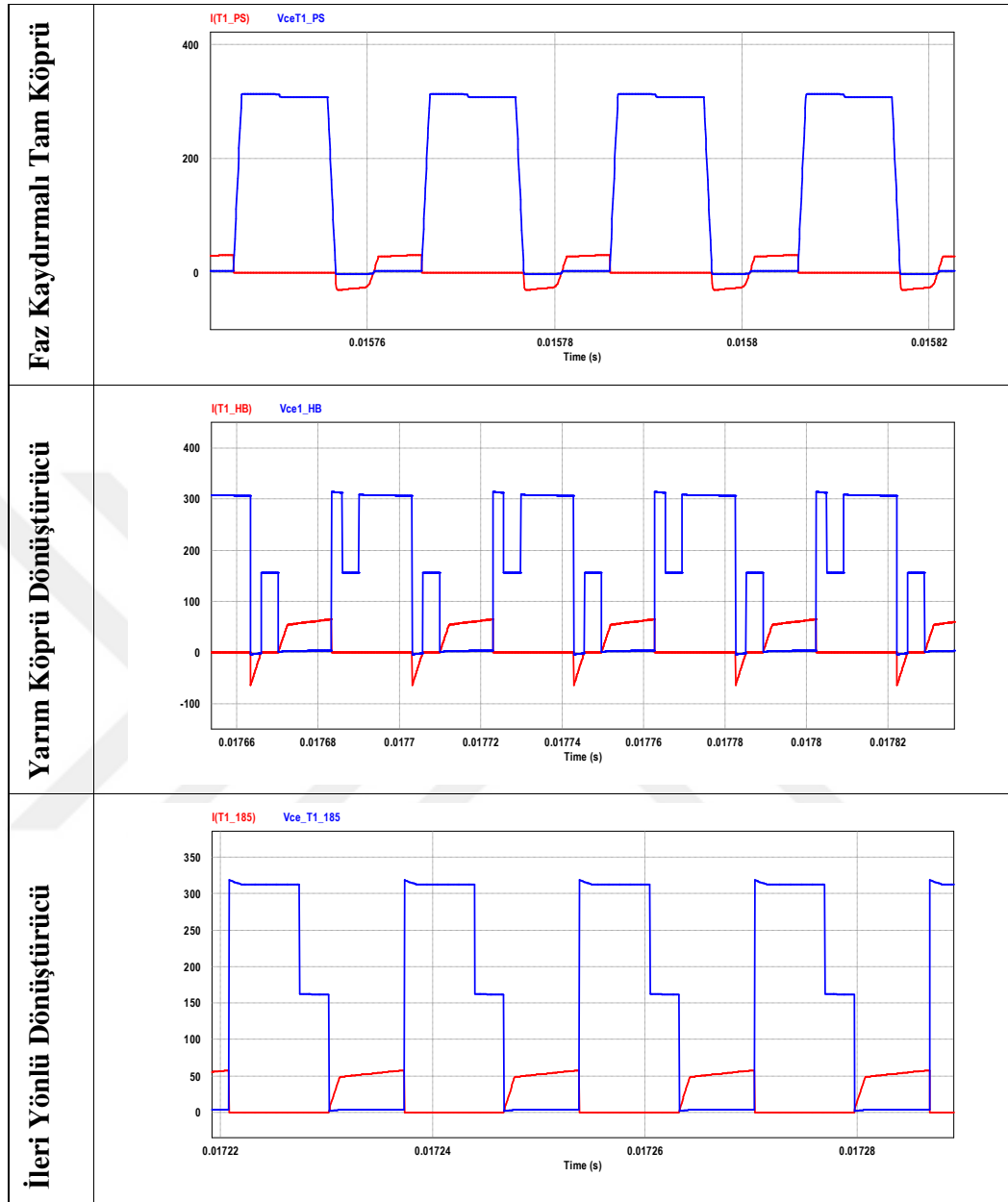
Bu bölümde tasarımı yapılan faz kaydırmalı tam köprü, üç seviyeli npc, ileri yönlü dc/dc dönüştürücülerin ve mevcut bir yarı köprü dönüştürücünün emc, verim, thd, akım ve gerilim stresleri vb. açılardan karşılaştırılması yapılmıştır.

4.2.1 Akım ve gerilim stresi yönünden karşılaştırılması

Dört adet topoloji de simülasyon sırasında aynı akım ve gerilim değerine yüklenmiştir. Çizelge 4.7’de sırasıyla her bir topolojiye ait ana anahtar akım ve gerilim benzetim sonuçları görülmektedir.

Çizelge 4.7 : Anahtar akım ve gerilimleri.

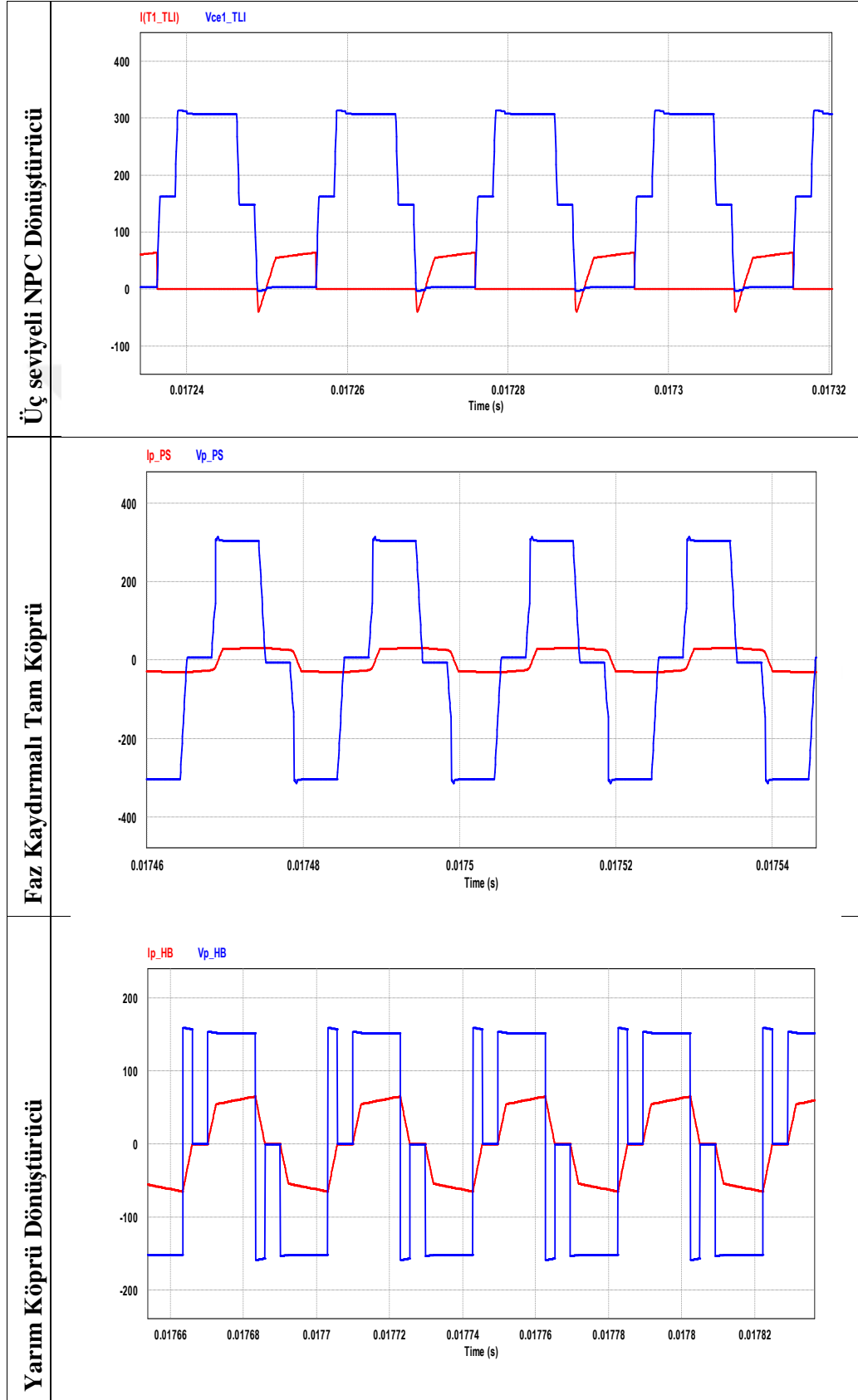


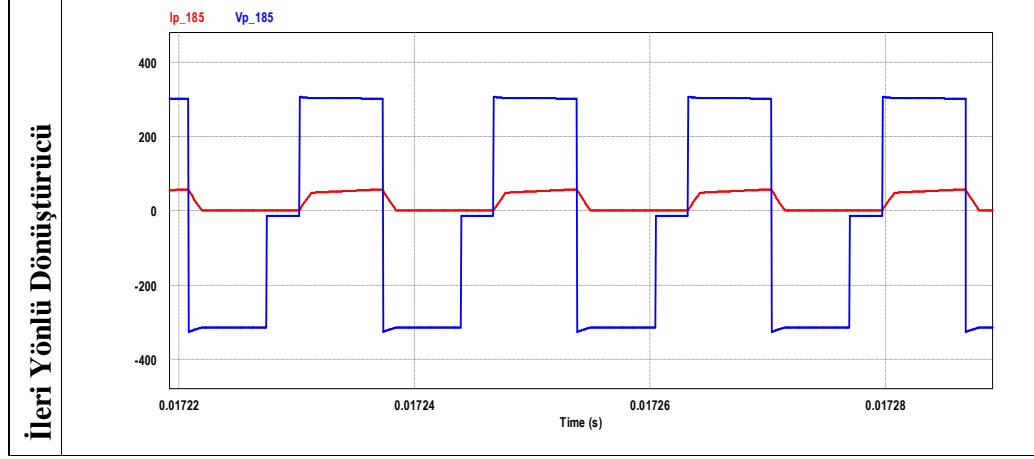


IGBT akımları karşılaştırıldığında iletim sırasında bir anahtardan akan akımın üç seviyeli npc evirici ve yarım köprü evirici topolojilerinde, faz kaydırmalı tam köprü topolojisine göre 2 iki kat olduğu görülebilir. Tasarımı yapılan ileri yönlü dönüştürücünün akımı ise yarım köprü ve üç seviyeli npc DC/DC dönüştürücü topolojisine göre anahtar akımının yaklaşık 0.83 kat olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.8’de dört topolojiye ait primer akım ve gerilim dalga şekilleri benzetim sonuçları görülmektedir.

Çizelge 4.8 : Primer akım ve gerilimleri.

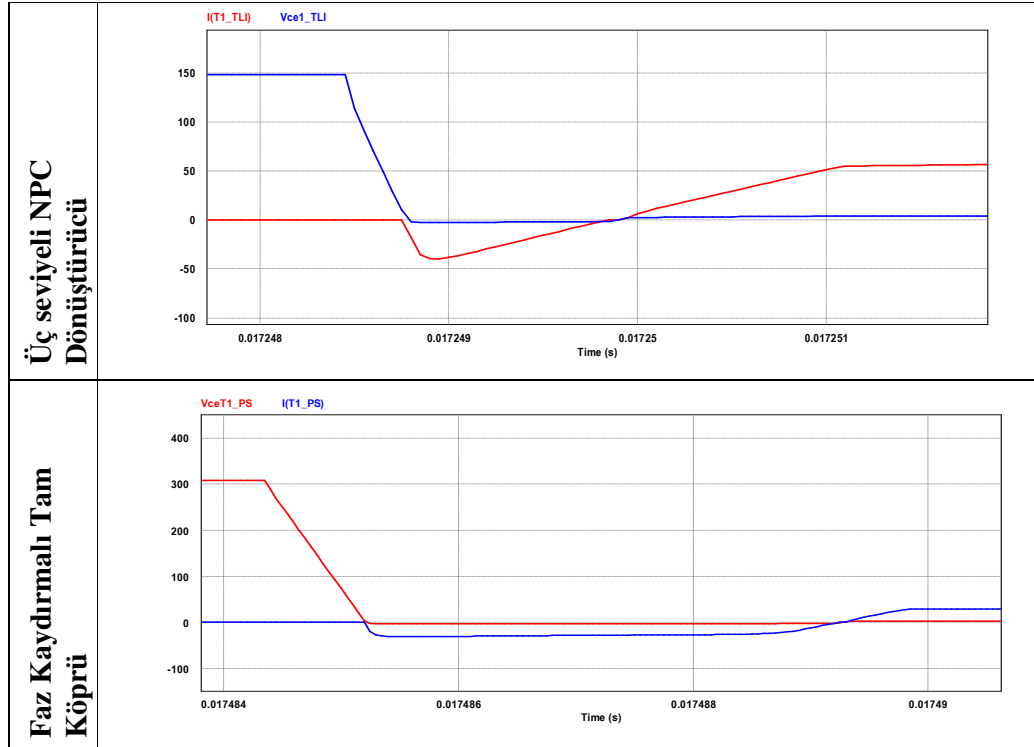


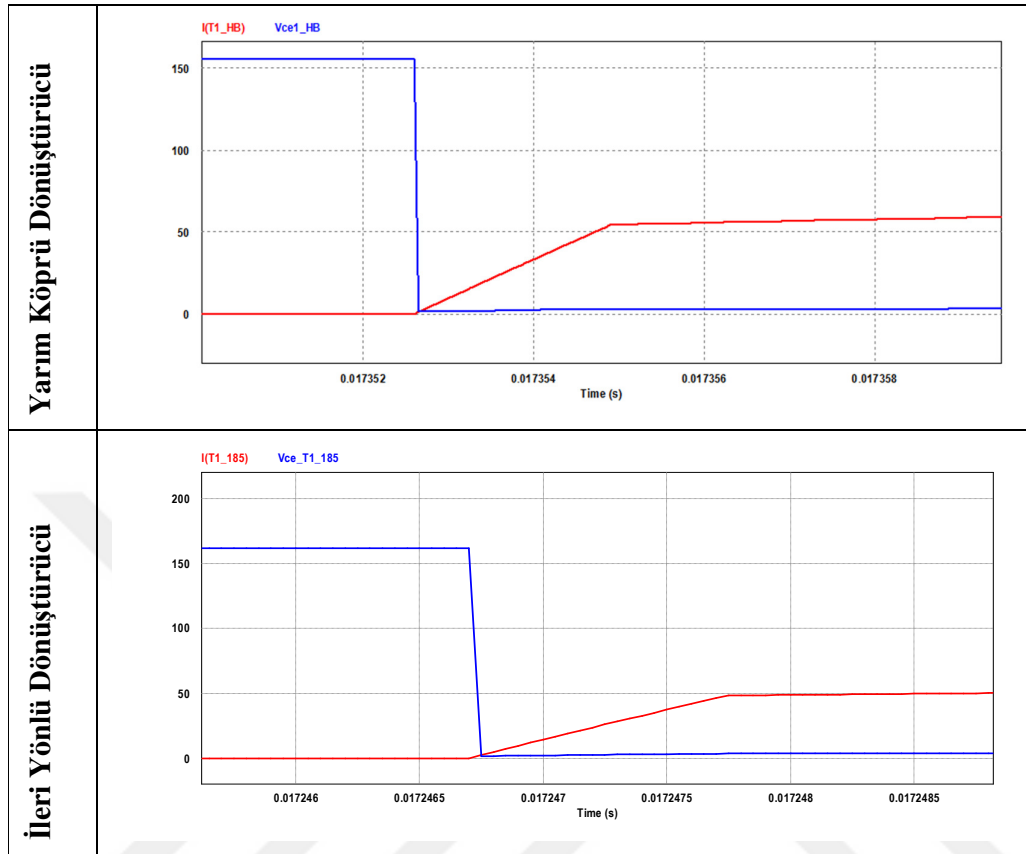


Üç seviyeli inverter ve yarım köprü topolojilerinin primer gerilimlerinin, faz kaydırmalı tam köprü ve ileri yönlü evirici topolojilerinin primer gerilimlerinin yarısı olduğu söylenebilir. Primer efektif akımları açısından kıyaslandığında üç seviyeli inverterin, faz kaydırmalı tam köprünün 2 katı olduğu görülebilir. Üç seviyeli NPC dönüştürücünün primer akımı, yarım köprüye göre daha yüksek çıkmıştır. Çünkü topoloji gereği serbest dolaşım aralıklarında da primer akımı, primerden kesintiye uğramadan akmaya devam etmektedir.

Çizelge 4.9’da dört topolojiye ait ana anahtar iletme girme anı görülmektedir.

Çizelge 4.9 : Anahtar iletme girme anı.

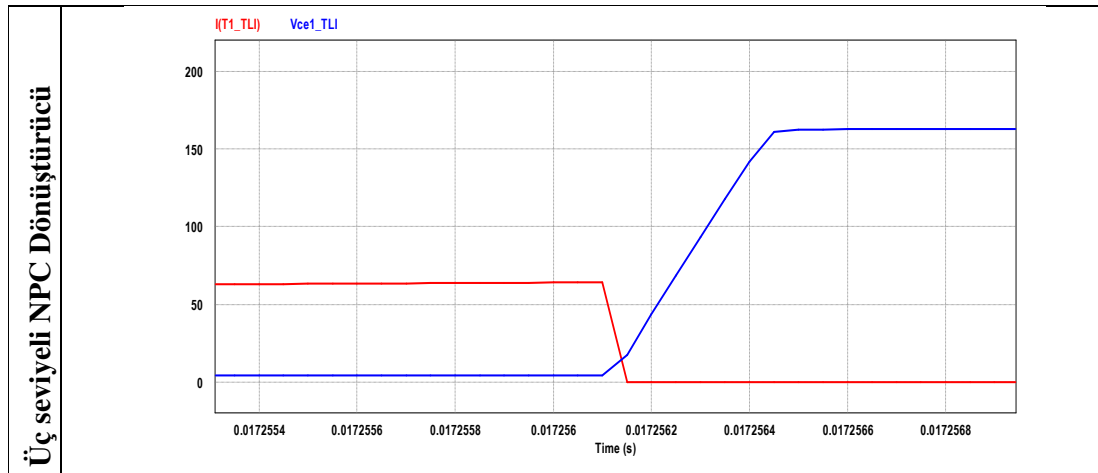


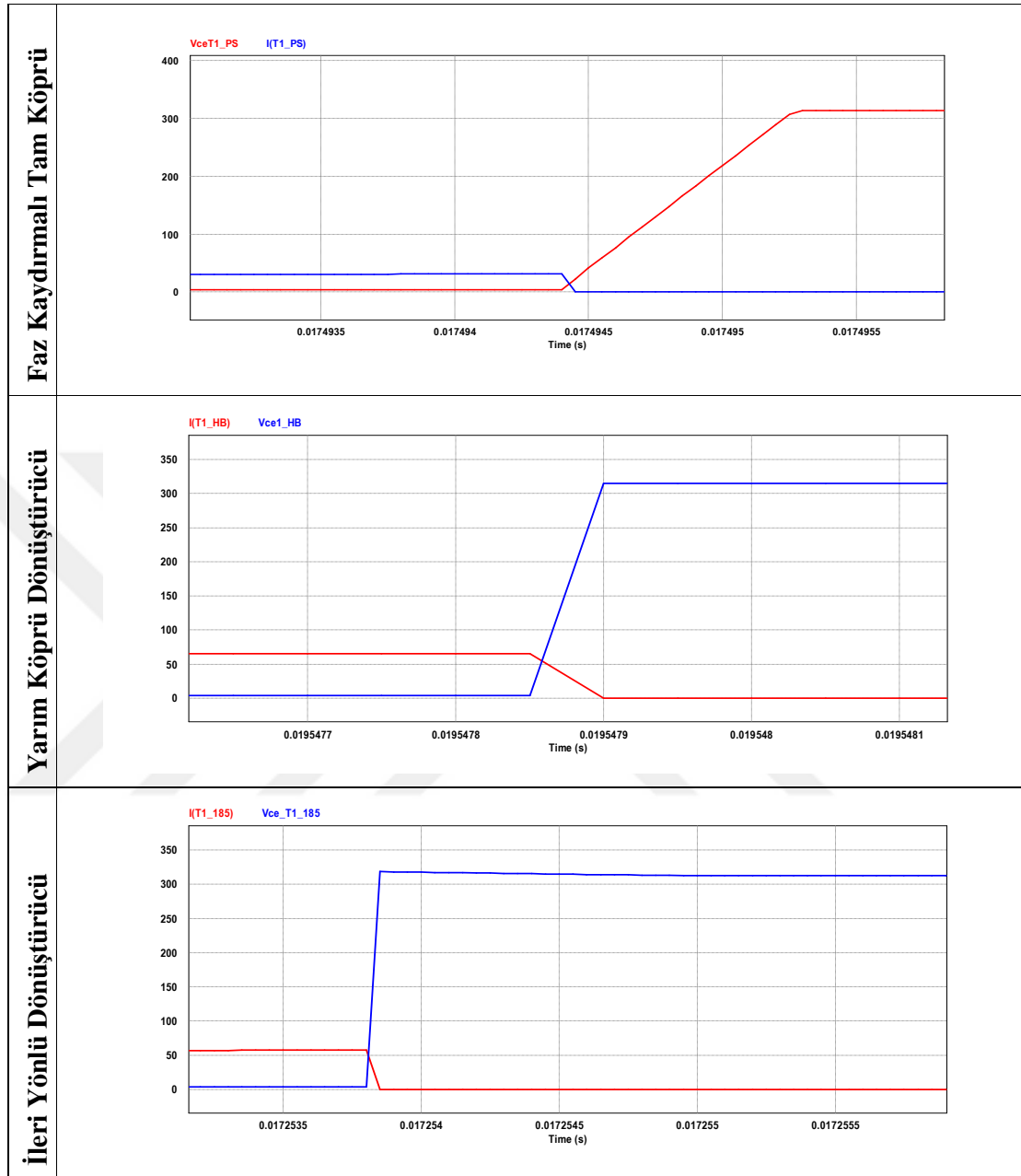


Çizelge 4.9’a bakıldığında üç seviyeli npc evirici ve faz kaydırmalı tam köprü evirici topolojilerinde rezonansla ZVT sağlandığı ve tamamen kayıpsız bir iletme girmenin sağlandığı, yarım köprü ve ileri yönlü dönüştürücü topolojilerinde ise iletme girme kaybının düşük olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.10’da dört topolojiye ait anahtarların kesime girme anlarının yakınlaştırılmış görüntüleri yer almaktadır.

Çizelge 4.10 : Anahtar kesime girme anı.





Çizelge 4.10'a bakıldığında üç seviyeli npc evirici ve faz kaydırmalı tam köprü evirici topolojilerinde yumuşak anahtarlamanın sağlandığı, yarım köprü ve ileri yönlü dönüştürücü topolojilerinde ise kesime girmenin sert anahtarlama olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.11'de dört topolojiye ait primer akım, gerilim ve anahtar akım-gerilim stresleri açısından karşılaştırma yapılmıştır. Anahtar akım stresi açısından faz kaydırmalı tam köprüün bir avantaj yakaladığı söylenebilir. İletime girmede dört topolojide yumuşak anahtarlama sağlarken kesime girmede faz kaydırmalı tam

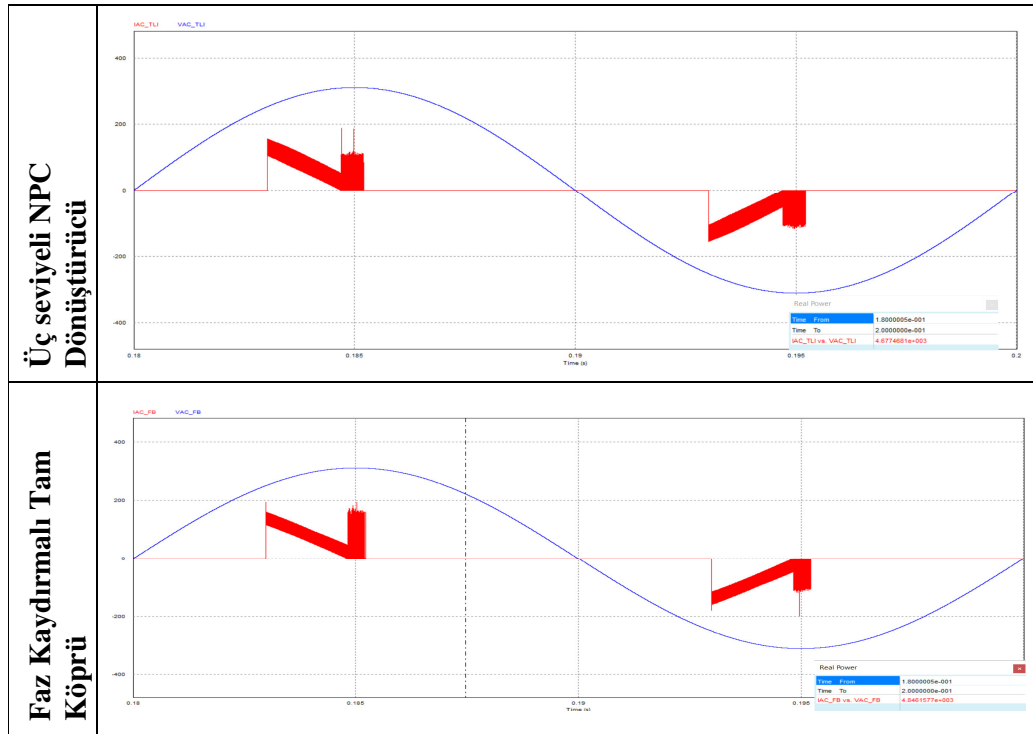
köprü ve üç seviyeli NPC dönüştürücünün yumuşak anahtarlamaı sağlarken , ileri yönlü dönüştürücü ve yarım köprü dönüştürücülerin sert anahtarlandığı söylenebilir. Ancak bu topolojilere bakıldığında ileri yönlü dönüştürücü topolojisinin 58 khz, yarım köprü dönüştürücü topolojisinin 50 khz iken, üç seviyeli npc ve faz kaydırmalı tam köprü topolojilerinin 100 khz olduğu, bu nedenle faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücülerinin anahtarlama kayıpları açısından oldukça verimli olduğu görölmektedir.

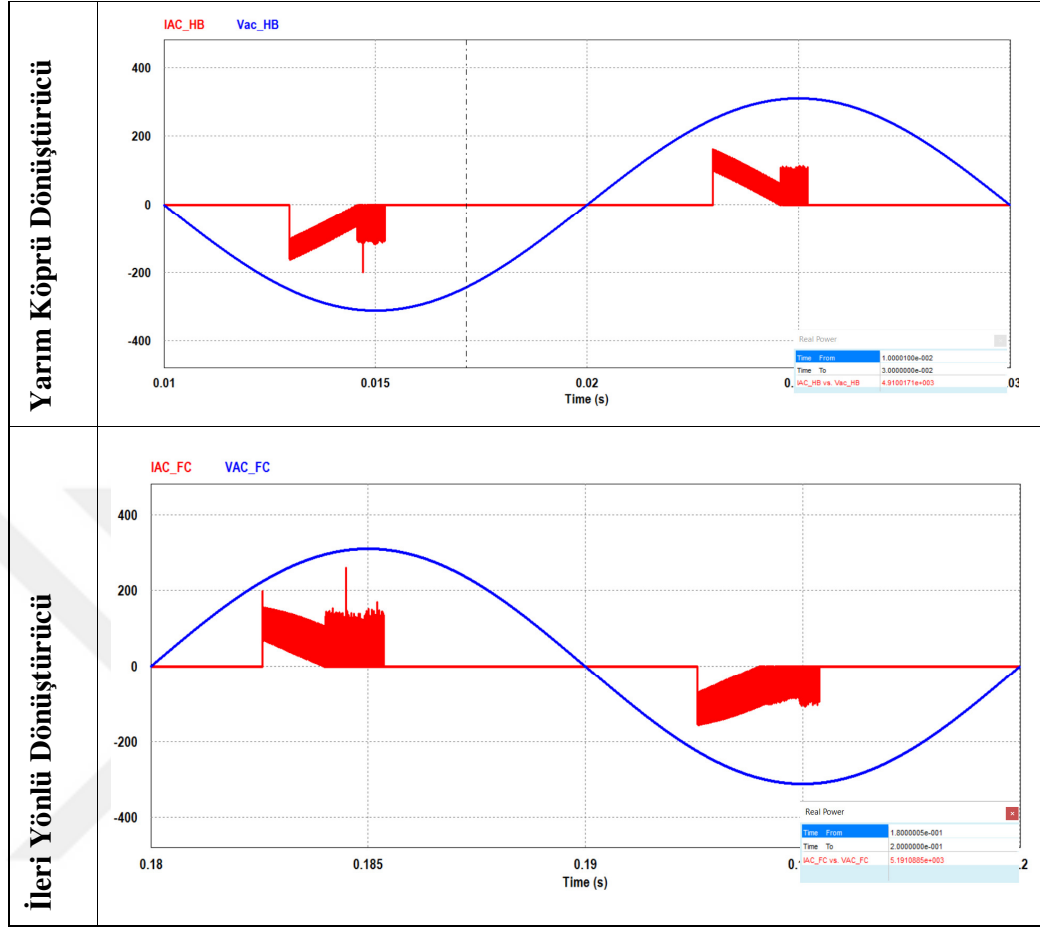
4.2.2 Güç faktörü, verim ve thd açısından karşılaştırma

Tasarımı yapılan faz kaydırmalı tam köprü, üç seviyeli NPC ve ileri yönlü dönüştürücü ile mevcut yarım köprü dönüştürücünün verim, güç faktörü ve THD açısından karşılaştırması yapılmıştır.

Tasarımı yapılan faz kaydırmalı tam köprü, üç seviyeli NPC ve ileri yönlü dönüştürücü ile mevcut kaynak makinesinde olan yarım köprü dönüştürücünün güç simülasyon benzetimi çizelge 4.11’de yer almaktadır.

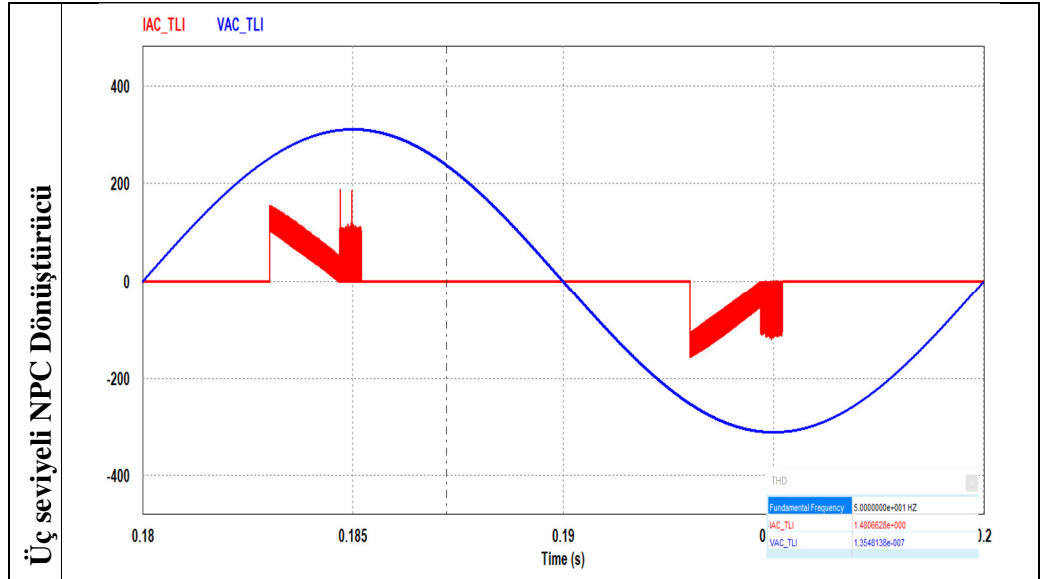
Çizelge 4.11 : Dört topolojiye ait girişten çekilen aktif güçler.

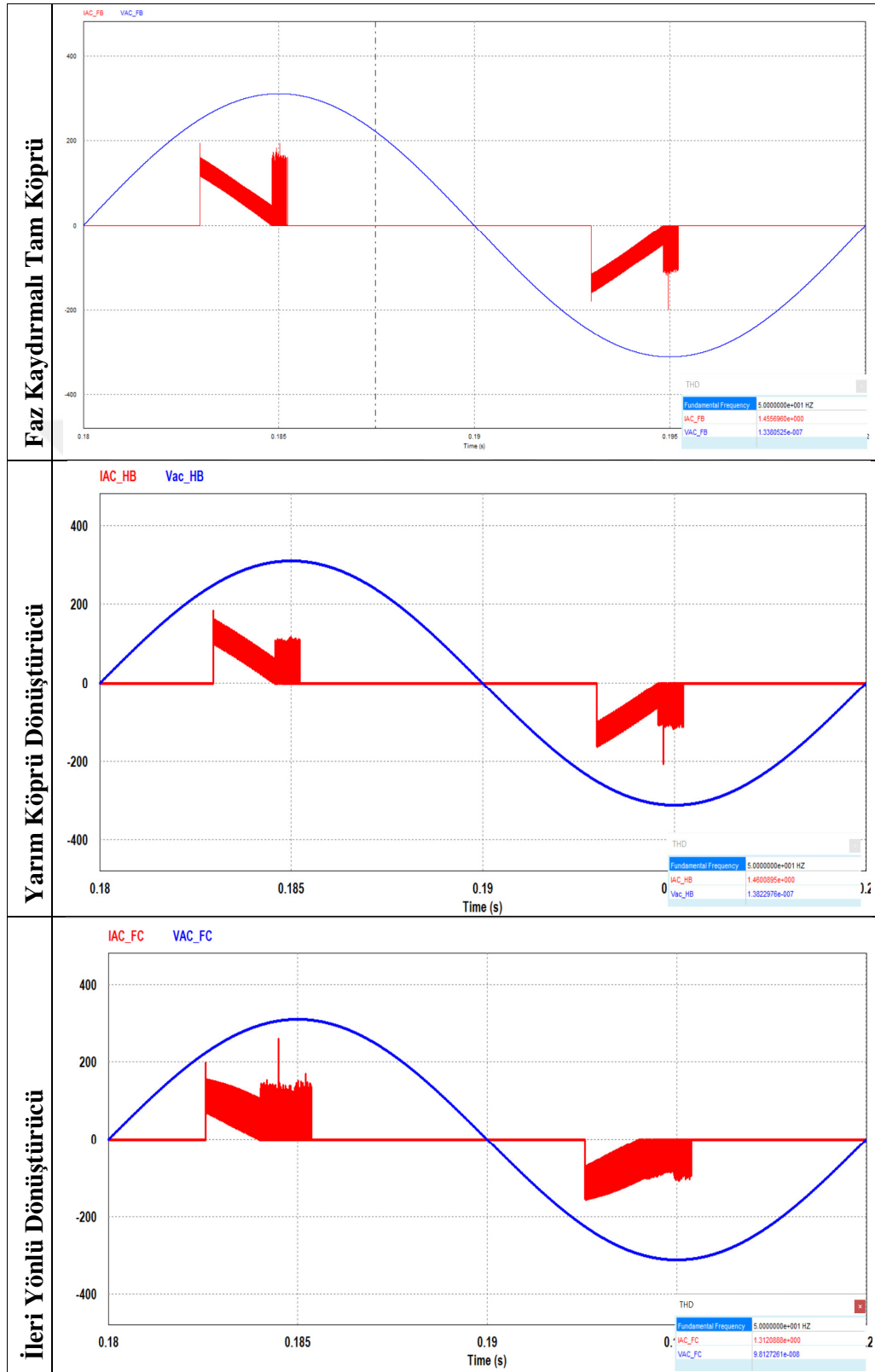




Dört topolojiye ait THD karşılaştırması Çizelge 4.12’te verilmiştir.

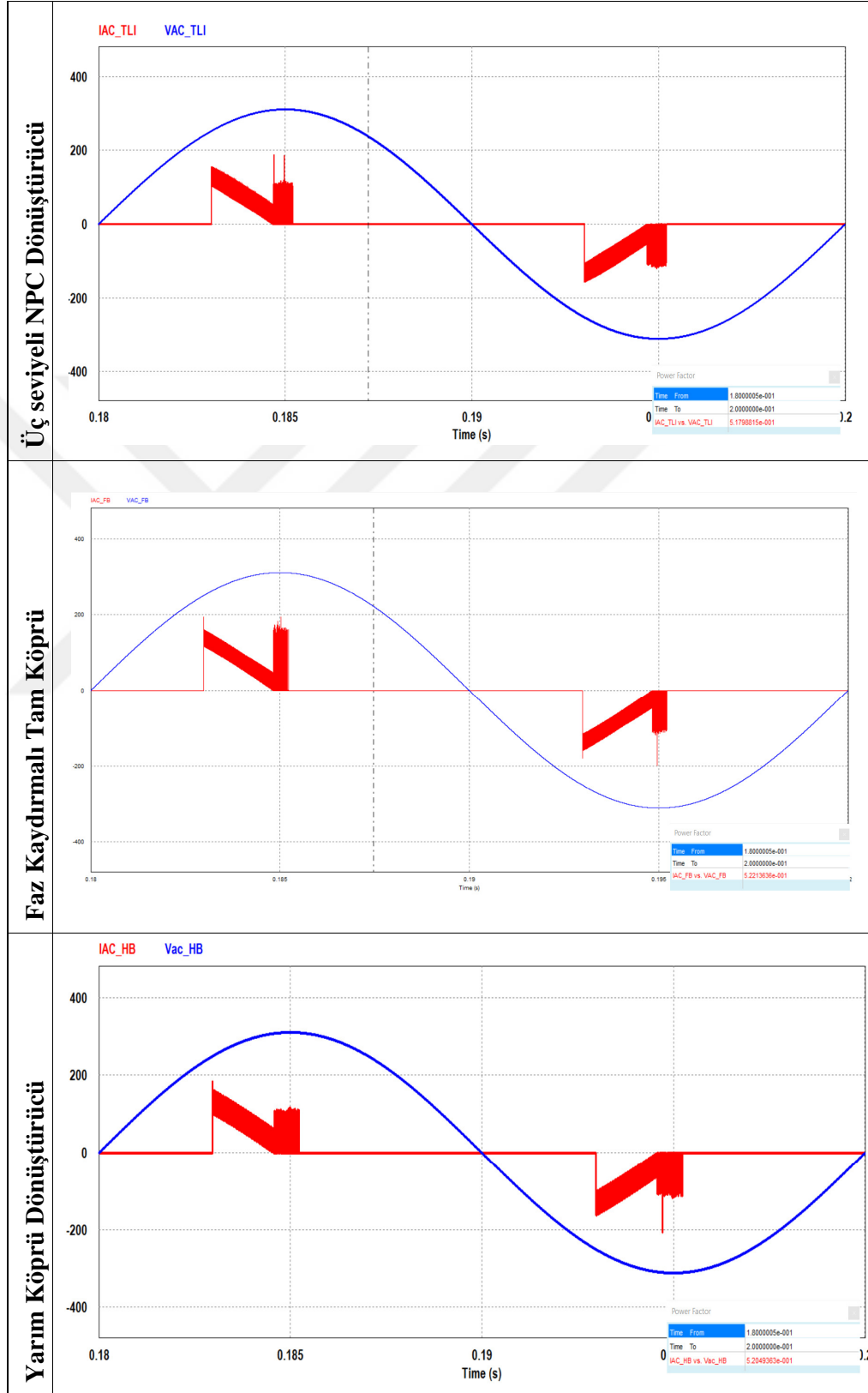
Çizelge 4.12 : Dört topolojiye ait toplam harmonik bozulma.

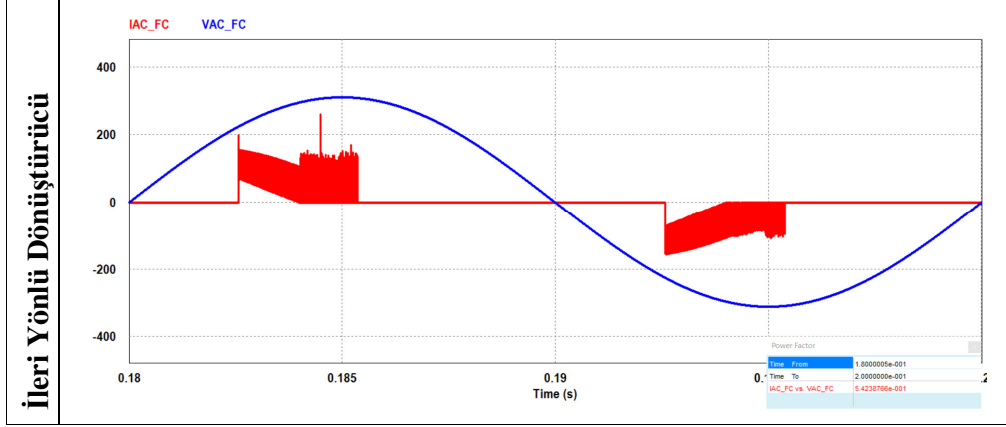




Dört topolojiye ait güç faktörü karşılaştırması Çizelge 4.13'te verilmiştir.

Çizelge 4.13 : Dört topolojiye ait güç faktörü karşılaştırması.





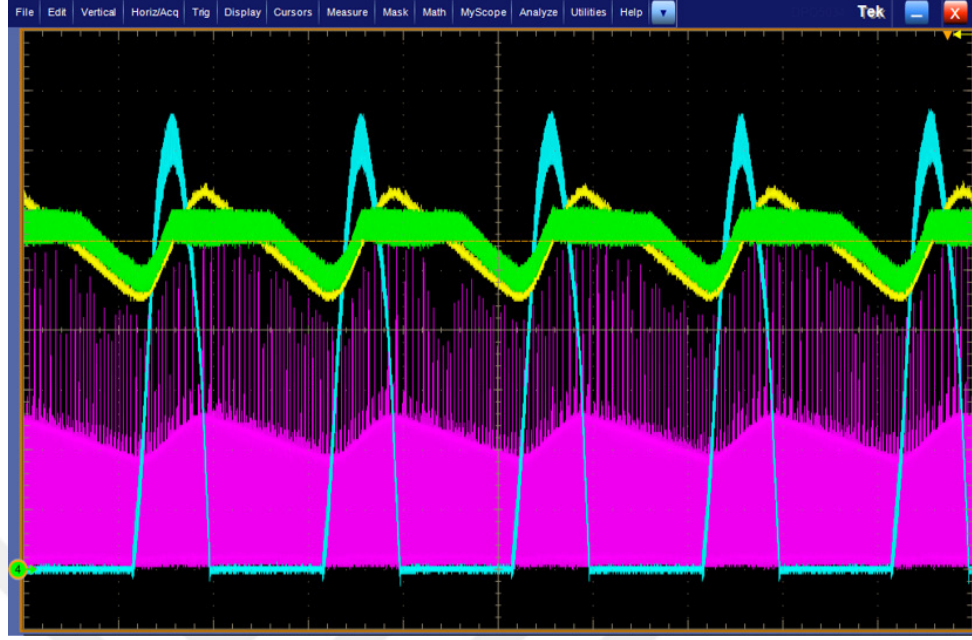
Yukarıdaki sonuçlara göre güç faktörü, toplam harmonik bozulma açısından dört topoloji de de sonuçlar oldukça yakın çıkmıştır. Benzer şekilde aktif güçler açısından da sonuçlar oldukça yakındır. Sonuçların doğruluğunu kanıtlamak için dört deneysel donanım üzerinden SKYLAB HT 9030 güç analizörü ile 160 A kaynak akımında güç analiz testi yapılmıştır. Sonuçlar simülasyon ile örtüşmektedir ve dört topolojide de sonuçlar oldukça yakındır. Faz kaydırmalı tam köprüye bakıldığında akımdaki toplam harmonik bozulma açısından küçük bir miktar diğer topolojilere göre daha fazla çıktığı Çizelge 4.14'te görülmektedir.

Çizelge 4.14'te yer alan sonuçta PF açısından sonuçlar oldukça yakın çıkmıştır. Aynı yük altında şebekeden çekilen akımlar oldukça yakındır.

Çizelge 4.14 : Dört topolojiye ait güç analizi.

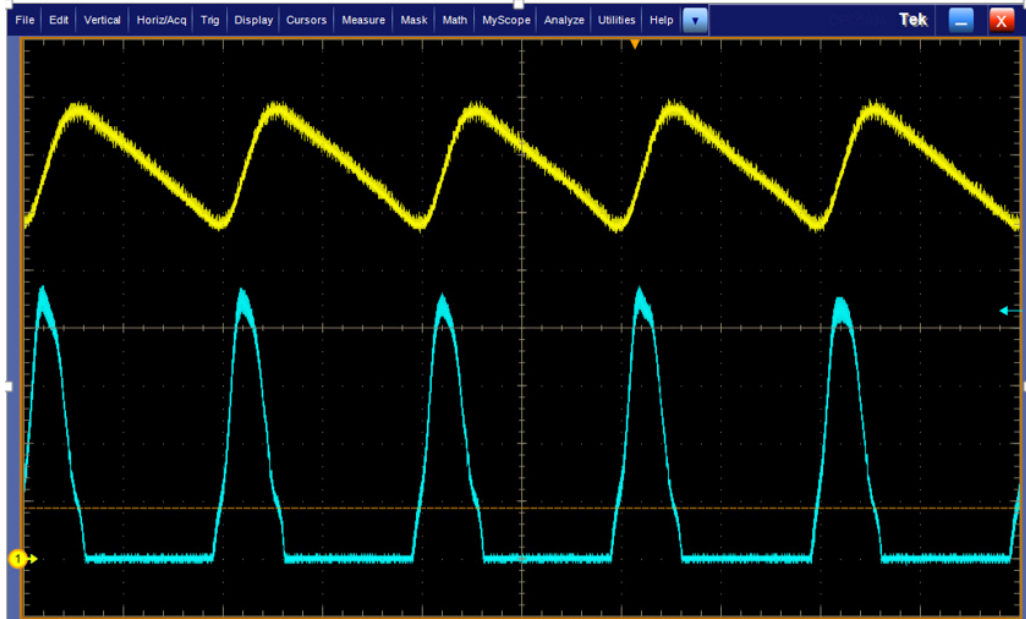
	3L NPC	FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ	YARIM KÖPRÜ	İLERİ YÖNLÜ
V_1	220.0 V	220.4 V	220.6 V	220.4 V
I_1	31.84 A	32.04 A	31.98 A	31.55 A
P_1	5.133 kW	5.086 kW	5.224 kW	5.121 kW
Q_1	-4.767 kVAR	-4.896 kVAR	4.741 kVAR	-4.702 kVAR
S_1	7.006 kVA	7.060 kVA	7.055 kVA	6.952 kVA
Pf	0.73 c	0.72 c	0.74 c	0.74 c
d _{pf1}	0.99 c	1.00 c	1.00 c	0.99 c
THD I	%78.1	%81.8	%76.2	% 77.3
THD V	% 8.7	%10.0	%10.3	% 9.6

Şekil 4.40'ta üç seviyeli evirici ara devreli DC/DC dönüştürücünün verim hesabı yapılmıştır.



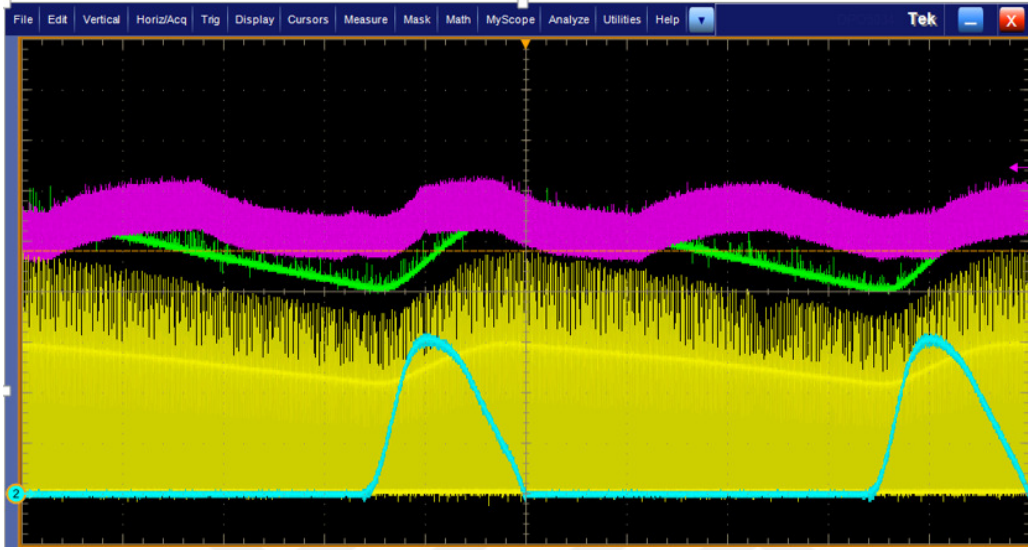
Şekil 4.40 : Üç seviyeli npc dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim

Şekil 4.41’de faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücüye ilişkin giriş ve çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.41 : Faz kaydırmalı tam köprü dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim

Şekil 4.42’de ileri yönlü DC/DC dönüştürücüye ilişkin giriş ve çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.42 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim

Şekil 4.43’te yarım köprü DC/DC dönüştürücüye ilişkin giriş ve çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.43 : Yarım köprü dc/dc dönüştürücü dalga şekilleri sarı: doğrultulmuş gerilim mavi: doğrultulmuş şebeke akımı yeşil: çıkış akım mor: çıkış gerilim

Yukarıdaki sonuçlara bakıldığında verim açısından faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc DC/DC dönüştürücünün verim açısından daha yüksek olduğu görülmekle

birlikte her ikisinin verimi aynı çıkmıştır. İleri yönlü DC/DC dönüştürücü dönüştürücünün verimi ise yarım köprü dönüştürücüden daha yüksek olmakla birlikte birbirlerine oldukça yakın çıkmıştır. Ancak bu topolojilere bakıldığında ileri yönlü dönüştürücü topolojisinin 58 khz, yarım köprü dönüştürücü topolojisinin 50 khz iken, üç seviyeli npc ve faz kaydırmalı tam köprü topolojilerinin 100 khz olduğu, bu nedenle faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücülerinin anahtarlama kayıpları ve verim açısından oldukça verimli olduğu görülmektedir. Ayrıca güç aktarım aralıkları açısından faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücülerini serbest dolaşım aralıklarında da güç aktarımı yaptığından oldukça verimli oldukları görülmektedir.

4.2.3 Maliyet, regülasyon, frekans ve dalgalılık karşılaştırması

Tasarımı yapılan ileri yönlü dönüştürücü topolojisinin 58 khz, üç seviyeli npc ve faz kaydırmalı tam köprü topolojilerinin 100 khz olduğu, mevcut yarım köprü topolojisinde ise frekansın 50 khz olduğu görülmektedir. Yumuşak anahtarlama sayesinde anahtarlama kayıpları azaldığı ve akımın ve gerilimin yükselme hızları sınırlandırıldığı için daha yüksek frekanslara çıkılabilmektedir.

Çıkış akım dalgalılığı açısından kıyaslandığında üç seviyeli npc inverter ve faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücülerinin %12.5 dalgalılığı olduğu görülmüştür. İleri yönlü dönüştürücüde ise kaynak akımı dalgalılığı %16 olarak bulunmuşken yarım köprü de %25 olarak bulunmuştur.

Dört topolojide regülasyon açısından karşılaştırıldığında yarım köprü, faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücülerin λ sınırlaması olmadığından giriş geriliminin daha geniş bir aralığına karşı regülasyonun korunabildiği görülmüştür. Ancak ileri yönlü dönüştürücüde λ , uygulamada %47 ile sınırlandırıldığından regülasyon aralığı daha dardır.

Maliyet açısından kıyaslandığında şöyle bir çıkarım yapılmıştır.

Üç seviyeli npc DC/DC dönüştürücüde primer efektif akımı, faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücünün yaklaşık 2 katıdır. Bu durumda akım taşıma kapasitesi nedeniyle üç seviyeli npc DC/DC dönüştürücünün primerinde kullanılacak telin daha kalın olması gerektiği görülmektedir. Ancak 3L NPC dönüştürücü sarım sayısı, faz kaydırmalı tam köprünün yarısı olduğundan tel gramajı aynı kalacaktır. Bu yüzden aynı nüve kullanıldığı müddetçe transformatör maliyetleri aynıdır. İleri yönlü ve yarım

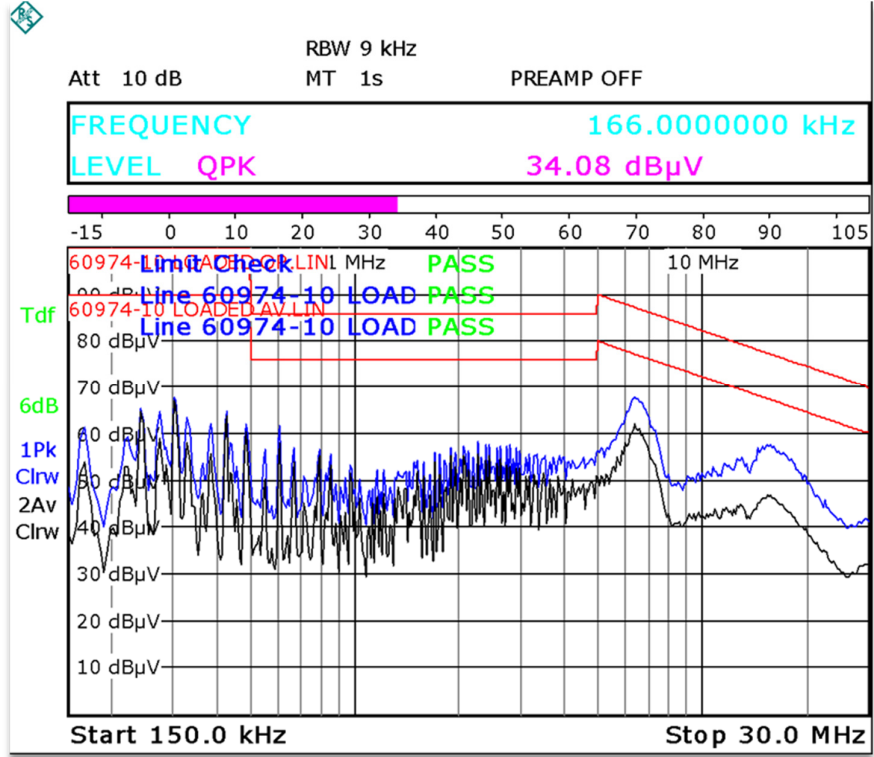
köprü dönüştürücülerde de uygulamada aynı nüve kullanılmıştır. Primer kalınlıkları açısından kıyaslandığında ileri yönlü dönüştürücünün yaklaşık tam köprü kadar, yarım köprünün ise yaklaşık üç seviyeli npc dönüştürücü kadar kalınlıkta primer teli kullanması gerekmektedir. Sarım sayılarına bakıldığında dört topolojide de aynı nüve kullanıldığı için transformatör maliyetinde bir fark olmamıştır. Ancak uygulamada hepsinde aynı nüve kullanılsa da faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücüde anahtarlama frekansı daha yüksek olduğu için daha küçük nüve kullanılabilir, Bu yüzden faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücülerin transformatör maliyeti azalır.

Faz kaydırmalı tam köprü ve çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü efektif akımları , üç seviyeli ve yarım köprü dönüştürücülerin yaklaşık yarısı kadar olduğundan anahtar maliyeti faz kaydırmalı tam köprü ve çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücüde TLI' ya ve yarım köprüye göre daha düşüktür. Çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücü dört topoloji arasında anahtar açısından en ekonomik olandır.

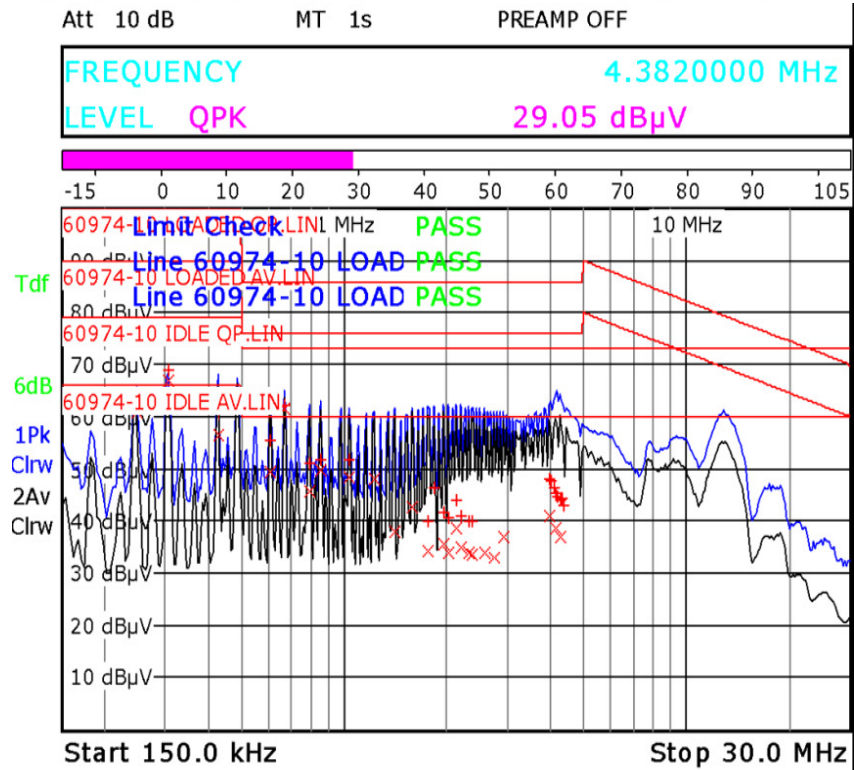
Ancak normalde yarım köprüde iki anahtar kullanıldığından anahtar maliyeti, faz kaydırmalı tam köprü ile yaklaşık aynıdır.

4.2.4 EMC karşılaştırması

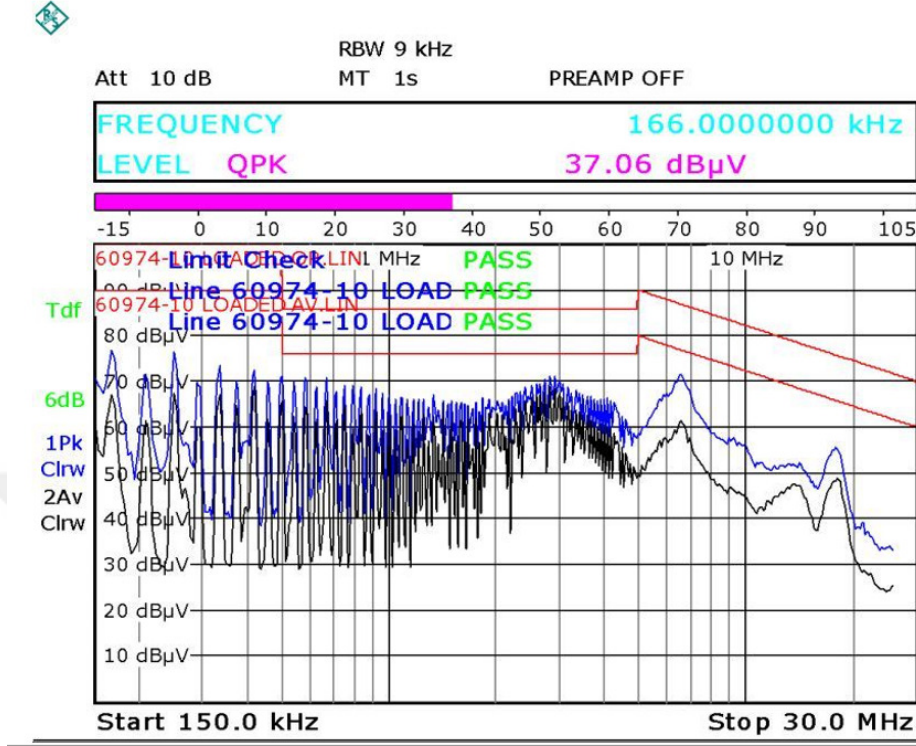
Dört topolojinin emc açısından karşılaştırmasının yapılması amacıyla conducted emission testi yapılmıştır. Tüm makineler testlerden başarıyla geçmiştir. Ancak yarım köprü ve ileri yönlü dönüştürücülerde ilave ferritler kullanılması gerekmiştir. Üç seviyeli npc ve faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücülerde ise emc sonuçlarını iyileştirme amacıyla ilave bir ferrit kullanımına gerek kalmamıştır. Ölçümler Rohde Schwarz ESL3 EMI cihazı kullanılarak yapılmıştır. Şekil 4.44, Şekil 4.45, Şekil 4.46 ve Şekil 4.47'de sırasıyla üç seviyeli NPC dönüştürücü, faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü, yarım köprü dönüştürücü ve ileri yönlü dönüştürücünün EMI ölçüm sonucu yer almaktadır.



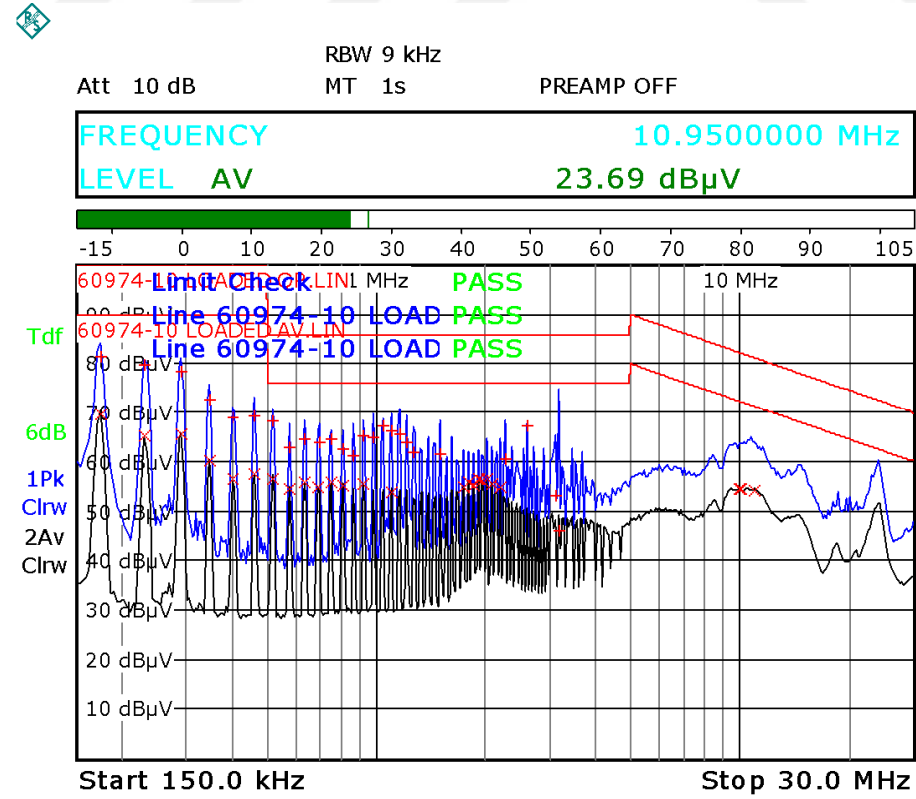
Şekil 4.44 : Üç seviyeli NPC dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.



Şekil 4.45 : Faz kaydırmalı tam köprü dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.



Şekil 4.46 : Yarım köprü dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.



Şekil 4.47 : İleri yönlü dc/dc dönüştürücü EMI test sonucu.

5. EVİRİCİLİ MMA KAYNAK MAKİNESİNİN KONTROLÜ

5.1 Amaç

Tezin bu kısmında, örtülü elektrod kaynağı yapan kaynak makinesinin kontrolü için gerekli parametreler incelenmiş ve tasarımı yapılan kontrol kartı prototipinin uygulama sonuçları paylaşılmıştır. Tasarımı yapılan devrenin çizimi ve PCB tasarımı Altium programı kullanılarak sağlanmıştır.

5.2 Kontrol Tasarımı

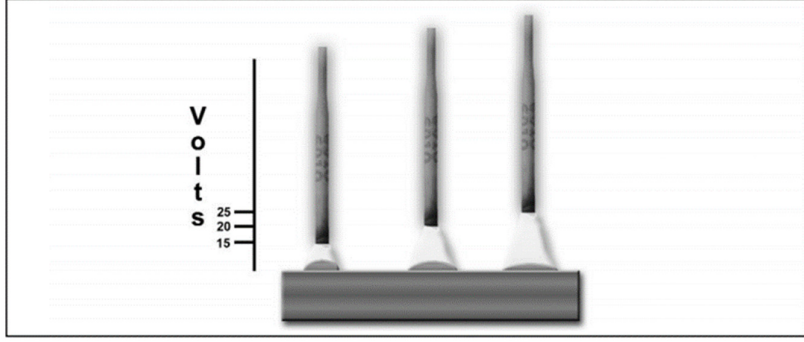
Yapılan tasarımda sabit akım karakteristikli bir kontrolör yapısı kullanılmıştır. Sabit akım karakteristiğine ilişkin ayrıntılı bilgi Bölüm 2’de verilmiştir. Buna göre elektrod ile iş parçası arasındaki mesafe ile orantılı olarak değişen gerilim değişimlerine karşı akımın sabit tutulması sağlanmıştır. Ayrıca giriş geriliminin belirli bir aralıktaki dalgalanmasına karşı çıkışın regülasyonunun korunması da gerçekleştirilmiştir.

MMA kaynağına ilişkin kaynak kontrolü parametreleri tasarımı yapılmış ve sırası ile aşağıda verilmiştir.

5.2.1 Ark kuvveti

Kontrol sisteminde, örtülü elektrod kaynağının önemli parametrelerinden ark kuvveti kontrolü yer almaktadır.

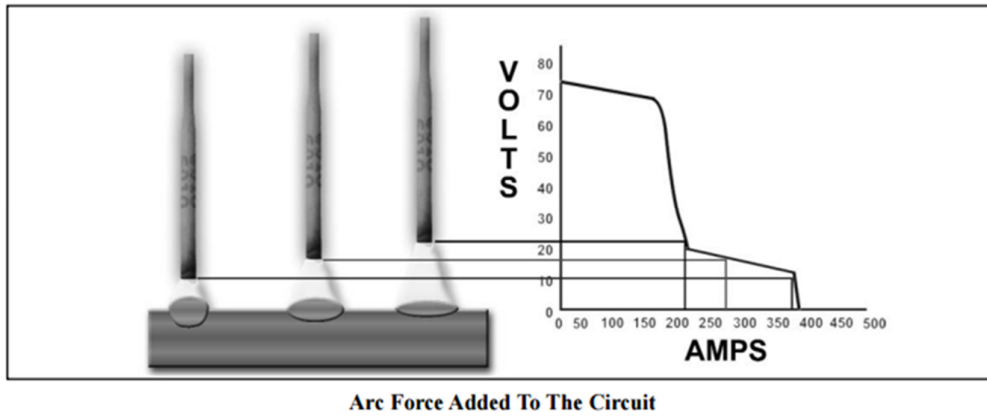
Genel olarak ark uzunluğu ve gerilimi arasında bir ilişki vardır. Ark boyu uzadıkça kaynak gerilimi artarken, ark uzunluğu kısaltıldıkça kaynak gerilimi azalmaktadır. Şekil 5.1’de ark uzunluğu ve kaynak gerilimi ilişkisi görülmektedir.



Şekil 5.1 : Ark boyu ile kaynak gerilimi ilişkisi [39].

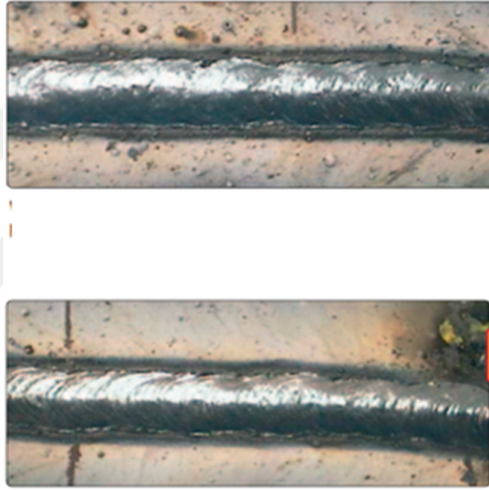
Elektrod ile iş parçası arasındaki mesafe optimum seviyede iken ark uzunluğu normaldir ve kaynak gerilimi 20 V civarındadır. [45] Ancak bazı kaynak pozisyonlarında elektrodun iş parçasına daha yakın halde çalışılmasına ihtiyaç duyulur ya da kaynakçı ark boyunu yeterince düzgün tutamayıp elektrodu iş parçasına yakın tutabilir. Böyle bir durumla karşılaşıldığında gerilim çok düşer ve ark kendini söndürme eğilimi gösterir ve elektrod iş parçasına yapışır. Ayrıca çıkış gücü azalacağından kaynak dikişinin nüfuziyeti azalır. Ark kuvveti özelliği, kaynak geriliminin belirli bir eşik değerinin altına düştüğü durumlarda devreye girerek akımı belirli bir oranda artırır ve elektrodu yapışmaktan kurtarır. Kaynak banyosunu eriyik halde tutarak nüfuziyeti artırır.

Örtülü elektrod kaynağını kullanan eviricili kaynak makinesinin sabit akım karakteristiği Şekil 5.2’de görülmektedir. Sabit akım karakteristiğinden ötürü belirli bir gerilim aralığında gerilimin değişimine karşı akımın sabit kaldığı, 20 V’ un altında ise ark kuvveti devreye girerek gerilim azalmasına karşı akımı arttırdığı görülmektedir.



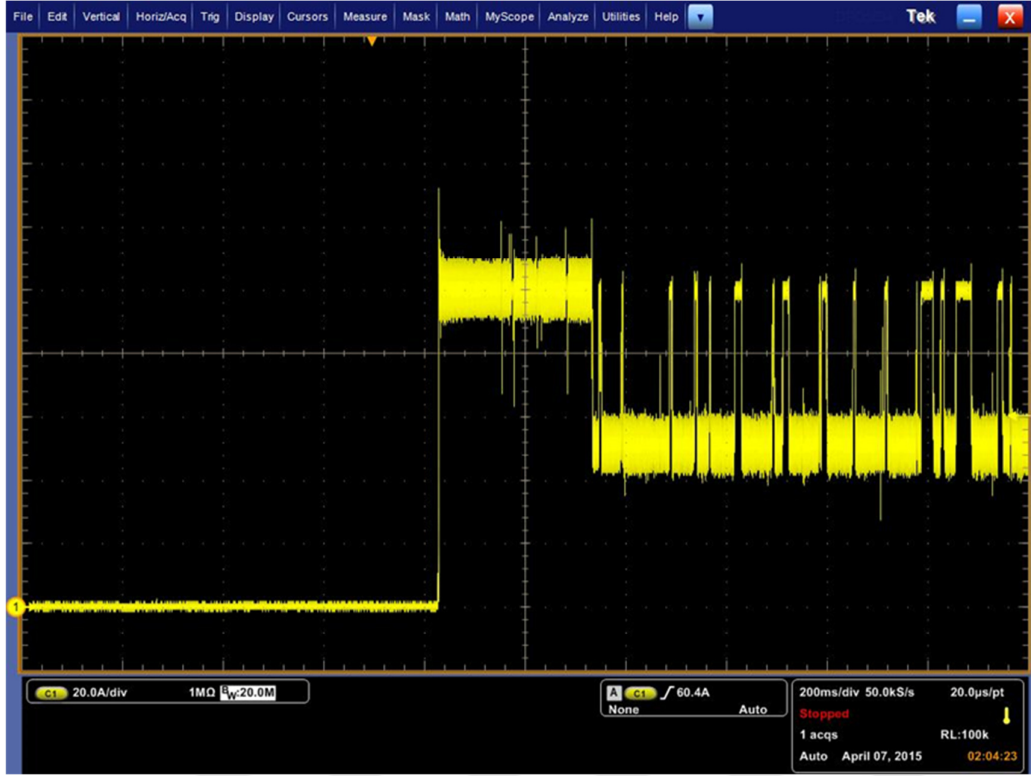
Şekil 5.2 : Evirici tipi kaynak makinesi sabit akım grafiği [39].

Tez çalışmasında ark kuvveti özelliğinin, kaynak geriliminin belirlenen eşik değerinin altına düştüğünde devreye girmesi tasarlanmıştır. Ark kuvveti özelliğiyle kaynak sırasında ark kesilmeleri engellenir. Piyasada sıkça yer alan klasik ark kuvveti özelliğinin aksine adaptif olarak uygulanmıştır. Ayarlanabilen standart ark kuvvetinde ark kuvvetinin akıma katkısı elle ayarlanabilir ancak ark kuvveti devreye girdiğinde kaynak akımı ayarlanan ark kuvveti değerine çıkacağından akım gereğinden fazla artabilir ve arkta kararsızlığa neden olur. Tasarlanan ark kuvveti tasarımında fazla ark kuvvetinden kaynaklanan sıçrantı problemlerinin azalması hedeflenmiştir. Şekil 5.3'te ark kuvvetinin sıçrantıya etkisi görülmektedir.



Şekil 5.3 : Ark kuvvetinin sıçrantıya etkisi [42].

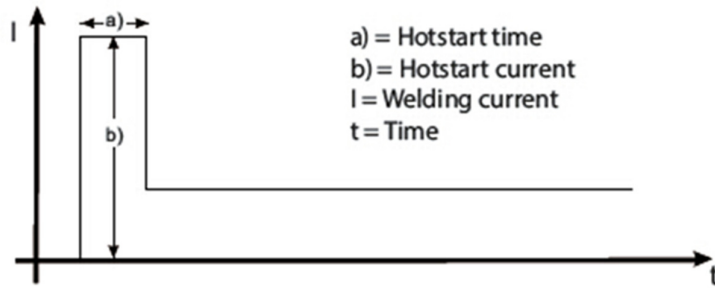
Şekil 5.4'te uygulaması yapılan üç seviyeli evirici topolojisinin kullanıldığı kaynak makinesinden alınan kaynak akımı osiloskop görüntüsü yer almaktadır. Kaynak akımı 50 A olarak ayarlanmıştır. Kaynak esnasında elektrod, iş parçasına yaklaşırlıp uzaklaştırılarak ark kuvvetinin kaynak akımına etkisi gözlenmiştir. Akımın yükseldiği aralıklarda elektrod iş parçasına yaklaştığı için ark kuvveti devreye girerken, uzaklaştırıldığında kaynak gerilimi belirli bir eşik geriliminin üstüne çıkarak ark kuvveti özelliği devre dışı kalmıştır.



Şekil 5.4 : Ark kuvvetinin kaynak akımına etkisi.

5.2.2 Hotstart kontrolü

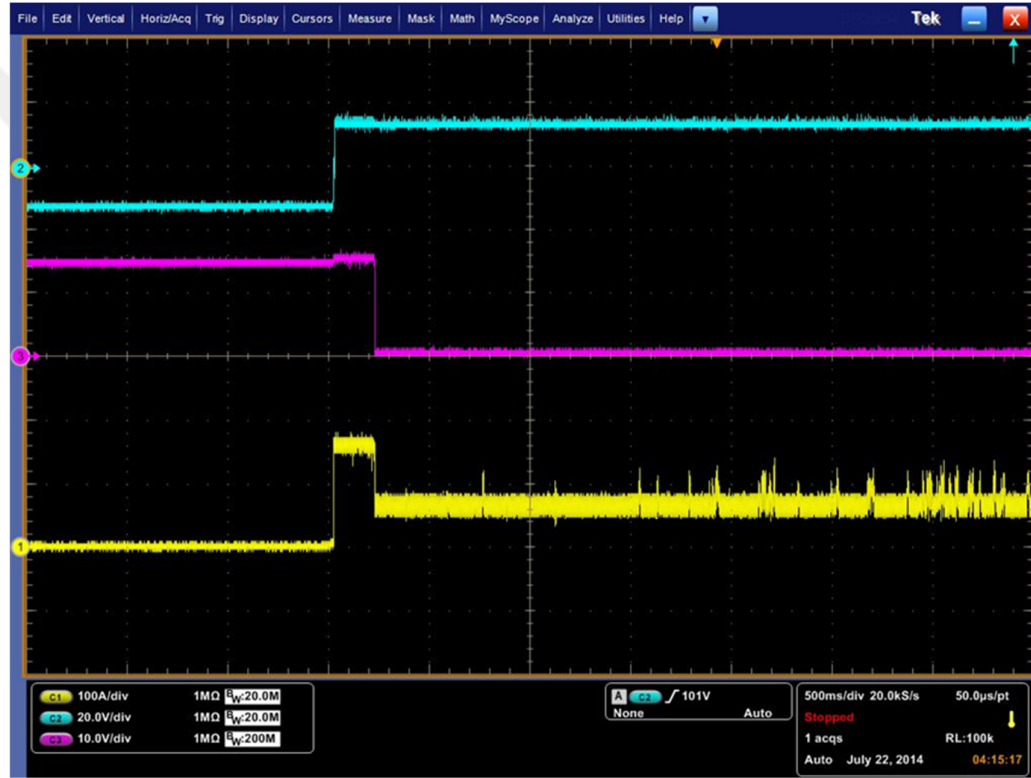
Örtülü elektrod kaynağında, özellikle kalın elektrodlarla ve bazik elektrodlar gibi tutuşması zor elektrodlarla çalışılırken ilk tutuşmada problemler yaşanır ve ark başlatılamaz. Bu sorunun çözülmesi için kaynağa başlarken çıkış akımı bir süre artırılır. Böylece tutuşması zor olan elektrodların tutuşması kolaylaşır, kaynak banyosunun hızlıca erimesi sağlanır ve kaynağın başlangıcındaki hatalar engellenir. Şekil 5.5'te hotstart akımı görülmektedir.



Şekil 5.5 : Hotstart Akımı.

Ancak hotstartın miktar ve süresinin gereğinden fazla artması kaynak başlangıcında hatalara ve sıçrıntılara neden olmaktadır. Özellikle ince profil kaynaklarında akımın gereğinden fazla olması kaynağı yapılan sacın delinmesine sebebiyet verebilir. Bu nedenle bu projede yapılan tasarımda gerek hotstart süresi gerekse akımın artışı üzerinde denemeler yapılarak optimum parametre elde edilmeye çalışılmıştır.

Projede tasarlanan hotstartın kaynak akımına etkisi, Şekil 5.6'da yer alan kaynak akımı osiloskop görüntüsü incelediğinde, hot start özelliğinin kaynak akımını çok kısa bir süre boyunca arttırdığı gözlenmektedir.



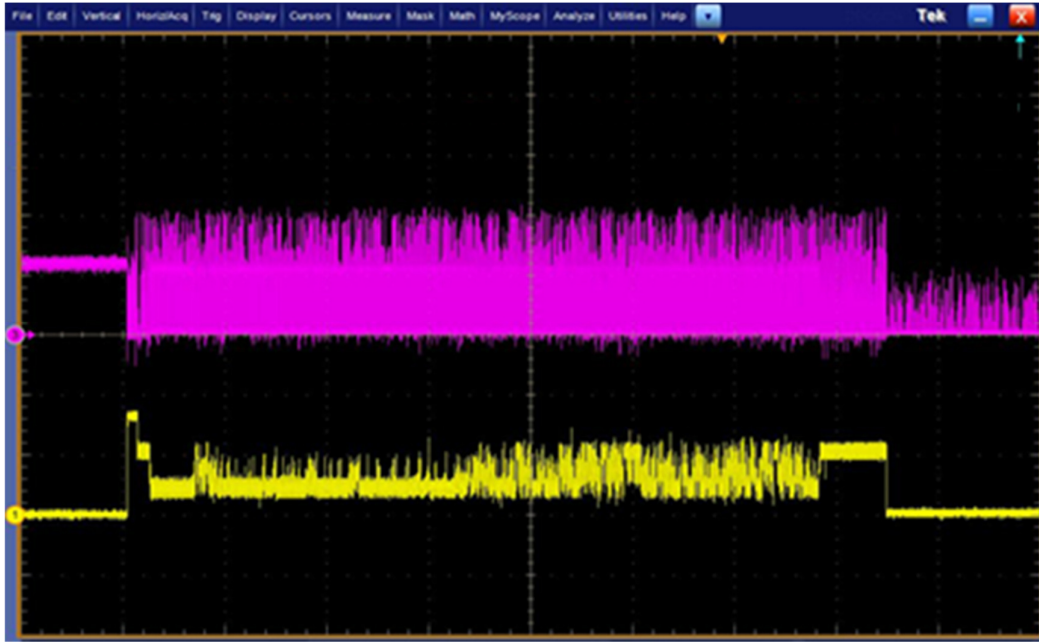
Şekil 5.6 : Hot start özelliğinin devreye girmesi.

5.2.3 Anti stick özelliği

Bu özellik, elektrod iş parçasına yapıştığında akımı minimuma düşürerek devreden kısa devre akımının geçmemesini sağlar. Bu sayede makinenin, kaynak yapılan parçanın, elektrod ve kaynak şase-penselerinin aşırı ısınmadan zarar görmesini engeller. Elektrot iş parçasına yapışır yapışmaz anti stick özelliği devreye girmemelidir. Çünkü örtülü elektrod kaynağında kaynağın başlaması için ilk anda elektrot iş parçasına sürtülmelidir. Eğer anti stick özelliği hemen devreye girerse ark başlatılamaz. Bu yüzden kaynak yapılamaz.

Tasarımda kaynak geriliminin belirli bir değerin altına düştüğü zaman devreye girerek akımı minimuma düşürmesi sağlanmıştır. Akım minimuma düşürülerek elektrodun iş parçasından kolayca ayrılması sağlanır.

Projede tasarlanan antistick özelliğinin uygulama sonucu, Şekil 5.7’de görülmektedir. Sarı renk ile gösterilen ark kuvvetine ait sinyaldir. Mor renk ile gösterilen antistick özelliğine ait sinyaldir. Elektrod iş parçasına yapıştığında antistick sinyali sıfıra düşmüş ve antistick devreye girmiştir. Sarı renk ile görülen kaynak akımı minimuma düşmüştür.



Şekil 5.7 : Anti stick özelliğinin devreye girmesi.

5.2.4 Termik koruma

Makinenin normal çalışması esnasında makine içindeki güç elektroniği elemanları aşırı ısınır. Bu nedenle özellikle yarı iletken elemanlar arızalanabilir. Bu yüzden tasarıma termik koruma özelliği eklenmiştir. Makine sürekli çalışmasında içerisinde bulunan termik sigortalardan birisi atarsa makine termik korumaya geçecek ve normal çalışma sıcaklığına düşene kadar evirici IGBT anahtarlarına ait PWM sinyallerini keserek kaynak yapılmasına müsaade etmeyecektir. Makinenin içerisindeki trafo ve yarı iletken elemanların, EN 60974-1 Ark Kaynağı Teçhizatı-Bölüm1:Kaynak Güç Üniteleri standardına göre belirlenen toleranslar içerisinde sıcaklığı artmalıdır. Şekil 5.8’ de EN 60974-1 standardında belirtilen sargılar, kontak bilezikler ve komütatörler için sıcaklık artış limitleri görülmektedir.

Yalıtım Sınıfı (°C)	En yüksek sıcaklık (°C)	Sıcaklık artış sınırları K			
		Sargılar			Komütatörler ve kontak bilezikleri
		Yüzey sıcaklık algılayıcısı	Direnç	Gömülü sıcaklık algılayıcısı	
105 (A)	150	55	60	65	60
120 (E)	165	70	75	80	70
130 (B)	175	75	80	90	80
155 (F)	190	95	105	115	90
180 (H)	210	115	125	140	100
200(N)	230	130	145	160	Belirlenmemiştir.
220 (R)	250	150	160	180	

Not 1 – Yüzey sıcaklık algılayıcısı, sargıların en dış yüzeyinde erişilebilen en sıcak noktada gömülü olmayan algılayıcılarla sıcaklığın ölçülmesi anlamına gelir.

Not 2 - Normal olarak yüzeydeki sıcaklık en düşük olanıdır. Direnç ölçmesi ile belirlenen sıcaklık, sargıda meydana gelen bütün sıcaklıkların ortalamasıdır. Sargılarda oluşan en yüksek sıcaklık (sıcak nokta), gömülü sıcaklık algılayıcıları ile ölçülebilir.

Not 3 - Çizelge 6'da verilenlerden daha yüksek değerlerdeki diğer yalıtım sınıfları mevcuttur (IEC 60085).

Şekil 5.8 : EN 60974-1LVD standardı madde 7.3.1: sargılar, komütatörler ve kontak bilezikleri için sıcaklık artış limitleri [43]

5.2.5 Aşırı akım algılama

Projede aşırı akım algılama özelliği bulunmaktadır. Primerde nominal akımın üstüne çıkıldığında makinenin çalışmasına müsaade edilir. Nominal akımın ne kadar üstüne çıkılırsa o kadar kısa sürede aşırı akım algılama devreye girer. Bu noktada sonra durum ortadan kalkana kadar PWM sinyalleri kapatılır.



6. SONUÇLAR VE YORUMLAR

Bu çalışmada örtülü elektrod kaynağı yapan kaynak makinelerinde sıklıkla kullanılan faz kaydırmalı tam köprü, ileri yönlü dönüştürücü, **yarım köprü topolojileri ile** üç seviyeli npc ara devreli DC /DC dönüştürücünün 160 A çanta tipi kaynak makinesinde uygulanması ve kontrolü yapılmıştır. Üç seviyeli npc dönüştürücü ve faz kaydırmalı tam köprü DC/DC dönüştürücünün iletme girmede ZVT ile iletme girmesi sağlanırken kesime girmede ZVS ile girmesi sağlanmıştır. Yarım köprü ve ileri yönlü dönüştürücülerde ise kesime girmede sert anahtarlama gerçekleşmektedir.

Dört topolojinin devre çalışma aralıkları incelenmiş, PSIM benzetim programı üzerinde benzetimleri yapılmış matematiksel denklemler kullanılarak hesaplamaları yapılmış, elde edilen hesaplama sonuçları benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Üç seviyeli npc , faz kaydırmalı tam köprü ve çift anahtarlı ileri yönlü dönüştürücülerin Altium programı kullanılarak pcb çizimleri yapılmış, hazırlanan prototipler ile mevcut bir 160 A kaynak makinesi içindeki yarım köprü dönüştürücüden alınan deneysel sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Dört topolojinin de primer akım – gerilim, anahtar akım – gerilim stresi, güç faktörü , toplam harmonik bozulma, maliyet, regülasyon , **emc** ve verim açılarından karşılaştırması yapılmıştır.

Faz kaydırmalı tam köprü ve üç seviyeli npc dönüştürücü verimi aynı çıkmakla birlikte diğer topolojiler ile kıyaslandığında daha yüksek bulunmuştur. Ayrıca frekansta 100 khz'e çıkılabilmektedir. Anahtarlama kayıpları açısından yumuşak anahtarlamanın daha avantajlı olduğu görülmektedir. Uygulamada aynı nüve kullanılsa da frekans arttırıldığı için daha küçük nüveye geçilebileceği görülmüştür.

Dört prototipte de güç faktörü, toplam harmonikler ve aktif güçler açısından çok yakın sonuçlar elde edilmiştir. EMC açısından aradaki farkı gözlemleyebilmek amacıyla dört makinede de conducted emission ölçümü yapılmıştır.

5. Bölümde kontrol uygulaması anlatılmıştır. Tasarımı yapılan analog kontrolcü SG3525 entegresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kaynakta meydana gelen sıçranı, kaynak dikişi görüntüsü, kaynak sağlamlığı, kaynak sırasında elektrod yapışması,

kaynağın derin ya da sığ nüfuziyeti gibi problemlerin çözülmesi için gerekli parametereler kapalı döngü kontrol sistemi içerisinde gerçekleştirilmiştir. Ayrıca makineyi koruma amaçlı özellikler de kullanılmıştır.

Dört prototipte de güç faktörü, toplam harmonikler ve aktif güçler açısından çok yakın sonuçlar elde edilmiştir.

Gelecek çalışmada verimin daha da artırılması hedeflenebilir. Anahtarlama kayıpları azaldığı için makinenin çalışma çevriminin düşürülmeden soğutucu boyutlarının küçültülmesi çalışması yapılabilir. Analog bir kontrolcü yerine bir mikrodenetleyici kullanarak dijital kontrolün yapılması sağlanabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **The James Lincoln Arc Welding Foundation.** (2000). The Procedure Handbook of Arc Welding
- [2] **Weman K.** (2012), Welding Processes Handbook
- [3] **Galvery William, Tallman Pamela.** (2001). Welding Essentials: Questions and Answers
- [4] **Houldcroft Peter, John Robert.** (2004). Welding and Cutting: A Guide to Fusion Welding and Associated Cutting Processes
- [5] **Bridigum Todd.** (2008), How to Weld
- [6] **Swift P, Murray J.** (2008). Welding Level 2
- [7] **Gowri S., Hariharan P., Babu Suresh A..** (2008). Manufacturing Technology-1
- [8] **Bodur H.** (2012). Güç Elektroniği-Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar
- [9] **Ruan Xinbo** (2014). Soft Switching PWM Full Bridge Converters Topologies, Control And Design
- [10] **Kobayashi H, Takashi Nabeshima** (2016). Handbook of Power Management Circuits
- [11] **Application Report – Phase Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations,** Texas Instruments Alındığı tarih: 02.06.2016 adres: <http://www.ti.com/lit/an/slva107a/slva107a.pdf>
- [12] **Application Report – 3L NPC & TNPC Topology** Semikron Alındığı tarih: 02.06.2016 adres: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-3l-npc-tnpc-topology-en-2015-10-12-rev-05>
- [13] **Application Note – Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part1)** Microchip alındığı tarih: 07.06.2016 adres: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [14] **Application Note – Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part2)** Microchip alındığı tarih: 07.06.2016 adres: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01207B.pdf>
- [15] **Nabae, A., Takahashi, I., Akagi, H.** (1981) A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, (s. 518-523)
- [16] **Gekeler, M. W.,** (2011) Soft switching three level inverter with passive snubber circuit (S3L inverter), Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011, sf.1-10

- [17] **Gekeler, M. W.**, (2013) Soft switching three level inverter (S3L inverter), Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference , 2013, sf.1-10
- [18] **Gekeler, M. W., Schreitmüller, S., Voigt, G.**, (2016) Comparison of the EMC and efficiency characteristics of hard and soft switching three-level inverters, PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; 2016, sf.1-8
- [19] **Schweizer, M., Kolar, J. W.**, (2011) High efficiency drive system with 3-level T-type inverter, Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference , 2011, sf.1-10
- [20] **Schweizer, M., Kolar, J. W., Lizama, I., Friedli, T.**, (2010), Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010, sf. 391-396
- [21] **Sahin, Y., Ting, N. S., M., Kolar, Akboy, E., Aksoy, İ.**, (2016), A new soft switching three level T-type inverter, 2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2016, sf. 314-318
- [22] **Stein, F. G., Novaes, Y. R.**, (2015), Analysis of a snubber for the T-type NPC converter, 2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2015, sf. 239-244
- [23] **Feng, W., Xu, L., Zhang, W., Wu, H.**, (2014), Universal voltage clamping circuit for T-type neutral-point-clamped (TNPC) converters, 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 2014, sf. 179-183
- [24] **Li, J., Liu, J., Dong, D., Mattavelli, P., Boroyevich, D., Xue, Y.**, (2012), A transformer assisted zero-voltage soft-switching three-level active neutral-point-clamped converter , 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012, sf. 2421-2427
- [25] **Lee, I., Moon, G., Xu,** (2013), Phase-Shifted PWM Converter With a Wide ZVS Range and Reduced Circulating Current, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, sf. 908-919
- [26] **Bakan, F.**, (2009), A new PSPWM converter for high performance welding machines, 2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009, sf. 1-5
- [27] **Ye, Z.**, (2013), Dual Half-Bridge DC–DC Converter With Wide-Range ZVS and Zero Circulating Current IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, sf. 3276-3286
- [28] **Liu, C., Chen, L., Li, B. Z., Huang, Z. P.** (2009), The implementation of a full-bridge phase-shifted zero-voltage-switching power converter, 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2009, sf. 1173-1177

- [29] **Gao, Y., Yu, S., Vu, H., Choi, W.,** (2016), A novel soft-switching full bridge converter, 2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C), sf. 923-925
- [30] **Tran, D., Yang, M.,** (2016), Design and Simulation of ZVZCS Phase-Shifted Full Bridge PWM Converter 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), sf. 3226-3229
- [31] **Anık S.** (2008). Gedik Kaynak Tekniği El Kitabı
- [32] **Komaç Erkan.** (2009). Askaynak Teknik Eğitim El Kitabı
- [33] **Anık S. , Tülbentçi K., Kaluç E.,** (1991). Gedik Örtülü Elektrod ile Elektrik Ark Kaynağı
- [34] **Tomsic m. J., Crump N.,Grist J. F., Rankin W.T., Thommes J. M., Winn J. L..** Arc Welding Power Sources
- [35] **Url1**-<<http://nptel.ac.in/courses/112107144/welding/lecture2.htm>> alındığı tarih 01.05.2016
- [36] **Url2**-<http://www.uobabylon.edu.iq/eprints/paper_11_165_70.pdf> alındığı tarih 01.02.2016
- [37] **Url3**<<http://izmitemlmetal.com/wp-content/uploads/2014/05/tigkaynak%C5%9Fematik.png> > alındığı tarih 01.02.2016
- [38] **Url4**-<<http://bilginform.com/elektrik-ark-kaynagi.html>> alındığı tarih 01.02.2016
- [39] **Url5**<<http://www.techtrain123.com/publicdownloadsallfiles/Stick%20Welding.pdf>> alındığı tarih 01.05.2015
- [40] **Url6**-<<http://knowledgegathering.com/images/Welding-Chapter5.pdf> > alındığı tarih 01.06.2016
- [41] **Url7**-< <https://canteach.candu.org/Content%20Library/20053425.pdf> > alındığı tarih 01.04.2016
- [42] **Url8**-< http://www.bjhowes.com.au/Lincoln_Invertec_V145S.pdf> alındığı tarih 01.04.2016
- [43] TS EN 60974-1-Haziran 2013
- [44] **Url9**-< <https://tr.scribd.com/doc/307499883/Single-XTR-Forward>> alındığı tarih 01.04.2016
- [45] **Url10**-< <https://www.millerwelds.com/resources/article-library/selecting-a-constant-current-cc-dc-welder-for-training-purposes> > alındığı tarih 01.02.2016
- [46] **Url11**-< http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SG3525A-D.PDF> alındığı tarih 01.11.2016



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Merve Sabriye SELİK
Doğum Tarihi ve Yeri : 23.06.1987 Şişli
E-posta : mervesyilmaz@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2011, İstanbul Kültür Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yükseklisans** : 2016, İstanbul Teknik Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Mekatronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2011-2013 yılları arasında Zivak Technologies' te arge mühendisi olarak çalıştı. Kütle spektrometrisi adı verilen tıbbi analiz projesi üzerine çalıştı.
- 2013 yılında Eczacıbaşı ve Lincoln Electric ortaklığı altındaki Askaynak'ta arge mühendisi olarak çalışmaya başladı. Halen devam etmektedir.