

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ
TİP MODÜLER TAM KÖPRÜ ÇEVİRİCİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. İlknur ÇOLAK**

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

ŞUBAT 2006

**YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ
TİP MODÜLER TAM KÖPRÜ ÇEVİRİCİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. İlknur ÇOLAK
504021014**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 19 Aralık 2005
Tezin Savunulduğu Tarih : 2 Şubat 2006**

Tez Danışmanı : Prof. Dr. R. Nejat TUNCAY

Diğer Jüri Üyeleri: Prof Dr. Hakan KUNTMAN

Yrd. Doç. Dr. Deniz YILDIRIM

ŞUBAT 2006

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	vi
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	xiii
ÖZET	xvi
SUMMARY	xviii
1. GİRİŞ	1
2. KURŞUN ASİT AKÜLER	3
2.1 Kurşun Asit Akülerin Temel Kavramları	4
2.2 Kapasitenin Geri Kazanımı	8
2.3 Kurşun Asit Akülerin Şarjı	9
2.3.1 Akü Şarj Kademeleri	10
2.3.1.1 Birinci Kademe – Toparlanma Şarjı	10
2.3.1.2 İkinci Kademe – Sabit Akımla Şarj	11
2.3.1.3 Üçüncü Kademe – Yükseltme Şarjı	11
2.3.1.4 Dördüncü Kademe – Dengeleme Şarjı	12
2.3.1.5 Sıcaklık Kompanzasyonu	15
3. UYGUN ÇEVİRİCİ MODELİ İÇİN REZONANS DEVRELERİNİN ARAŞTIRILMASI	17
3.1 Rezonans Devrelerinin Avantajları ve Dezavantajları	17
3.2 Rezonans Devrelerinin Kazançları	18
3.2.1 Seri Rezonans Devresi Kazancı	18
3.2.2 Paralel Rezonans Devresi Kazancı	20
3.2.3 C Tipi Seri-Paralel Rezonans Devresi Kazancı	21

3.3	Paralel Rezonans Devresi Çalışma Modları	23
3.3.1	Değişken Frekans-Yarım Dalga-Sürekli Akım Modu	23
3.3.2	Değişken Frekans-Tam Dalga-Sürekli Akım Modu	23
3.3.3	Değişken Frekans – Rezonans Altı – Sürekli Akım Modu	25
3.3.4	Değişken Frekans-Rezonans Üstü-Sürekli Akım Modu	25
3.3.5	Sabit Frekans – Rezonansta - Sürekli Akım Modu	26
3.4	Seri Rezonans Devresi Çalışma Modları	28
3.4.1	Değişken Frekans-Yarım Dalga-Sürekli Akım Modu	28
3.4.2	Değişken Frekans - Tam Dalga - Sürekli Akım Modu	29
3.4.3	Değişken Frekans-Rezonans Altı-Sürekli Akım Modu	30
3.4.4	Değişken Frekans-Rezonans Üstü-Sürekli Akım Modu	30
3.4.5	Sabit Frekans – Rezonansta - Sürekli Akım Modu	30
4.	YÜKSEK FREKANSLI GÜÇ TRANSFORMATÖRÜ	32
4.1	Yüksek Frekanslı Güç Transformatörlerinin Ortaya Çıkması	32
4.2	Transformatörün Temel Teorisi	32
4.3	Transformatörde Meydana Gelen Kayıplar	36
4.3.1	Nüve Kayıpları	37
4.3.1.1	Histerezis Kayıpları	37
4.3.1.2	Eddy Akımı Kayıpları	37
4.3.2	Sargı Kayıpları	38
4.3.2.1	DC Sarım Direncine Bağlı Güç Kaybı	39
4.3.2.2	Deri Etkisi (Skin Effect)	40
4.3.2.3	Yakınlık Etkisi (Proximity Effect)	41
4.3.2.4	Kaçak Endüktans	43
4.3.3	Toplam Kayıp	44
4.3.4	Kayıplar ve Sıcaklık Artışı	45
4.4	Transformatör Sargı ve Nüvelerinin Belirlenmesi	46
4.4.1	Nüve Seçimi: Malzeme	46
4.4.1.1	Lamine Nüveler	46

4.4.1.2	Amorf Nüveler	46
4.4.1.3	Ferrit Nüveler	47
4.4.2	Nüve Seçimi: Şekil	48
4.4.3	Nüve Seçimi: Boyut	49
4.4.4	Sargı Teli	50
4.5	Topoloji	51
4.5.1	Tek Sekonder Sargılı Transformatör	51
4.5.2	Ortadan Bölmeli Transformatör	52
4.5.3	Akım Çiftleyici Transformatör	53
4.5.4	Çift Sekonder Sargılı Ortadan Bölmeli Transformatör	55
5.	SİSTEM SİMÜLASYONU	57
5.1	Simüle Edilen Devre Modelleri	58
5.1.1	Birinci Devre Modeli	58
5.1.2	İkinci Devre Modeli	61
5.1.3	Üçüncü Devre Modeli	62
5.1.4	Dördüncü Devre Modeli	64
5.1.5	Beşinci Devre Modeli	64
5.1.6	Altıncı Devre Modeli	65
5.1.7	Yedinci Devre Modeli	66
5.2	Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması	68
6.	SİSTEM İÇİN EN UYGUN KONTROL TOPOLOJİSİNİN SEÇİMİ	70
6.1	Faz Kaydırmalı PWM Metodu	70
6.2	UC2875 Entegresi İle Faz Kaydırmalı PWM Metodunun Gerçeklenmesi	72
6.3	UC2875 Entegresinin İç Yapısı	73
6.4	UC2875 Entegresinin Pin Fonksiyonları	75
6.5	UC2875 Entegresinin Çalışma Prensibi	78
7.	FAZ KAYDIRMALI, YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ TİP ÇEVİRİCİNİN İNCELENMESİ	80
7.1	Çalışma Prensibi	80

7.2	Çalışma Aralıklarının Analizi	83
8.	FAZ KAYDIRMALI, YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ TİP ÇEVİRİCİNİN GERÇEKLENMESİ	96
8.1	Kullanılan Kontrol Devreleri	96
8.2	Güç Devresi	109
8.3	DeneySEL Sonuçlar	115
9.	SONUÇLAR	120
	KAYNAKLAR	122
	EKLER	127
	ÖZGEÇMİŞ	161

KISALTMALAR

AC	: Alternatif Akım
Ah	: Amper-Saat
DC	: Doğru Akım
EMI	: Elektromanyetik Girişimi
ESL	: Eşdeğer Seri Endüktans
ESR	: Eşdeğer Seri Direnç
IGBT	: İzole Kapılı Bipolar Jonksiyonlu Güç Tranzistörü
Li-Ion	: Lityum İyon
NiCd	: Nikel Kadmiyum
NiMh	: Nikel Metal Hidrat
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SLA	: Kurşun Asit Akü (Sealed Lead Acid)
SMPS	: Anahtarlama Güç Kaynakları
TTL	: Transistör - Transistör Lojik
UPS	: Kesintisiz Güç Kaynağı
ZCS	: Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama

TABLO LİSTESİ

<u>No</u>		<u>Sayfa</u>
Tablo 2.1.	Yükseltme şarj geriliminin farklı değerlere ayarlanmasının avantaj ve dezavantajları.....	12
Tablo 5.1.	Birinci simülasyona ait devrenin özellikleri.....	58
Tablo 5.2.	İkinci simülasyona ait devrenin özellikleri.....	61
Tablo 5.3.	Üçüncü simülasyona ait devrenin özellikleri.....	62
Tablo 5.4.	Dördüncü simülasyona ait devrenin özellikleri.....	64
Tablo 5.5.	Beşinci simülasyona ait devrenin özellikleri.....	64
Tablo 5.6.	Altıncı simülasyona ait devrenin özellikleri.....	65
Tablo 5.7.	Yedinci simülasyona ait devrenin özellikleri.....	66
Tablo 5.8.	Devre modellerin karşılaştırılması.....	69

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Akü deşarj eğrisi	5
Şekil 2.2 : Akünün sıcaklığa bağlı öz deşarj eğrisi	6
Şekil 2.3 : Kurşun asit akünün şarj akımı ve geriliminin zamana bağlı değişimi	13
Şekil 2.4 : Kurşun asit akünün şarj kademelerinin zamana bağlı gösterilimi	14
Şekil 2.5 : Dengeleme şarj gerilimine göre değişen sıcaklık kompanzasyon eğrisi	15
Şekil 3.1 : Sistemin bir evirici modülünün blok şeması	17
Şekil 3.2 : Seri rezonans devresi	18
Şekil 3.3 : Seri rezonans devresi empedans eğrisi	19
Şekil 3.4 : Seri rezonans devresi gerilim kazancı eğrisi	20
Şekil 3.5 : Paralel rezonans devresi	20
Şekil 3.6 : Paralel rezonans devresi empedans eğrisi	21
Şekil 3.7 : Paralel rezonans devresi gerilim kazancı eğrisi	21
Şekil 3.8 : Paralel rezonans devresi	22
Şekil 3.9 : Paralel rezonans devresi empedans eğrisi	22
Şekil 3.10 : Yarım dalga paralel rezonans çevirici devresi	23
Şekil 3.11 : Tam dalga paralel rezonans çevirici devresi	24
Şekil 3.12 : Paralel rezonans devrelerinin akım ve gerilim dalga şekillerinin karşılaştırılması	27
Şekil 3.13 : Yarım dalga seri rezonans çevirici devresi	28
Şekil 3.14 : Tam dalga seri rezonans çevirici devresi	29
Şekil 3.15 : Seri rezonans devrelerinin akım ve gerilim dalga şekillerinin karşılaştırılması	31
Şekil 4.1 : Transformator şematik gösterimi	33
Şekil 4.2 : İdeal transformatorün eşdeğer devresi	34
Şekil 4.3 : Kayıplı bir transformatorün eşdeğer devre modeli	35
Şekil 4.4 : Yüksek frekans transformatorün eşdeğer devresi	36
Şekil 4.5 : İletken bir yüzeye eddy akımı endüklenmesi	38
Şekil 4.6 : Tek bir iletken de meydana gelen deri etkisi	40

Şekil 4.7	: İki iletkenin birbirine göre yakınlık etkisi	42
Şekil 4.8	: İki iletken üzerindeki yakınlık etkisi	42
Şekil 4.9	: Akı yoğunluğu ile kayıp güçler arasındaki ilişki	45
Şekil 4.10	: B-H Eğrisi	48
Şekil 4.11	: Uygulamada yüksek frekans transformatörünün sarım şekli	49
Şekil 4.12	: Tek fazlı tam köprü modeli	51
Şekil 4.13	: UU tipi nüveyle sarılmış bir transformatör üzerinde sargıların yerleşiminin gösterilimi	52
Şekil 4.14	: Orta uçlu tam dalga doğrultucu modeli	52
Şekil 4.15	: UU tipi nüveyle sarılmış, ortadan bölmeli bir transformatörün sargı yerleşiminin gösterilimi	53
Şekil 4.16	: Akım çiftleyici transformatör ile yapılmış tam dalga doğrultucu modeli	54
Şekil 4.17	: Akım çiftleyici transformatörün akım dalga şekilleri	54
Şekil 4.18	: Mantel tipi nüve ile sarılmış akım çiftleyici bir transformatörün sargı yerleşiminin gösterilimi	55
Şekil 4.19	: Ortadan bölmeli tam dalga doğrultucu modeli	56
Şekil 4.20	: UU tipi çekirdek nüveyle sarılmış, çift sekonder sargılı ortadan bölmeli bir transformatör sargılarının yerleşiminin gösterilimi	56
Şekil 5.1	: Simüle edilen birinci devre modeli	60
Şekil 5.2	: Simüle edilen üçüncü devre modeli	63
Şekil 5.3	: Simüle edilen yedinci devre modeli	67
Şekil 6.1	: Tam köprü DC/DC çevirici devre şeması	71
Şekil 6.2	: Faz kaydırmalı tam köprü çeviricinin sürme sinyalleri	71
Şekil 6.3	: UC2875 entegresinin blok şeması	73
Şekil 6.4	: UC2875 entegresinin osilatör devre şeması	74
Şekil 6.5	: Rampa üretici devre şeması	74
Şekil 6.6	: UC2875 entegresinin bağlantı şeması	75
Şekil 6.7	: UC2875 entegresi çıkış sinyalleri ve aralarındaki faz farkı	78
Şekil 6.8	: Değişik V_{EA} değerleri için faz modülasyonları	79
Şekil 7.1	: Faz kaydırmalı çevirici modüllerinin güç şeması	81
Şekil 7.2	: Eviricilerin tetikleme sinyalleri	82
Şekil 7.3	: $t_0 < t < t_1$ aralığı için devre eşdeğer modeli	84
Şekil 7.4	: $t_1 < t < t_2$ aralığı için devre eşdeğer modeli	85
Şekil 7.5	: $t_2 < t < t_3$ aralığı için eşdeğer devre şeması	86
Şekil 7.6	: $t_3 < t < t_4$ aralığı için eşdeğer devre şeması	88
Şekil 7.7	: $t_4 < t < t_5$ aralığı için eşdeğer devre şeması	89
Şekil 7.8	: $t_5 < t < t_6$ aralığı için eşdeğer devre şeması	90

Şekil 7.9	: $t_6 < t < t_7$ aralığı için eşdeğer devre şeması	91
Şekil 7.10	: $t_7 < t < t_8$ aralığı için eşdeğer devre şeması	92
Şekil 7.11	: $t_8 < t < t_9$ aralığı için eşdeğer devre şeması	93
Şekil 7.12	: $t_9 < t < t_{10}$ aralığı için eşdeğer devre şeması	94
Şekil 7.13	: Faz kaydırmalı DC/DC çeviricide çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri	95
Şekil 8.1	: Osilatör devresi	96
Şekil 8.2	: 74HC163 sayıcı devresi	97
Şekil 8.3	: 74HC154 senkronizasyon devresi	98
Şekil 8.4	: Darbe üretim devresi	98
Şekil 8.5	: Faz kaydırma devresi	99
Şekil 8.6	: Faz kaydırma devresi	100
Şekil 8.7	: DAC devresi	101
Şekil 8.8	: Faz kaydırma devresi	102
Şekil 8.9	: SEMIKRON sürücü devresi	103
Şekil 8.10	: Sürücü kartının V_{CE} gerilim eğrisi	103
Şekil 8.11	: Bir köprüye ait iki sürücü devre	104
Şekil 8.12	: Bir köprüye ait iki sürücü devre	105
Şekil 8.13	: Bir modüle ait akım koruma devreleri	106
Şekil 8.14	: A tipi snubber modeli	107
Şekil 8.15	: B tipi snubber modeli	107
Şekil 8.16	: C tipi snubber modeli	108
Şekil 8.17	: Snubber devresi	109
Şekil 8.18	: Giriş doğrultucu ve evirici bloğu	110
Şekil 8.19	: Çıkış filtre endüktansı	112
Şekil 8.20	: Çıkış filtre kondansatörleri	112
Şekil 8.21	: Çıkış doğrultucu bloğu	113
Şekil 8.22	: Bir modülün yerleşim planı	114
Şekil 8.23	: Faz farkının %50 olduğu durumda sürücü kartına giden sürme sinyalleri	115
Şekil 8.24	: Değişik faz farkı değerleri için sürme sinyallerinin değişimi	116
Şekil 8.25	: Bir alt koldaki IGBT'nin V_{CE} gerilimi	117
Şekil 8.26	: $V_i = 353V$ için primer akımı ve kollektör – emetör gerilimleri	118
Şekil 8.27	: $V_i = 540V$, $V_o = 10V$ ve $I_o = 300A$ için primer akımı ve kollektör – emetör gerilimleri	118
Şekil 8.28	: $V_i = 540V$, $V_o = 10V$ ve $I_o = 505A$ için primer akımı ve kollektör – emetör gerilimi	119
Şekil A.1	: Birinci simülasyon IGBT akımları	129

Şekil A.2	: Birinci simülasyonun IGBT tepe akımları	129
Şekil A.3	: Birinci simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli	130
Şekil A.4	: Birinci simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli	130
Şekil A.5	: Birinci simülasyondaki çıkış yük akımının dalga şekli	131
Şekil A.6	: Birinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	131
Şekil A.7	: Birinci simülasyon çıkış gerilimi dalga şekli	132
Şekil A.8	: Birinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	132
Şekil B.1	: İkinci simülasyon IGBT akımları	134
Şekil B.2	: İkinci simülasyon IGBT tepe akımları	134
Şekil B.3	: İkinci simülasyondaki çıkış yük akımının dalga şekli	135
Şekil B.4	: İkinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	135
Şekil B.5	: İkinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli	136
Şekil B.6	: İkinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	136
Şekil C.1	: Üçüncü simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli	138
Şekil C.2	: Üçüncü simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli	138
Şekil C.3	: Üçüncü simülasyon IGBT akımları	139
Şekil C.4	: Üçüncü simülasyon IGBT tepe akımları	139
Şekil C.5	: Üçüncü simülasyondaki yük akımı dalga şekli	140
Şekil C.6	: Üçüncü simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	140
Şekil C.7	: Üçüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli	141
Şekil C.8	: Üçüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	141
Şekil D.1	: Dördüncü simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli	143
Şekil D.2	: Dördüncü simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli	143
Şekil D.3	: Dördüncü simülasyon IGBT akımları	144
Şekil D.4	: Dördüncü simülasyon IGBT tepe akımları	144
Şekil D.5	: Dördüncü simülasyondaki yük akımı dalga şekli	145
Şekil D.6	: Dördüncü simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	145
Şekil D.7	: Dördüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli	146
Şekil D.8	: Dördüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	146

Şekil E.1	: Beşinci simülasyon IGBT akımları	148
Şekil E.2	: Beşinci simülasyon IGBT tepe akımları	148
Şekil E.3	: Beşinci simülasyondaki yük akımı dalga şekli	149
Şekil E.4	: Beşinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	149
Şekil E.5	: Beşinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli	150
Şekil E.6	: Beşinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	150
Şekil F.1	: Altıncı simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli	152
Şekil F.2	: Altıncı simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli	152
Şekil F.3	: Altıncı simülasyon IGBT akımları	153
Şekil F.4	: Altıncı simülasyona ait IGBT tepe akımı	153
Şekil F.5	: Altıncı simülasyondaki yük akımı dalga şekli	154
Şekil F.6	: Altıncı simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	154
Şekil F.7	: Altıncı simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli	155
Şekil F.8	: Altıncı simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	155
Şekil G.1	: Yedinci simülasyondaki bir transformatörün primer gerilimi	157
Şekil G.2	: Yedinci simülasyondaki bir transformatörün sekonder gerilimi	157
Şekil G.3	: Yedinci simülasyondaki yük akımı dalga şekli	158
Şekil G.4	: Yedinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	158
Şekil G.5	: Yedinci simülasyon IGBT akımları	159
Şekil G.6	: Yedinci simülasyona ait IGBT tepe akım	159
Şekil G.7	: Yedinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli	160
Şekil G.8	: Yedinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli	160

SEMBOL LİSTESİ

A	: Bir iletkenin kesit alanı
A_c	: Manyetik akının izlediği yolun kesiti
A_w	: Bir transformatör sargısındaki toplam iletken kesit alanı
b	: Bir iletkenin genişliği
B	: Manyetik alan
C_{anma}	: Akünün depolayabilme kabiliyeti
C_o	: Çıkış filtre kondansatörü
C_p	: Primer sargıdaki şönt saçılım kondansatörü
C_P	: Seri paralel rezonans çevirici devresindeki paralel rezonans kondansatörü
C_{ps}	: Primer ve sekonder sargılar arasındaki kondansatör
C_R	: Rezonans kondansatörü
C_s	: Sekonder sargıdaki şönt saçılım kondansatörü
C_P	: Seri paralel rezonans çevirici devresindeki seri rezonans kondansatörü
d	: Dairesel bir iletkenin yarıçapı
D	: Bağlı iletim süresi
E	: Bir sargıda endüklenen gerilim
f_o	: Çalışma frekansı
f_s	: Anahtarlama frekansı
F_{se}	: Etki faktörü
f_T	: Transformatör çalışma frekansı
h	: Bir iletkenin kalınlığı
I_d	: Çıkış doğrultucu diyot akımı
I_p	: Transformatör primer akımı
I_s	: Transformatör sekonder akımı
J	: Akım yoğunluğu
K	: Kuplaj sabiti
I	: Manyetik akı yolu
L_m	: Primer eşdeğer mıknatıslanma endüktansı
L_o	: Çıkış filtre endüktansı

L_p	: Primer kaçak endüktansı
L_R	: Rezonans endüktansı
L_s	: Sekonder kaçak endüktansı
L_{ps}	: Primer ve sekonder sargılar arasındaki mıknatıslanma endüktansı
L_{Sp}	: Primer sargının öz endüktansı
L_{Ss}	: Sekonder sargının öz endüktansı
l_w	: Bir sargının toplam iletken uzunluğu
N	: Transformatör primerden sekondere dönüştürme oranı
N_p	: Transformatör primer sarım sayısı
N_s	: Transformatör sekonder sarım sayısı
P_o	: Çıkış gücü
P_{pe}	: Yakınlık etkisi güç kaybı
Q	: Kalite faktörü
R_{AC}	: Bir sargının toplam AC direnci
R_b	: Bir iletkenin birim uzunluğunun direnci
R_D	: Ölü zamanı ayarlamak için DELAYSET pinine bağlanan direnç
R_{DC}	: Bir sargının toplam DC direnci
R_c	: Nüve kayıplarını gösteren eşdeğer direnç
R_p	: Primer sargı direnci
R_s	: Sekonder sargı direnci
R_{se}	: Deri etkisinden dolayı artan direnç değeri
t_{on}	: Güç anahtarının iletimde kalma süresi
t_{off}	: Güç anahtarının kesimde kalma süresi
V_{in}	: Giriş gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
V_p	: Transformatör primer gerilimi
V_s	: Transformatör sekonder gerilimi
ω	: Açısal frekans
ω_o	: Köşe frekansı
ΔB	: Alternatif akım akı yoğunluğu, Tesla
Φ	: Manyetik akı
μ	: Nüvenin geçirgenliği
ρ	: İletken malzemenin öz direnci
$\Re$	: Relüktans
δ	: İletkenin yüzey derinliği

σ : İletkenlik

YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ TIP MODÜLER TAM KÖPRÜ ÇEVİRİCİ

ÖZET

Günümüz teknolojisinde kurşun asit akülerin şarjı için çok farklı güç kaynağı mimarileri tasarlanmaktadır. Yüksek güçlü akü güç kaynaklarından en yaygın olarak kullanılanı konvansiyonel doğrultuculardır. Bu doğrultucuların pek çoğu çok kademeli şarj yapısına uygun değildir. Özellikle, şarj edilecek akünün gerilim seviyesi düşük ve akım seviyesi yüksekse güç çatısının oluşturulması ve şarj kademelerinin kontrolü gittikçe zorlaşmaktadır. Dolayısıyla konvansiyonel doğrultucular, hantal yapıları, sistem cevaplarının yavaş olması ve yüksek dalgalılık seviyeleri nedeniyle yüksek akım, düşük gerilimli akü güç kaynağı modellemesi için çok elverişli çözümler olmamaktadır.

Bu tezin çalışma konusu olan, 10V, 8kA'lık düşürücü tip modüler çevirici, seri bağlanmış kurşun asit akü hücresinin şarjında kullanılacaktır. Bu açıdan, tez içerisinde öncelikle kurşun asit akülerin teknik özelliklerine ve nasıl şarj edildiklerine ayrıntılı olarak yer verilmiştir.

Yüksek kapasiteye sahip kurşun asit aküleri şarj ederken kullanılacak olan, yüksek frekanslı çevirici tasarımında, çevirici yapısının en önemli katı yüksek frekanslı güç transformatörüdür. İyi tasarlanmamış bir yüksek frekans transformatörü, sistemdeki diğer yarı iletken ve manyetik elemanları da anlamsız kılar. Dolayısıyla, sistemde kullanılacak transformatör tayini ve tasarımında dikkat edilecek noktalara bilhassa detaylı olarak yer verilmiştir. Bu bağlamda, farklı transformatör modelleri ele alınmış ve bu modellerin yüksek akım düşük gerilimli bir çevirici için avantaj ve dezavantajları belirtilmiştir.

Çalışmada yüksek akım, düşük gerilimli ve sistem tasarımında en kritik nokta olan, düşük akım ve gerilim dalgalılığına sahip bir çevirici modelleyebilmek için uygun topolojiler araştırılmıştır. Araştırmalar neticesinde, farklı akım ve gerilim değerlerindeki modüler yapılardan oluşmuş ve farklı çalışma kiplerine sahip, çeşitli çevirici modelleri simüle edilmiştir. Simüle edilen devreler çeşitli açılardan irdelenmiş ve kendi aralarında avantaj ve dezavantajları vurgulanmıştır.

Bu bulgular ışığında, önerilen devre modellerinin ve çalışma kipi istenen sistem için uygun olmadığına karar verilmiş ve sistemin çalışma kipi ve modüler yapısı değiştirilmiştir. Uygulamada tam köprü faz kaydırmalı PWM modeli kullanılarak

yüksek güçlü yumuşak anahtarlama yapma olanağı sağlanmıştır. Devrede kullanılan faz kaydırma metodu, güç anahtarlarının sıfır gerilimde geçişini sağlayarak sistemin güç yoğunluğunu da arttırmıştır.

Tezde bu çeviricinin çalışma aralıkları, tasarım bilgileri ve nasıl uygulamaya geçirildiği yer almaktadır. Sistem enerji altında çalıştırılarak, osiloskop ile ölçülen akım ve gerilim değerleri gösterilmiştir.

Alınan deneysel sonuçlar doğrultusunda, faz kaydırmalı PWM metodunun düşük gerilimli, yüksek frekanslı ve yüksek akımlı uygulamalar için iyi bir seçim olduğu, sıfır gerilim geçişi yöntemiyle anahtarlama kayıplarının azaldığı ve modüller arasında yapılan faz kaydırmanın da çıkış akım ve gerilim dalgalılıklarını küçülttüğü doğrulanmıştır.

HIGH CURRENT, LOW VOLTAGE, STEP-DOWN, MODULAR FULL-BRIDGE CONVERTER

SUMMARY

Different power supply architecture designs are being utilized for recharging of lead acid batteries in today's technology. Conventional rectifiers are the most common high power battery power supplies. Most of these rectifiers are not suitable for multi level recharge structure. Especially, if the voltage level of the battery to be charged is low and the current level is high, formation of the power topology and the control of recharging levels become exceedingly hard. Therefore, with their clumsy structures, slow system responses, and high ripple levels, the conventional rectifiers make not so convenient solutions for modeling high current-low voltage battery power supplies.

In this study, 10V – 8kA step down modular converter is utilized for recharging a serially connected lead acid batteries. So, this study includes detailed information on technical specifications and recharging methods of lead acid batteries.

In designing high frequency converters, which will be used in recharging high capacity lead acid batteries, the most important part of converter structure is high frequency power transformer. A poorly designed high frequency transformer has bad effects on the operations of semiconductors and magnetic elements in the system. Therefore, special care has been given to selection and design of the transformers to be used in the system. In this sense, different transformer models have been discussed and their advantages and disadvantages have been pointed out for a high current- low voltage converter.

In this study, suitable topologies have been investigated for modeling a high current-low voltage converter having low current and voltage ripples, which is the most critical point of the system design. As a result of the studies, various converter models composed of modular structures, having different current and voltage values, and different operation modes have been simulated. Simulated circuits have been examined from different points, and their advantages and disadvantages over others have been emphasized.

As a result of the findings, proposed circuit models and operation modes have been evaluated to be inadequate for the system in question, and system's operation modes and modular structure have been altered in accordance. Application of Full Bridge, Phase Shift PWM Converter model has enabled high power soft switching. Phase

shifting method used in the circuit has increased the power density of the system by allowing zero voltage transition of power switches.

This study includes operating intervals, design specifications and applications of this converter. Current and voltage values, obtained from oscilloscope measurements after giving energy to the system, have been presented.

Experimental results obtained show that the phase shifting PWM method is a good choice for low voltage, high frequency, and high current applications. They also show that zero voltage transition method reduces the switching losses, and phase shifting between modules decreases the output voltage and the output current ripples.

1. GİRİŞ

Yüksek kapasiteli aküler için güç kaynağı tasarlarken çevirici modellemesinde basitten karmaşığa pek çok farklı topoloji dikkate alınabilmektedir. Bunların en basiti, girişteki AC gerilimi düşürücü bir transformatörle istenen seviyedeki düşük bir gerilime çevirmek ve konvansiyonel bir doğrultucu ile çıkışı belirli gerilim ve akım seviyelerine ayarlamaktır. Ancak, bu nispeten basit mimari, günümüz teknolojisine göre hantal yapısıyla çok yer işgal etmekte ve sistem cevabı istenen seviyenin çok altında kalmaktadır. Ayrıca, çıkışta oluşacak dalgalılığı düşürmek için kullanılacak olan filtreler çok büyük olacak ve maliyet artarken, sistem verimi de bu oranda düşük olacaktır.

Bu tezin çalışma konusu olan düşük gerilimli, yüksek akımlı akülerin güç kaynağı tasarımı, düşürücü tip konvansiyonel doğrultucu yerine düşürücü modda çalışan izole anahtarlama güç kaynağı devresi kullanmak, daha küçük boyut, yüksek verim, düşük dalgalılık gibi avantajlar sağlamaktadır. Ancak burada tüm gücü tek bir yüksek frekans transformatöründen çekmek, mevcut imkanlarla mümkün olmadığından, sistemi modüler bir yapıdan oluşturmak gerekmiştir.

Tüm çevirici topolojisinin kalbini oluşturan kısım transformatördür. Transformatör tasarım ölçütleri, özellikle çevirme oranı ve transformatörde kullanılan iletken ve nüve, çeviricinin primer ve sekonderdeki güç katını oluşturan yapıdaki yarı iletken malzemelerin seçimini doğrudan etkilemektedir. Transformatör tasarlandıktan sonra yarı iletkenlerin ve çıkışta kullanılacak olan filtre devresinin nominalleri belirlenebilir. Başka bir yöntem de önce transformatörün primer tarafındaki yarı iletken anahtarlama elemanlarının gerilim seviyelerini belirleyip, çeviricinin giriş ve çıkış akım seviyeleri oranında transformatörün nominal değerlerini tespit etmektir. Ancak, verim, regülasyon, dalgalılık, gerilim düşümü gibi özellikler göz önüne alındığında, tasarım açısından birinci yaklaşımın getirdiği esneklik ve tasarımın pratiğe uygunluğu daha fazladır. İyi tasarlanmamış bir yüksek frekans transformatörü sistemdeki diğer elemanları da anlamsız kılar.

Çeviricinin giriş katı, üç fazlı alternatif gerilimi doğru gerilime çeviren kontrolsüz bir doğrultucudur. Sistemde doğrultucudan sonra tek fazlı tam köprü evirici yer almaktadır. Çeviricinin, evirici kısmını oluşturan yapının kontrol katı çeviricinin çalışma kipine göre tasarlanır. Çünkü çeviricinin sürekli veya süreksiz akım çalışma durumlarına göre transfer fonksiyonu değişir. Eviricinin kontrol türü yük durumuna,

daha doğrusu akünün hangi durumda şarj olacağına göre belirlenir. Çeviricinin güç katı ve çalışma kipi belirlendikten sonra, doğrultucuyu ve eviriciyi oluşturan yarı iletken malzemelerin hesabına geçilebilecektir.

2. KURŞUN ASİT AKÜLER

Aküler kimyasal olarak enerji depolayan hücre veya hücrelerin bir araya gelmesinden oluşurlar. Bazı hücrelerin kimyasal reaksiyonları tersine çevrilemez ve deşarj olduklarında tekrar kullanılamazlar. Doldurulabilir tür hücrelerde ise, dışarıdan enerji verilmesi suretiyle hücreler şarj edilerek kimyasallar eski durumlarına getirilebilirler. Doldurulamayan piller, doldurulabilenlere göre birim hacimde daha yüksek kapasite yoğunluğuna sahiptirler ve kendi kendine deşarj olma süreleri çok daha azdır.

Çeşitli kimyasal yapılarıdaki yeniden şarj edilebilen akü tipleri, uygulama alanına göre birbirlerine göre avantajlı veya dezavantajlı olabilmektedirler. En çok bilinen yeniden şarj edilebilir akü tipleri: SLA (Sealed Lead Acid), NiCd, NiMh (Nickel Metal Hydride) ve Li-Ion dur.

İlk ticari olarak kullanılabilen yeniden şarj edilebilir kurşun asit akü, 1859'da icat edilmiştir. Günümüzde, sulu tip kurşun asit aküler, otomobillerde ve ağır işlerdeki uygulamalarda kullanılmaktadırlar. Pek çok taşınabilir cihazda ise kurşun asit akünün kuru tip versiyonu kullanılmaktadır.

Kurşun asit aküler, şarj süresi boyunca üretilen gaz potansiyelinin düşük olması için, su tüketimi önlenerek düşük aşırı gerilim potansiyeli ile tasarlanırlar. Kurşun asit akülerin iyi bir depolama ömrü olmasına rağmen, yeniden şarj edildiklerinde tam kapasite şarj olmazlar. Yeniden şarj edilebilir aküler içerisinde kuru tip kurşun asit aküler en düşük enerji yoğunluğuna sahip olanlardır.

Kurşun asit tip aküler ağırlığın önemli olmadığı, maliyetin düşük tutulması gereken ve tüm yükün aküden çekilebildiği yerlerde kullanılırlar genelde. Kendi kendine deşarjın çok düşük olması, az bakım gerektirmesi ve güç mertebelerinin çok geniş olması nedeniyle kurşun asit aküler, UPS'lerden, acil durum sistemlerine kadar pek çok uygulamada yaygın olarak kullanılırlar.

Kuru tip kurşun asit aküler, hızlı şarja uygun değildir. Genelde şarj süreleri 8 ile 16 saat arasında değişir. Kuru tip aküler sürekli şarjlı tutulmalıdırlar. Aküyü deşarj durumunda bırakmak sülfasyona neden olur ve akünün tekrar şarj olmasını imkansız hale getirir.

Nikel bileşimli akülerden farklı olarak kurşun asit aküler için derin deşarj problem yaratır. Tam bir deşarj, aküde mekanik anahtarlardakine benzer şekilde bir gerginlik

yaratır. Aslında, her şarj/deşarj çevrimi akünün toplam kapasitesinden bir miktar çalar. Bu kayıp akü iyi çalışma koşullarındayken çok büyük olmamakla birlikte, akü kapasitesi nominal değerin %80'inin altına düştüğünde bu kayıp oldukça önemli duruma gelmektedir. Bu yıpranma eylemi farklı kimyasallardaki akülerde de farklı değerlerde ortaya çıkmaktadır. Derindeşarjın etkisini azaltmak için, kurşun asit akü belirlenen değerden bir miktar daha büyük değerde seçilebilir.

Kurşun asit akülerin bir problemi de diğer yeniden şarj edilebilen akülere nispeten enerji yoğunluğunun daha az olmasıdır, bu da istenen boyutlarda kompakt bir akü kullanımını önlemektedir. Bu dezavantaj donma seviyesinin altındaki düşük sıcaklıklardaki yüklenmelerde oldukça kritik bir duruma gelmektedir. Ancak ilginç bir şekilde aralıklı yüksek darbelideşarjlarda oldukça iyidir. Bu darbeler boyuncadeşarj oranı 1C (anma akımı değerine kadar) kapasitesine de çıkabilmektedir [5, 23, 27].

2.1 Kurşun Asit Akülerin Temel Kavramları

Açık Devre Gerilimi: Açık devre gerilimi akünün boşta iken ölçülen uç gerilim değeridir.

Nominal Gerilim: Nominal gerilim akü hücrelerinin yük altındaki tipik çalışma gerilimi, diğer bir deyişle anma gerilimi değeridir.

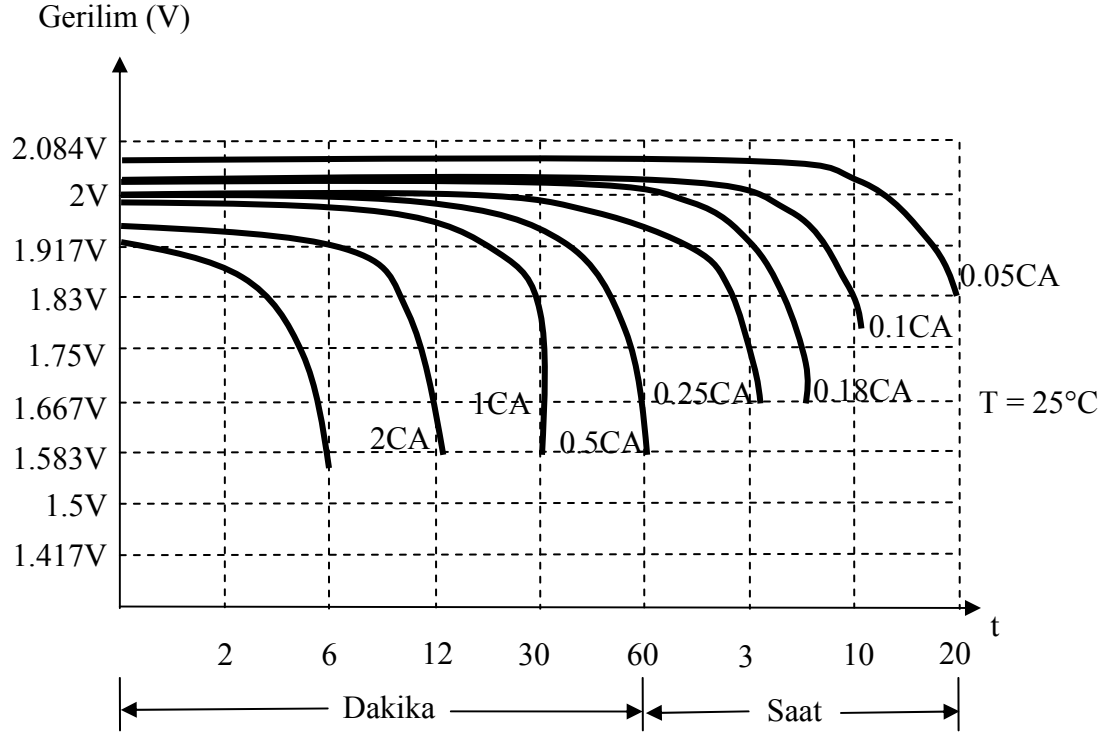
Şarj Kesme Gerilimi: Şarj kesme gerilimi akünün tamamen şarj olduğu varsayılan gerilim değeridir. Akü uç gerilimi bu seviyeye çıkmışsa akü artık daha fazla yükseltme şarjına tabi tutulmamalıdır.

Deşarj Kesme Gerilimi: Deşarj kesme gerilimi akünün tamamendeşarj olduğu varsayılan gerilim değeridir. Akü uç gerilimi bu seviyeye düşmüşse aküden artık daha fazla akım çekilmemelidir.

İç Direnç: İdeal bir akünün iç direncinin sıfır olduğu kabul edilir. İç direnç, ideal bir aküye seri bağlı bir direnç gibi düşünülebilir. İç direncin değeri büyük oranda akünün iyonlarının elektrotlar arasındaki göçü sırasında karşılaştıkları sınırlamalara bağlıdır ve bu değer aküden çekilebilecek maksimum akımı sınırlar.

Kapasite (Crate): Kapasite, akünün depolama kabiliyetidir ve akünün belirli bir periyodik süre içerisinde kesme gerilimine ulaşmaya kadar sağladığı enerji miktarıdır. Bir akünün kapasitesi amper-saat olarak verilir. Bir hücrenin kapasitesideşarj akımının fonksiyonudur ve genellikle düşük akım seviyelerinde hücre kapasitesi artar. Akülerin kullanma kılavuzlarında verilen akü kapasiteleri, genellikle C_{anma} olarak anılan $I_{anma}/10$ 'lukdeşarj oranlarına dayandırılarak verilir. Ancak, pratikte bir hücre tüm akım değerleri için anma kapasitesini sağlamaz. Aşağıdaki

şekilde farklı akım değerlerinde deşarj edilen bir hücrenin deşarj süreleri verilmektedir. Buradan da görüldüğü üzere yüksek akım değerlerinde, amper-saat değerleri hücrenin anma değerini sağlamamaktadır.



Şekil 2.1: Akü deşarj eğrisi

Bir akünün şarj ve deşarj akımları anma kapasitelerine (C_{anma}) göre hesaplanır. Kurşun asit akü dışındaki pek çok taşınabilir akü $1 \times C$ anma değerindedir. $1 \times C$ 'nin deşarjı, aküden anma kapasitesinde bir akımın çekilmesine neden olur. Bu, 7Ah'lık bir akünün $1 \times I_{anma}$ ile deşarj edilmesi durumunda, bir saat içerisinde 7A verdiği anlamına gelir. Aynı akü $0.5 \times I_{anma}$ ile deşarj edilirse bu durumda 2 saat için 3.5A verir yada 14A ile 30 dakikada deşarj olur.

Ancak kurşun asit akülerin anma değerindeki kapasitelerde performansları iyi değildir. Pratik bir kapasite okuma değeri belirleyebilmek için üreticiler bu akülerin kapasite tanımlamalarını $0.05 \times C$ olarak veya 20 saat üzerinden vermektedirler. Bu yavaş deşarj oranına rağmen yine de %100 kapasiteye ulaşmak zordur. Kurşun asit akü $0.2 \times C$ 'lik kapasiteyle deşarj edilirse elde edilen kapasite tam kapasiteye oranla düşük olur. Farklı deşarj akımlarında farklı değerlerde okunan kapasite değerini kompanse edebilmek için üreticiler belirli bir kapasite ofset değeri önerirler.

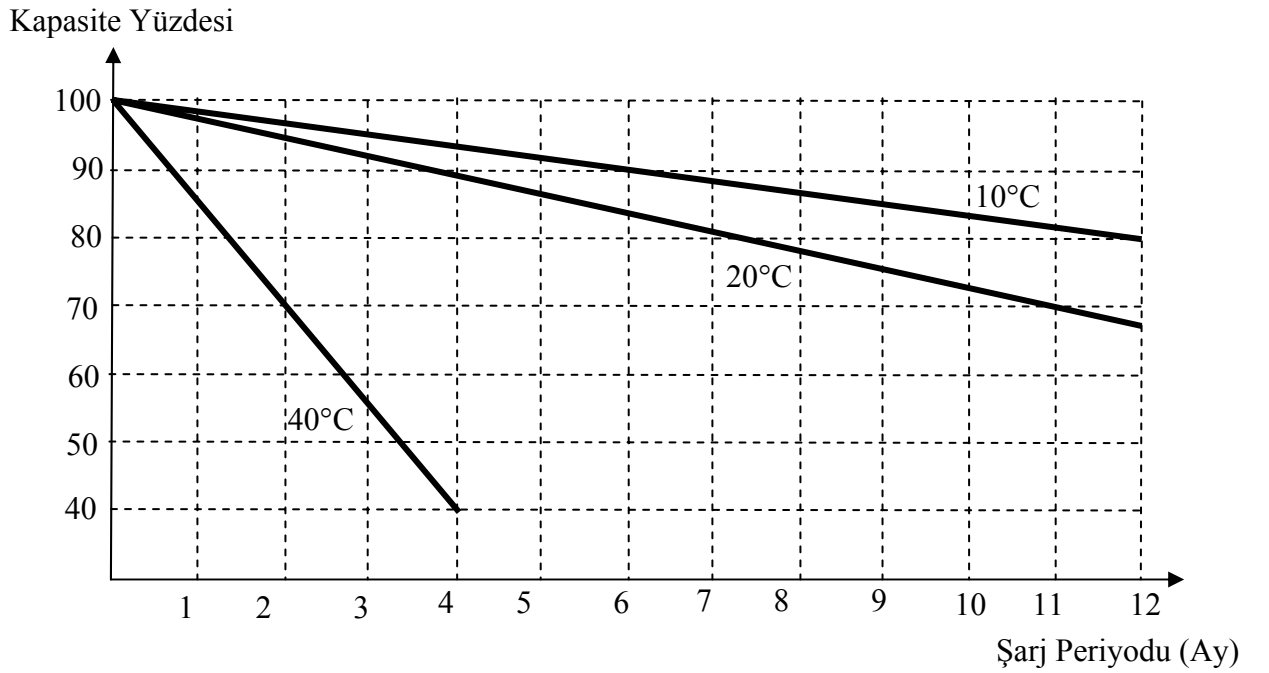
Ofset kapasite uygulamak akünün performansını arttırmaz sadece akünün anma kapasitesinin altında veya üstünde deşarj edilmesi durumundaki kapasite

hesaplamasını ayarlar. Verilen bir akünün önerilen ofset kapasite değeri akü üreticileri tarafından belirlenir [5, 23].

Deşarj: Akü hücresindeki kimyasal enerjinin elektrik enerjisine dönüşümüdür.

Deşarj Oranı: Bir aküden, belirli bir süre boyunca çekilen akımın miktarıdır. Bu oran genellikle akünün kapasitesi cinsinden ifade edilir ve C oranı olarak anılır. Örneğin, 50Ah kapasiteli bir akü (yani $C = 50Ah$) $I_{anma} / 5$ 'te boşaltıldığında, teorik olarak 5 saat boyunca 10A sağlayacak demektir.

Öz Deşarj: Akım çekilmese bile bir akü, zaman içinde kendi kendine, belirli bir oranda, enerjisini yitirir. Bir hücrenin kimyasal reaksiyon boyunca depolanmış kullanılabilir kapasitesindeki kayba öz deşarj denir. Bu kaybın oranı sıcaklıkla artar. Genelde akü seçerken çok dikkat edilmemekle birlikte, kullanım alanına göre öz deşarj değeri çok önemli olabilmektedir. Şekil 2.2'de bir akünün sıcaklığa bağlı olarak kendi kendine deşarj olma süresinin değişimi görülmektedir.



Şekil 2.2: Akünün sıcaklığa bağlı öz deşarj eğrisi

Derin Deşarj: Deşarj derecesi genelde yüzde olarak ifade edilir. Akü, deşarj kesme gerilimine ulaştığında bu akünün %100 derin deşarj olduğu anlamına gelir. Genellikle akünün anma kapasitesinin en az %80'ine kadar deşarj olması derin deşarj olarak anılır. Boşalma derinliğinin artırılması şarj/deşarj çevrim sayısını azaltır.

Çevrim: Çevrim bir akünün şarj/deşarj döngüsünü tanımlamaktadır. Akünün tam olarak boşaltılıp, daha sonra yine tam olarak doldurulması anlamına gelir. Bu döngü sayısı bir bakıma akünün kullanım ömrünü de belirlemektedir. Deşarj derinliğine ve

Çalışma sıcaklığına bağlı olarak, standart kurşun asit aküler 200 ile 500 arasındaki şarj/deşarj çevrimini sağlamaktadırlar. Nispeten kısa çevrim ömürleri için temel neden hücrelerin kimyasal tepkimelerinin sonucu olan pozitif tabakaların yayılmasıdır. Bu büyüme hadisesi, genelde yüksek sıcaklıklarda meydana gelir. Aküyü şarj/deşarj çevrimine tabi tutmak tepkime hızının artışını önlemez ama ters yöndeki derin deşarja da neden olmaz.

Kurşun asit tipi aküler satın alırken ucuz olmalarına rağmen çok fazla şarj çevrimine gerek duymaları dolayısıyla uzun vadede diğer gelişmiş akülerden daha pahalıya gelmektedirler [5].

Amper-Saat (Ah): Amper-saat, akım ve saatin integrali şeklinde olan elektrik şarjının ölçümüdür.

şarj Tutma (Retention): şarj tutma, ak stoku yapan kullanıcılar için önemlidir. şarj tutma, stokta tutulan akünün ömrünü uzatmak için kullanıcının dikkate alması gereken aküyü yeniden şarj etme periyodunu belirler [5].

Toparlanma şarjı (Trickle Charge): Akünün derin deşarj kesme gerilimini yükseltmek için aküye uygulanan şarj metodudur. Toparlanma şarj akımı, hücrelere zarar vermeden akünün sürekli akımda çalışmasını sağlayabilecek şekilde belirlenir ve genellikle aküye $I_{anma} / 100$ veya daha düşük bir akım değerinde tutulur [5].

Sabit Akımla şarj (Bulk Charge): Sabit akımla şarj, aküyü hızlı şekilde yeniden şarj etmek için kullanılan sabit akımlı bir şarj yöntemidir. Bu akım, akünün izin verilen maksimum şarj akımı değeridir. Sabit akımla şarj, akü gerilimi derin deşarj gerilimi ile maksimum şarj gerilimi arasındayken uygulanabilir. Tipik sabit akımla şarj, ak kapasitesine ve tipine bağlı olmak üzere $I_{anma} / 5$ ile $I_{anma} \times C$ arasında değişebilir [5].

Yükseltme şarjı (Over Charge): Kurşun sülfatın büyük bir bölümünün kurşuna dönüştüğü, hidrojen ve oksijenin açığa çıktığı kimyasal bir reaksiyondur. Yükseltme şarjı reaksiyonunun başlangıç kısmı akünün anma kapasitesine bağlıdır ve bu aşamada hücre gerilimi oldukça keskin bir eğimle artış yapar. Bir ak kapasitesinin yükseltme şarjı ile %100 geri kazanılması için şarj oranı $C/100$ 'den az olmalıdır. Yüksek şarj oranlarında ak kapasitesini geri kazanmak için kurşun asit aküye yükseltme şarjının uygulanması şarttır. Kontrollü bir yükseltme şarjında aküye sabit gerilim uygulanır. Ak kapasitesine bağlı olmak kaydıyla, bu değer genellikle 2.45V/H ile 2.65V/H arasında değişir. Bu değer aynı zamanda bir hücreye uygulanabilecek maksimum şarj gerilimidir. Yükseltme şarj geriliminin uygun seçilememesi, en sonunda akünün dehidrasyonuna ve kullanılabilir ömrünün kısalmasına neden olur [5].

Dengeleme Şarjı (Float Charge): Dengeleme şarjı, akünün şarj prosedürü tamamlandıktan sonra sabit gerilimle şarj edilmeye devam edilmesidir. Bu gerilim akünün kendi kendine deşarj olmasını önlemek için akü uçlarına uygulanan bir gerilim değeridir. Akü dengeleme şarjında bırakılırsa akünün kullanım ömrü zarar görmemiş olur.

Bununla birlikte, çıkışta sabit bir gerilim üretmek kolay bir işlem olmasına rağmen, dengeleme geriliminin belirli bir değere set edilmesi akü performansını etkileyen çok önemli bir faktördür. Örneğin, bir hücrenin dengeleme geriliminin %5’lik sapması, 6 hücrelik bir akünün kullanılabilir kapasitesinde %30’luk bir değişiklik yapar [5].

Sıcaklık Kompanzasyonu: Sıcaklık kompanzasyonu akünün sıcaklığına göre akü geriliminin regüle edilmesidir. Bu değer akü tipine ve kapasitesine göre değişmekle birlikte genelde hücre başına $-3.9\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ olarak belirlenir. Eğer dengeleme gerilimi akü sıcaklığına göre kompanze edilmezse, belirlenen sıcaklık değeri altında veya üstünde akü kapasite kaybına uğrar. Benzer şekilde eğer aküye sıcaklık kompanzasyonuna dayalı bir yükseltme gerilimi uygulanmazsa akü sıcaklığı şarj esnasında yükselir ve bu da akü ömrünü yavaş yavaş kısaltır [5].

2.2 Kapasitenin Geri Kazanımı

Kurşun asit akülerde su tüketimini önlemek amacıyla düşük aşırı gerilim potansiyeli ile tasarlanırlar. Sonuçta kurşun asit aküler hiçbir zaman tam şarj olmaz ve fazla çalışma durumlarında sülfasyon meydana gelebilir.

Bir akü sülfasyon dolayısıyla bir kez kapasitesini kaybettiye, aynı kapasiteyi geri kazanmak çoğunlukla çok zor ve zaman alan bir işlemdir. Kurşun asit akülerin metabolizması yavaştır ve aküyü hızlı kullanmak mümkün değildir. Akü tamamen deşarj olmuşsa bile, aküyü bir anda tam kapasitede hızlı şarj etmek doğru değildir. Aksi taktirde akünün hücreleri tamamen zarar görür.

Kaybolan kapasitenin geri kazanımı işleminde ancak aküye yüksek şarj uygulanmasında iyi bir sonuç elde edilebilir. Bu işlem de aküyü tam şarj edip ardından belirli bir süre (24-48 saat olabilir) boşa tutup, sonra yeniden şarj ederek olur. Bu yöntem, kaybolan kapasite değeri kontrol edilerek defalarca tekrarlanır. Diğer akü kimyasallarından farklı olarak, akü uç gerilimleri belirlenen değerler içerisinde tutulduğunda aşırı şarj kurşun asit aküye zarar vermez.

Diğer bir metot, bir iki saat boyunca hücre başına 2.5V’luk yüksek şarj gerilimi uygulayarak plastik bir kurşun asit akünün sülfasyon etkisini ters çevirmektir. Bu süre boyunca akünün soğuk tutulması ve dikkatli şekilde gözlenmesi gerekmektedir.

Aksi taktirde hücre basıncı çok fazla artabilir ve akü ortama yanıcı gaz sızıntısı yapabilir.

Eğer kurşun asit akü şarj akımı çekmiyorsa, bu durum akünün kısmendeşarj olmuş şekilde saklanmasıdan sülfasyona uğradığı anlamına gelir. Sülfasyonun erken kademelerinde olan bir akü bazen uç geriliminin iki katı bir şarj gerilimi uygulayarak geri döndürülebilir.

Eski bir kurşun asit akünün kapasitesini çevrime sokarak arttırmak genelde başarılı olmaz. Böyle bir akü genelde yıpranmıştır. Aküyü daha fazla çevrime sokmak sadece biraz daha ömrünü kısaltır [5].

2.3 Kurşun Asit Akülerin Şarjı

Bir akü güç kaynağını sıradan bir konvansiyonel güç kaynağından ayıran en önemli şey, akü güç kaynağının akünün karakteristiklerine göre şarj edebilme kapasitesine sahip olmasıdır. Kurşun asit akülerin tipik olarak sağlaması gereken iki özellik vardır. Bunlardan en önemli olanı akü kapasitesini mümkün olduğunca hızlı şekilde eski durumuna getirebilmektir. İkincisi ise kapasiteyi özdeşarja veya ortam sıcaklığı değişimlerine karşı koruyabilmektir.

Kurşun asit akülerin, sabit gerilim ve sabit akımla şarj olmak üzere iki temel şarj metotları vardır. Sabit gerilimle şarjda akü uçlarındaki gerilim sabit kalırken, akım şarj durumuna göre değişir. Sabit gerilimle şarjda en yaygın yöntem float modundaki şarj yöntemidir. Bu yöntemde akü belirli bir süre dolduktan sonra şarj işlemi sonlandırılır.

Bu iki özelliği içeren pek çok güç kaynağı varyasyonu olmasına rağmen iyi dizayn edilmiş bir anahtarlama güç kaynağının sabit akım, sabit gerilim prensiplerine dayalı olarak, akım sınırlama ve sıcaklık kompanzasyonu koruma özelliklerine sahip olması gerekir.

Dikkatlice uygulanmış bir şarj prosedürü akünün kapasitesini ve ömrünü uzatır. Bir akü güç kaynağının operasyon kademeleri toparlanma şarjı, sabit akım şarjı, yükseltme şarjı ve dengeleme şarjı olarak belirlenir.

Kurşun asit aküleri şarj ederken önce sabit akım, sonra sabit gerilim ve en sonunda da dengeleme gerilimiyle şarj etmek gerekir. Sabit gerilimle şarj sonunda akü %80 oranında şarj olmuş olur. Standart bir akü için sabit akımla ve sabit gerilimle şarj süreleri ortalama 5'er saat olmalıdır. Ancak sabit akımla şarj süresi daha çok akünün kapasitesine bağlıdır. Sabit akım değeri akü kapasitesine göre belirlenir. Bu değer standart bir aküde maksimum $0.1 \times I_{anma}$ ile $0.3 \times I_{anma}$ arasında değişmektedir.

Örneğin, 60Ah'lık bir akünün şarj akımı $0.1 \times 60 = 6A$ olarak alınabilir. Ancak akü hızlı şarj edilmek istenirse bu değer $0.2 \times 60 = 12A$ 'e kadar da zorlanabilir.

Normal şartlar altında bir kurşun asit akünün hücre başına düşen gerilim anma değeri 2V'dur. Akü hücresinin uç gerilimi yüksüz durumda 2V gösteriyorsa, bu hücrenin deşarj olmuş olduğu anlamına gelir. Hücre gerilimi 1.8V gösteriyorsa akü tamamen deşarj olmuştur. Sağlam bir akünün minimum deşarj değeri 1.65V ile 1.75V gerilim değerleri arasına kadar düşebilir (derin deşarj). Hücrenin derin deşarj değeri 1.65V'un altına düşmüşse hücre artık kurtarılamaz şekilde zarar görmüş anlamına gelir.

Aküyü sabit akımla şarjdan yükseltme şarj moduna geçirmek için şarj akımının $0.02 \times I_{anma}$ değerinin altına düşmesi gerekmektedir. Yükseltme şarj değeri hücre başına nominal olarak 2.36-2.4V aralığında alınabilir (12V'luk akü için yükseltme şarj gerilimi 14.14-14.4V eder). Ancak bu değer bazı akü kapasitelerinde maksimum 2.4V-2.7V'a kadar da yükseltilebilir. Yükseltme şarjında şarj akımı $0.005 \times I_{anma}$ ile $0.01 \times I_{anma}$ arası bir değere düştüğü zaman dengeleme şarjına geçilebilir. Dengeleme şarj gerilimi 2.25V ile 2.4V arasında değişebilir ancak nominal değeri 2.25V'dur (bu değer, 12V'luk akü için 13.5V eder). Dengeleme ve yükseltme şarjlarında gerilim değerleri sabit tutulur.

Kurşun asit akülerin her kullanımdan sonra şarj edilmeleri gerekmektedir. Bu tip aküler uzun süre deşarj durumunda tutulurlarsa akü ömrü ciddi şekilde kısılır [5].

2.3.1 Akü Şarj Kademeleri

2.3.1.1 Birinci Kademe – Toparlanma Şarjı

Eğer akü gerilimi kesme geriliminin altında ise, akü güç kaynağı toparlanma şarj modunda çalışacaktır. Sağlıklı bir aküde, akü yavaşça şarj olurken, gerilim derin deşarj değerinden gerilim kesme değerine kadar artar. Bu noktada akü güç kaynağı güvenli bir biçimde bir sonraki sabit akımla şarj moduna geçirilebilir.

Bir veya birkaç hücrenin kısa devre gibi durumlarla zarar görmesi veya akü içerisindeki kaçak akımın toparlanma şarj akımı değerinin üzerinde artması gibi durumlarda toparlanma şarj akımının düşük değeri sistemin güvenilir şekilde çalışmasını sağlar. Bu durumda, akü güç kaynağı akü gerilimini derin deşarj kesme geriliminin altında tutarak akünün sabit akımla şarj moduna geçmesini engeller.

Eğer şarj başlangıcında akü gerilimi kesme gerilimi değerinin üzerindeyse, şarj döngüsündeki toparlanma şarj modu atlanarak direk sabit akımla şarj modundan çalışmaya başlanır [23].

2.3.1.2 İkinci Kademe – Sabit Akımla Şarj

Sabit akımla şarj boyunca akü güç kaynağının akımı, akünün çekmesine izin verilen maksimum akım değerinde sınırlanır. Bu süre boyunca akü kapasitesinin büyük bir bölümü mümkün olan en kısa sürede şarj olur. Akü akım çektikçe hücrelerin gerilim değeri artar. Gerilim değeri, belli bir limit değere doğru gittikçe, akünün doyuma ulaşma durumuna göre kontrol edilen akü akımı, yavaş yavaş azalmaya başlar. Şarj akımı değeri, eşik değerine düştüğünde veya sürekli haldeki belli bir sabit akım değerine ulaştığında ya da akü gerilimi yükseltme şarjı gerilim seviyesine çıktığında akü tam şarj olmuş demektir. Bu durumda akünün sabit akımla şarj kademesi sonlanmış demektir ve bir sonraki şarj aşamasına geçilebilir.

2.3.1.3 Üçüncü Kademe – Yükseltme Şarjı

Kontrollü yükseltme şarj modu sabit akımla şarj aşamasını izleyerek akünün tüm kapasitesinin minimum sürede dolmasını sağlar. Yükseltme şarjı periyodu boyunca akü şarj gerilimi regüle olur. Başlangıç akım değeri sabit akımla şarj akımına eşittir ve akü tam kapasitesine eriştiği zaman şarj akımı düşer. Şarj akımı tamamen düştüğünde yükseltme şarjı sonlandırılır ve güç kaynağının kademe anahtarları dengeleme şarj moduna geçer. Akımın eşik değerinin belirlenmesi kullanıcıya bağlıdır. Ancak, bu değer akü kapasitesine bağlı olarak değişmekle birlikte, genellikle $I_{\text{sabit_akım}}/5$ olarak alınır.

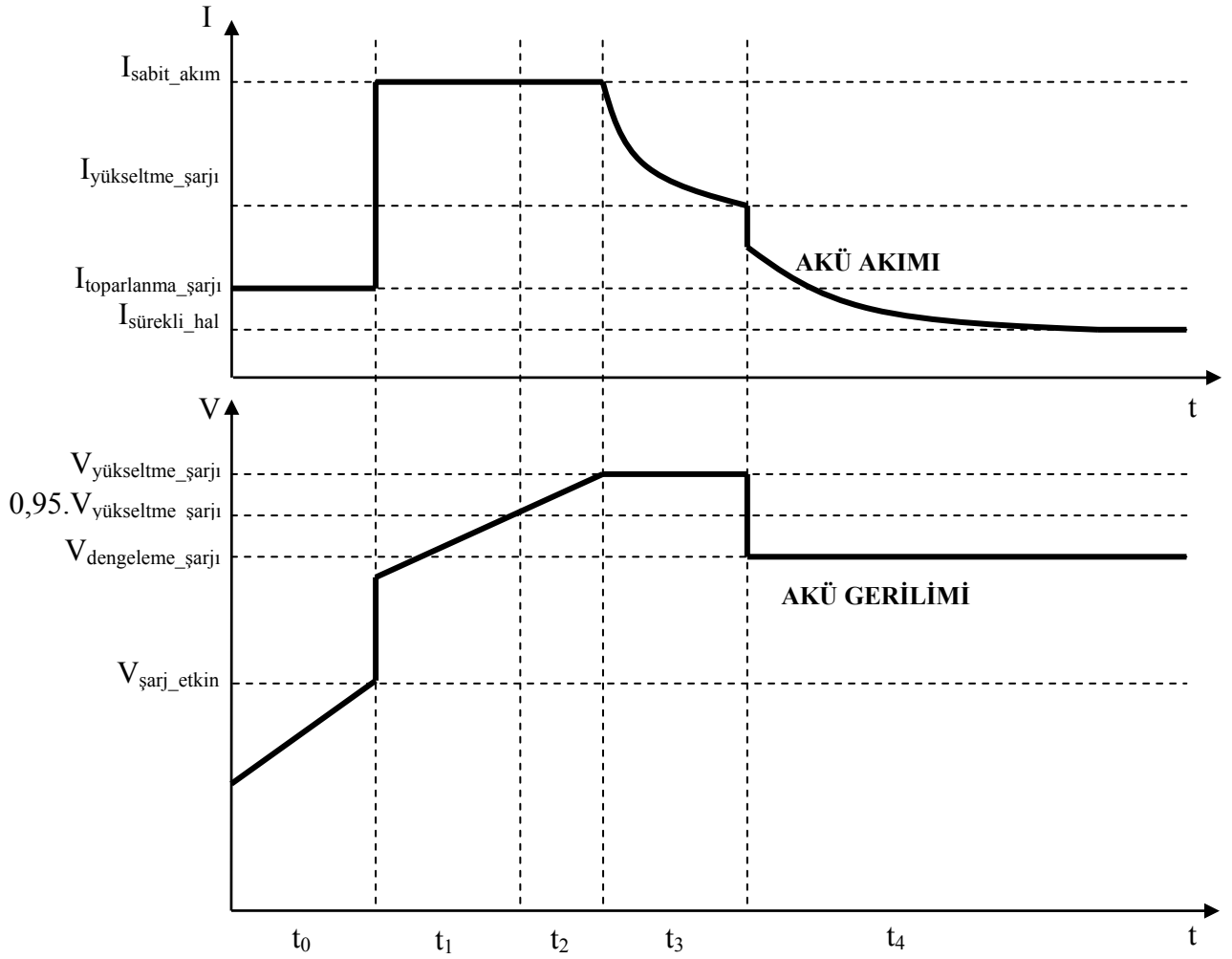
Hücre geriliminin tam bir limit değere ayarlanması oldukça kritik olmakla birlikte, şarj süresine ve akü ve ortam sıcaklığına bağlıdır. Yükseltme şarjı için tipik gerilim limit değeri 2.30V ile 2.45V arasında değişir. Bu değer ortam sıcaklığı ve akü sıcaklığına göre hücre başına 0.39mV/°C olarak değişir. Eğer akünün hızlı şarj edilmesi isteniyorsa ve ortam sıcaklığı normal değerlerdeyse şarj gerilimi 2.40V ile 2.45V/hücre olarak ayarlanabilir. Yükseltme şarj geriliminin farklı değerlere ayarlanmasının avantaj ve dezavantajları aşağıdaki tabloda belirtilmiştir.

Tablo 2.1: Yükseltme şarj geriliminin farklı değerlere ayarlanmasının avantaj ve dezavantajları

Hücre Gerilimi	2.30V - 2.35V/Hücre	2.40V - 2.45V/ Hücre
Avantajlar	* Maksimum servis ömrü sağlar. * Ortam sıcaklığı 25°C'yi geçse bile, akü şarj süresi boyunca fazla ısınmaz.	* Kısa şarj süresi * Daha yüksek ve sabit kapasite değeri
Dezavantajlar	* Uzun şarj süresi. * Okunan kapasite değeri düşük ve değişken olabilir. * Eğer periyodik yükseltme şarjı uygulanmazsa akünün kapasitesinin geri dönülmez şekilde zarar görmesine neden olan sülfasyon meydana gelebilir.	* Şarj süresi boyunca akü sıcaklığının artması nedeniyle akü ömrü kısalabilir. * Sıcak bir akünün hücre gerilimi derin deşarj değerine düşebilir ve hücre zarar görebilir.

2.3.1.4 Dördüncü Kademe – Dengeleme Şarjı

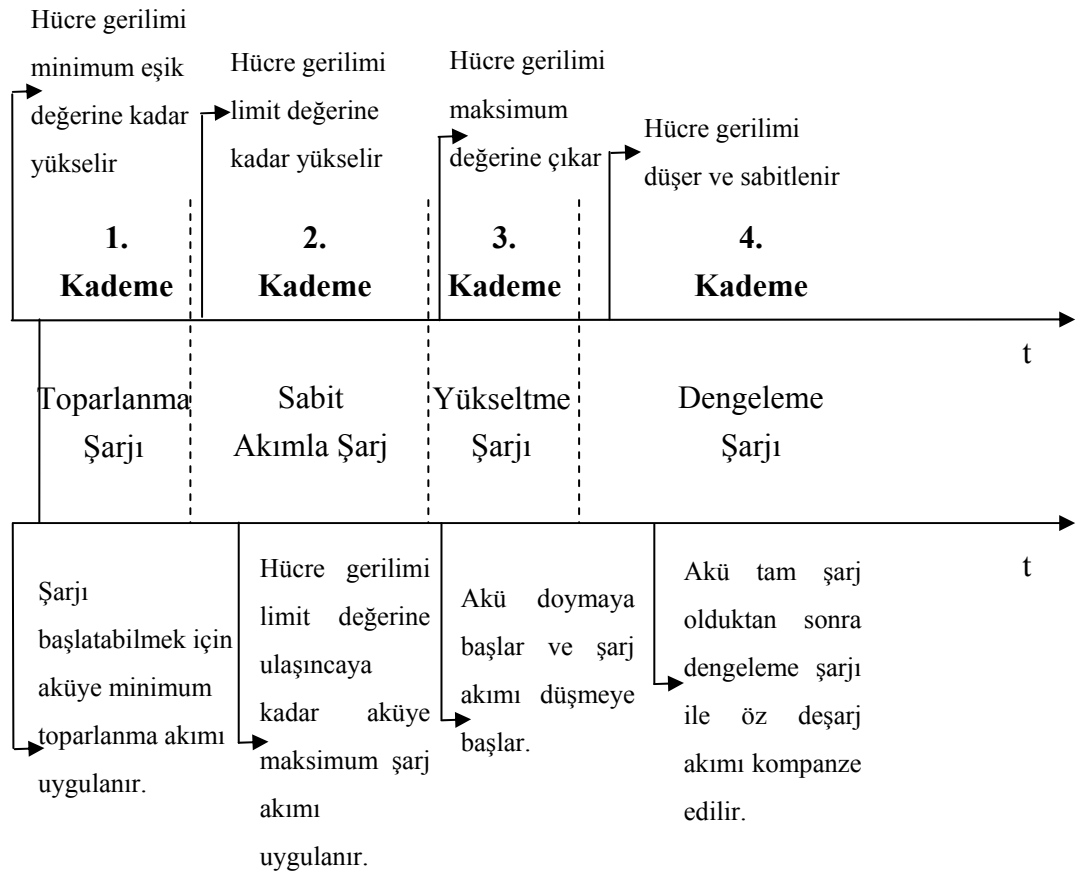
Bu çalışma modu, genellikle aküler elektrik kesintilerinde destekleme güç kaynağı olarak çalıştırıldığında kullanılmaktadır. Bu durumda akü güç kaynağı sıcaklık kompanzasyonlu DC gerilimi akü uçlarına uygulayarak akünün tam kapasitede kalmasını sağlar. Dengeleme şarjında akü güç kaynağı akünün öz deşarjını kompanze etmek için gereken akım değerini ve sabit akımla şarjda maksimum akım değerine kadar olan muhtemel yük akımı değerini sağlayacak şekilde çalışır. Eğer güç kaynağının beslemesi kesilirse veya yük akımı sabit akımla şarj değerini aşarsa akü yük akımını kendi sağlayacaktır. Akü gerilimi istenen dengeleme gerilim değerinin %90'ına düşerse akü güç kaynağı sabit akımla şarj kademesine geçecektir.



Şekil 2.3: Kurşun Asit akünün şarj akımı ve geriliminin zamana bağlı değişimi

Şekil 2.3’de akü şarj kademeleri ve şarj akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimi görülmektedir. Şekilden de anlaşıldığı üzere, sürekli durumda, akü boştayken uç gerilimini sabit tutabilmek için güç kaynağından bir miktar akım çekilmesi gerekmektedir.

Plastik kurşun asit akü için önerilen dengeleme şarj gerilimi genellikle hücre başına 2.25V’dur. Aküye yüksek dengeleme şarj geriliminin uygulanması önlenmediği takdirde yüksek gerilim hücre plakaları arasındaki korozyonu hızlandırır. Dengeleme şarjı boyunca akünün şarj akımı minimum seviyededir [23].



Şekil 2.4: Kurşun Asit akünün şarj kademelerinin zamana bağlı gösterilimi

Kurşun asit aküler yedekleme sistemleri için ideal akülerdir. Uzun süreli dengeleme şarj süresi boyunca plakaları tam şarjda tutmak ve sülfasyonu önlemek için aküyü periyodik tam şarj çevrimine sokmak gerekir. Aküyü periyodik bakıma alma frekansı akünün tipine bağlı olarak üç ay ile bir yıl arasında (veya üreticilerin öngördüğü sürelerde) değişebilir. Periyodik bakımlarda hücre gerilimlerinin 2.1V'un altına düşmemesi için aküye yüksek şarj uygulanmalıdır.

Akünün şarj seviyesi konusunda kesin bir veri elde etmek için, şarj esnasında akünün açık devre durumunda uç gerilimini ölçmek gerekir. 2.11V'luk uç gerilimi akünün %50 veya daha fazladeşarj olduğunu gösterir. Eğer hücre gerilimi bu eşik değerinde veya bu değer in daha üzerinde ise bu akünün iyi durumda olduğunu ve kullanmadan önce sadece bir şarj çevrimine ihtiyaç duyduğu anlamına gelir. Eğer hücre gerilimi 2.10V'un altına düşerse, tam performansına ulaşması için, aküyü kullanmadan önce birkaç kez şarj/deşarj çevrimine sokmak gerekir.

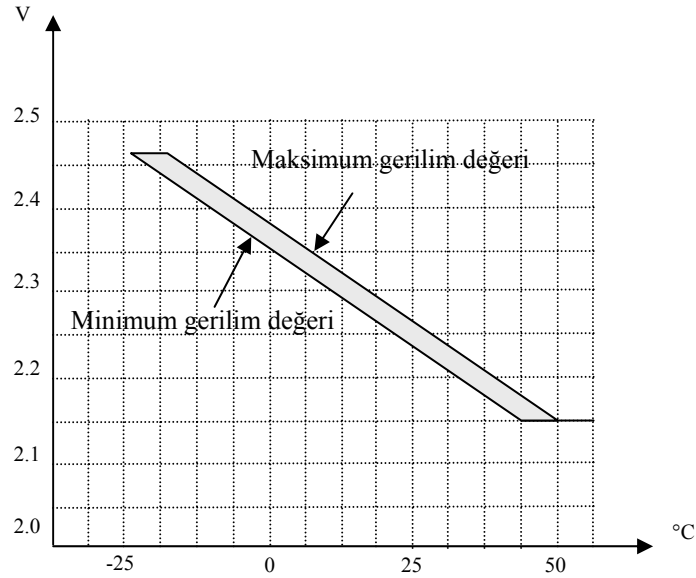
Plastik kurşun asit akü alınırken, hücre gerilimi 2.10V'un altında olan aküler in alınmamasına dikkat edilmelidir. Birkaç kez çevrime sokarak bu aküler in kapasitesi yükseltilebileceği gibi bu işlemin sonuç vermesi garantili değildir. Düşük gerilim

aynı zamanda akünün çevrimle düzeltilemeyecek zayıf kısa devre problemleri taşıdığı anlamına da gelebilir [4, 23, 27].

2.3.1.5 Sıcaklık Kompanzasyonu

Sıcaklık kompanzasyonu aküyü şarj ederken alınan bir tür koruma önlemidir. Kurşun asit akünün çalışma sıcaklık aralığı 5-35°C arasındır. Ortam sıcaklığı bu değerlerin dışına çıktığında akü içindeki tepkime oranı değişir bu da uzun vadede akü ömrünü önemli ölçüde kısaltır.

Sıcaklık kompanzasyonu özellikle yükseltme ve dengeleme şarj durumlarında önemlidir. Aşağıdaki şekilde dengeleme şarjına tabi tutulan bir akü hücresi uç geriliminin sıcaklığa bağlı değişimi görülmektedir.



Şekil 2.5: Dengeleme şarj gerilimine göre değişen sıcaklık kompanzasyon eğrisi

Akü sabit gerilimle şarj edilirken, bir hücrenin şarj gerilimi derece başına $\pm 0.0039V$ olarak değiştirilir. Sıcaklık nominal ortam sıcaklığı değerinin üzerine çıktığında şarj gerilimi düşürülmekte, sıcaklık düştükçe de gerilim değeri arttırılmaktadır. Örnek olarak, 30 adet seri bağlı 12V'luk aküye göre sıcaklık kompanzasyonu aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$t_1 = 25^\circ C$ 'deki başlangıç koşullarında DC bara gerilimi,

$$V_1 = 2.27 \times 6 \times 30 = 408.6V \quad (2.1)$$

olarak alınır. Akü sıcaklığı $t_2 = 32^\circ C$ 'ye çıktığında sıcaklık kompanzasyonuna göre DC bara gerilimi aşağıdaki değeri almalıdır.

$$\Delta t = t_2 - t_1 = 32^\circ C - 25^\circ C = 7^\circ C \quad (2.2)$$

$\Delta V = \text{Hücre sayısı} \times \text{Akü sayısı} \times \text{Kompanzasyon çarpanı} \times \text{Sıcaklık değişimi}$

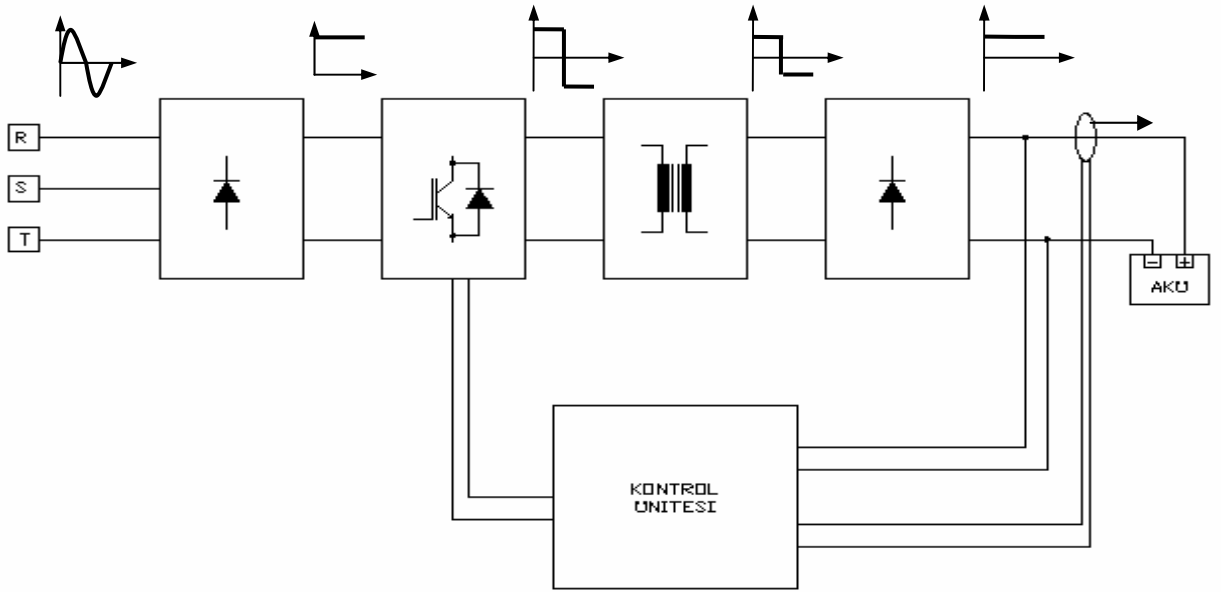
$$\Delta V = 6 \times 30 \times 0.0039 \times 7 = 4.914V \quad (2.3)$$

Güç kaynağının ayarlanması gereken gerilim değeri:

$$V_2 = V_1 - \Delta V = 408.6V - 4.914V = 403.686V \quad (2.4)$$

3. UYGUN ÇEVİRİCİ MODELİ İÇİN REZONANS DEVRELERİNİN ARAŞTIRILMASI

Güç kaynağı için uygun topoloji araştırması yapılırken tam köprü evirici modeli ve rezonans devreleri üzerinde durulmuştur. Sistem isterleri düşük gerilimde yüksek akım olduğu için, minimum kayıp ve yarı iletken anahtarların açma ve kapamaları esnasında üzerlerinde oluşacak minimum akım ve gerilim gerginliğini sağlayabilmek için rezonans devrelerinin en uygun mimari olduğu düşünülmüştür. Bu bağlamda sistem için en elverişli rezonans çatısını ve çalışma kipini tayin edebilmek için rezonans devrelerinin kazançları, çalışma kipleri ve dalga şekilleri irdelenmiş ve elde edilen sonuçlar kendi aralarında karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.1: Sistemin bir evirici modülünün blok şeması

3.1 Rezonans Devrelerinin Avantajları ve Dezavantajları

Avantajlar

- Sıfır akım veya sıfır gerilim geçişlerinde anahtarlama imkanı
- Daha düşük komponent gerginliği
- Sinüs formundaki rezonans dalgası

- Düşük harmonik
- Düşük EMI etkisi
- Gelişmiş diyot geri toparlanma süresi
- Küçük boyut
- Düşük maliyet

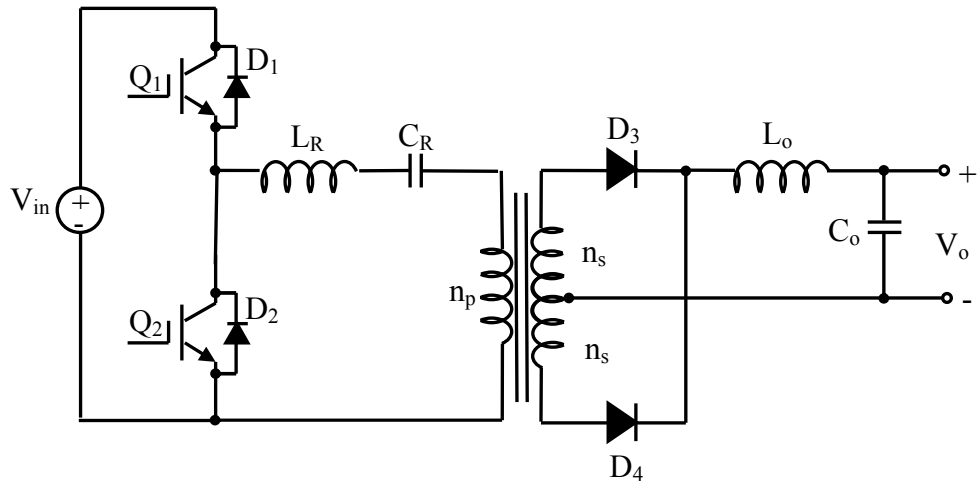
Dezavantajlar

- Karmaşık yapı, kontrol zorluğu
- Yüksek tepe akımları
- Düşük akımlarda düşük verim
- Dar yük akımı veya giriş gerilimi aralığı
- Halen gelişmekte olan bir teknoloji [32,33]

3.2 Rezonans Devrelerinin Kazançları

3.2.1 Seri Rezonans Devresi Kazancı

- Devre rezonans altında kapasitif, rezonans üstünde endüktif çalışır
- Rezonans altında f_s arttıkça devrenin kazancı artar, rezonans üstünde azalır
- Rezonans altında ZCS, rezonans üstünde ZVS metodunu kullanmak uygundur
- Rezonans üstünde ve altında çıkış boşta ise akım sıfırdır
- Q faktörü arttıkça pozitif kazancın eğimi artar [32, 33, 53]



Şekil 3.2: Seri rezonans devresi

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_o \quad (3.1)$$

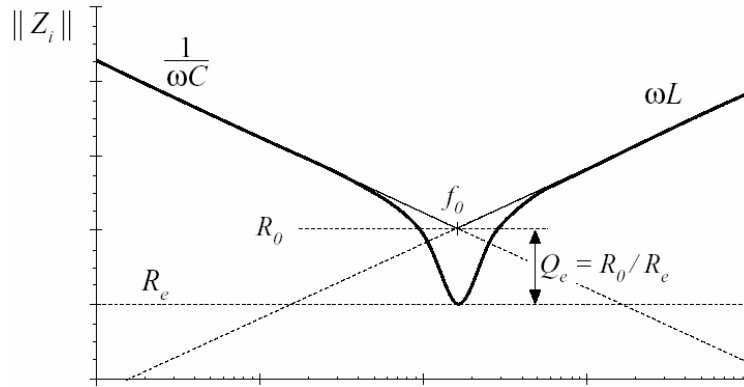
$$R_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.2)$$

$$Q_e = \frac{R_o}{R_e} \quad (3.3)$$

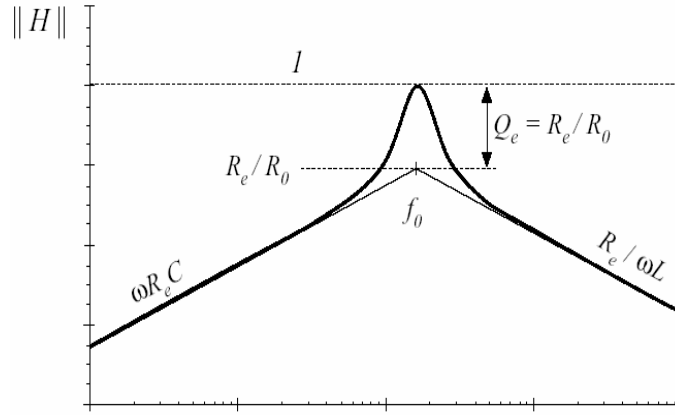
$$Z_o(s) = sL + \frac{1}{sC_s} \quad (3.4)$$

$$\frac{V}{V_g} = \|H(s)\|_{s=j\omega_s} \quad (3.5)$$

$$M = \|H(j\omega_s)\| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_e^2 \left(\frac{1}{F} - F \right)^2}} \quad (3.6)$$



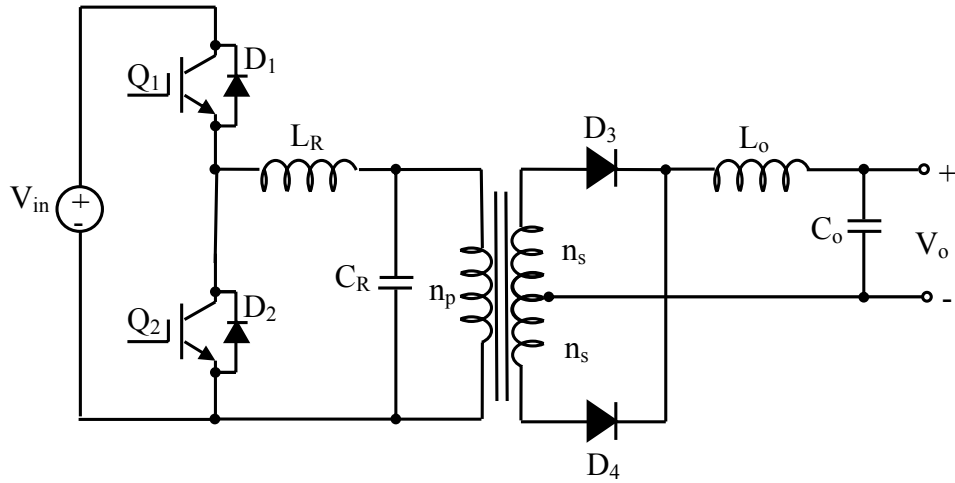
Şekil 3.3: Seri rezonans devresi empedans eğrisi



Şekil 3.4: Seri rezonans devresi gerilim kazancı eğrisi

3.2.2 Paralel Rezonans Devresi Kazancı

- Devre rezonans altında endüktif, rezonans üstünde kapasitif çalışır
- Rezonans üstünde frekans azaldıkça devrenin kazancı artar
- Q faktörü arttıkça pozitif kazancın eğimi artar [7, 33, 53]

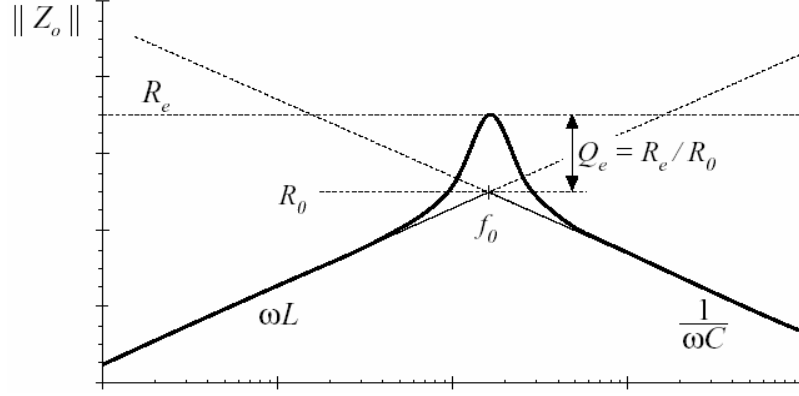


Şekil 3.5: Paralel rezonans devresi

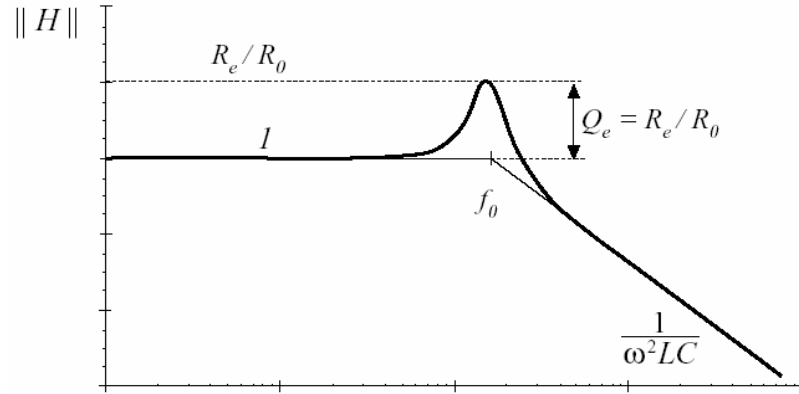
$$Z_o(s) = s.L \quad (3.7)$$

$$Z_{i\infty}(s) = s.L + \frac{1}{s.C_p} \quad (3.8)$$

$$M = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1-F^2)^2 + \left(\frac{F}{Q_e}\right)^2}} \quad (3.9)$$



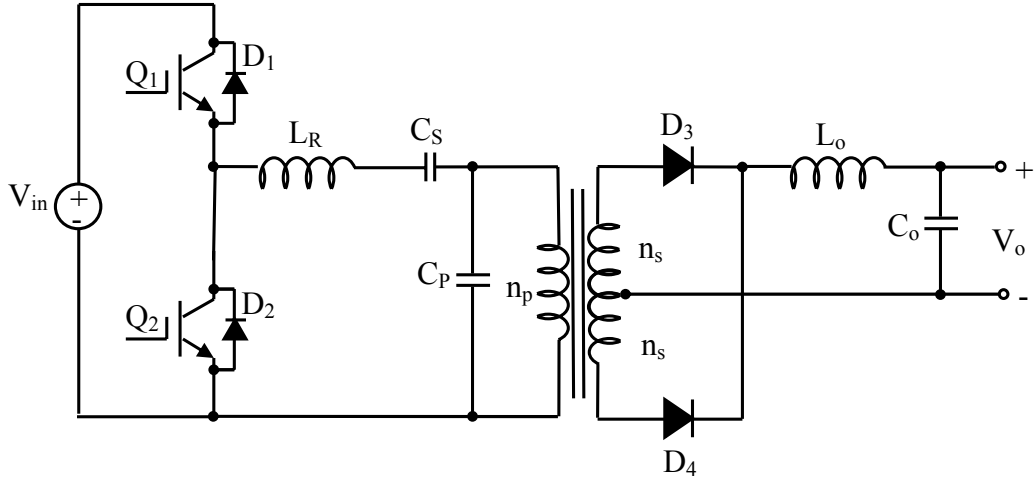
Şekil 3.6: Paralel rezonans devresi empedans eğrisi



Şekil 3.7: Paralel rezonans devresi gerilim kazancı eğrisi

3.2.3 C Tipi Seri-Paralel Rezonans Devresi Kazancı

- $f_s > f_\infty$ iken tüm yük değerleri için ZVS yöntemini kullanmak gerekir
- $f_s < f_0$ iken tüm yük değerleri için ZCS yöntemini kullanmak gerekir
- $f_0 < f_s < f_\infty$ aralığında yük direnci kritik seviyenin altındaysa ZVS yöntemi, kritik seviyenin üstündeyse ZCS yöntemi kullanılır [7, 53]



Şekil 3.8: Paralel rezonans devresi

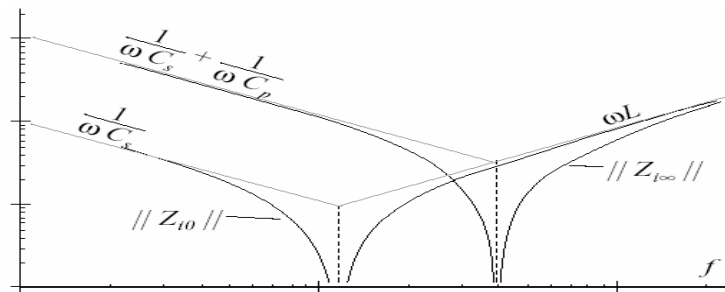
$$Z_{io}(s) = s.L + \frac{1}{s.C_s} \quad (3.10)$$

$$Z_{i\infty}(s) = s.L + \frac{1}{s.C_p} + \frac{1}{s.C_s} \quad (3.11)$$

$$f_o = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{LC_s}} \quad (3.12)$$

$$f_{\infty} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{LC_s \parallel C_p}} \quad (3.13)$$

$$f_m = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{LC_s \parallel 2C_p}} \quad (3.14)$$



Şekil 3.9: Paralel rezonans devresi empedans eğrisi

3.3 Paralel Rezonans Devresi Çalışma Modları

3.3.1 Değişken Frekans-Yarım Dalga-Süreksiz Akım Modu

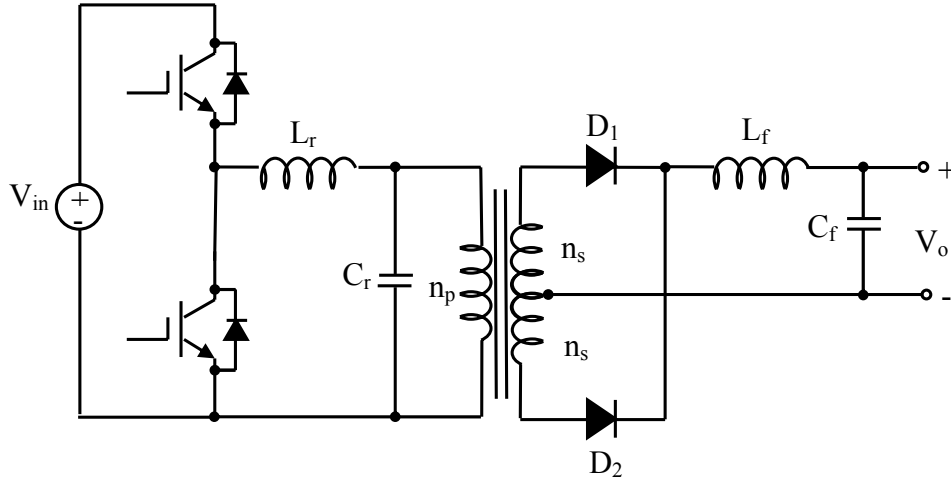
Paralel rezonans devresi güç katı sabit çıkış gücü karakteristiktir. Frekanstaki herhangi bir artış çıkış yükünden bağımsız olarak yüke aktarılan gücü artırır.

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot V_s^2 \cdot f \quad (3.15)$$

İdeal durumda çıkış akımı kısa devrede artar ve aşırı akımı önlemek için önlem almak gerekir. Sabit çıkış gücü karakteristiği sistemin güç katı kazancının çıkış yüküne ve giriş gerilimine bağlı olmasına neden olur. Bu nedenle, bu modda çalışan bir çevirici modelinin geri besleme döngüsünün oluşturulması çok zordur.

Anahtarlama frekansının yüke ve giriş gerilimine bağlı olması, yük akımının çok değişmesi durumunda frekans aralığının çok geniş olmasını sağlar. Bu da sistemin kontrolünü zorlaştırır.

Sonuç olarak, yarım dalga rezonans mimarisi basit ve ucuz olmasına rağmen, gücün sabit olması ve kontrol zorluğu nedeniyle akü şarj sisteminde kullanmak için uygun değildir [6, 7, 15].



Şekil 3.10: Yarım dalga paralel rezonans çevirici devresi

3.3.2 Değişken Frekans-Tam Dalga-Süreksiz Akım Modu

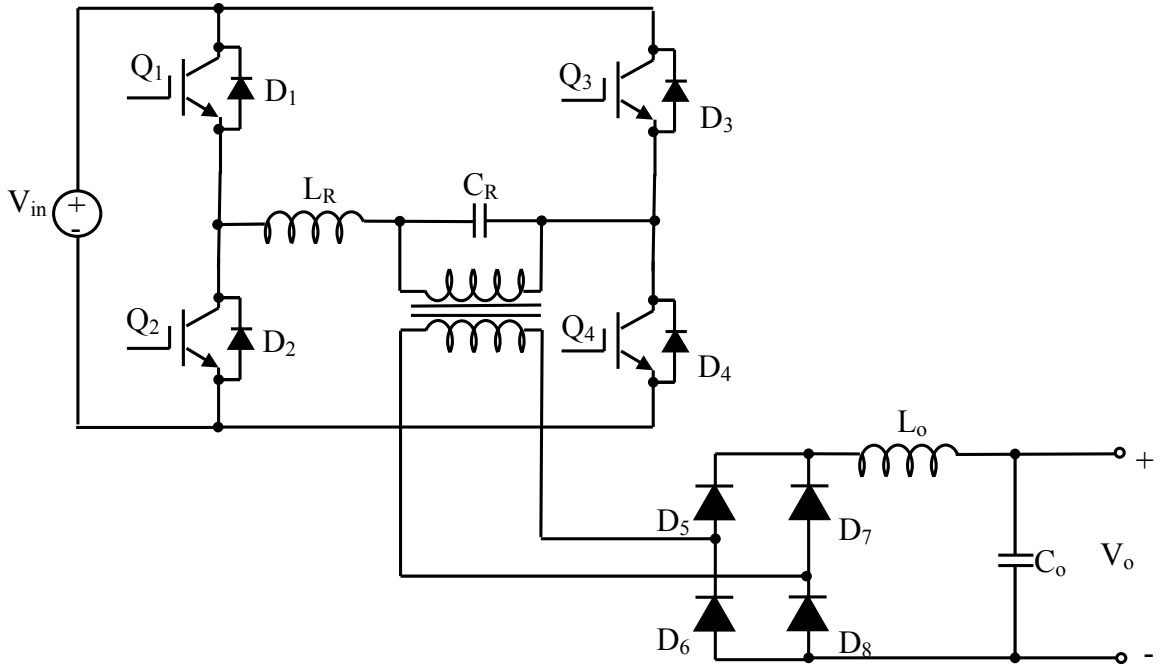
Bu mimaride tam dalga iletim sayesinde akımın anahtarlar üzerinden her iki yönde akması sağlanmaktadır. Çıkış endüktans akımına eşit olan rezonans devresindeki endüktans akımı her iki çevrimde de DC bileşen içerir. Bu da akımın endüktif olmasına ve akımla gerilim arasında küçük faz farkı oluşmasına neden olur.

Bu çalışma modunda anahtarların akımı her iki yöne anahtarlanmasıyla devrenin çıkışında sabit bir akım dalgası elde edilir. Bu çalışma kipinde anahtarlama frekansındaki bir değişim direk olarak çıkış akımına etkir. Eğer geniş bir akım aralığına ihtiyaç varsa anahtarlama frekansı da geniş aralıklı olacaktır. Bu da çıkışta sabit bir gerilim istendiğinde kontrol döngüsünün bant genişliğini önemli biçimde sınırlayacaktır [15].

Sekonder taraftaki gerilimin anlık geçişlerdeki tepe değeri genelde çıkış gerilimine eşit olduğu için bu devre çoğunlukla yüksek gerilim ihtiyacının olduğu yerlerde kullanılır.

Bu modda çalışan rezonans çeviricinin en ilginç özelliği rezonans akımının sıfır noktasından geçerken her iki yarı çevrimde eğiminin ansızın değişmesidir. Akım yön değiştirdiği zaman çıkış geriliminin köprü diyot üzerine yansıyan geriliminin dalga şekli de yön değiştirir. Bu da rezonans akımının değeri düştüğü için, rezonans devresi üzerindeki efektif gerilimin değerini de düşürür. Ayrıca anahtarlar ve diyotlar üzerindeki akımın dalga şekli sinüzoidal olmasına rağmen gerilim dalga şekilleri kare dalga şeklindedir. Bu davranış tüm seri rezonans devrelerinde aynıdır [53].

Sonuç olarak bu devre modelinde, geri besleme döngüsü oluşturulmasının kolay olması, lineer bir transfer fonksiyonuna sahip olması, buna bağlı olarak dinamik cevabının olması nedeniyle pek çok uygulamada kullanıma uygun bir yapıya sahiptir.



Şekil 3.11: Tam dalga paralel rezonans çevirici devresi

3.3.3 Değişken Frekans – Rezonans Altı – Sürekli Akım Modu

Bu çalışma modunda hem rezonans akımı hem de rezonans gerilimi kısmen sinüs dalga formundadır. Çünkü endüktans üzerinden akan akımın dalga şekli sürekli. Kollardaki yarı iletken anahtarlardan her biri, geçiş anında karşı anahtarın antiparalel diyotunu komutasyona zorlar.

Diğer rezonans çeviricilerinde olduğu gibi burada da diyot gerilimi kare dalga şeklindedir. Bu çalışma modunda anahtarlama gerilimi ile rezonans akımı arasında faz farkı meydana gelmektedir.

Rezonans devresinin empedansının eğimi güç katının kazancına bağlı olduğu için güç katını transfer fonksiyonu non-lineerdir. Bu da bu devreyi dengede tutmayı biraz daha zorlaştırır ancak geniş bir kontrol bant aralığında çıkış yükünün sürekli rezonansta kalmasını sağlamaktadır. Eğer yük açık devreye doğru giderse anahtarlama frekansı da sıfıra doğru gider.

Sonuç olarak sistemin dinamik cevabının iyi olması ve yüksüz çalıştırılabilmesi gibi avantajları olmasına rağmen, kontrol zorluğu kullanımını zorlaştırmaktadır. Ancak geniş bir kullanım alanına sahiptir [6, 7, 32].

3.3.4 Değişken Frekans–Rezonans Üstü–Sürekli Akım Modu

Paralel rezonans devresi rezonans üstü çalışırken anahtar sıfır akımda doğal olarak iletme geçer. Çünkü anahtarın antiparalel diyotu ilk önce iletme geçer. Ancak anahtar üzerinden akım akarken kesime geçmelidir. Karşı anahtarın antiparalel diyotu aniden iletme geçecektir.

Rezonans üstünde rezonans akımının dalga şekli sinüzoidal akımdan çok testere dişi dalgaya benzer. Kondansatör gerilimi akımın integrali şeklindedir ve gerilimin dalga şekli sinüs dalgasına yakındır.

Bu çalışma modunda çalışma frekansının aralığı genellikle düşüktür. Transfer fonksiyonunun non-lineer olmasına rağmen istenen minimum anahtarlama frekansı kontrol döngüsünün bant genişliğinin geniş olmasına olanak verir. Çok geniş yük akımı değişimlerinde anahtarlama frekansının limiti geniş olur ve eğer yük açık devreye giderse anahtarlama frekansı da sonsuza gider [32, 43].

Sonuç olarak rezonans akım ve gerilim dalga şekillerinin sinüs formunda olmasına rağmen, çıkışın sürekli yüklenmesi gerektiği ve sistem kontrol döngüsünün oluşturulması çok zor olduğu için bu topolojinin kullanılması uygun değildir.

3.3.5 Sabit Frekans – Rezonansta - Sürekli Akım Modu

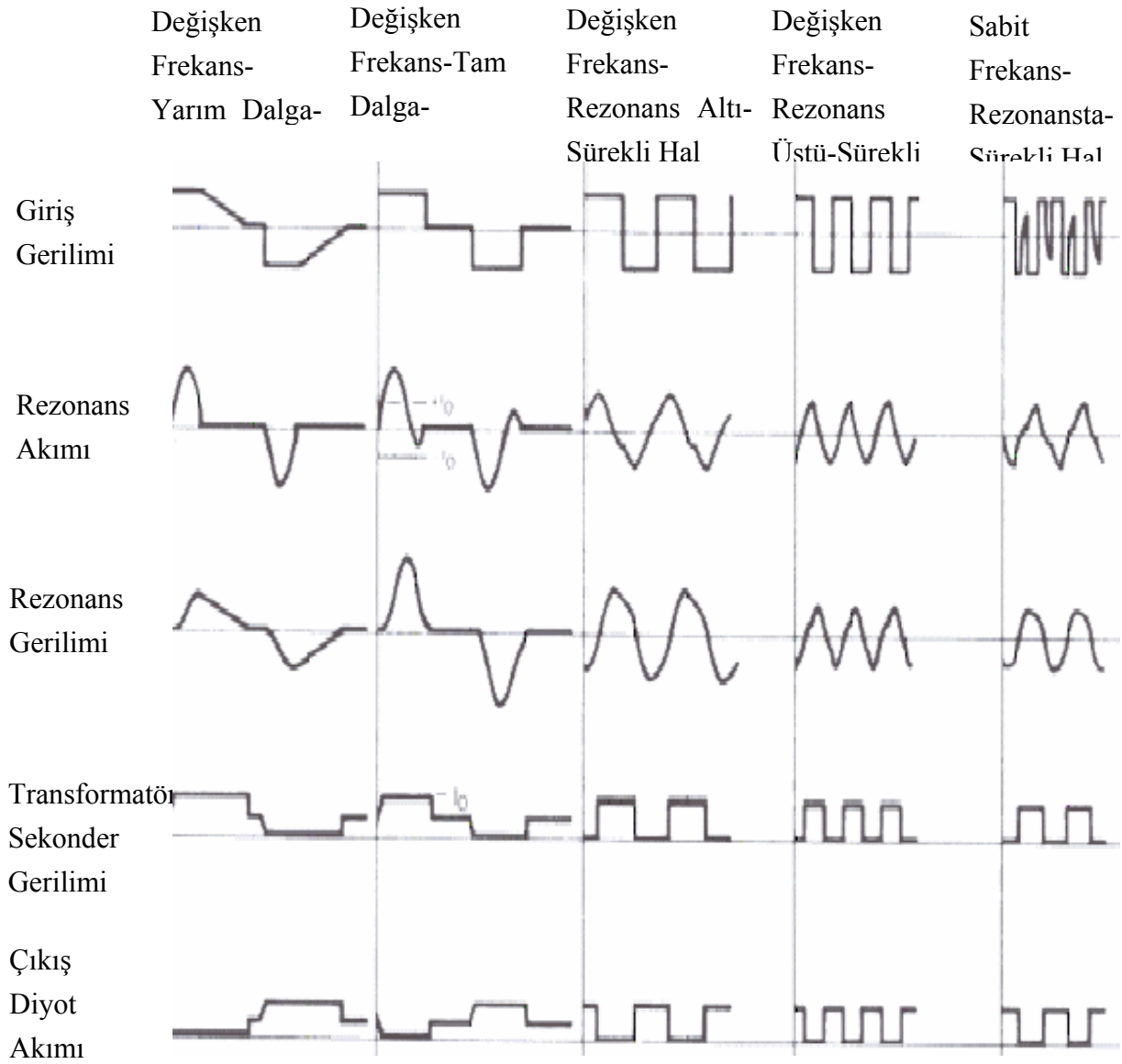
Buradaki dalga şekilleri değişken frekanslı, rezonans üstü sürekli akım dalga şekillerine benzemektedir. Sistemin anahtarlama gerilimi diğer paralel rezonans devrelerinin dalga şekillerinden farklıdır. Çünkü rezonans devresinin akımı sıfıra gittikten sonra rezonans devresi salınım yapmaya başlar.

Diğer modellerde olduğu gibi anahtarlama frekansı, yük akımı veya giriş gerilimiyle değişmez. Ancak darbe genişliği tüm aralık boyunca değişebilir.

Sistemin çalışma kipi prensip olarak darbe genlik modülasyonu sistemine benzer. Anahtarlardan gelen kare dalga harmonikli bir temel frekansa sahiptir. Darbe genişliğindeki bir değişiklik temel frekans bileşeninde de aynı değişikliğe neden olur. Ancak rezonans devresinin çalışması harmonikleri elimine eder ve temel frekansın doğrultulup filtre edilerek çıkışa verilmesini sağlar.

Transformatör sarımlarında iletken olarak özel emaye kaplı, yüksek kaliteli bakır tel kullanılır. Bu iletkenler genelde B izolasyon sınıfına göre izole edilirler. İletkenlerin kendi aralarında izole olmaları haricinde transformatörler sarıldıktan sonra ayrıca izolasyon sınıfı içerisine daldırılır ve yüksek ısıdaki fırında kurutulur.

Sonuç olarak sistemin kontrol zorluğu, kayıplı çalışması ve harmonikli yapısı nedeniyle kullanımı uygun değildir [32, 33].



Şekil 3.12: Paralel rezonans devrelerinin akım ve gerilim dalga şekillerinin karşılaştırılması

3.4 Seri Rezonans Devresi Çalışma Modları

3.4.1 Değişken Frekans-Yarım Dalga-Süreksiz Akım Modu

Sistem güç katı, sabit çıkış gücü karakteristiktir.

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot V_s^2 \cdot f \quad (3.16)$$

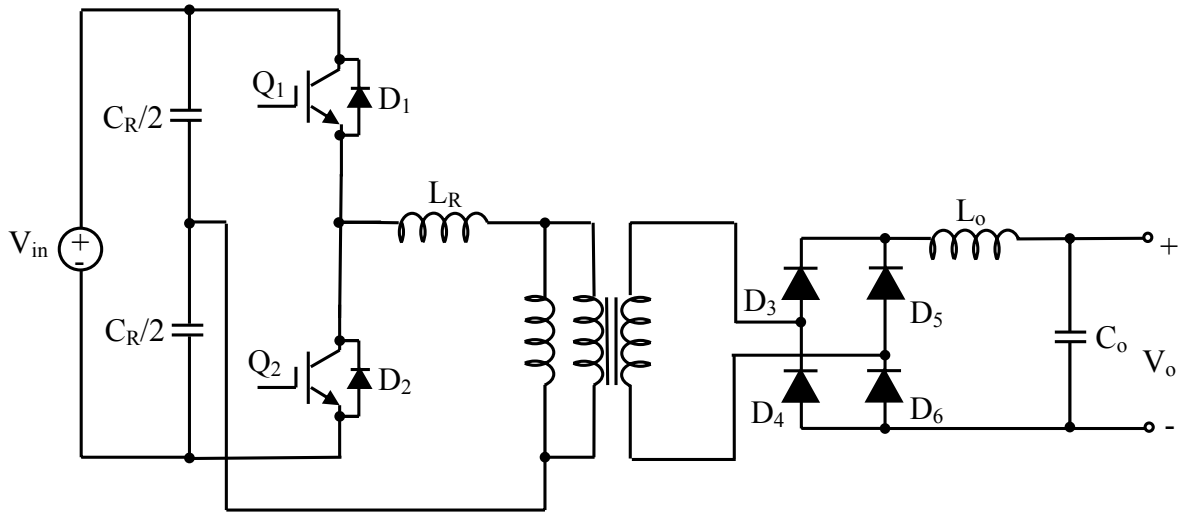
Giriş gerilimindeki bir artış yüke uygulanan gerilimi (yük empedansından bağımsız olarak) doğru orantılı olarak artırır. Aynı şekilde sistemin çalışma frekansında meydana gelen bir değişiklik de çıkış gerilimine direkt etkir [24].

İdeal durumda çıkış gerilimi sonsuza gider. Ve bu artışı önlemek için, çıkışın boşta olduğu durumlarda sistemi korumak için bazı güvenlik önlemleri alınmalıdır.

Çıkış eğilimi güç katının küçük işaret kazancına etki eden yük empedansı ile değişir ve devre içerisine bir geri besleme döngüsü konmasını zorlaştırır.

Anahtarlama akımı aynı zamanda giriş gerilimi ve yük akımına bağlıdır, dolayısıyla çok geniş bir anahtarlama aralığı mevcuttur.

Bu devre ve türevleri basit ve ucuz olmasına rağmen ortaya koyduğu sonuçlar bu topolojinin kullanılmasını engellemektedir. Çıkışın sonsuza gitmesi ve kontrol zorluğu oluşturması nedeniyle bu sistemde kullanılması uygun değildir [32, 33].



Şekil 3.13: Yarım dalga seri rezonans çevirici devresi

3.4.2 Değişken Frekans - Tam Dalga - Süreksiz Akım Modu

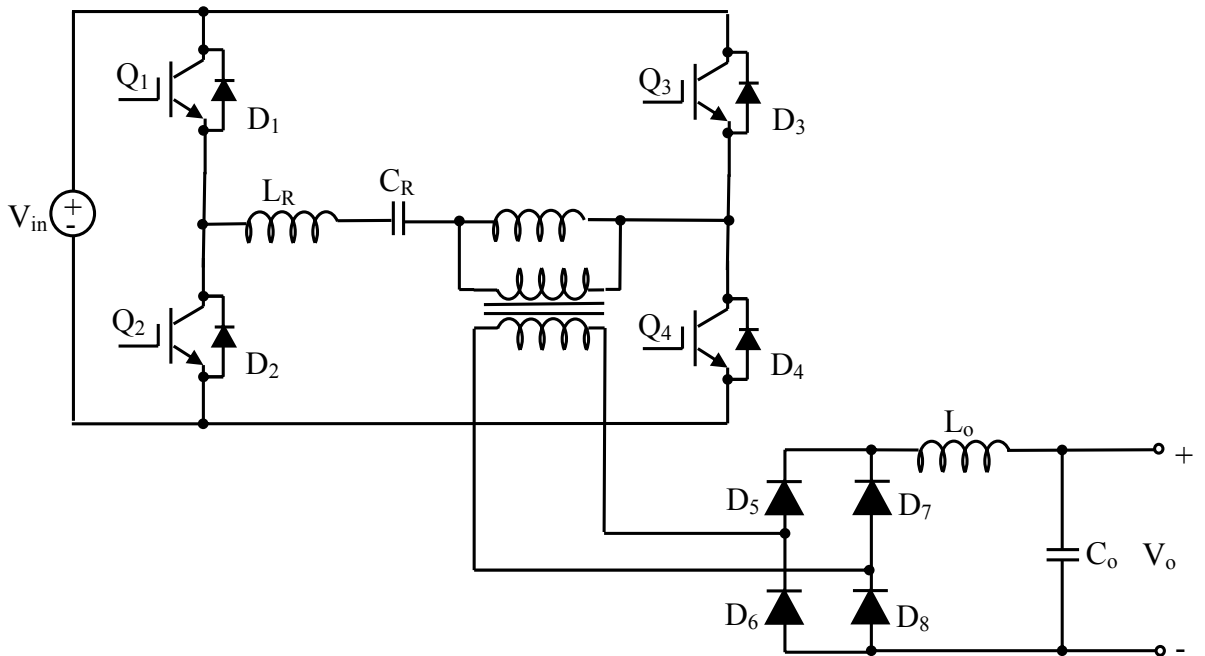
Bu çalışma modunda anahtarların akımı her iki yöne anahtarlanmasıyla devrenin çıkışında sabit bir akım dalgası elde edilir. Bu moddaki anahtarlama frekansındaki değişim direk olarak çıkış akımına bağlanır. Eğer geniş bir akım aralığına ihtiyaç varsa anahtarlama frekansı da geniş aralıklı olacaktır. Bu da sabit bir gerilimli bir çıkış karakteristiği elde edilmek istendiğinde kontrol döngüsünün bant genişliğini sınırlar [7].

Sekonder taraftaki peak gerilimi genelde çıkış gerilimine eşit olduğu için bu devre genelde yüksek gerilim ihtiyacının olduğu yerlerde kullanılır.

Diğer seri rezonans modellerinde olduğu gibi, rezonans akımı sıfır noktasından geçerken her iki yarı çevrimde eğim ansızın değişmektedir. Akım yön değiştirdiği zaman çıkış geriliminin köprü diyot üzerine yansıyan gerilimin dalga şekli de yön değiştirir [8].

Yarı iletken anahtarlar ve diyotlar üzerindeki akımın dalga şekli sinüzoidal olmasına rağmen gerilim dalga şekilleri kare dalga şeklindedir.

Bu topolojinin yüksek akımdaki kontrol zorluğu ve daha çok yüksek gerilimde kullanılması nedeniyle akü şarjı için güç kaynağı tasarımında kullanılması uygun değildir [32].



Şekil 3.14: Tam dalga seri rezonans çevirici devresi

3.4.3 Değişken Frekans–Rezonans Altı-Sürekli Akım Modu

Bu çalışma modunda hem rezonans akımı hem de rezonans gerilimi kısmen sinüs dalga formundadır. Çünkü endüktans üzerindeki akım sürekli dir. Herbir anahtar geçiş anında karşı anahtarın antiparalel diyodunu komutasyona zorlar. Diğer çeviricilerde olduğu gibi burada da diyot gerilimi kare dalga şeklindedir.

Bu çalışma modunda anahtarlama gerilimi ile rezonans akımı arasında faz farkı meydana gelmektedir. Rezonans devresinin empedansının eğimi güç katının kazancına bağlı olduğu için güç katını transfer fonksiyonu non-lineerdir. Bu da bu devreyi dengede tutmaya biraz daha zorlaştırır ancak geniş bir kontrol bant aralığında çıkış yükünün sürekli rezonansta kalmasını sağlamaktadır. Eğer yük açık devreye doğru giderse anahtarlama frekansı da sıfıra doğru gider.

Neticede bu sistemin geniş bir bant aralığında çalışma imkanının olması, rezonans akım ve geriliminin sinüs formunda olması ve çıkışın sürekli yüklenmesi gerekmediği için devrenin pek çok kullanım alanı mevcuttur. Ve akü şarjı güç kaynağında tasarımında kullanımı uygundur [32].

3.4.4 Değişken Frekans–Rezonans Üstü-Sürekli Akım Modu

Seri rezonans devresi rezonans üstü çalışırken, yarı iletken anahtar sıfır akımda doğal olarak ilettime geçer. çünkü antiparalel diyotu ilk önce ilettime geçer ancak anahtar üzerinden akım akarken kesime geçmelidir. Karşı anahtarın antiparalel diyotu aniden ilettime geçecektir. Rezonans üstünde rezonans akımı sinüzoidal akımdan çok testere dişi dalgaya benzer. Kondansatör gerilimi akımın integrali şeklindedir ve sinüs dalgasına yakındır [33].

Bu çalışma modunda çalışma frekansının aralığı genellikle düşüktür. Transfer fonksiyonunun non-lineer olmasına rağmen istenen minimum anahtarlama frekansı kontrol döngüsünün bant genişliğinin geniş olmasına olanak verir. Çok geniş yük akımı değişimlerinde anahtarlama frekansının limiti geniş olur ve eğer yük açık devreye giderse anahtarlama frekansı da sonsuza gider [32].

Rezonans akım ve geriliminin sinüs formunda olmasına rağmen, bu devrenin düşük akımlar için tercih edilebilir olması ve boşta anahtarlama frekansının sonsuza gitmesi nedeniyle yüksek akım, düşük gerilimli uygulamada kullanılması uygun değildir.

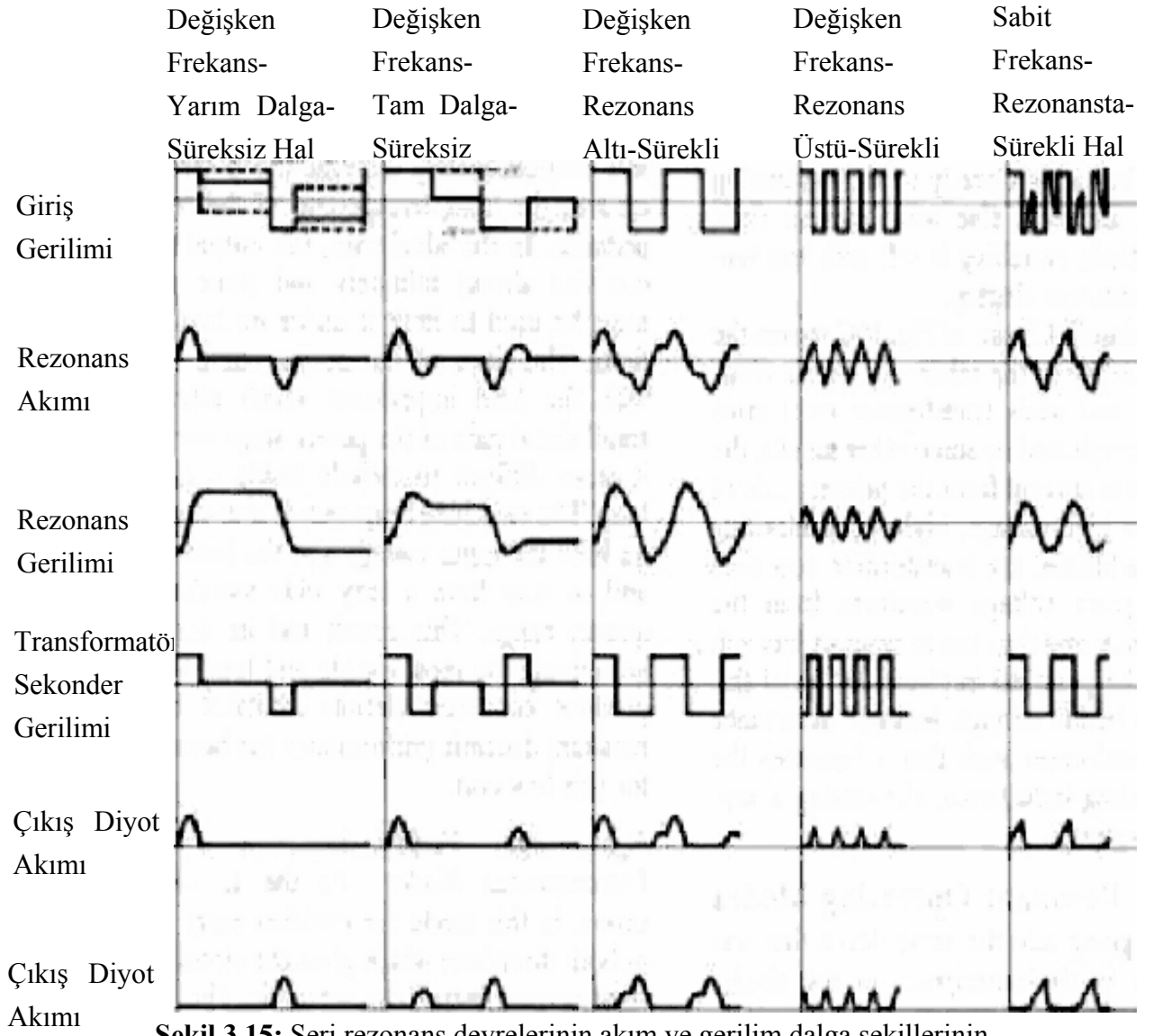
3.4.5 Sabit Frekans – Rezonansta - Sürekli Akım Modu

Buradaki dalga şekilleri değişken frekanslı, rezonans üstü sürekli akım dalga şekillerine benzemektedir. Anahtarlama gerilimi diğerlerinden farklıdır, çünkü rezonans devresi akımı sıfıra gittikten sonra salınım yapmaya başlar [32].

Anahtarlama frekansı yük akımı veya giriş gerilimiyle değişmez ancak darbe genişliği tüm aralık boyunca değişebilir. Sistemin çalışma prensibi, darbe genlik modülasyonunun çalışma şekline benzer.

Anahtarlardan gelen kare dalga harmonikli bir temel frekansa sahiptir. Darbe genişliğindeki bir değişiklik temel frekans bileşeninde de aynı değişikliğe neden olur. Ancak rezonans devresinin çalışma şekli, harmonikleri elimine eder ve temel frekans bileşenlerini doğrultulup filtre edilerek çıkışa verilmesini sağlar [33, 53].

Sistemin yüksek akımlar için elverişli olmaması, kayıplı ve harmonikli yapısı ve kontrol zorluğu nedeniyle yüksek akım çıkışlı güç kaynağı tasarımı için uygun değildir.



Şekil 3.15: Seri rezonans devrelerinin akım ve gerilim dalga şekillerinin karşılaştırılması

4. YÜKSEK FREKANSLI GÜÇ TRANSFORMATÖRÜ

4.1 Yüksek Frekanslı Güç Transformatörlerinin Ortaya Çıkması

1960'lı yıllarda Amerikan donanması ve bazı havacılık şirketleri anahtarlama güç kaynaklarını keşfederek güç kaynaklarının boyutlarını ve ağırlıklarını küçültmüşlerdir. Teorikte anahtarlama güç kaynakları bu tarihten yıllar önce keşfedilmişti, ancak anahtarlama güç kaynağı tekniğinin pratikteki uygulaması bu kadar hızlı gelişemedi. Bunun nedeni, yüksek frekansta çalışabilen güç anahtarlama elemanlarının ve manyetik malzemelerin kısıtlı olmasıydı. Yüksek frekanslı güç kaynakları, 1950'lerde güç tranzistörleri ve kontrollü silikon doğrultucular kullanılabilir hale geldiğinde gerçekleşti. Bu yeni yarı iletken anahtarlar sayesinde 50/60Hz'de çalışan elemanlara göre çok daha küçük yapıda olan, yüksek frekans güç transformatörlerini ve filtrelerini kullanan, çok yüksek frekanslı güç kaynaklarının tasarımı ve uygulaması mümkün hale gelmiştir. Anahtarlama güç kaynakları geliştirilirken aynı zamanda kontrol ve regülasyonlarını sağlayabilmek için darbe genlik modülasyon tekniği de keşfedilmiştir [50].

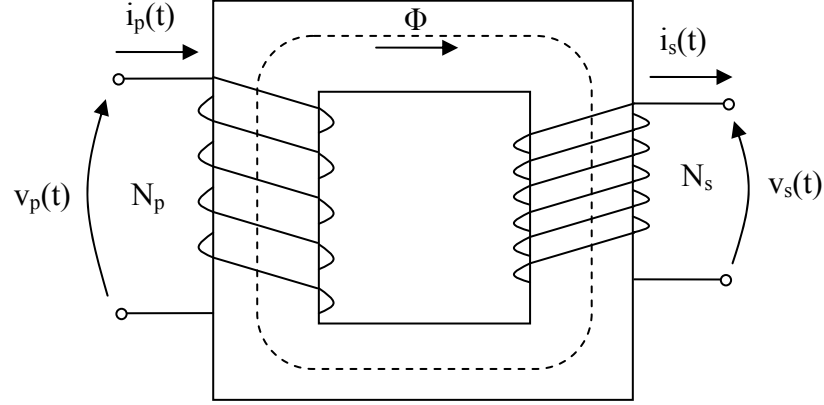
4.2 Transformatörün Temel Teorisi

Transformatör bir kaynaktan aldığı elektrik enerjisini, gerilimi, akımı veya endüktans değerini istenen seviyeye çeviren pasif bir elemandır. Transformatör bu çevirme işlemini yaparken aynı zamanda primer ve sekonder sargılar arasındaki çevirme oranı sayesinde, çok farklı değerlerdeki giriş/çıkış gerilimlerine göre ayarlama yapma olanağı da sağlar. İstenirse aynı nüve üzerinde birden fazla sekonder sargının sarılmasıyla, aynı veya farklı gerilim seviyelerinde çıkışlar elde edilebilir. Ayrıca transformatör kullanılarak, giriş/çıkış gerilimlerini izole etmek suretiyle sistemde güvenlik önlemi almak da mümkün olur.

Transformatör nüvesi üzerindeki akı yolu, temel bir fizik deneyi olan kağıt üzerine serpiştirilmiş demir taneciklerinin akım taşıyan bir iletken aracılığıyla dairesel bir alan oluşturmaya benzer şekilde meydana gelir. Akımı değiştirerek manyetik alanın değiştirilmesi bu akışın yönünü değiştirir. Akı şiddeti iletken etrafındaki alanın manyetik iletkenliğinden de etkilenir. Bu manyetik iletkenlik malzemenin geçirgenliğidir. Akımın bir sargıdan diğerine akabilmesi için manyetik kuvvetin

değişmesi gerekir. Bir transformatör, güç mertebesine ve çalışma frekansına bağlı olarak, nüve, sargılar ve izolasyon malzemelerinden oluşur.

Transformatörün teorisi Faraday yasasına dayanır. Primer sargıya zamanla değişen bir akım uygulanması, nüvede zamanla değişen manyetik akı oluşumuna neden olur. Zamanla değişen akı, sekonder sargıda çıkış gerilimi endüklenmesine neden olur. Neticede transformatör aynı manyetik devreyi paylaşan, kuplajlı iki veya daha fazla sargıdan oluşan endüktörlerdir.



Şekil 4.1: Transformatör şematik gösterimi

Teorik olarak transformatör, gerilim, akım ve empedans değerlerini istenen değere dönüştüren alternatif akım elemanıdır. Manyetik akı tarafından oluşturulan devrede, Φ manyetik akı, $\mathfrak{R}$ relüktans, N_p , N_s primer ve sekonder sargıların tur sayıları ve i_p , i_s primer ve sekonder sargı akımları olmak üzere, devre eşitliği aşağıdaki şekilde yazılır;

$$N_p \cdot i_p - N_s \cdot i_s = \Phi \cdot \mathfrak{R} \quad (4.1)$$

l manyetik akı yolu, μ nüvenin geçirgenliği ve A_c manyetik akının izlediği yolun kesiti olmak üzere relüktans eşitliği şu şekilde tanımlanır;

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot A_c} \quad (4.2)$$

Buradan 4.1'deki eşitlik aşağıdaki şekli alır:

$$N_p \cdot i_p - N_s \cdot i_s = \Phi \cdot \frac{l}{\mu \cdot A_c} \quad (4.3)$$

Eğer, eşitlikteki μ , manyetik geçirgenlik sonsuza giderse,

$$\frac{i_p}{i_s} = \frac{N_s}{N_p} \quad (4.4)$$

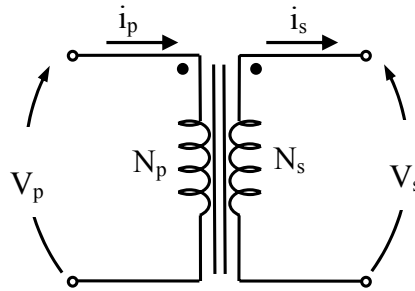
primer ve sekonder akım oranları tur sayılarına eşit olur ve ideal devre modeli bulunmuş olur. Faraday yasasına göre, primer ve sekonder endüklenen gerilimler şu şekilde yazılır.

$$v_p = N_p \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.5a)$$

$$v_s = N_s \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.5b)$$

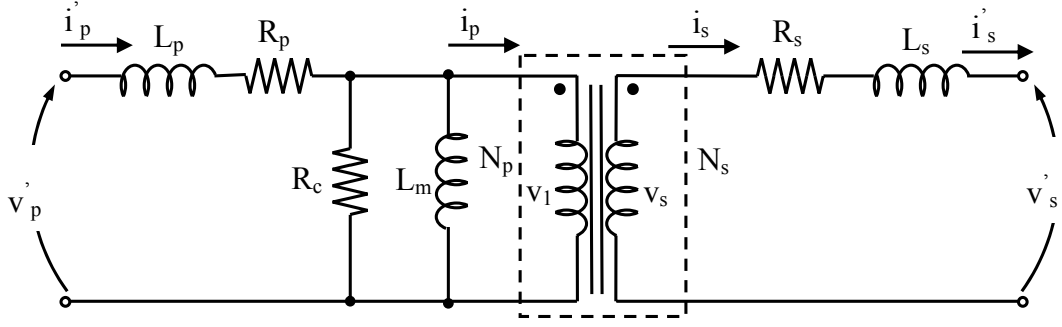
Buradan, ideal bir transformatör için sargı gerilimleri tur sayılarının oranlarına eşit olur.

$$\frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (4.6)$$



Şekil 4.2: İdeal transformatörün eşdeğer devresi

Şekil 4.2'deki ideal devre modeli yerine, pratikte Şekil 4.3'de görülen eşdeğer devre modeli kullanılmaktadır. Bu modele, teorik modelde yer almayan bazı devre elemanları eklenmiştir.



Şekil 4.3: Kayıplı bir transformatörün eşdeğer devre modeli

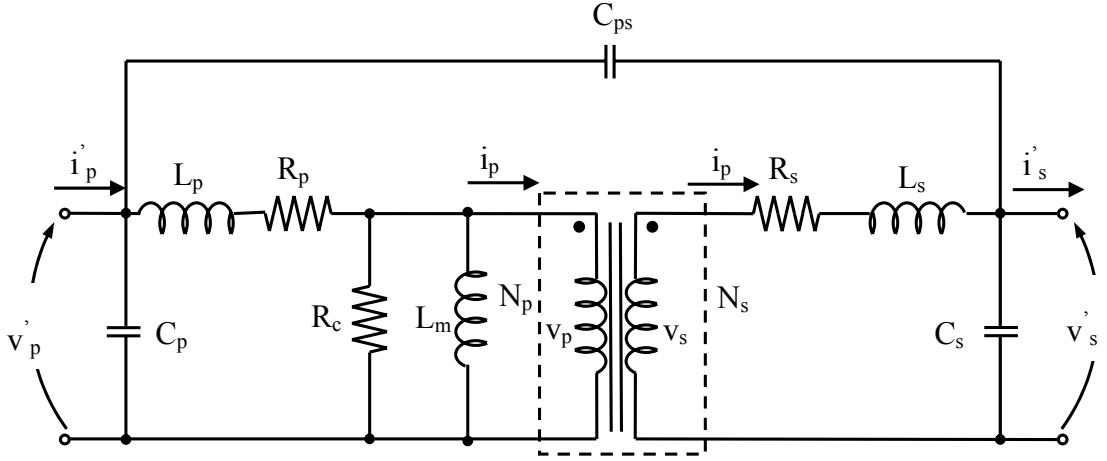
Bu devreye eklenen elemanlar, L_p , primer kaçak endüktansı, L_s , sekonder kaçak endüktansı, R_p , primer sargı direnci, R_s , sekonder sargı direnci, L_m primer tarafın eşdeğer mıknatıslanma endüktansı ve R_c de nüve kayıplarını gösteren eşdeğer dirençtir. Buradan yola çıkılarak gerilimler şu şekilde bulunur:

$$v_p' = L_{Sp} \cdot \frac{di_p'}{dt} - L_{ps} \cdot \frac{di_s'}{dt} \quad (4.7)$$

$$v_s' = L_{ps} \cdot \frac{di_p'}{dt} - L_{Ss} \cdot \frac{di_s'}{dt} \quad (4.8)$$

Burada L_{Sp} , primer sargının öz endüktansı, L_{Ss} , sekonder sargının öz endüktansı ve L_{ps} primer ve sekonder sargılar arasındaki mıknatıslanma endüktansıdır. Sargılarda kaçak endüktans olmasından dolayı, K kuplaj sabiti, $L_{ps} < \sqrt{L_{Sp} L_{Ss}}$ olmasından dolayı, 1'den küçük olur [50].

Yüksek frekans uygulamalarında transformatör eşdeğer devresi çok daha kompleks bir hal almaktadır. Bir yüksek frekans eşdeğer devre modeli aşağıdaki gibi olmaktadır.



Şekil 4.4: Yüksek frekans transformatörün eşdeğer devresi

Yüksek frekans transformatör modelinde, transformatör eşdeğer devresinden farklı olarak üç tane parazitik eleman daha eklenmiştir. Bunlar primer sargıdaki şönt saçılım kondansatörü, C_p , sekonder sargıdaki şönt saçılım kondansatörü, C_s , ve primer ile sekonder sargılar arasındaki, C_{ps} , kondansatörüdür.

Bu modelin yanında, yüksek frekans uygulamaları için bir de ağ (network) transformatör modeli oluşturulmuştur. Bu model kullanılarak sargılar arasındaki gerilim dağılımı da bulunabilir. Bu eşdeğer devre genellikle düşük frekanslı transformatörleri yüksek frekanslı hale çevirirken aradaki değişimi modellemeye yaradığı için bu çalışmada bu modele daha fazla yer verilmeyecektir [18, 51, 52].

4.3 Transformatörde Meydana Gelen Kayıplar

İdealde transformatörde enerji depolanmadığı kabul edilse de, pratikte tüm transformatörler bir miktar istenmeyen enerji depolar. Bu istenmeyen enerjiyi, nüvede ve sargılarda meydana gelen enerji depolanması olarak iki ayrı başlık altında incelemek mümkündür.

Transformatör kayıplarını tam doğrulukla belirleyebilmek oldukça zordur. Genelde nüvelerin katalog bilgilerinde yazan nüve kayıplarının ölçümleri sinüzoidal sürülen şartlar altında ölçüldüğünden bu değerlere göre hesap yapmak her zaman doğru sonuç vermez. Düşük frekans sarımlarının kayıplarını hesaplamak, yüksek frekans transformatörlerine nispeten kolaydır. Ancak, yüksek frekans uygulamalarında, anahtarlanan dikdörtgensel akım dalga şeklinin, yüksek frekans harmonik bileşenlerinden dolayı meydana getirdiği eddy akımı kayıplarını tam doğrulukla hesaplamak da zordur [44].

4.3.1 Nüve Kayıpları

4.3.1.1 Histerezis Kayıpları

Histerezis kayıpları, akı yoğunluğuna, çalışma frekansına ve nüvenin hacmine bağlı bir fonksiyon olarak tanımlanır. Tüm düşürücü tip sürülen uygulamalarda sürekli hal koşulları altında giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı kabaca $V_{in}.D = N.V_o$ olarak alınabilir. Sabit frekansla çalışma koşulları altında, giriş gerilimi veya yükteki değişimlerden bağımsız olarak histerezis kayıpları sabittir. Belirli bir frekans değerinde, A_c nüvenin kesit alanı, l nüvenin ortalama manyetik yol uzunluğu ve $A_c.l$ nüvenin hacmi olmak üzere, nüve kayıpları aşağıdaki formüle göre bulunabilir.

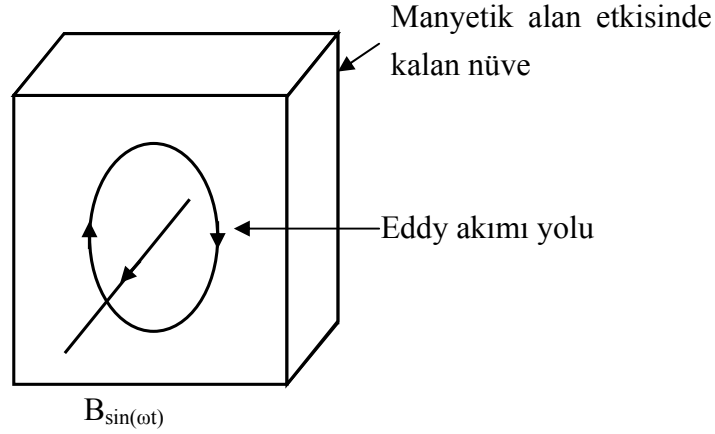
$$P_{fe} = K_{fe} . (\Delta B)^\beta . A_c . l \quad (4.9)$$

Burada K_{fe} çalışma frekansına bağlı bir oran sabitidir. β nüvenin katalogunda yazan bir değerdir. Ancak, belirtilmediği sürece ferrit malzemeler için bu değer 2.6 olarak alınabilir. ΔB AC akı yoğunluğudur [44].

4.3.1.2 Eddy Akımı Kayıpları

Faraday yasasına göre bir iletken zamana bağlı manyetik akı uygulanırsa o iletkenin çevresinde gerilim endüklenir. Bir iletken çevresinde kapalı bir yol oluşursa iletkenin akım akar. Bu da eddy akımının temel prensibidir.

Bir malzeme manyetik olsun veya olmasın, zamanla değişen bir manyetik alanın etkisinde kaldığında da aynı durum meydana gelir. Manyetik alanın etkisinde kalan malzeme gerilim endüklenir. Endüklenen gerilim de eddy akımları oluşturur. Bu şekilde bir sirkülasyon meydana getiren eddy akımları rezistif kayıplar üzerinden enerji kaybına neden olur. Lenz yasasına göre zamanla değişen bir alana karşı sirküle olan bir akım manyetik alan meydana getirir. Eddy akımları iletken etrafında yüksek omik kayıplara neden olan akım dağılımlarına sebep olur. Diğer bir deyişle eddy akımı kayıpları neredeyse tamamen nüve malzemesindeki $I^2.R$ kayıplarıdır. Eğer giriş gerilimi iki katına çıkarsa $I^2.R$ 'nin tepe değeri dört katına çıkar. Ancak yarı iletken anahtarların iletimde kalma süreleri yarıya indiği için, $I^2.R$ 'nin ortalaması iki katına çıkmış olur. Yani eddy akımı kayıpları giriş gerilimiyle de doğru orantılıdır.



Şekil 4.5: İletken bir yüzeye eddy akımı endüklenmesi

Maxwell denklemi aşağıdaki şekilde yazılırsa;

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (4.10a)$$

$$\vec{J} = \vec{J}_0 + \vec{J}_e \quad (4.10b)$$

$\vec{J}_e$ frekansa bağlı eddy akımı aşağıdaki şekilde bulunur,

$$\vec{J}_e = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (4.11)$$

σ , iletkenlik ve ω , açısal frekans olmak üzere $j\omega \approx \frac{\partial}{\partial t}$ kabul edilirse, eddy akımı denklemi aşağıdaki şekli alır;

$$\vec{J}_e = -\sigma \cdot j\omega \cdot \vec{A} \quad (4.12)$$

Buradan da görüldüğü üzere eddy akımının genliği çalışma frekansı ile doğru orantılıdır. Yani sistemin anahtarlama frekansı arttıkça, transformatörün eddy akımı kayıpları artacaktır [17, 50].

4.3.2 Sargı Kayıpları

Uygulamalarda çalışma frekansı arttıkça transformatörde kullanılan toplam tur sayısı önemli ölçüde azalır. Toplam bakır sargı uzunluğu da etkili biçimde azalır. DC dirence bağlı güç kaybı neredeyse sıfıra yaklaşır. Bu düşüş güç transformatörü

açısından çok iyi bir etki olmasına rağmen DC direncin ortadan kaybolmasıyla AC direnç muazzam biçimde artar. AC dirençten dolayı meydana gelen güç kaybı, DC direnç güç kaybından çok daha büyüktür.

Yüksek frekanslarda, eddy akımlarından dolayı sargılarda meydana gelen kaybın en büyük kısmı deri ve yakınlık etkilerinden kaynaklanır. Bu etki, bakır sargının DC direnci ile hesaplanmış $I^2.R_{DC}$ kaybindan çok daha etkili bir sarım kaybı meydana getirir.

4.3.2.1 DC Sarım Direncine Bağlı Güç Kaybı

Toplam uzunluğu l , kesit alanı A olan bir iletkenin direnci,

$$R = \frac{\rho.l}{A} \quad (4.13)$$

şeklinde bulunur.

ρ , iletken malzemenin öz direncidir. En çok kullanılan sargı malzemesi olan bakırın 20°C'deki öz direnci $1,694.10^{-3} \Omega\cdot m$ 'dir. Öz direncin derece başına sıcaklık katsayısı $3,93.10^{-3}$ 'dür.

Transformatörün bakır sargısında, d dairesel iletkenin yarıçapı, l_w ortalama uzunluğu olmak üzere, R_b birim uzunluğun direnci hesaplanırsa,

$$R_b = \frac{4.\rho}{\pi.d^2} \quad (4.14)$$

Buradan, sargının toplam DC direnci aşağıdaki şekilde hesaplanır;

$$R_{DC} = \frac{4.\rho.N.l_w}{\pi.d^2} = N.l.R \quad (4.15)$$

Transformatörün belirli bir bölgesi için toplam tur sayısı sabit tutulursa,

$$d^2 = \frac{A_w}{N} \quad (4.16)$$

eşitliği için birim uzunluk başına hesaplanan direnç değeri şu şekle dönüşür;

$$R = \frac{4.\rho}{\pi.d^2} = \frac{4.\rho.N}{\pi.A_w} \quad (4.17)$$

Eşitlikten de anlaşıldığı üzere, iletken kesiti arttırıldıkça iletkenin birim uzunluktaki direnci azalacaktır. Bu da aynı tur sayısındaki iletken için birim uzunluktaki direncin kesiti arttırılmasıyla daha düşük kayıp olacağı anlamına gelir.

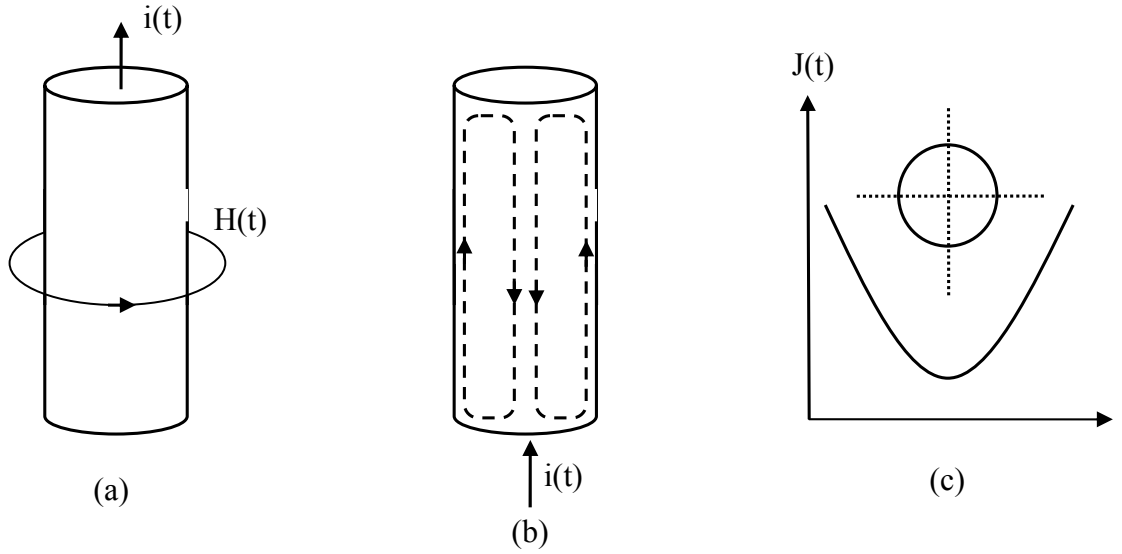
Düşük frekanslı güç transformatörlerinde bakır kayıpları temel olarak DC dirence bağlıdır. DC dirence bağlı güç kaybı sargı üzerinden akan akımın karesi ve DC direncin çarpımıyla hesaplanır.

$$P = I^2 \cdot R_{DC} \quad (4.18)$$

Kaybı azaltmak için iletkenin kesitini arttırmak gerekir. 50/60Hz'de transformatör sargısının güç kaybı DC dirençle doğru orantılıdır. Ancak çalışma frekansı arttırıldıkça, ortaya başka kayıpların çıkmasıyla DC direnç kayıpları diğer kayıplar yanında daha önemsiz hale gelmektedir [17, 44].

4.3.2.2 Deri Etkisi (Skin Effect)

Alternatif akım taşıyan bir iletken etrafında Şekil 4.6a'daki gibi bir manyetik alan oluşur. Bu alan iletken içerisinde Şekil 4.6b'deki gibi eddy akımları endükler.



Şekil 4.6: Tek bir iletkende meydana gelen deri etkisi

Bu akım iletkeni geçen temel akıma ters bir alan yaratır, bu etki iletkenin etkisini artırır. Dolayısıyla iletkenin iletkenindeki akım dağılımı tekdüze olmaz ve iletken ortasındaki akım minimum, iletken yüzeyindeki akım maksimum olur.

Akım arttıkça iletkeni endüklenen emk da artar. Bu artışla birlikte akımın düzensizliği de artarak iletkenin yüzeyinde sınırlanır.

F_{se} etki faktörü ve R_{se} de deri etkisinden dolayı artan direnç değeri olmak üzere bir iletkendeki AC direnç aşağıdaki şekilde bulunur;

$$\begin{aligned} R_{AC} &= R_{DC} + R_{se} \\ R_{AC} &= R_{DC} \cdot (1 + F_{se}) \end{aligned} \quad (4.19)$$

F_{se} deri etkisi $\frac{d}{\delta}$ şeklinde bulunur.

δ deri derinliğidir. Bu değer iletkenlik, geçirgenlik ve iç dirence bağlı olarak şu şekilde tanımlanır;

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (4.20)$$

veya

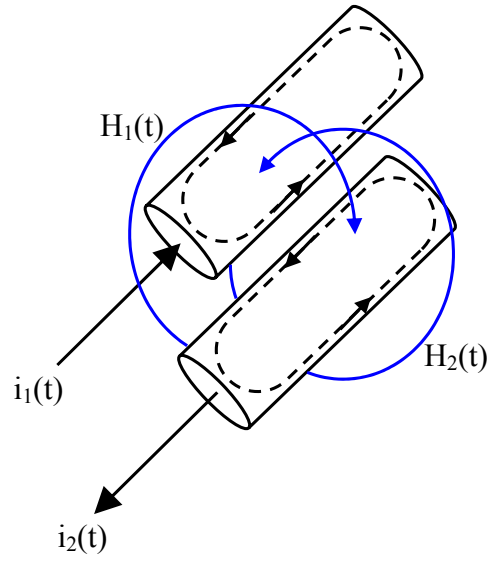
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (4.21)$$

Buradan da görüldüğü gibi frekans arttıkça yüzey derinliği azalmakta ve deri etki faktörü artmaktadır. Dolayısıyla frekans arttıkça AC direnç de artar.

Aslında iletkenin içerden dışarıya doğru silindirik olarak örülen ince izole tellerin bir araya getirilmesinden elde edilmesiyle deri etkisi elimine edilebilir. Bu şekilde, ince tellerin bir araya getirilmesi akım yoğunluğunu tekdüze bir hale getirir. Ancak eddy akımlarının en önemli nedeni her zaman deri etkisi olmadığından bu özel sargı nadiren kullanılmaktadır. Bununla birlikte, yakınlık etkisini de azaltmak için, demetler halinde halat şeklinde burularak bir sargı elde edilir. Eğer teller tek bir iletken gibi muntazam bir helezoni oluşturacak biçimde sarılırlarsa toplam sargıların yüzey alanı tek bir iletkenin yüzey alanına eşit olur ve sargının deri etkisi bütün bir iletkenin deri etkisine eşit olur [50].

4.3.2.3 Yakınlık Etkisi (Proximity Effect)

Yakınlık etkisi, bir iletken, civarındaki başka bir iletkenin alternatif manyetik alanından dolayı ortaya çıkan eddy akımıdır. Bir iletkendeki akımın manyetik alanı, o iletkenin yanındaki diğer iletken üzerinde Şekil 4.7’de görüldüğü gibi gerilim endükler. Meydana gelen eddy akımı iletken boyunca, iletkenin alt ve üst yüzeyinden dolaşarak akmaya başlar.

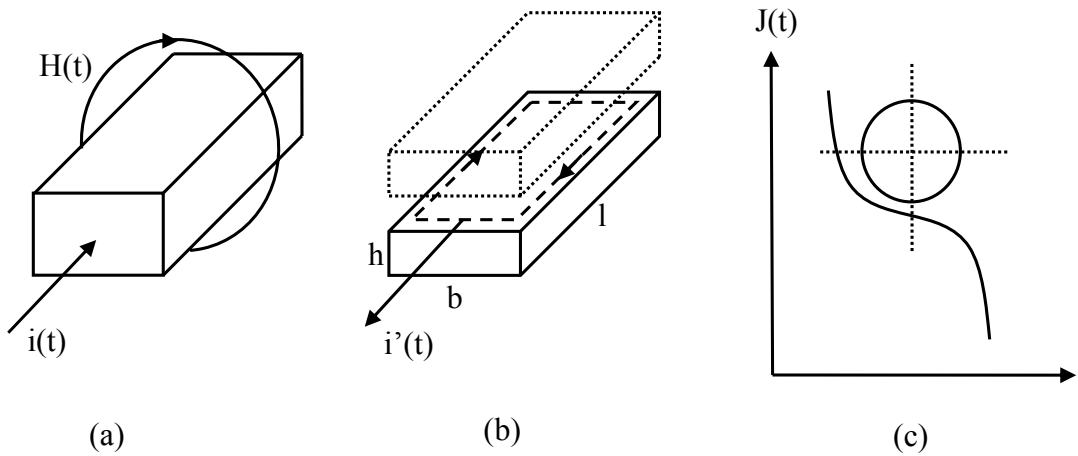


Şekil 4.7: İki iletkenin birbirine göre yakınlık etkisi

Bu genelde sargılardaki iletkenlerin eddy akımı etkisi olarak bilinir. Meydana gelen alan nüvenin geometrisine bağlıdır.

Aynı alan içerisinde yük akımı taşıyan taşımanın herhangi ilave bir iletkenin girmesi o iletken üzerinde eddy akımı endüklenmesine neden olur.

Akım taşıyan bir iletkenin diğer bir iletken üzerinde oluşturduğu manyetik alan etkisi ve buna bağlı olarak eddy akımı dağılımının değişimi aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 4.8: İki iletken üzerindeki yakınlık etkisi

Genişliği b , kalınlığı h olan bir sargıdaki yakınlık etki kaybı aşağıdaki şekilde bulunur [50].

Bağımsız bir sargıda endüklenen gerilim,

$$E = \frac{2.l.\omega.Bx}{\sqrt{2}} \quad (4.22)$$

Bir sargıdaki eddy akımı devre direnci

$$R = \frac{2.\rho.l}{b} \cdot \frac{1}{dx} \quad (4.23)$$

olmak üzere, yakınlık etkisi güç kaybı,

$$dP_{pe} = \frac{E^2}{R} = \frac{4.l^2.\omega^2.B^2.x^2.b}{2.2.\rho.l} dx = \frac{l.\omega^2.B^2.x^2.b}{\rho} dx \quad (4.24a)$$

$$P_{pe} = \frac{l.\omega^2.B^2.b}{\rho} \cdot \frac{x^3}{3} \Big|_0^{h/2} \quad (4.24b)$$

$$P_{pe} = \frac{l.\omega^2.B^2.b}{\rho} \cdot \frac{h^3}{24} \quad (4.24c)$$

4.3.2.4 Kaçak Endüktans

Transformatörün sargılarında oluşan manyetik alanın tamamı manyetik devreyi veya diğer sargıların birbirleri arasında oluşan manyetik devreyi tamamlamaz. Bir miktar akı nüveden kaçır ve yolunu havadan tamamlar. Devrede mıknatıslanma endüktansına ilave olarak bir de kaçak endüktans gösterilir. Bu etki transformatör eşdeğer modelinde L_p ve L_s endüktansları olarak sembolize edilir. Dolayısıyla primer ve sekonder gerilimler arasındaki oran artık ideal transformatördeki gibi tur oranlarına bağlı olmaz. İdeal transformatörün sargı gerilimlerini bulmak için uç gerilimlerinden kaçak endüktansların üzerine düşen gerilimleri çıkarmak gerekir.

Eğer primer sargı üzerinden bir yönde akım akıtılıyorsa ve sekonder sargıdan akım çekiliyorsa, sekonder akım ters yönde konumlanır. Primer ve sekonder sargılar arasındaki bu anlık akım ve tur çarpımı mıknatıslanma akısını oluşturur.

Kaçak endüktans transformatör tasarımında çok önemli bir faktördür ve transformatörün temel operasyonunda problem yaratabilir. Kaçak endüktans yarı iletken anahtarların kesime geçmesi esnasında aşırı gerilimlere neden olur.

Kaçak endüktans nedeniyle akımın yarı iletken anahtarlar ile doğrultucu arasındaki geçişinde anahtarlama süresi boyunca bir gecikme meydana gelir. Regülasyon gibi problemlerin temel kaynağı olan bu gecikme yük akımı ile doğru orantılıdır.

Mıknatıslanma endüktansı ve kaçak endüktanstan kaynaklanan enerji, anahtarlama geçişlerinde anlık gerilim yükselmelerine neden olur. Anlık gerilim yükselmeleri de EMI'ye ve yarı iletken anahtarların zarar görmesine veya yanmasına neden olur. Devreyi korumak için snubber veya clamp bastırma devreleri kullanmak gerekir. Eğer kaybolan enerji yüksekse, kaybolan enerjinin büyük kısmını geri kazanmak için kayıpsız snubber devreleri kullanmak gerekir [51, 52].

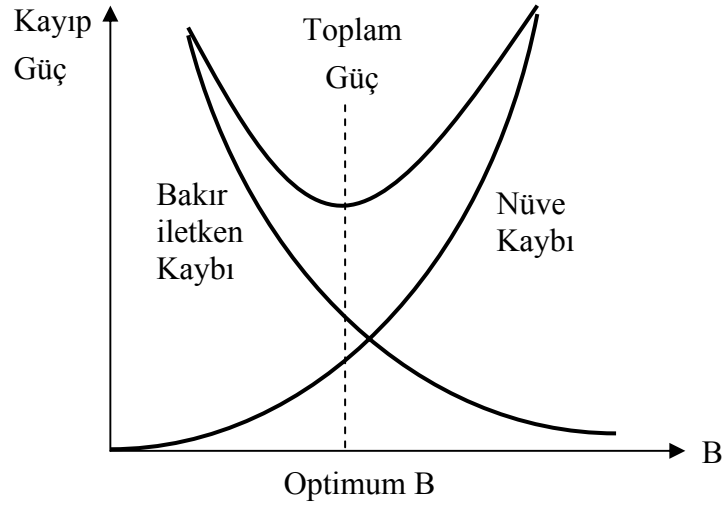
4.3.3 Toplam Kayıp

Anahtarlama güç kaynaklarının çalışma frekansında, nüveler genelde doyma sınırına göre değil de, kayıp sınırına göre belirlendiğinden, nüve kayıplarının sargı kayıplarına eşit veya sargı kayıplarından biraz daha az olması durumunda toplam kayıplar belirli bir minimum seviyede kalır. Benzer şekilde, eğer akımın efektif değerinin yoğunluğu tüm sargılarda tam olarak eşit duruma getirilirse, sarım kayıpları minimum seviyede ve her noktada düzgün dağılmış olarak bulunur. Primeri tam veya yarım köprü olan bir transformatörün sekonder uçları ortadan bölmeli bir doğrultucuya bağlanıyorsa primerin efektif olarak akım taşıyan iletken kesit alanı ile sekonderin kesit alanı arasındaki oran 2/3 olduğunda efektif akımın yoğunluğu eşit olmaktadır. Ancak diğer pek çok uygulamada toplam kaybın minimum seviyede kalması için primer ve sekonder iletken kesitleri arasındaki oranın 1 olması gerekir.

Bu oranları sağlamak zaman zaman imkansız hale gelebilir, çünkü her iki taraftaki tur sayıları da tam sayı olmalıdır. Örneğin, bu tezin konusu olan düşük sekonder gerilimi profiline sahip bir transformatörde, nüve ile sarım kayıpları arasındaki optimum bir denge için 1,5 tur gerekebilir. Tek bir turla akı salınımı ve nüve kaybı çok fazla olabilir. Ancak bunun yerine sekondere iki tur sarıldığında da sarım kayıpları çok büyük olabilir. Her ikisinden de önemlisi, sıcaklık artışlarını önlemek veya öngörülen kayıp limitini tutturabilmek daha zor olabilir. Bu ve benzeri bir problemi çözmek için daha büyük bir nüve kullanımı yerinde bir çözüm olabilir.

Şekil 4.9'da iletken kaybı ile nüve kaybının kesiştiği optimum akı yoğunluğu noktası gözükmektedir. Transformatör kayıplarını minimum seviyede tutabilmek için akı yoğunluğu bu noktanın civarında seçilmelidir [44].

$$P_{toplam} = P_{fe} + P_{cu} \quad (4.25)$$



Şekil 4.9: Akı yoğunluğu ile kayıp güçler arasındaki ilişki

4.3.4 Kayıplar ve Sıcaklık Artışı

Transformatörün kayıpları bazen güç kaynağının veya çeviricinin toplam verimine göre sınırlanır. Ancak daha etkili bir yöntem de transformatör kayıplarının, sargıların ortasındaki nüvenin yüzey sıcaklığının belirli bir değerde sınırlanmasıyla elde edilen kayıp değeridir.

Uygulamalarda, sıcaklık artışı veya güç kaynağının verimi ile belirlenen kabul edilebilir bir seviyedeki kayıp güç tespit edilir ve bu gücü sağlayabilecek en küçük nüve boyutu kullanılır.

Endüstriyel uygulamalarda transformatörün 40-55°C'lik sıcaklık artışı genelde normal kabul edilir. Çalışma esnasında sıcaklığın 85-95°C'yi bulması aşırı sıcaklık olarak tabir edilir ve transformatörün bu sıcaklığa erişmemesi için önlemler alınır. Buna göre aksi belirtilmedikçe, transformatör sarılırken sıcaklık sınıfı 100°C olarak belirlenir.

Transformatörün çalışması sırasında, beklenmeyen bir sıcaklık artışı meydana geliyorsa bu sıcaklığın nüveden mi, yoksa sargılardan mı kaynaklandığı kontrol edilmelidir. Nüvede oluşan sıcaklık artışı, nüvenin yeterince büyük seçilmemesi veya malzemenin çalışma frekansına uygun olmamasından kaynaklanır. Sargılarda oluşan sıcaklık artışı ise, iletken tipinin çalışma frekansına uygun olmaması veya iletken kesitinin yük akımını taşımaya yeterli olmamasından meydana gelebilir. Bu nedenle, sıcaklık artışını optimum bir seviyede tutabilmek ve az kayıplı bir transformatör yapabilmek için, sarım aşamasında çalışma frekansı, yük akımı, akım ve gerilim dalga şekilleri ve transformatörün devrede kalış faktörleri dikkate alınarak bir hesap yapılması gerekmektedir [44].

4.4 Transformatör Sargı ve Nüvelerinin Belirlenmesi

Uygulamalarda, endüktans ve transformatörlerin kayıpları teorik olarak hesaplanan değerlerden genelde daha fazla çıkmaktadır. Bunun nedeni, AC sarım kayıpları hesaplanırken deri ve yakınlık etkisinin dikkate alınmamasıdır. Bu kayıplar, düşük frekanslarda I^2R kayıpları kadar büyük olmamakla birlikte, artan frekans ve anlık aşırı akım geçişleriyle oldukça etkili hale gelirler. Alternatif nüveler karşılaştırılarak, verim, maliyet ve çalışma karakteristikleri açısından uygulamaya en çok uyan nüve seçilir [44].

4.4.1 Nüve Seçimi: Malzeme

Transformatör nüvesinin malzemesi, transformatörün çalışma frekansına uygun olmalıdır. Güç ferritleri ile yüksek frekans malzemeleri düşük eddy akımı kayıpları olmasına rağmen yüksek frekans direncine sahiptirler. Ancak, yüksek manyetiklenme akımında ortaya çıkan ve bastırma devreleriyle söndürülmesi gereken, genelde düşük geçirgenliğe sahiptir.

4.4.1.1 Lamine Nüveler

Lamine nüveler silikon demir ve nikel alaşımlardan oluşurlar. Silikon demir nüveler genellikle hat frekansında çalışan güç transformatörlerinde kullanılırlar.

Metal alaşımlı nüveler, yüksek frekansta yüksek dirence sahiptir ve çok ince laminasyona ihtiyacı vardır. Akı yoğunluğunun ferrit nüvelere göre çok daha yüksek olmasına rağmen bu çok önemsiz kalmaktadır, çünkü akı salınımı eddy akımı kayıpları ile sınırlanmaktadır. Demir alaşımlı nüvelerin kapalı alan yapıları oldukça iyidir. Bu yapı dolayısıyla EMI performansları çok iyidir. Fakat eddy akımı kayıpları bu özelliklerinden daha baskındır.

Maliyetlerinin çok düşük olması dolayısıyla yüksek akımlı uygulamalarda en ucuz çözümdür. Ancak, çok yüksek frekanslardaki güç uygulamaları için kullanımı uygun değildir.

4.4.1.2 Amorf Nüveler

Amorf dökme metalin hızla soğutulmasından oluşan kristal olmayan, metal bir yapıya sahiptir. Amorf malzeme, yapısından dolayı mükemmel bir manyetik, mekanik ve kimyasal yapıya sahiptir.

Amorf malzemeler, yüksek frekanslardaki güç uygulamalarında kullanılan verimi en iyi materyallerdir. Akı yoğunlukları yüksektir ve geç doyuma ulaşırlar. Geçirgenlikleri çok yüksektir ve bu sayede transformatör sarımında daha az tur

sayısına ihtiyaç duyarlar. Dolayısıyla boyutları anma güçlerine göre oldukça küçüktür.

Amorf nüveyle sarılan transformatörlerin kayıpları çok azdır. Buna rağmen, yüksek maliyet ve ısı kararsızlığı gibi iki dezavantajları vardır. Bu da amorf malzemeleri yüksek çevre sıcaklığında kullanışsız hale getirmektedir.

Yüksek frekanslardaki karakteristiği çok iyidir. Kısa süreli yüksek akım geçişlerini ve gürültüyü önler. Yüksek maliyet dezavantajı haricinde, amorf nüveler demir alaşımlı ve ferrit nüvelere göre çok iyi bir performansa sahiptir. Yüksek frekanslı güç uygulamalarındaki verimi çok yüksektir [44].

4.4.1.3 Ferrit Nüveler

Çok değişik şekillerde ve boyutlarda imal edilebilen seramik manyetik ferrit nüveler, ferrit oksit, mangan, çinko ve nikelin birleşiminden oluşur.

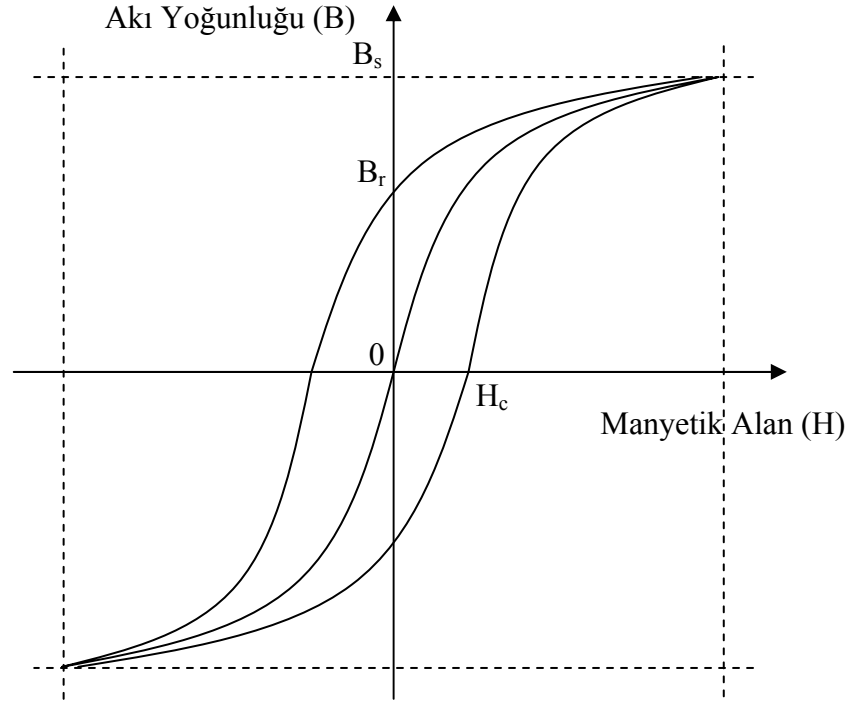
Pot, EP ve RM tipi nüveler genellikle telekomünikasyon ve düşük güçlü uygulamalarda kullanılırlar. Güç mertebesi biraz arttığında ise daha çok EE, PQ, UU ve ETD tipi nüveler kullanılır. Yüksek akımlı uygulamalarda, E ve UI tipi nüveler, özellikle bakır folyo kullanımına da olanak sağladıkları için, I^2R kayıplarını minimize edebilmek için iyi birer çözümdürler.

Ferrit nüveler geç doyuma ulaşırlar. Lamine nüvelere göre ferrit malzemenin tek dezavantajı EMI problemidir. Eğer uygulamadaki kullanımı aşırı hassas değilse, manyetik ekranlama yöntemiyle bu problemin de üstesinden gelinebilir.

Özellikle güç seviyesi yüksek olan SMPS uygulamalarında çoğunlukla ferrit malzemeler kullanılır. Güç mertebesi düşük olan uygulamalarda 200-300kHz'e kadar histerezis kayıpları baskındır, daha yüksek frekanslarda ise frekansın karesiyle orantılı olması nedeniyle eddy akımı kayıpları dominanttır.

Yani, 200-300kHz'e kadar, sarım kayıplarından dolayı en kötü koşul giriş geriliminin minimum ve yük akımının maksimum olduğu durumdur. Eddy akımı kayıpları dikkate değer bir hal alır, çünkü bunlar, özellikle de yüksek giriş geriliminde, frekansla artan değerlerdir. Sinüzoidal dalga şekillerinin referans alınması dolayısıyla düşük iletimde kalma süresi, yüksek giriş gerilimi durumlarındaki nüvenin eddy akımı kayıplarının artışı, nüvelerin katalog bilgilerindeki kayıp eğrilerinde verilmez [16].

Ferrit malzemelerin transformatör tasarımında dikkat edilen en önemli özelliği histerezis karakteristikleridir.



Şekil 4.10: B-H Eğrisi

Ferrit malzemelerin teknik performanslarını belirleyen en önemli özellikleri geçirgenlikleri ve bir manyetik alana, frekansa ve sıcaklığa karşı cevap verme değişimidir.

Geçirgenlik ferrit malzemeye uygulanan manyetik alan ile elde edilen manyetik akı yoğunluğu arasındaki orandır. Bu, mutlak geçirgenlik olarak adlandırılır.

$$\frac{B}{H} = \mu_m = \mu_o \cdot \mu_r \quad (4.26)$$

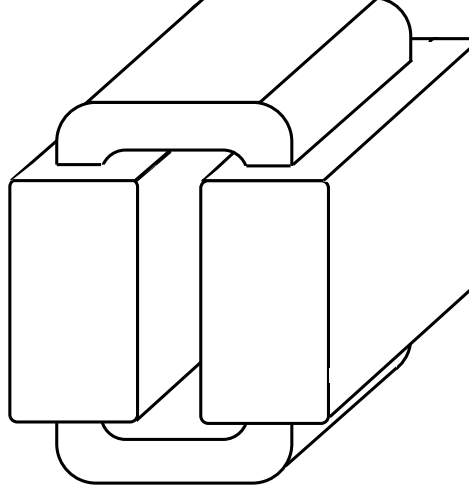
Mutlak geçirgenlik havanın manyetik katsayısı ile bağıl geçirgenliğin çarpımıdır. Manyetik sabit havanın geçirgenliği olarak da adlandırılır ve sayısal değeri $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ dir.

Ferrit malzemeler yüksek doyma akı yoğunluğu, yüksek geçirgenlik, $10^8 \Omega \cdot \text{m}$ 'den daha yüksek öz direnç ve düşük zorlama gücü gibi bazı manyetik özelliklere sahiptir [11, 20].

4.4.2 Nüve Seçimi: Şekil

Transformatörde pencere konfigürasyonu son derece önemlidir. Pencere, hem sargı genişliğini maksimize edebilecek kadar geniş olmalı, hem de katman sayısını

minimize edebilmelidir. Bu da R_{AC} ve kaçak endüktansın mümkün olduğu kadar küçük olmasını sağlar sonuçlanır. Ayrıca geniş bir pencereyle, sabit sarım toleransı boyutları daha az etkilenir. Daha geniş bir pencereyle, daha az sarım yüksekliği gerekir ve pencere alanı daha iyi değerlendirilir.



Şekil 4.11: Uygulamada yüksek frekans transformatörünün sarım şekli

4.4.3 Nüve Seçimi: Boyut

Transformatör mimarisinin tasarımının başında, uygulamanın ihtiyaçlarını karşılayacak uygun boyutlu bir nüve seçimi için temel kabullerin yapılabilmesi için yön gösteren bir rehber gerekmektedir. Pek çok değişkeniyle en yaygın olarak kullanılan metot, nüvenin alanına bağlı olarak yapılan hesap yöntemidir. Bu hesap nüvenin manyetik kesiti ile sarım için müsait olan pencere alanının çarpımı şeklinde yapılmaktadır.

Nüvenin güç taşıma kapasitesi üretim alanı veya nüve hacmi ile lineer olarak orantılı değildir. Büyük bir transformatör düşük bir güç yoğunluğunda çalışmak durumunda bulunabilir, çünkü ısıyı dağıtan yüzeyin alanı, ısıyı üreten hacme göre daha az artar. Termal çevrenin doğal ortam mı yoksa zorlanmış hava soğutmalı mı olacağını tam olarak kestirmek zordur.

Bazı nüve üreticileri çeşitli uygulamalardaki ilk nüve boyutu seçimini yapabilmek için çoğunlukla kendi metotlarını kullanarak nüvelerin kullanım kılavuzlarındaki üretim bilgileriyle ilgili pek açıklama bulundurmamaktadırlar.

Aşağıdaki formül, transformatörlerin sarımı için gereken kesitin hesaplanmasında kullanılabilecek kaba bir hesabı içermektedir.

$$A = A_w \cdot A_E = \left(\frac{P_o}{K \cdot \Delta B \cdot f} \right) \quad (4.27)$$

K sabiti ileri yönde çeviriciler için 0.014, tam köprü veya yarım köprü için de 0.017 olarak alınır.

Bu formül sargıdaki 420A/cm²'lik akım yoğunluğuna göre verilmiştir ve bir penceredeki faydalanılan bakırın %40 olduğunu kabul etmektedir. Düşük frekanslarda akı salınımı doyum ile sınırlanmıştır, ancak 50kHz'in üzerindeki ferrit nüvelerde ΔB genelde nüve kayıpları ile sınırlıdır [44].

Uygulamada kullanılacak nüveyi seçerken, nüvenin çalışma frekansı aralığına ve güç mertebesine göre, kabul edilebilir bir EMI performansına sahip, maliyetin çok yüksek olmadığı bir nüve tercih edilmelidir. Bu çalışmada gerek maliyet ve gerekse güç ve frekans mertebesinden dolayı UU tipi N27 ferrit nüve kullanılmıştır.

4.4.4 Sargı Teli

Transformatör manyetik nüveden ve sargılardan oluşur. Transformatörün ikinci temel elemanı olan sargılar, primer taraftaki güç kaynağında oluşturulan manyetik akıyı yük tarafına efektif enerji olarak iletmeye yarayan ve genelde bakırdan oluşan iletkenlerdir. Hat frekansında, tek bir bakır sargı bu işlemi düşük bir dirençle çok efektif bir biçimde başarır. İletkenlerin sargı içerisindeki yerleşimi transformatörün bakır kayıplarını tespit etmek için çok önemli bir faktördür. İdeal bir yerleşimin temel prensibi iletken kesitini tam doldurabilmek için transformatörün sargı alanını maksimum kullanmaktır. Dolayısıyla bakır iletkenin DC direnci ve güç kaybı minimum seviyeye düşer.

Anahtarlama frekansı 10kHz'ler mertebesine yükseltildiğinde iletkenin deri derinliği sargının kesit alanını azaltır ve iletkenin AC direncini artırır. Bakır sargının AC direnci yüksek frekans transformatörlerinde çok büyük güç kaybına neden olur. Anahtarlama frekansı 100kHz'ler mertebesine çıktığında transformatör sargısının iletkenleri arasındaki yakınlık etkisi çok önemli bir hal alır. Ve yüksek güçlü, yüksek frekans transformatörlerinde pek çok elektromanyetik problem ortaya çıkar. Bundan dolayı, transformatörün iletken yapısı yüksek frekanslı güç transformatör dizaynında çok önemli bir başlık haline gelmektedir.

Bu uygulamada yüksek frekans transformatörlerinin sarımında Litz teli kullanılmıştır. Litz kelimesi birbirinden bağımsız olarak izole edilmiş iletken tellerin, örülerek veya burularak bir araya getirilmesinden oluşur. Her bir tel toplam iletken kesiti içerisinde olası tüm yönlerde meylettiği için bu tasarım tüm iletken boyunca akımın aynı yönde dağılmasına neden olan bağımsız tellerin kaçak akılarının ve

reaktanslarının eşitlenmesini sağlamaktadır. Dolayısıyla, tüm yüksek kapasiteli uygulamalarda istenen özellik olan AC'den DC'ye çevirme direnç oranı bire yakınsar.

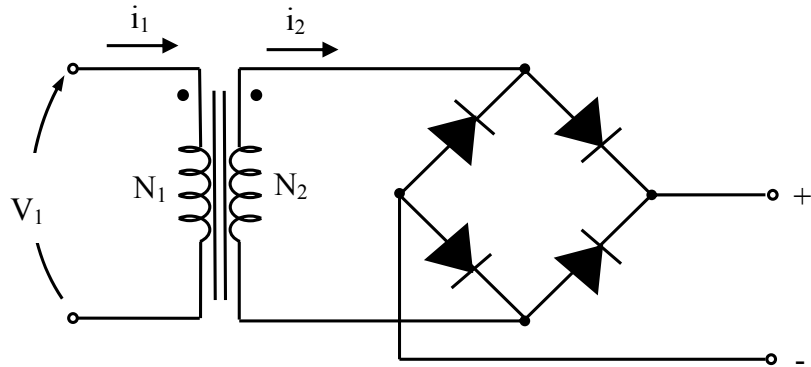
Mimariye uygun bir transformatör ve Litz teli kullanabilmek için anahtarlama frekansının ve iletkenlen geçecek olan muhtemel akımın efektif değerinin dikkate alınması gerekmektedir. Litz telinin birincil amacı AC kayıpları düşürmek olması nedeniyle herhangi bir Litz teli için ilk dikkate alınacak unsur sistemin anahtarlama frekansıdır. Anahtarlama frekansı asıl Litz telinin yapılışına değil aynı zamanda bütün halindeki iletkenlerin ölçülendirilmesinde de dikkate alınmaktadır [37, 38].

4.5 Topoloji

Uygun bir topoloji seçimi transformatör dizaynı konusunda çok önemli bir etkiye sahiptir. Sekonder taraftaki tam dalga köprü ile yarım dalga veya tam dalga köprüler en iyi transformatör verimine sahiptirler, çünkü nüveden de sargılardan da tam olarak faydalanılmaktadır. Ortadan bölmeli sekonder sargılar ile sargı etkisi ve verim düşer. Ortadan bölmeli primer ve sekonder ile sargı etkisi ve verim daha çok düşer. Tüm push pull topolojileri aynı frekans için daha fazla avantaja sahiptir, çünkü aynı ripple ve aynı frekansta push pull'un nüvesi ve sargıları yarıya düşer.

4.5.1 Tek Sekonder Sargılı Transformatör

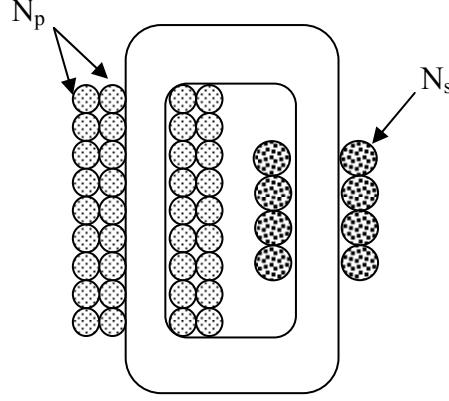
Bu transformatör yapısıyla sekonderdeki yarı iletken elemanlar üzerindeki gerilim gerginliği sekonder anma geriliminin tepe değeri kadar olacaktır. Bu yapı senkron doğrultucular için iyi bir sürüş dalga şekli sağlar ve iletim kayıplarını en aza indirger. Mıknatıslanma akımı ve kaçak endüktans enerjileri minimum seviyede kalır. Fakat bu yapının birtakım dezavantajları da mevcuttur.



Şekil 4.12: Tek fazlı tam köprü modeli

Primer ve sekonder sargılar arasında yüksek sarım oranı olması durumunda, düşük sekonder gerilimi profiline sahip bir transformatör dizaynına ulaşmak zordur. Şekil

4.13'deki gibi 9/1 oranında sarılmak istenen bir transformatör nüvesinin bir bacağına büyük bölümü boşta kalacak ve kaçaklar oldukça yüksek olacaktır. Ayrıca çıkış dalgalılığının istenen seviyede tutulabilmesi için çıkışta kullanılması gereken endüktans ve kondansatörlerin oldukça büyük boyutlandırılması gerekmektedir.

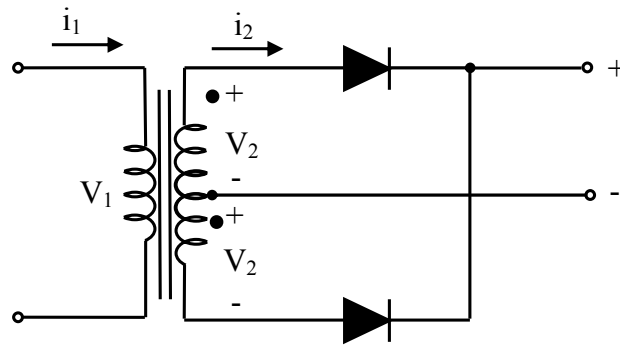


Şekil 4.13: UU tipi nüveyle sarılmış bir transformatör üzerinde sargıların yerleşiminin gösterilmesi

Bu nedenle, tek sekonder sargılı, düşük gerilimli ancak gücü yüksek olan uygulamalar için en iyi çözüm değildir [50].

4.5.2 Ortadan Bölmeli Transformatör

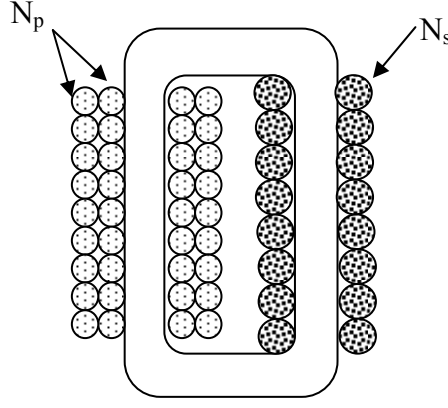
Çıkış anma akımı, gerilimi ve dalgalılığı bir önceki metotta anlatılan sistemle aynı kalmıştır. Ancak çıkışta kullanılan yarı iletken elemanların üzerindeki gerilim gerginliği iki katına çıkar. Dalgalılık frekansının da değişmemesinden ötürü çıkışta kullanılan endüktans ve kondansatör değerleri değişmemiştir.



Şekil 4.14: Orta uçlu tam dalga doğrultucu modeli

Transformatörün sekonderinde bir önceki modele göre çift sargı bulunmaktadır. Kullanılan nüvenin boyutlarına göre bu durum avantaj veya dezavantaj haline

gelebilir. Sekonderde daha fazla tur sarılması sargı kayıplarını artırır. Ancak, primer ve sekonder sargılar arasındaki tur oranı yüksekse ve transformatör nüvesinin sekonder bacağı bir önceki modelde bahsedilen sarım yapısına fazla ise bu durumda sekonderde çift sargı olması nüve eddy akımı kayıplarını azaltacaktır.



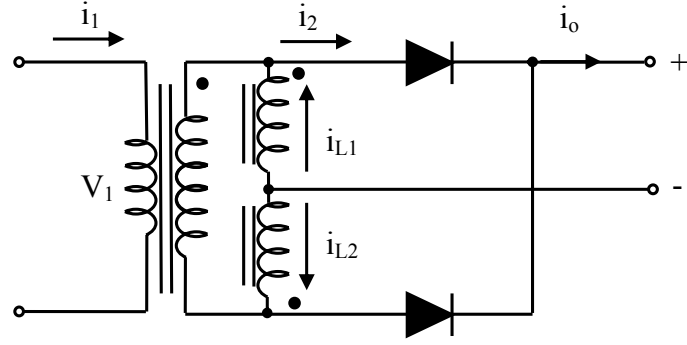
Şekil 4.15: UU tipi nüveyle sarılmış, ortadan bölmeli bir transformatörün sargı yerleşiminin gösterilimi

Transformatörün sekonder sargılarına ait üç adet yüksek akım ucu bulunmaktadır ve transformatörü sararken bunların düzenlenmesi zor olabilir. Ayrıca transformatörün orta ucunu oluştururken sargıların birleşme noktasında da kayıplar meydana gelecektir.

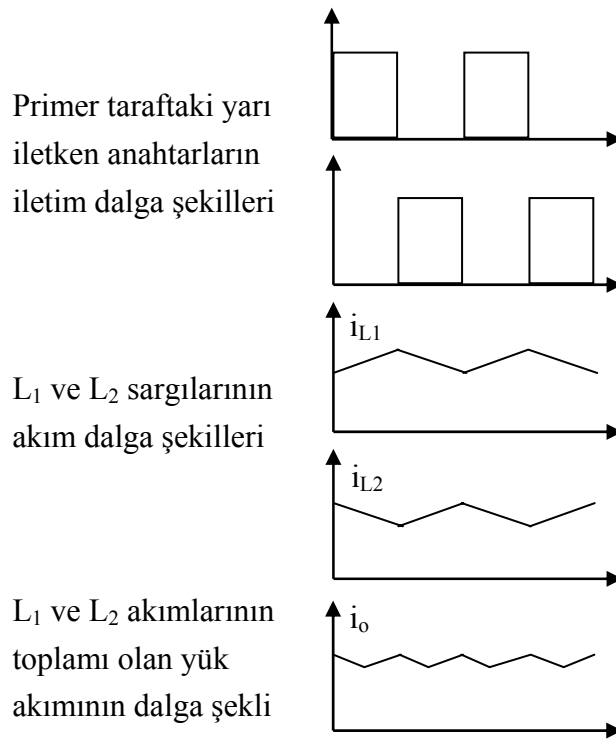
Sonuç olarak, bu topoloji düşük anma gerilimindeki yüksek frekanslı güç modülleri için en elverişli yöntem değildir [50].

4.5.3 Akım Çiftleyici Transformatör

Akım çiftleyici doğrultucu devreler, yüksek akım uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Çünkü iki adet filtre endüktansından her biri çıkış yük akımının yarısını paylaşır. Bundan dolayı çıkışta kullanılan filtre endüktansının tasarımı daha da kolaylaşır ve boyutları küçülür. Daha da önemlisi, bu devrede çıkış akım dalgalılığını azaltma yönünde bir teknik kullanılır. Transformatör nüvesi üzerine sarılı olan ve endüktans görevi gören L_1 ve L_2 sargıları nedeniyle toplam çıkış dalgalılık akımı çok küçüktür. Sonuç olarak, çıkışta kullanılacak olan filtre kondansatörünün değeri de oldukça küçülmüş olur.



Şekil 4.16: Akım çiftleyici transformatör ile yapılmış tam dalga doğrultucu modeli

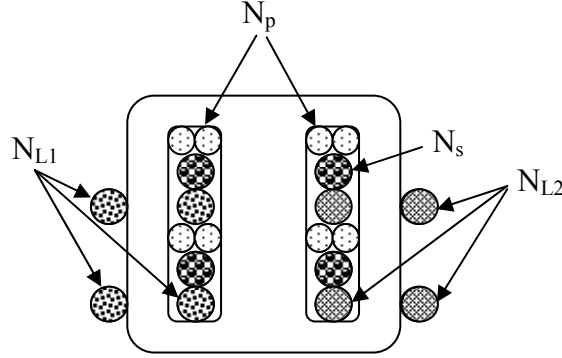


Şekil 4.17: Akım çiftleyici transformatörün akım dalga şekilleri

Yukarıdaki dalga şekillerinden de görüldüğü üzere L_1 ve L_2 üzerinden akan akımların dalgalılık frekansı yarı iletkenlerin anahtarlama frekansına eşittir. Ancak çıkışta her iki endüktansın akımlarının toplamı yük akımı oluşturduğu için toplam akımın dalgalılık frekansı iki katına çıkmaktadır. Daha önce de belirtildiği üzere, bu durum dalgalılık akımını yarıya düşürdüğü gibi aynı zamanda transformatör ve filtrelerin de boyutlarını küçültmektedir.

Önceki iki devre modeli ile kıyaslandığında akım çiftleyici transformatör modeli primer sargıdaki sarım sayısını yarı oranda azalttığı görülmektedir. Bu nedenle çok küçük yapıya sahip bir transformatör dizaynı elde etmek kolaylaşır. Şekil 4.18’de

görüldüğü üzere primer ve sekonder sargılar orta bacak üzerine, yardımcı sargılar da yan bacaklar üzerine sarılmaktadır.



Şekil 4.18: Mantel tipi nüve ile sarılmış akım çiftleyici bir transformatörün sargı yerleşiminin gösterilmesi

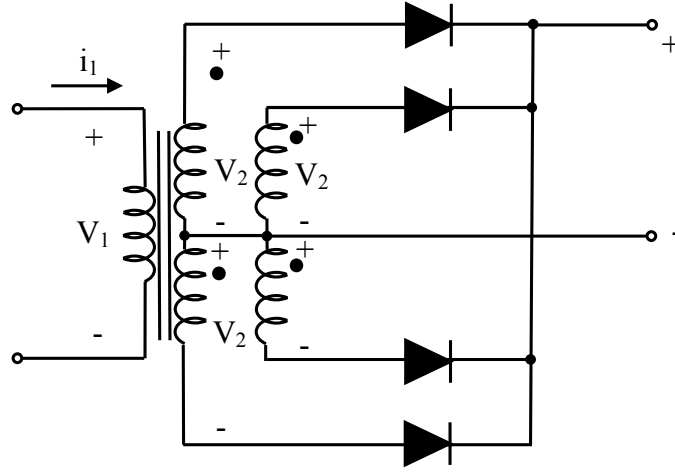
Tüm avantajlarına rağmen, üç adet manyetik komponentin bulunması sonucu geniş bir yüzey alanına ihtiyaç duyulması nedeniyle, transformatör tasarımında ve sarımında zorluklar yaşanabilmektedir. Üç adet yüksek akım sargısı ve altı adet yüksek akım ara bağlantısı, yüksek akımlı uygulamalarda verimi azaltmaktadır.

Bu nedenle, bu topolojinin yüksek güç yoğunluğuna ulaşılması gereken uygulamalarda kullanılması, eldeki imkanlarla oldukça zorlaşmaktadır [51, 52].

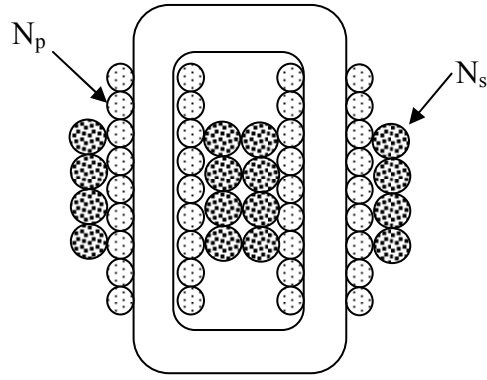
4.5.4 Çift Sekonder Sargılı Ortadan Bölmeli Transformatör

Yüksek akım ve yüksek frekans seviyesinde çalıştırılan bir doğrultucuda, yarı iletkenlerin akım taşıma kapasitelerinin ve hızlarının yeterince yüksek olması gerekir. Özellikle düşük gerilim uygulamalarında, kayıplar açısından diyot üzerindeki gerilim düşümünün de minimum seviyede olması istendiği için, hızlı ve minimum ileri yönde gerilim düşümlü diyotları, genellikle düşük akım seviyelerinde bulmak mümkün olmaktadır. Bir diyot üzerindeki ortalama akım değerini düşürebilmek için şekil 4.19’da yer alan çift sekonder sargılı ortadan bölmeli transformatör modelinin kullanılması düşünülmüştür.

Ancak bu yapının sağladığı avantajlara rağmen, uygulama sırasında, sarımında güçlükler yaşanabileceği ve dört adet sargının birleştirme noktalarında kaçaklar oluşacağı da bilinmektedir.



Şekil 4.19: Ortadan bölmeli tam dalga doğrultucu modeli



Şekil 4.20: UU tipi çekirdek nüveyle sarılmış, çift sekonder sargılı ortadan bölmeli bir transformör sargılarının yerleşiminin gösterilimi

5. SİSTEM SİMÜLASYONU

Kurşun asit akü şarjında kullanılmak üzere tasarlanan DC/DC çeviricinin modellemesinde, üç farklı devre modeli üzerinde simülasyon çalışması yapılmıştır. Yapılan araştırmaların rezonans çevirici devrelerinin sert anahtarlama yöntemlerine göre pek çok avantajını ortaya koymasına rağmen simülasyonlarda daha çok sert anahtarlama kullanılan modeller ele alınmıştır.

Yüksek frekanstaki yarı iletken anahtarların çalıştırılmasındaki zorluklar göz önünde bulundurularak simülasyondaki devre modülleri modüler yapılardan oluşturulmuştur. Her modelde dört adet giriş doğrultucu ve evirici devresi ve eviricilerin çıkışında da seri bağlanmış ve her biri 5kW taşıma kapasitesine sahip yüksek frekans transformatörleri kullanılmıştır. Böylece yarı iletkenler üzerindeki akım gerginliği azaltılmıştır.

Yüksek frekans transformatörü olarak bölüm 4.5.4’de yer alan çift sekonder sargılı ortadan bölmeli transformatör kullanılmıştır. Yedinci simülasyonda bu transformatörlerin primer sargılarındaki kaçak endüktans değerleri rezonans endüktansı olarak kullanılmaktadır.

Transformatörlerin çıkışında 500A, 10V’luk ortadan bölmeli köprü doğrultucular yer almaktadır. Kullanılan çift sekonder sargılı transformatör sayesinde çıkıştaki bir diyot üzerinden akacak olan akımın ortalama değeri 250A’e düşürülmüştür.

Modüllerin çıkışındaki, gerilim anma değerleri 10V olan, toplam 16 adet doğrultucu bloğu filtrelerden sonra paralellenerek çıkış yük taşıma kapasitesi toplamda 8kA’e çıkarılmıştır

5.1 Simüle Edilen Devre Modelleri

5.1.1 Birinci Devre Modeli

Tablo 5.1: Birinci simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	30kHz
Anahtarlama şekli	Sert anahtarlama, Modüller arasında 90°'lik faz kaydırma
Bağlı iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 380Vac
Transformatör çevirme oranı	1/12
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	8μH
Çıkış filtre kondansatörü	35μF
Çıkış filtre endüktansı	150nH

Bu devre modelinde şekil 5.1'de görüldüğü gibi devrenin primer tarafında dört doğrultucu ve dört adet evirici bloğu yer almaktadır. Her bir eviricinin çıkışında dört adet seri bağlı yüksek frekans transformatörü yer almaktadır. Bu transformatörlerin sekonder uçlarında dört adet sargı bulunmakta ve sargıların orta uçları kısa devre edilerek iki adet ortadan bölmeli sekonder uç oluşturulmaktadır. Bu sayede çıkışta kullanılan doğrultma diyotlarının her birinin ortalama akımı yarıya düşmektedir.

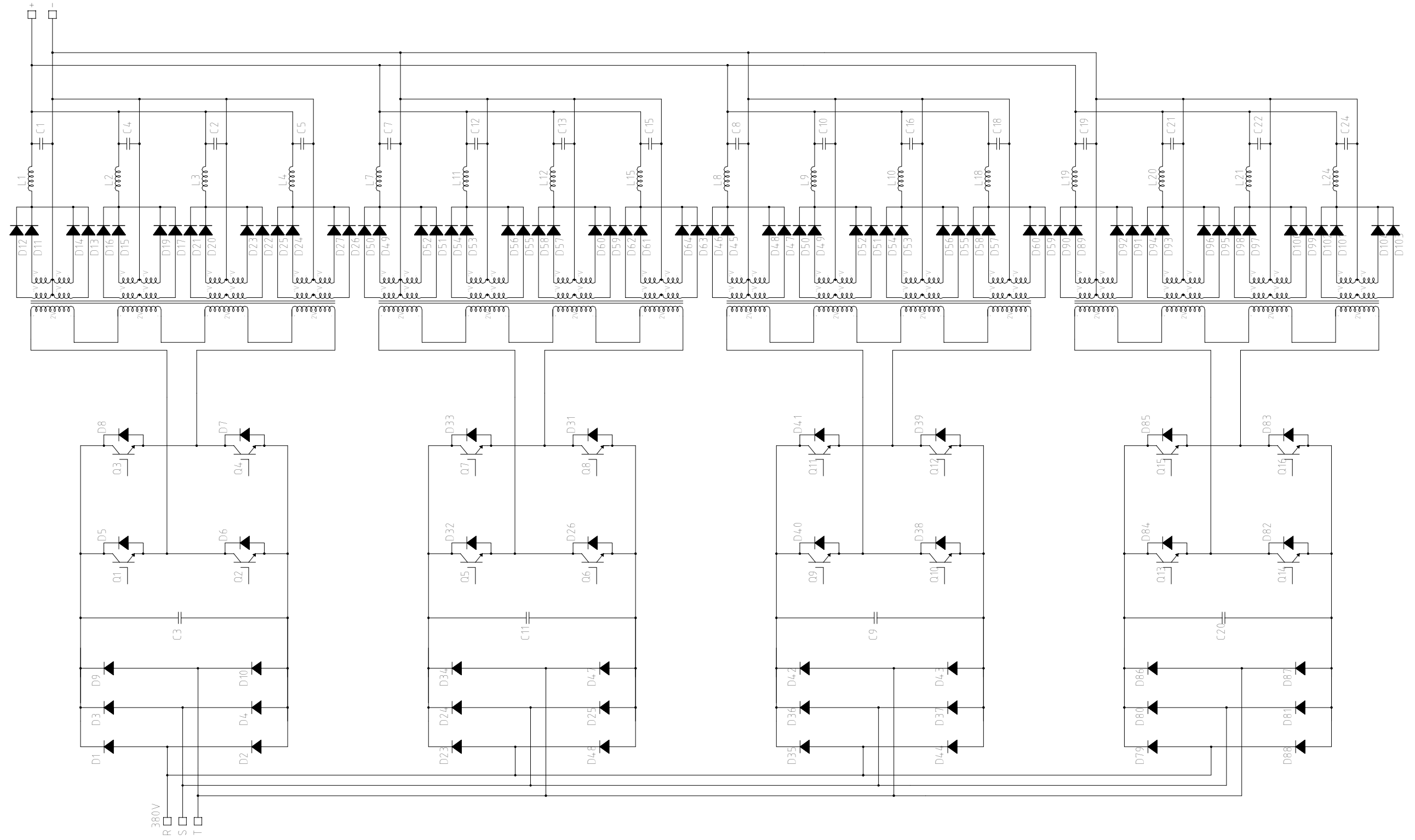
Bir transformatörün sekonderinde dört adet doğrultucu diyot kullanılmıştır. Sistemin tamamı 16 transformatör ve 64 adet çıkış diyotundan oluşmaktadır. Sistemin giriş gerilimi $3 \times 380V_{ac}$ olduğu için transformatörlerin çevirme oranları 1/12 olarak alınmıştır.

Eviriciler sert anahtarlama metoduyla ve 30kHz'de sürülmektedirler. Çapraz kollardaki yarı iletken anahtarların kapı sinyalleri arasında 0.833μsn'lik bir ölü zaman bırakılmıştır.

Çıkıştaki gerilim düşümünü ve akım kaybını önlemek için çıkışa köşe frekansı 70kHz olan 150nH, 35μF gibi oldukça küçük değerlerde bir filtre konmuştur. Ancak burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta eviriciler arasında meydana getirilen 90°'lik faz farkıdır. Şekil A.6 ve şekil A.8'de görüldüğü üzere, bu faz farkından dolayı çıkışta oluşan akım ve gerilim dalgalığının tepeden tepeye değeri faz kaydırma yapılmadan oluşacak olan değere göre dörtte bir oranında azalmıştır. Çıkış dalgalılık frekansı 120kHz'ye çıkmıştır.

Eviriciler arasındaki 90°'lik faz kayması nedeniyle IGBT'ler üzerindeki akımın tepe değeri şekil A.2'deki gibi 4 katına çıkmıştır. Her bir eviricinin aynı hızadaki

IGBT'lerinin iletimde kalma süreleri $1/4$ 'üne düşmüştür. Dolayısıyla aynı toplam alanı sağlamak için akımın tepe değeri 4 katına çıkmıştır.



5.1.2 İkinci Devre Modeli

Tablo 5.2: İkinci simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	25kHz
Anahtarlama şekli	Sert anahtarlama, Modüller arasında 90°'lik faz kaydırma
Bağıl iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 380Vac
Transformatör çevirme oranı	1/12
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	8μH
Çıkış filtre kondansatörü	35μF
Çıkış filtre endüktansı	0.4μH

Bu simülasyonda bir önceki modelde kullanılan şekil 5.1'deki devre modeli kullanılmıştır. Ancak bu simülasyonun bir önceki simülasyondan farkı eviricilerin anahtarlama frekansıdır. Bu çalışmada anahtarlama frekansı 30kHz'den 25kHz'e düşürülmüş, fakat bunun yanında çıkış filtre endüktans değeri arttırılmıştır. Buradaki amaç, sistemin çalışması sırasında yüksek frekanslı anahtarlama dolayısı ile yarı iletken anahtarın çalıştırılmasında bir problem yaşandığı takdirde, anahtarlama frekansının düşürülüp çıkış filtre değerlerinin arttırıldığında meydana gelecek olan çıkış dalga şeklini incelemektir.

Sistem simülasyonu çalıştırıldığında şekil A.2'deki IGBT akımı tepe değerinin 650A'dan şekil B.2'deki gibi 780A'ye çıktığı görülmüştür. Dalgalılık frekansı anahtarlama frekansının düşürülmesinden dolayı 120kHz'den 100kHz'e düşmüştür. Ancak çıkıştaki filtre değerlerinin arttırılmasından dolayı akım ve gerilim dalgalılığının şekil B.4 ve şekil B.6'daki gibi yarı değerlerine düştüğü gözlenmiştir.

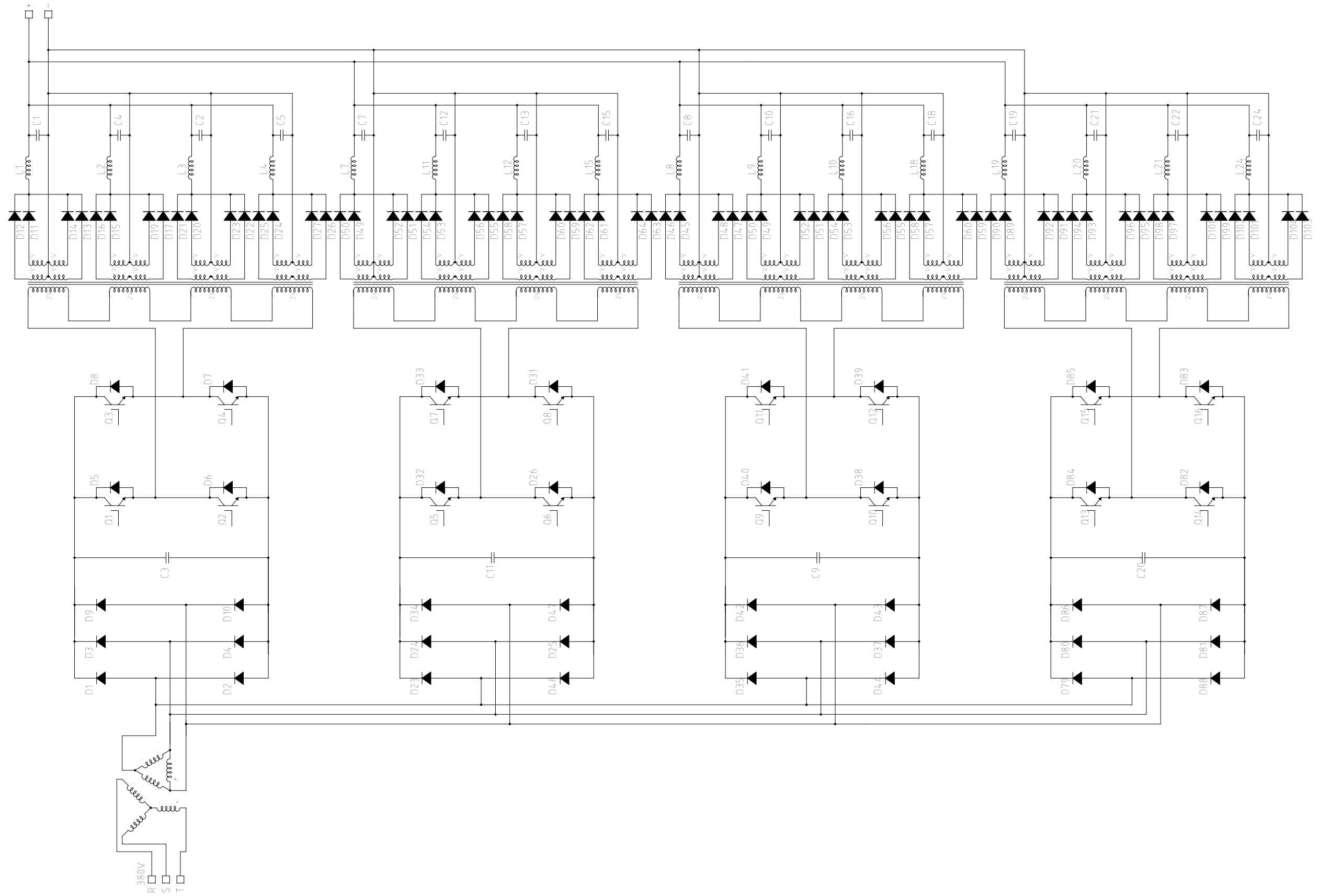
5.1.3 Üçüncü Devre Modeli

Tablo 5.3: Üçüncü simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	25kHz
Anahtarlama şekli	Sert anahtarlama, Modüller arasında 90°'lik faz kaydırma
Bağıl iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 95Vac
Giriş filtre kondansatörü	4 x 20mF
Transformatör çevirme oranı	1/3
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	8μH
Çıkış filtre kondansatörü	35μF
Çıkış filtre endüktansı	0.4μH

Bu simülasyonda kullanılan devre modeli birinci ve ikinci simülasyondan farklı olarak, şekil 5.2'de görüldüğü gibi AC girişinde 1/4 oranında düşürücü tip bir transformatör içermesidir. Sistemin beslemesinde kullanılan bu transformatörün giriş gerilimini 380V_{ac}'dan 95V_{ac}'a düşürmesi eviricilerin AC ucunda kullanılan seri bağlı yüksek frekans transformatörlerinin çevirme oranlarını 1/3 olarak değişmesini sağlamıştır. Düşük çevirme oranına sahip bir transformatör modeli de daha az kayıplı daha kompakt bir yapı elde edilmesini mümkün kılacaktır.

Simülasyondaki yarı iletken anahtarların anahtarlama frekansı ve çıkış filtre değerleri değiştirilmemiştir. Buna rağmen, girişteki transformatörün düşürücü etkisinden dolayı şekil C.6'daki çıkış akımı ve şekil C.8'deki çıkış gerilimi dalgalılıkları çok fazla değişmemekle birlikte, şekil C.4'deki IGBT akımı ve şekil C.1'deki diyot akımı tepe değerleri önemli şekilde azalmıştır.



5.1.4 Dördüncü Devre Modeli

Tablo 5.4: Dördüncü simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	25kHz
Anahtarlama şekli	Sert anahtarlama, Modüller arasında 45°'lik faz kaydırma
Bağlı iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 95Vac
Giriş filtre kondansatörü	4 x 20mF
Transformatör çevirme oranı	1/3
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	8μH
Çıkış filtre kondansatörü	35μF
Çıkış filtre endüktansı	0.4μH

Bu simülasyonda, üçüncü simülasyonda kullanılan devre modeli kullanılarak, girişte kullanılan 1/4 çevrim oranındaki transformatör muhafaza edilmiş ve giriş ve çıkıştaki filtre değerleri değiştirilmemiştir.

Modüller arasındaki faz kaydırmanın sistemin çalışması açısını ne şekilde etkilediğini bir kez daha görebilmek amacıyla, önceki modellerden farklı olarak eviriciler arasındaki faz farkı, bu çalışmada 90°'den 45°'ye düşürülmüştür. Bu sayede çıkış akım ve gerilim dalgalılığında önceki modellere göre önemli ölçüde bir düşüş meydana gelmiştir. Fakat faz farkının 45°'ye düşürülmesinden dolayı şekil D.4'deki IGBT tepe akımları bir önceki modeldeki değerlerine göre bir miktar artmıştır.

5.1.5 Beşinci Devre Modeli

Tablo 5.5: Beşinci simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	25kHz
Anahtarlama şekli	Sert anahtarlama, Modüller arasında 45°'lik faz kaydırma
Bağlı iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 110Vac
Giriş filtre kondansatörü	4 x 50mF
Transformatör çevirme oranı	1/3
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	8μH
Çıkış filtre kondansatörü	35μF
Çıkış filtre endüktansı	0.4μH

Bu simülasyonda şekil 5.2'de gösterilen devre yapısı kullanılmıştır. Bu devre modelinin üçüncü ve dördüncü devre modellerinden farkı, girişte kullanılan düşürücü tip güç transformatörünün geriliminin bir miktar arttırılmasıdır. Sistemin çıkış filtre

değerleri ve anahtarlama frekansı aynı kalmış ve bir önceki modülde eviriciler arasında kullanılan 45° 'lik faz farkı korunmuştur.

Diğer simülasyon modellerinde de görüldüğü üzere girişteki DC baranın salınımından dolayı çıkış akım ve gerilim dalga şekillerinin de zarfları AC bileşen içermektedir. Çıkıştaki akım ve gerilim dalga şekillerini giriş DC barasının etkisinden kurtarmak ve çeviriciyi düzgün bir DC gerilimle besleyebilmek için girişteki filtre kondansatörü 2,5 katına çıkartılmış ve şekil E.2'de görüldüğü üzere daha düzgün DC gerilim elde edilmiştir. Bununla birlikte, anahtarlama frekansının ve eviriciler arasındaki faz farkının değiştirilmemesine rağmen, IGBT'lerin tepe akımları da önemli şekilde azalmıştır.

5.1.6 Altıncı Devre Modeli

Tablo 5.6: Altıncı simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	25kHz
Anahtarlama şekli	Sert anahtarlama, Modüller arasında faz kaydırma yok
Bağıl iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 110Vac
Giriş filtre kondansatörü	4 x 50mF
Transformatör çevirme oranı	1/3
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	8 μ H
Çıkış filtre kondansatörü	500 μ F
Çıkış filtre endüktansı	1 μ H

Bu modelde şekil 5.2'de girişte yer alan düşürücü tip transformatör ve DC baradaki yüksek değerli filtre kondansatörü korunmuş, ancak eviriciler arasındaki faz farkı kaldırılmıştır. Bunun sonucunda beklenildiği üzere çıkış akım ve gerilim dalgalılığı şekil F.6 ve şekil F.8'de de görüldüğü üzere ciddi şekilde artmıştır. Burada çıkış filtre değerleri arttırılmasına rağmen, dalgalılığın çok fazla olması nedeniyle eviriciler arasında faz farkı konmasının gerekliliğini görülmüştür.

5.1.7 Yedinci Devre Modeli

Tablo 5.7: Yedinci simülasyona ait devrenin özellikleri

Anahtarlama frekansı	25kHz
Rezonans frekansı	29.7kHz
Anahtarlama şekli	Yumuşak anahtarlama, Modüller arasında 45°'lik faz kaydırma
Bağlı iletim süresi	% 45
Giriş gerilimi	3 x 380Vac
Transformatör çevirme oranı	1/23
Transformatör toplam primer sargı endüktansı	4μH
Paralel endüktans değeri	0.8mH
Seri endüktans değeri	8nH
Rezonans kondansatörü	7.2μF
Çıkış filtre kondansatörü	50μF
Çıkış filtre endüktansı	0.4μH

Bu simülasyonda, şekil 5.2'de sistemin girişinde kullanılan düşürücü tip transformatör kaldırılmış ve sistemde şekil 5.3'de görüldüğü gibi bir seri rezonans devresi oluşturularak yumuşak anahtarlama yapılmıştır.

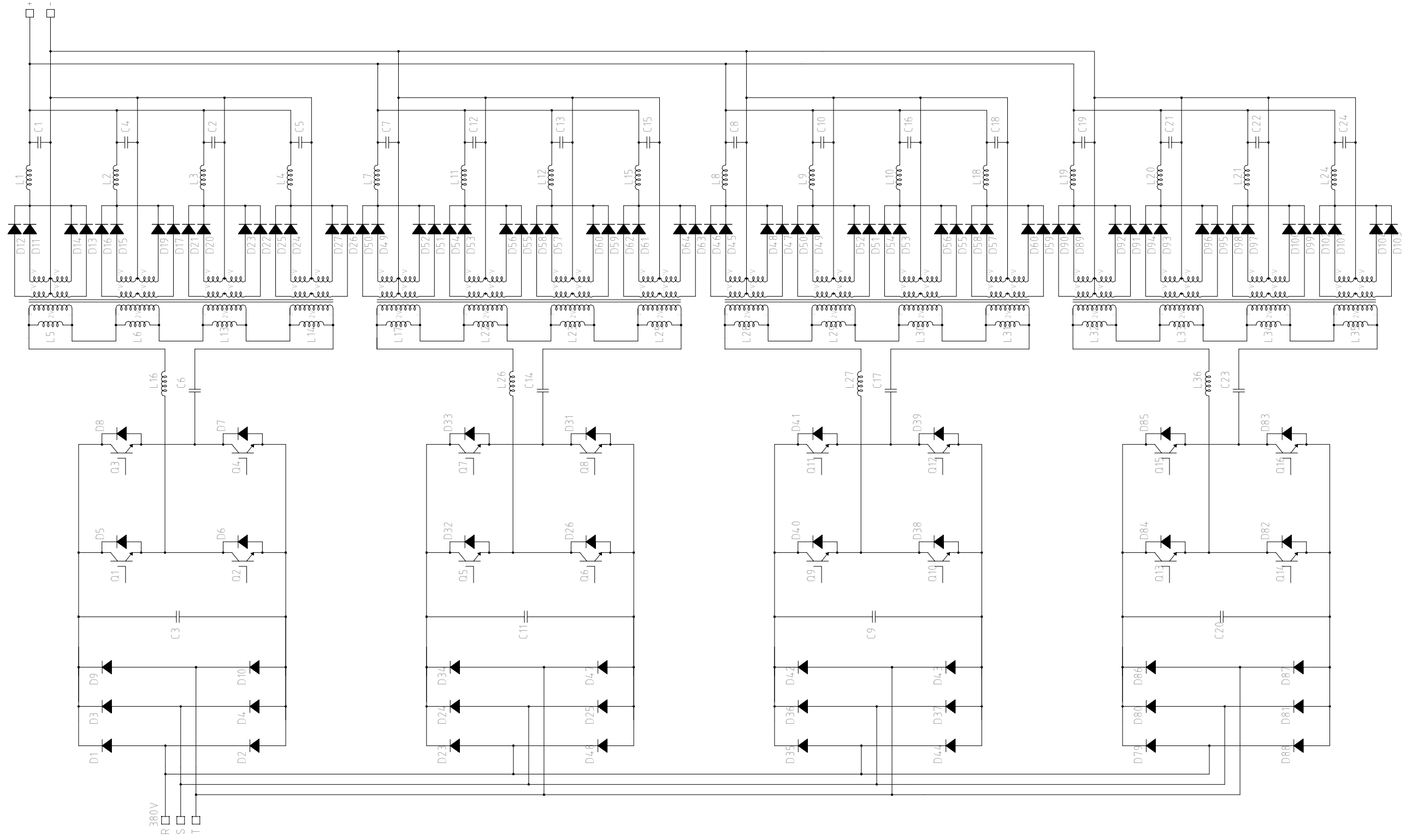
Seri bağlı transformatörlerin kaçak endüktansları birbiriyle toplandığında, özellikle de transformatörler iyi sarılmamışsa, büyük bir kaçak endüktans değeri elde edilir. Transformatörlerin seri rezonans devresindeki eşdeğer endüktanslarını düşürebilmek için her bir evirici modülündeki dört seri primer sargıya birer endüktans daha eklenmiştir.

Transformatörlerin primerlerine paralel olarak bağlanan 0,8mH'lik dengeleme endüktansları, transformatörlerin kaçak endüktansları ve 7,2μF değerindeki seri rezonans kondansatörü kullanılarak hesaplanan rezonans köşe frekansı 29,7kHz olarak bulunmuştur. Sistemin anahtarlama frekansı 25kHz olduğu için sistem rezonans altı sürülmüştür.

Eviriciler arasındaki 45°'lik faz farkı korunmuş ancak girişteki transformatörün kullanılmaması nedeniyle yüksek frekans transformatörlerinin sarım oranı artmıştır.

Diğer simülasyon sonuçlarından farklı olarak, şekil G.1 ve şekil G.2'deki bir transformatöre ait giriş ve çıkış gerilim dalga şekilleri incelendiğinde, gerilim dalga şeklinin sinüs formuna yaklaştığı görülmüştür. Bunun nedeni seri rezonans devresi ile sıfır gerilim geçişlerinde anahtarlama yapılmasıdır.

Çıkış akım ve gerilim dalgalılığının şekil G.4 ve şekil G.8'de de görüldüğü üzere önemli şekilde düştüğü gözlenmiştir. Ancak IGBT akımları şekil G.6'deki gibi oldukça artmıştır.



Şekil 5.3: Simüle edilen yedinci devre şeması

5.2 Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Yapılan simülasyon çalışmalarında, sistem modelleri 2kA'lık dört evirici bloğundan oluşturulmuş ve altıncı simülasyon haricinde diğer bütün simülasyonların evirici bloklarına arasına faz farkları konmuştur. Bu sayede çıkış akım ve gerilim dalgalılıklarının minimum seviyeye çekildiği görülmüştür.

Bir evirici bloğu 500A'lık 4 adet transformatör ve doğrultucu gruplarından oluşturulmuştur. Yüksek frekans transformatörlerinin sekonderlerinde çift sargı kullanılmıştır. Her bir doğrultucu bloğu 4 adet diyot kullanılarak tam köprü ortadan bölmeli doğrultucu yapısı oluşturulmuştur.

Birinci ve ikinci simülasyonlar arasındaki frekans farkının ikinci simülasyonda daha büyük filtre ihtiyacına neden olması nedeniyle sistem boyutunu ve maliyetini arttırdığı görülmüştür. Ayrıca bu iki simülasyonda da anahtarlama elemanlarının çok yüksek akım taşıma kapasitelerine ihtiyaç duyduğu tespit edilmiştir.

Anahtarlama elemanlarının akım taşıma kapasitelerini düşürebilmek için üçüncü, dördüncü, beşinci ve altıncı simülasyonlarda sistemin girişine üç fazlı düşürücü tip güç transformatörü konmuştur. Bu yöntemle yarı iletken malzemelerin boyutlarının küçültülmesi, oldukça pahalı olan bu malzemelerin maliyetini düşürecektir. Ancak sistemin girişinde kullanılan düşürücü tip güç transformatörü de maliyette elde edilen bu kazancı tersine çevirecektir. Bununla birlikte sistemin boyutlarının önemli şekilde büyümesine neden olacak olan bu yapı yüksek frekanslı anahtarlama yapma mantığına da aykırı düşmektedir.

Tablo 5.8: Devre Modellerin Karşılaştırılması

	1. Devre Modeli	2. Devre Modeli	3. Devre Modeli	4. Devre Modeli	5. Devre Modeli	6. Devre Modeli	7. Devre Modeli
IGBT Tepe Akımı	x	x	✓	✓	✓✓	✓	xxx
Diyot Tepe Akımı	✓	✓	✓✓	✓	x	✓	x
Akım Dalgahlığı	✓	✓✓✓	x	✓✓	✓	xxx	✓✓✓
Gerilim Dalgahlığı	✓	✓	x	✓	✓	xxx	✓✓✓
Kontrol Kolaylığı	x	x	x	x	✓	✓	xx
Boyut	✓	x	✓	x	x	x	✓
Maliyet	✓	x	✓	x	xx	xx	✓
Getiri ve Risk Analizi	5 ✓ 2 x	5 ✓ 4 x	5 ✓ 3 x	5 ✓ 3 x	5 ✓ 4 x	3 ✓ 9 x	8 ✓ 6 x

Yapılan simülasyon çalışmaları tablo 5.8’de görüldüğü üzere farklı açılardan değerlendirilerek birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları incelenmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları sistem isterleriyle karşılaştırıldığında gerek kontrol kolaylığı, gerekse kullanılan devre elemanlarının boyutlandırılması açısından akü şarjında kullanılacak DC/DC çevirici devresi için en uygun olan modelin birinci veya ikinci simülasyonlardaki sert anahtarlama metoduyla sürülen tam köprü çevirici yapısının olduğuna karar verilmiştir.

Ancak bu yapı da yarı iletkenlerin açma ve kapamasında bastırma devrelerine ihtiyaç duyulacak ve çok yüksek akım taşıma kapasitelerine sahip yarı iletken anahtarlar kullanılması gerekecektir. Ayrıca sistemi hantallaştıran ve maliyetini arttıran filtre, transformatör ve yarı iletken malzemelerin de küçültülerek optimize edilmesi gerekecektir.

6. SİSTEM İÇİN EN UYGUN KONTROL TOPOLOJİSİNİN SEÇİMİ

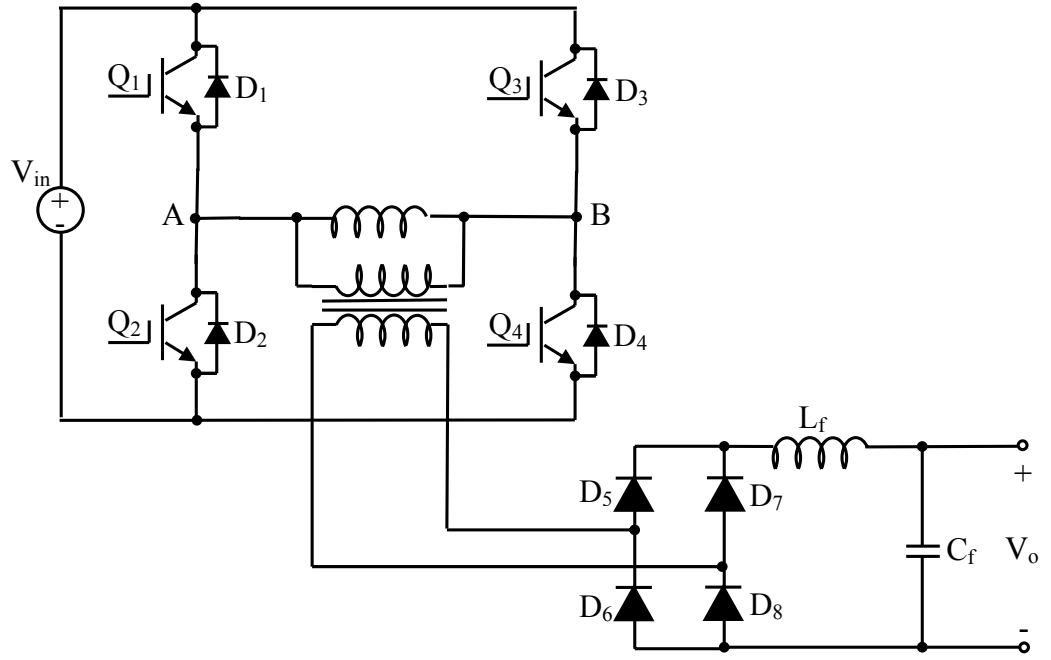
Önceki bölümlerde anlatılan simülasyon çalışmaları ve benzeri uygulamalarının incelenmesi sonucunda sert anahtarlama metoduyla sürme tekniklerinin bu akım ve gerilim değerleri için uygun olmadığına karar verilmiştir. Bununla birlikte, yumuşak anahtarlama yöntemleriyle yapılacak olan bir çalışmanın, özellikle bu uygulamadaki akım değerleri için kontrol zorluğu içermesi ve ciddi koruma devrelerine gereksinim duyulması nedeniyle bu yöntemlerin kullanılmasından da kaçınılmıştır.

Yapılan simülasyonlarda çıkış akım ve gerilim dalgalılığını düşürebilmek için eviriciler arasında sabit faz farkı yaratılmasına rağmen, benzer akım ve gerilim değerlerindeki çalışmalarda DC/DC çeviricilerin evirici katında kollar arasında faz kaydırmalı PWM tekniğinin kullanıldığı görülmüştür [9, 10, 26]. Buradan yola çıkılarak faz kaydırmalı PWM tekniği incelenmiş ve burada ele alınan uygulama bu kontrol tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bundan sonraki bölümlerde faz kaydırmalı PWM tekniği ve bu uygulamada nasıl gerçekleştirildiği detaylı olarak anlatılacaktır.

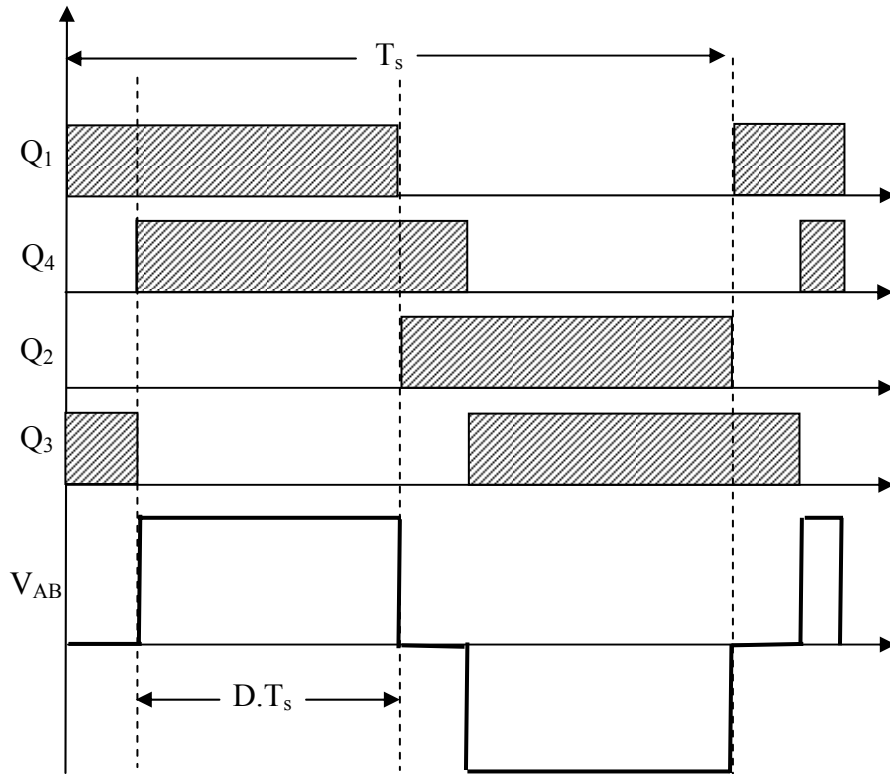
6.1 Faz Kaydırmalı PWM Metodu

Faz kaydırma devreleri tam köprü eviricilerdeki yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama ile ilettime girmelerini sağlayan özel bir anahtarlama tekniğidir. Bu kontrol yöntemi başlangıçta yüksek frekanslı transformatörlerin kayıplarını ölçmek amacıyla kullanılmasına karşın, daha sonraki yıllarda tam köprü çevirici uygulamalarında kontrol metodu olarak uygulanmıştır [11, 39]. Ve yine o uygulamalardan birinde faz kaydırmalı PWM olarak adlandırılmıştır [19].

Klasik tam dalga PWM yöntemiyle sürülen eviricilerde iki kolun çapraz uçlarında bulunan yarı iletken anahtarlar (Q_1 ve Q_4) aynı anda ilettime sokulurlar. Faz kaydırmalı PWM tekniğinde ise paralel kolların çapraz anahtarları aralarında belirli bir gecikme bırakılarak ilettime sokulurlar. Şekil 6.1'deki devreye ait olan şekil 6.2'deki kapı sürme sinyallerinden de görüldüğü üzere, Q_1 ve Q_4 anahtarları aynı anda ilettime sokulmayıp, Q_1 anahtarı ilettime sokulduktan bir süre sonra Q_4 'ün tetikleme sinyali verilmektedir. Q_2 ve Q_3 anahtarları da Q_1 ve Q_4 anahtarlarına benzer şekilde tetiklenmektedir [2].



Şekil 6.1: Tam köprü DC/DC çevirici devre şeması



Şekil 6.2: Faz kaydırmalı tam köprü çeviricinin sürme sinyalleri

Anahtarlar arasındaki faz farkı, çıkıştan alınan geri beslemelere ve çıkışta elde edilmek istenen değerlere göre, kontrol devresi tarafından ayarlanmaktadır. Ölü zaman süreleri dikkate alınmazsa, yarı iletken anahtarların bağlı iletim süreleri %50 olup, bu oran çalışma süresi boyunca sürekli sabit tutulmaktadır [39].

Eviricinin çıkış gerilimi açısından etkin olan bağlı iletim süresi ise, bu faz farkı tarafından belirlenmektedir. İki alt veya üst kolun aynı anda iletimde olduğu süre, klasik tam köprü sürme tekniğindeki bir periyodun t_{off} olarak gösterilen kapalı kalma kısmına karşılık gelir. Bu aralık, istenen çıkış gerilimini elde etmek üzere, azaltılıp artırılmak suretiyle kontrol edilerek, gerilim regülasyonu sağlanmış olur.

Faz kaydırmalı PWM, gerilim ya da akım kontrolü uygulanarak gerçekleştirilebilir. Gerilim kontrolünde gerilim geri beslemesi, akım kontrolünde ise hem gerilim hem de akım geri beslemesi değerlendirilerek gerekli faz farkı sağlanır [28].

6.2 UC2875 Entegresi İle Faz Kaydırmalı PWM Metodunun Gerçeklenmesi

Faz kaydırmalı PWM kontrol devresinin oluşturulabilmesi için UC2875 entegre devresi kullanılmıştır. Pek çok özelliğe sahip olan UC2875 entegresi, sabit frekanslı darbe genlik modülasyonu ile çalışan, çeşitli köprü evirici modellerinde, eviricinin güç katının bir kolu ile diğer kolu arasında faz kaydırılması suretiyle kontrol edilmesi için üretilmiş ve bu özelliğiyle faz kaydırmalı PWM biçiminde çalışan DC-DC dönüştürücü uygulamalarında, tasarımcıların ilk tercihi haline gelmiştir. Daha sonra bu entegrenin daha üst modelleri geliştirilmiş olmakla birlikte, bu bölümde sadece UC2875 entegresi, özellikleri, yapısı, pin fonksiyonları ve çalışması ele alınarak ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

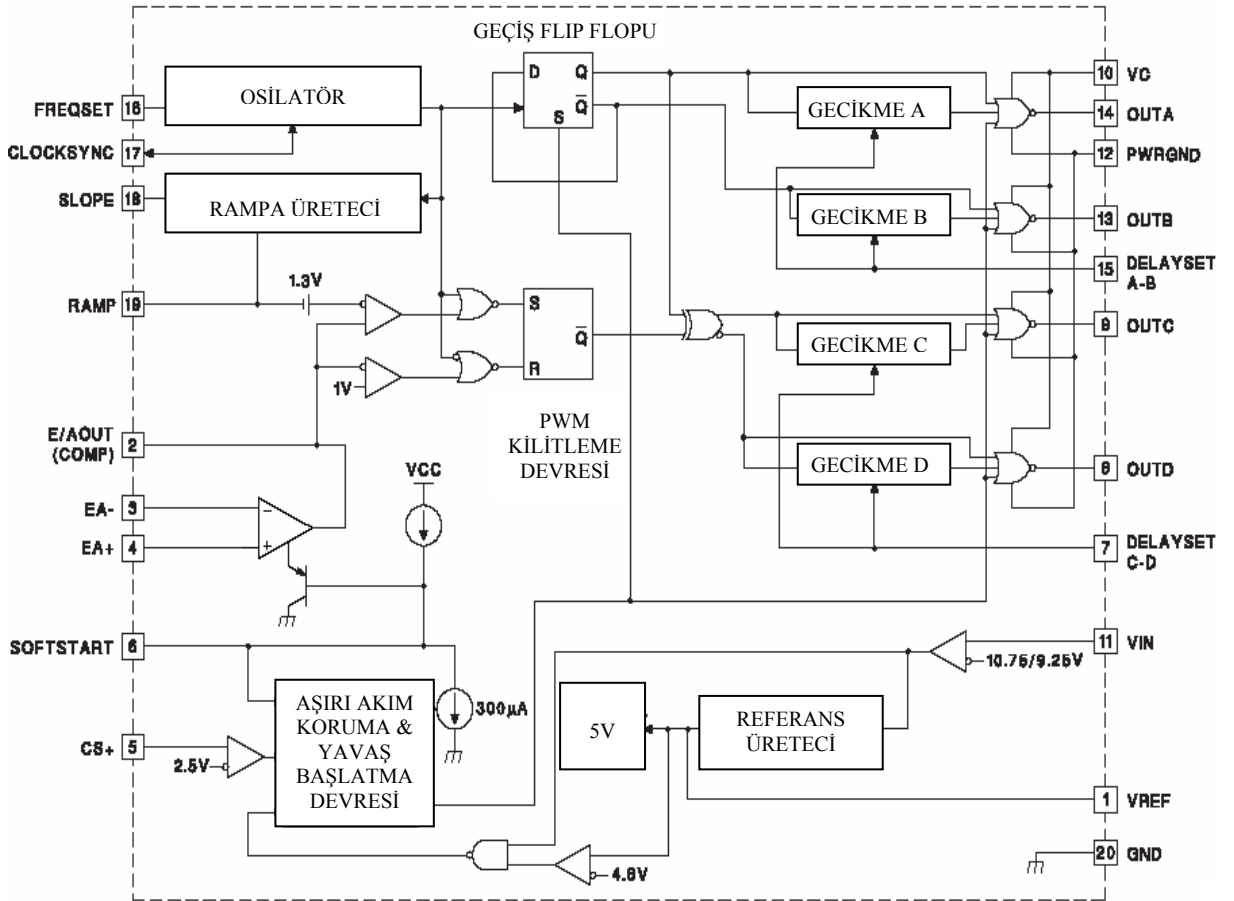
UC2875 entegre devresi aşırı akımdan kapatma koruması kullanılarak akım veya gerilim kipinde çalıştırılabilmektedir. Aşırı akım koruması hata durumunda 70nsn içerisinde devreye girerek tüm çıkışları sıfıra çekmektedir. Her bir sürücü çıkışına ölü zaman koyabilmek için programlanabilir bir zaman gecikmesi girişi bulunmaktadır. Bu gecikme süresi, her iki kolun kontrol uçları için birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. 2MHz’lik iç osilatör sayesinde 1MHz’e kadar olan uygulamaları bu entegre ile gerçekleştirebilmek mümkündür. Ancak istenirse entegrenin “clocksync” girişi kullanılarak, entegre harici bir sinyal üreticisine senkron hale getirilebilir.

UC2875 entegre devresinin aynı zamanda düşük gerilim koruma devresi de mevcuttur. Entegre devrenin besleme gerilimi 10.75V’luk eşik değerinin altına düşerse tüm çıkış uçları sıfıra çekilerek sistem korunmuş olur.

6.3 UC2875 Entegresinin İç Yapısı

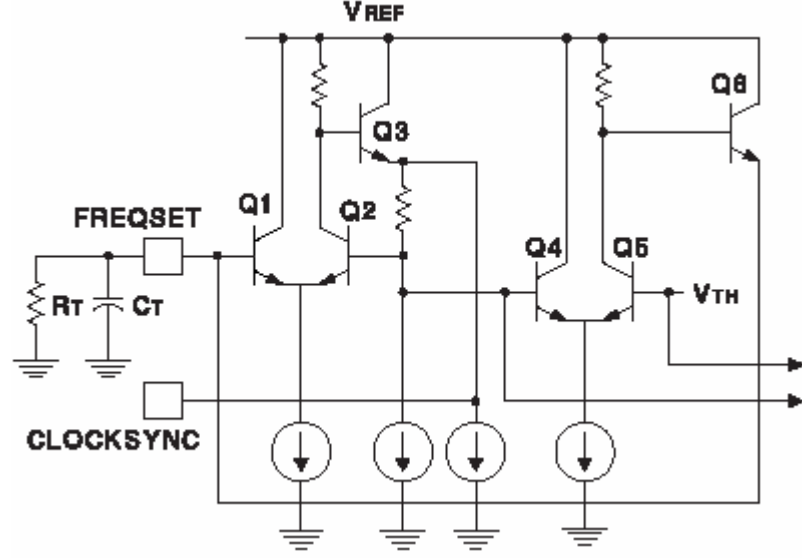
UC2875 entegresi, en fazla $20V_{dc}$ besleme gerilimiyle çalışabilmektedir. En uygun besleme gerilimi ise $12V_{dc}$ 'tur. Çıkışında ortalama $0.5A$, darbe olarak da $0.5\mu s$ 'de $3A_{dc}$ akım verebilmektedir. Entegrenin besleme ve toprak uçları dışında kalan pinleri en fazla $5.3V_{dc}$ 'luk gerilime dayanabilmektedir [47].

Şekil 6.3'de UC2875 entegresinin blok diyagramı gösterilmiştir. Entegreyi oluşturan temel birimler, osilatör, rampa üretici ve eğim kompanzatorü, PWM ve geçiş flip-flopları, hata yükseltici, yumuşak başlatma ve aşırı akım koruma devreleri ile çıkış sinyalleri arasında bırakılacak ölü zamanları ayarlayan gecikme devreleridir. Aşağıda bu birimler hakkında bilgi verilmiştir.



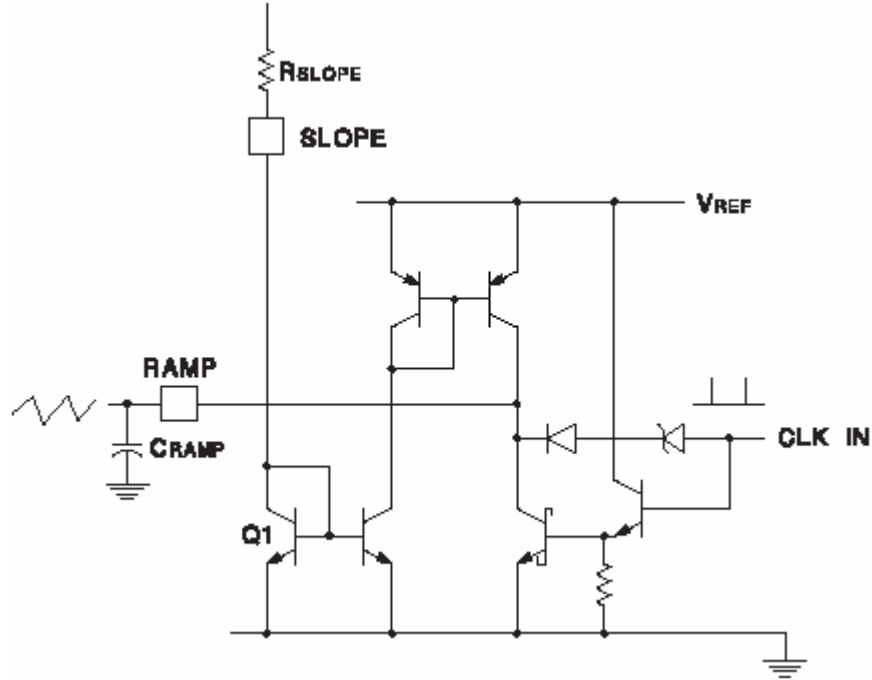
Şekil 6.3: UC2875 entegresinin blok şeması

Osilatör frekansı, FREQSET pinine bağlanan R_T ve C_T elemanlarıyla belirlenir. Osilatör çıkışındaki anahtarlama frekansındaki sinyal, entegre içindeki flip-flop'ları sürer. Şekil 6.4'de, FREQSET pinine haricen bağlanan R_T ve C_T elemanlarıyla birlikte UC2875 entegresinin osilatör devresi gösterilmiştir.



Şekil 6.4: UC2875 entegresinin osilatör devre şeması

Entegredeki rampa üretici entegrenin hangi kontrol topolojisini sağlayacağını belirleyen kısımdır. Gerilim kontrolünde, SLOPE pinine sabit bir gerilim kaynağı ile beslenen bir direnç ve RAMP pinine ise bir kondansatör bağlanır. Bu kondansatörün şarj ve deşarj olmasıyla, sabit eğimli bir rampa gerilimi elde edilir. Şekil 6.5’de gerilim kontrolü topolojisiyle çalışan rampa üretici devre şeması gösterilmiştir [1, 30].



Şekil 6.5: Rampa üretici devre şeması

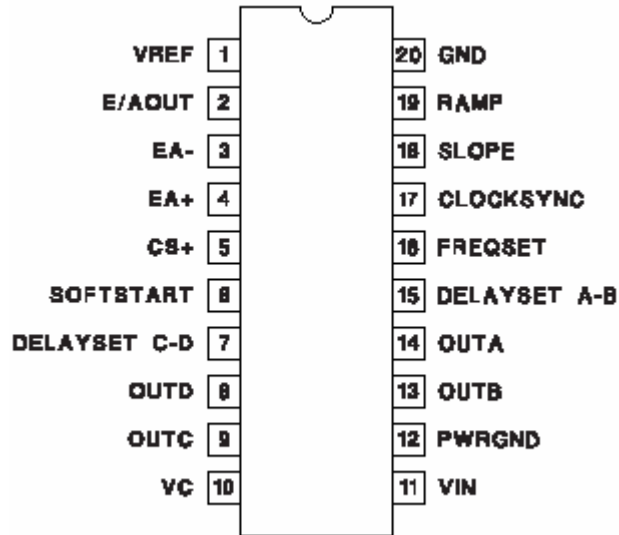
SLOPE pinine bağlanan direnç, güç kaynağının giriş gerilimi tarafından beslendiği durumda ise ileri beslemeli gerilim kontrolü sağlanmış olur. Bu durumda değişken eğimli bir rampa gerilimi elde edilir. SLOPE pini toprağa bağlanarak, RAMP pinine doğrudan geri besleme olarak algılanan akım verildiğinde ise akım kontrolü gerçekleşir.

Entegrenin hata yükselteci, çıkıştan alınan gerilim geri beslemesi ile bir referans gerilimini karşılaştırarak, elde edilen farkı yükseltir ve PWM karşılaştırıcısına verir. Yüksek frekanslı uygulamalarda osilatörün performansının yanı sıra, işaret akışında gecikmeleri en aza indirmek için sistemdeki hata yükseltecinin geniş bir bant genişliğine sahip olması da önemlidir. Anahtarlama frekansının yüksek olması nedeniyle hata yükselteci dışarıdan gelen uyarılara da hızlı cevap verebilmelidir.

Entegrenin çıkış katları yüksek hızlı “totem pole” sürme özelliğine sahiptir. Bu özellik entegrenin yaklaşık 50ns’de 3A’lık bir anlık yüksek akım verebilmesini sağlar. Çıkış katında bulunan 4 adet NPN transistör lojik devreden gelen sinyali kuvvetlendirmektedir [29].

Çıkış sinyalleri arasındaki ölü zamanların bağımsız olarak programlanabilmesini sağlayan gecikme devreleri de yine çıkış katında bulunur. İstenen ölü zaman değeri, DELAYSET pinine bağlanan bir dirençle ayarlanır. Bu devrede ölü zaman, 50-400ns aralığında ayarlanmaktadır.

6.4 UC2875 Entegresinin Pin Fonksiyonları



Şekil 6.6: UC2875 entegresinin bağlantı şeması

VREF: Bu pin dışarıdaki devre elemanlarına sabit 5 V'luk bir referans gerilimi üretmek için tasarlanmıştır. 60mA'e kadar akım sağlayabilen ve içerden kısa devre koruması olan bu çıkış pininin gerilimi, 4.75V değerinin altında kaldığı sürece entegre aktif olarak çalışmaya başlamaz. İyi bir çalışma için, VREF pini ile toprak arasına düşük ESR ve ESL'li 0.1µF'lık bir kondansatör bağlanmalıdır.

E/A OUT: Hata yükseltecinin çıkışı olan bu pin, tüm geri beslemelerin kazanç kat sayısını oluşturmaktadır. Bu nedenle ayarlanacak faz farkı için kilit rol oynamaktadır. Bu pinin gerilimi 1V'un altına düşerse çıkış uçları arasındaki faz farkı 0° olur.

EA-: Hata yükseltecinin eviren ucu olan bu pin, güç kaynağı çıkış gerilimini algılayan gerilim bölücü dirençlere bağlanır.

EA+: Hata yükseltecinin evirmeyen ucu olan bu pin genellikle bir referans gerilimine bağlanır. Bu pinin gerilimi, eviren uçla algılanan güç kaynağı çıkış gerilimi ile karşılaştırılır.

E/AOUT: Hata yükseltecinin çıkışı olan bu pin tüm geri besleme katının kazancını oluşturur. Bu pinin 1V'un altında olması durumunda anahtarlar arasındaki faz farkı 0° olur.

CS+: Entegreye ait akım algı ucudur ve aşırı akım korumasını sağlar. Bu pin, VREF'den bağımsız olarak üretilmiş 2.5V'luk referans gerilimine bağlı olan akım hata karşılaştırıcısının evirmeyen giriş ucudur. Bu pine gelen gerilim değeri 2.5V'u aştığında akım hata kilitleme devresi aktif hale gelerek çıkışlar kapanmaya zorlanır ve bunun sonucunda yavaş başlatma çevrimi devreye girer. Eğer bu pine sabit 2.5V'luk gerilim uygulanırsa çıkış uçları sürekli olarak kapalı tutulur ve CS+ ucu 2.5V'un altına çekilinceye kadar entegrenin anahtarlama yapması önlenir. CS+ pini, hata durumunda anahtarlama 0°'den başlayarak, SOFTSTART pini yükselmeye başlamadan önce yüke kontrolsüz güç uygulanmasını engellemiş olur.

SOFTSTART: Entegrenin yumuşak kalkışla çalışma özelliğini kontrol eden ucudur. Besleme gerilimi eşik değerinin altındayken bu uç toprağa çeker, gerilim değeri eşik değerinin üzerine çıktığında da pinin gerilim değeri 4.8V'a çıkar. Hata durumlarında SOFTSTART çevrimi yeniden dönmeye başlar.

DELAYSET C-D: C ve D çıkışları arasında bırakılacak ölü zaman ayarı, bu pine bağlanacak olan direnç ile yapılır.

OUT A – OUT D: Güç anahtarları için tetikleme sinyallerinin verildiği çıkışlardır. A ve B çıkışları bir kol, C ve D çıkışları diğer kol olmak üzere, A, B, C ve D uçları tam köprüye ait kolların sinyal çiftlerini oluşturur.

VC: Entegrenin çıkış sürücüler ve ona bağlı olan devre elemanlarından oluşan çıkış katlarının beslemesi bu pin üzerinden oluşur. Normal çalışma durumunda bu pine uygulanan gerilim değeri 3V'tan büyük olmalıdır. Sabit bir gerilim elde etmek ve gerilimin çevre elemanlarından etkilenmemesi için bu pinin düşük ESL ve ESR'li bir kondansatörle direk PWRGND ucuna bağlanması gerekir.

VIN: Entegrenin çıkış sürücü katına direk bağlı olmayan lojik ve analog devreler bu pin üzerinden beslenir. Normal çalışma için gerilim değeri 12V veya üzerinde olmalıdır. Gerilim değeri entegrenin düşük gerilimden kapatma eşik değerinin üzerine çıkıncaya kadar devre elemanları çalışmaz. Kararlı bir gerilim değeri için bu pin bir kondansatörlerle GND ucuna bağlanmalıdır.

PWRGND: Güç devresi toprağı olarak da adlandırılan bu pin, çıkış katları için ortak toprak olarak kullanılır. VC ucu seramik bir kondansatörle bu uca bağlanmalıdır. DC gerilim düşümlerini ve gürültü problemlerini önlemek için bu pin sinyal toprağına kısa devre edilebilir.

DELAYSET A-B: A ve B çıkışları arasında bırakılacak ölü zaman ayarı, bu pine bağlanacak olan direnç ile yapılır. A ve B ile C ve D çıkışları için farklı direnç değerleri kullanılarak farklı ölü zaman ayarları yapmak mümkündür. Böylece tam köprüye ait yarım kollardaki ölü zamanlar, yani bir güç elemanının kesime girmesi ile diğerinin iletme girmesi arasında bırakılacak gecikme zamanları birbirinden bağımsız olarak ayarlanmış olur.

FREQSET: Entegrenin osilatör frekansı, bu pin ile toprak arasına bağlanan direnç ve kondansatör ile belirlenir.

CLOCKSYNC: Bu pin çıkış olarak kullanıldığında dışarıya saat işareti verir, giriş olarak kullanıldığında ise senkronizasyon noktası olarak çalışır. Entegre farklı bir osilatöre senkron olarak çalıştırılmak istendiğinde, harici osilatörün frekansı entegrenin osilatör frekansından daha yüksek olmalıdır. Birden fazla entegre kullanılması durumunda ise, bu pin kullanılarak entegrelerin hepsi en hızlı osilatör frekansına göre senkronize edilmiş olur.

SLOPE: Bu pin bir direnç ile VCC gerilimine bağlanarak kontrol geri beslemesi oluşturulur.

RAMP: PWM karşılaştırıcısının giriş ucu olan bu pin bir kondansatör bağlanarak ya da doğrudan akım işareti verilerek kontrol mimarisi belirlenir. Ayrıca akım geri beslemeli bir güç katı kullanıldığında bu pin eğim kompanzasyonu için de kullanılır. Çıkış gerilimi RAMP girişi ile PWM karşılaştırıcı arasındaki 1.3V'luk offset geriliminden dolayı, rampa pik gerilimini aşamaz ve bağlı iletim süresi uygun R ve C değerleriyle istenen bir değere sabitlenir.

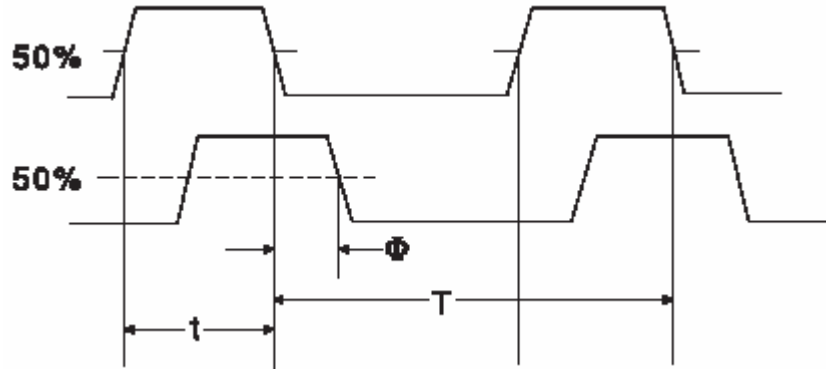
GND: Bu pin bütün gerilimlerin ölçüldüğü ortak referans toprak noktasıdır. Sinyal toprağı olarak da adlandırılabilir. Rampa, osilatör ve VREF ile VIN uçlarına bağlanan kondansatörlerin toprak uçları direk olarak sinyal toprağına bağlanır [30, 47].

6.5 UC2875 Entegresinin Çalışma Prensibi

UC2875 entegresinin osilatör devresi ile üretilen anahtarlama frekansındaki işaretle geçiş flip-flopu' u sürülür. Bu flip-flop'un çıkışları A ve B çıkış katlarını çalıştırırken aynı anda C ve D çıkış katlarının çalışmasında görev alan EXOR kapısını da tetikler.

Faz farkını belirleyecek olan geri beslemeler, kontrol katına bağlı olarak, hata yükseltici ve rampa üretici kullanılarak değerlendirilir ve bir PWM karşılaştırıcısına verilir. Bu karşılaştırıcı EXOR kapısına bağlı olan PWM flip-flop' unu sürer. Böylece C ve D çıkış sinyalleri alınan geri beslemelere bağlı olarak A ve B' ye göre belli bir faz farkı ile tetiklenmiş olur [30].

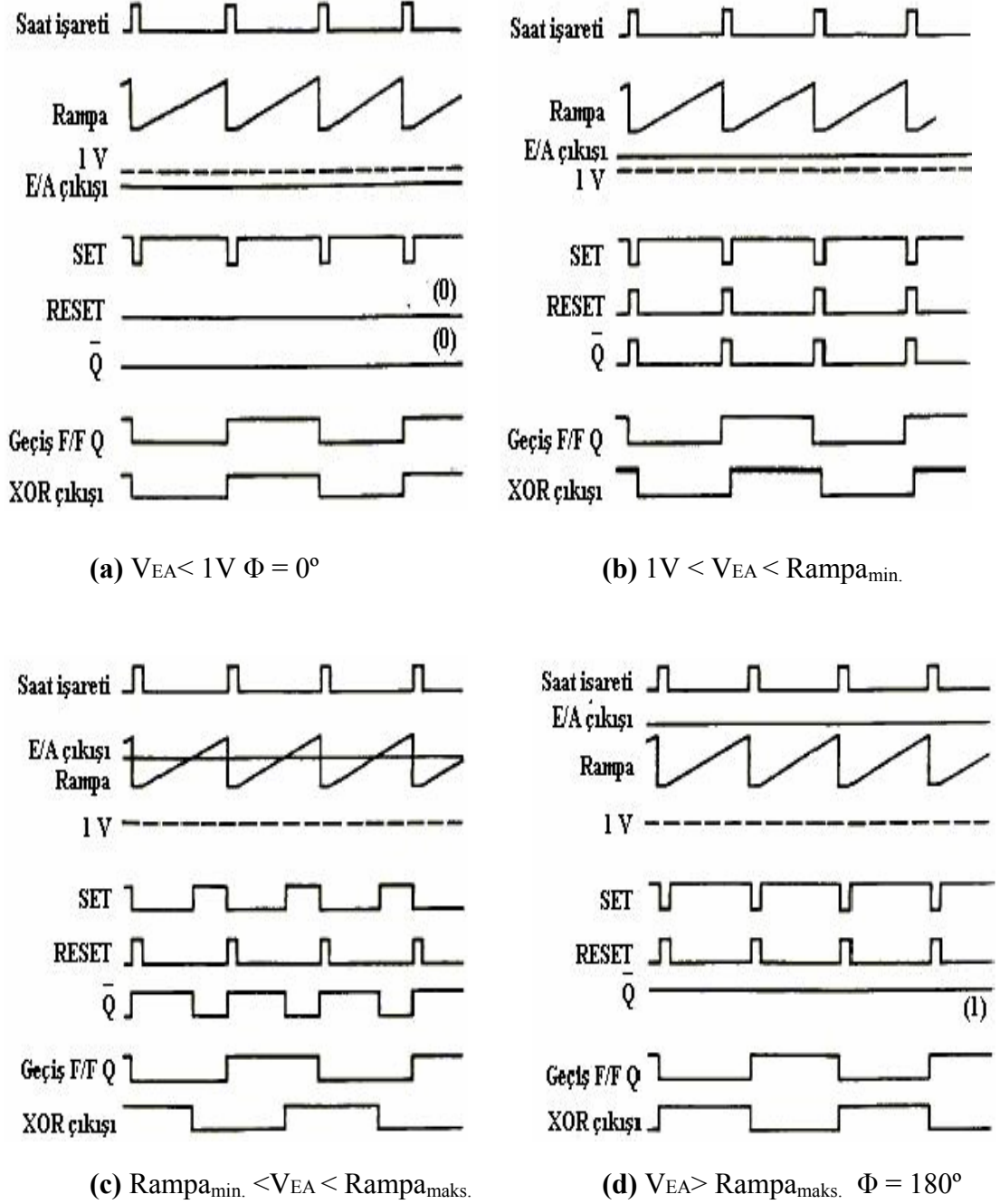
Faz farkı $\Phi = 0^\circ$ iken bağıl iletim süresi %100 olup, çıkış gerilimi maksimum olmaktadır. Faz farkı $\Phi = 180^\circ$ olduğunda ise bağıl iletim süresi sıfıra eşit olup, çıkış gerilimi de sıfır olmaktadır. Şekil 6.7' de belirli bir faz farkına ayarlanmış olan çıkış sinyalleri görülmektedir.



Şekil 6.7: UC2875 entegresi çıkış sinyalleri ve aralarındaki faz farkı

Çıkış sürme sinyallerinin maksimumda çalıştırılması daha düşük ani akım yükselmeleri anlamına gelir. Bunun yanı sıra çıkışa güç aktarımının olmaması istendiği durumlarda da anahtarlama devam eder. Ancak bu durumda yapılması gereken faz farkının 180° olarak ayarlanmasıdır. Sonuç olarak, etkin ve iyi bir kontrol için ayarlayıcı devrenin 0° - 180° aralığında faz farkı oluşturabilmesi gerekmektedir.

Aşağıda Şekil 6.8’da hata yükselteci çıkış gerilimine göre dört farklı faz modülasyonu durumu görülmektedir. Geçiş flip-flop’una ait Q çıkışı ile EXOR çıkışı arasındaki faz farkı kollarındaki faz farkını da göstermektedir. Çıkış gerilimi geri beslemesi ve referans geriliminin farkını alarak kuvvetlendiren hata yükseltecinin çıkışı, tetikleme sinyalleri arasındaki faz farkını doğrudan etkilemektedir.



Şekil 6.8: Değişik V_{EA} değerleri için faz modülasyonları

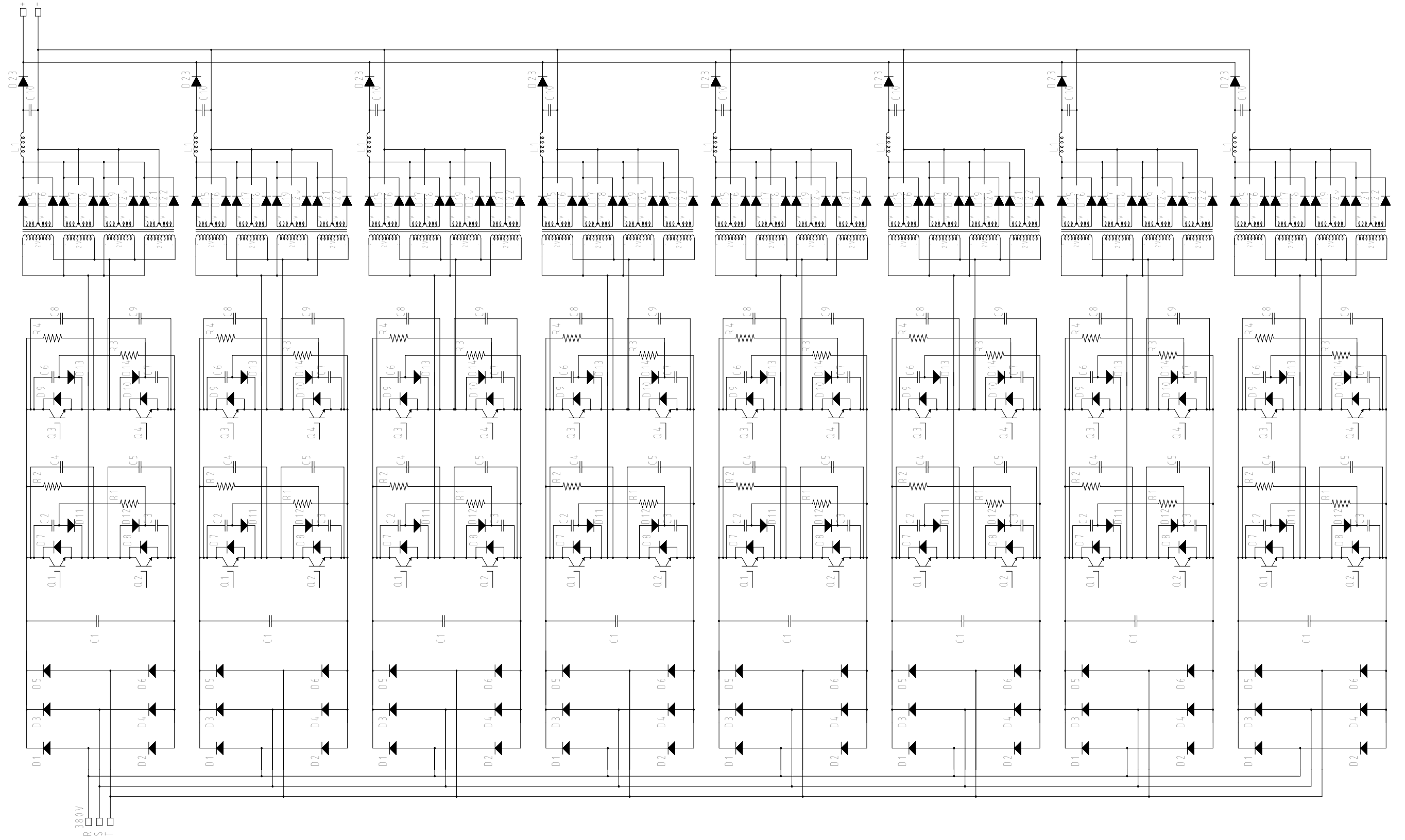
7. FAZ KAYDIRMALI, YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ TİP ÇEVİRİCİNİN İNCELENMESİ

7.1 Çalışma Prensibi

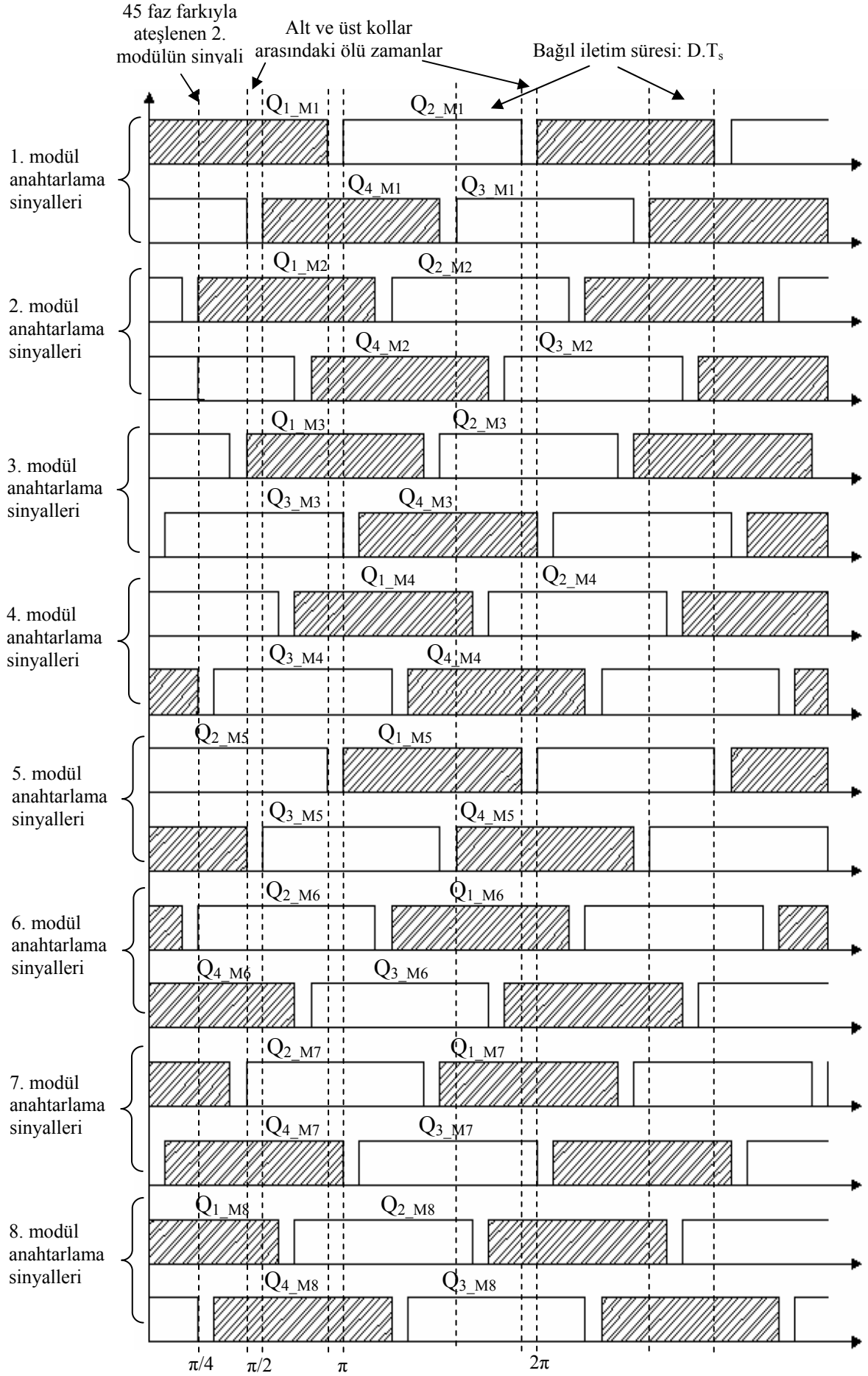
Yüksek güçlü DC/DC çeviricilerde manyetik malzemenin boyutunu ve dolayısıyla tüm sistemin hacmini küçültmek için yarı iletkenlerin anahtarlama frekansı artırılır. Frekansın artmasıyla devrede oluşacak akım veya gerilim yükselmelerini bastırmak için yüksek güçlü uygulamalarda koruma amaçlı bastırma devreleri kullanmak gerekir. Ancak bu koruma devreleri beraberinde kayıpları da getirir. Diğer yandan frekansın artırılması anahtarlama kayıplarını da artırır. Yüksek frekansın avantajlarına rağmen meydana getirdiği kayıplar sistemin verimini düşürür. Bu bölümde yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmak üzere tasarlanan tam köprü DC/DC çeviricinin faz kaydırmalı PWM yöntemi ile kontrol edilerek yumuşak anahtarlama olarak çalışması incelenecektir.

Sıfır gerilimde geçiş yaparak anahtarlama kayıplarının ve yarı iletken anahtarlama elemanlarının maruz kaldığı akım ve gerilim gerginliğinin azaltıldığı bu devre, kontrol kolaylığı nedeniyle yüksek frekanslı ve yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilmektedir. Bu devre klasik tam köprü DC/DC çeviricilerden daha yüksek akım değerlerine çıkmaya olanak sağlamasına rağmen primer taraftaki yarı iletken anahtarların sıfır gerilim altında ilettime girmesi nedeniyle, yumuşak anahtarlama için ilave elemana gerek duyulmamaktadır.

Uygulamada gerçekleştirilen bu sistemin, standart faz kaydırma metodundan bir diğer farkı da sekiz çevirici modülünün her birinin anahtarlama zamanı arasında 45°'lik sabit faz farkının bulunmasıdır. Böylece modüllerin arasındaki faz farkı nedeniyle çıkış akım ve gerilim dalgalılığı otomatik olarak sekizde birine düştüğünden çıkış filtre boyutunda da ciddi bir küçülme olmuştur. Paralel çalıştırılan sekiz modülün güç katının bağlantı şeması şekil 7.1'de yer almaktadır.



Şekil 7.1: Faz kaydırmalı çevirici modüllerinin güç şeması



Şekil 7.2: Eviricilerin tetikleme sinyalleri

Şekil 7.1'deki yarı iletkenlere ait olan kapı sürme sinyalleri Şekil 7.2'de gösterilmektedir. Buradaki sinyaller incelendiğinde her bir modülün aynı kollardaki yarı iletkenlerine ait sürme sinyalleri arasında 45° olduğu görülmektedir. Bu faz farkı sabit kalmakla birlikte her bir evirici sinyali bağımsız olarak kontrol edildiğinden çalışma esnasında kollar arasındaki faz farkları birbirinden bağımsız olabilir. Örneğin modüllerdeki herhangi yük dengesizliği olması durumunda, akımları eşitlemek için bir çeviricinin bağıl iletim süresi diğerlerinden daha yüksek olabilir.

Ayrıca çok düşük akımlarda sekiz modülü aynı anda iletimde tutmak düşük verimli bir çalışmaya neden olacağından modüller kademeli olarak devreye alınacaktır. Örneğin akım değeri 0-100A aralığındayken bir modül, 100-200A aralığındayken de iki modül birden çalıştırılacaktır. Ancak bu evrede diğer modüller çalıştırılmaya hazır halde bekletilecek yalnız kontrol sinyalleri susturulacaktır.

Bundan sonraki bölümlerde bir modülün, bir periyoduna ait çalışma aralıklarının analizi ve modüllerin kontrol döngüsünün oluşturulmasını sağlayan yardımcı devrelerin açıklamaları yer alacaktır.

7.2 Çalışma Aralıklarının Analizi

Bu bölümde kararlı halde çalışan faz kaydırmalı eviricinin bir anahtarlama periyodu boyunca meydana gelen dalga şekilleri ve eşdeğer devre şemaları incelenecektir.

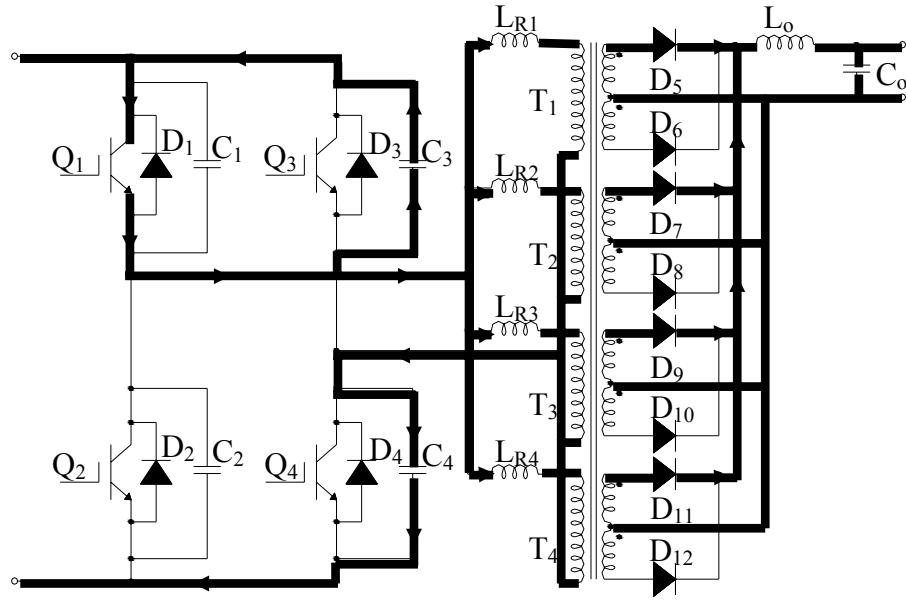
1). $t_0 < t < t_1$ aralığı:

Durum: Q_1 iletimde, C_3 deşarj oluyor, C_4 şarj oluyor

Başlangıç anında Q_1 ve Q_4 anahtarlarının iletimde olduğu ve transformatör üzerinden yük akımının aktığı kabul edilmekte ve $t = t_0$ anında Q_4 anahtarı kesime geçirilmektedir.

Q_1 iletimde olması nedeniyle DC bara gerilimine kadar dolu olan giriş kondansatörü rezonans endüktansı olarak kabul edilen transformatörlerin kaçak endüktansı üzerinden akmaya devam eder. Q_4 anahtarının kesimde olması nedeniyle, yük akımı yolunu C_4 üzerinden tamamlar ve C_4 'ü şarj etmeye başlar. Bu esnada daha önce şarj olmuş olan C_3 kondansatörü de Q_1 ve transformatör üzerinden deşarj olmaya başlar.

C_3 kondansatörü boşalınca, kondansatör uçlarındaki gerilim 0V'a düşer ve şekil 7.3'den de görüldüğü gibi Q_3 anahtarının uçlarındaki D_3 ters paralel diyotu iletime girerek C_3 kondansatörünün ters yönde dolmasını önler. C_3 kondansatörü tamamen boşaldığında C_4 kondansatörünün gerilimi de DC bara gerilimine yükselmiş olur.



Şekil 7.3: $t_0 < t < t_1$ aralığı için devre eşdeğer modeli

Yarı iletken anahtarların kaçak kapasiteleri, anahtarlara paralel olan kondansatörler ve yüksek frekans transformatörlerinin sargı kapasiteleriyle birlikte transformatörün kaçak endüktansının rezonansa girdiği ve C_3 kondansatörünün boşalıp C_4 kondansatörünün dolduğu bu aralık, aynı zamanda anahtarlar arasındaki ölü zamana karşılık gelmektedir. Özellikle düşük güçlü uygulamalarda çok önemli olan sargı ve yarı iletken kapasiteleri bu uygulamada ihmal edilmiş ve sadece yarı iletkenlere paralel olarak bağlanmış olan kondansatörler dikkate alınmıştır [1].

Bu sürenin sonunda, başlangıç anında tepe değeri giriş gerilimi değerinde olan transformatör primer gerilimi sıfıra düşer. Bu durumda transformatör sekonder gerilimi primer geriliminin yansıyan değerinin altına düştüğü için çıkış endüktansı üzerindeki gerilim yön değiştirir ve endüktans, depoladığı enerjiyle yükü besleyerek, kaynak gibi davranmaya başlar [3].

Transformatör primer tarafındaki akım, transformatörün kaçak endüktansı olan rezonans endüktansı sayesinde neredeyse sabit kalır. Kaçak endüktasın değeri ZVS modunda anahtarlama yapmak için her zaman uygun bir değerde olmayabilir. Bunu istenen değere ayarlamak için transformatöre seri veya uçlarına paralel bir endüktans bağlamak suretiyle kaçak endüktans değerini arttırıp azaltarak rezonans endüktansını istenen değere ayarlamak mümkündür.

Rezonans süresi boyunca transformatör primer gerilimi tepe değerinden 0V'a düşer. Bu arada sekonderden primere yansıyan gerilim değeri $V_o \cdot N$ olur. Bu durum meydana geldiğinde giriş gerilimi çıkış gücünü karşılayamayacak kadar düşmüş ve

çıkış endüktansının da polaritesi değişmiştir. Ve çıkış endüktansı depoladığı enerjiyle bir süre daha yükü beslemeye devam eder [13, 22].

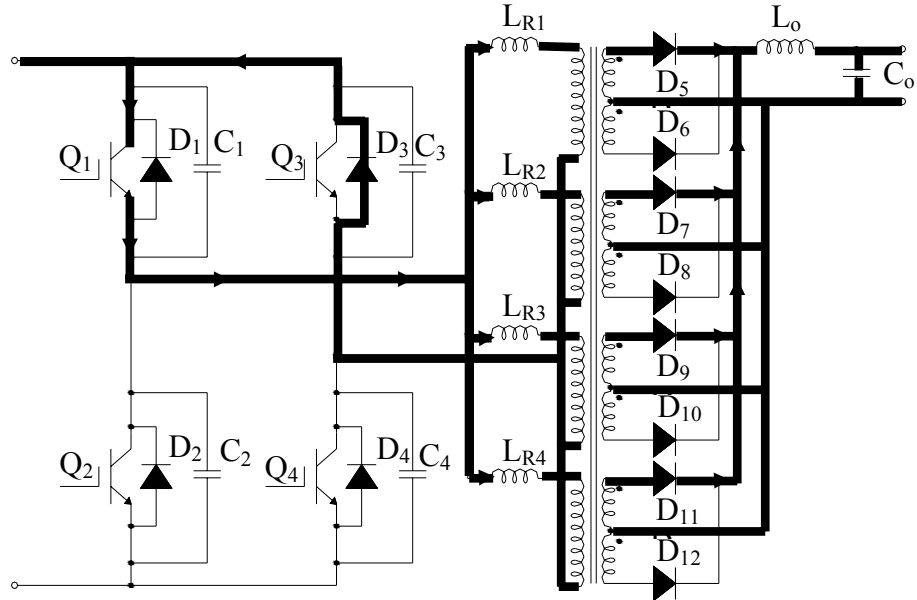
2). $t_1 < t < t_2$ aralığı:

Durum: Q_1 , Q_3 ve D_3 iletimde, C_4 dolmuş

Ölü zaman süresi boyunca meydana gelen rezonansın sona ermesiyle birlikte, C_3 kondansatörü deşarj olmuş ve D_3 diyotu iletime girmiştir. Şekil 7.4'den de görüldüğü üzere primer akımının Q_1 ve D_3 üzerinden kapalı çevrimle dolaşmaya başlaması nedeniyle, kısa devre edilen transformator primer sargı gerilimi 0V'a düşmüştür. $t = t_1$ anında Q_3 anahtarının, sürme sinyali aktif duruma getirilerek iletime sokulur. Devre elemanları ideal kabul edilirse bir sonraki çevrime kadar akım sabit kalacaktır.

D_3 diyotunun bu esnada iletimde olması nedeniyle, Q_3 anahtarı sıfır gerilimde iletime girmiş olur. Q_3 anahtarının ters yönde akım geçirebilme özelliği olmadığından üzerinden akım akmaz, ancak Q_3 anahtarının sürme sinyalleri D_3 diyotu iletimdeyken oluşturulduğu için iletim kayıpları da azalır.

Q_1 ve Q_3 anahtarlarının ortak iletimde oldukları bu süre, klasik köprü evirici modelinde paralel kollardaki çapraz anahtarların ortak kapalı kalma süreleri olan t_{off} süresine karşılık gelir. İstenen çıkış gerilimini elde etmek için, yük arttıkça bu süre de azaltılmalıdır [1, 3].



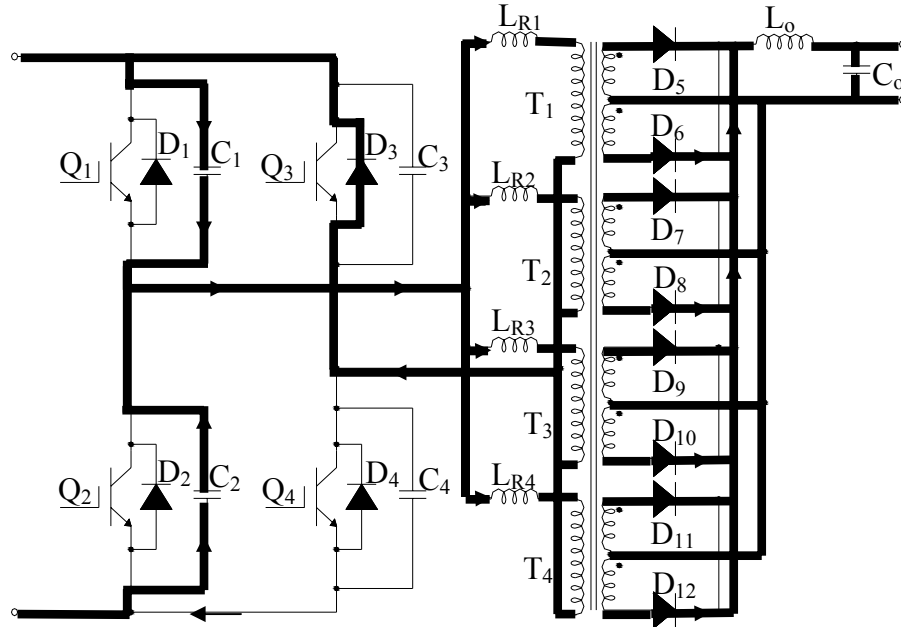
Şekil 7.4: $t_1 < t < t_2$ aralığı için devre eşdeğer modeli

Transformatörlerin kaçak endüktansları üzerinde biriken enerji, Q_1 , D_3 ve transformatörler üzerindeki kapalı çevrimi izleyerek akmaya devam ettiği için transformatörlerin sekonderlerindeki D_5 , D_7 , D_9 , ve D_{11} diyotları da iletimde kalarak yükü beslemeye devam ederler. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, klasik evirici modellerinde olduğu gibi akımın çıkış diyotları üzerinde serbest dolaşıma başlamamasıdır. Klasik PWM'li evirici modelinde t_{off} süresi boyunca transformatör sekonder gerilimi sıfıra düşmekte ve sekonder akımı çıkış diyotları üzerinden serbest dolaşmaya başlamaktadır. Ancak faz kaydırmalı evirici modelinde, gerilimin sıfıra düşmesiyle akım çıkış diyotları yerine, primer taraftaki yarı iletkenler üzerinde serbest dolaşmaya başlar.

3). $t_2 < t < t_3$ aralığı:

Durum: Q_3 ve D_3 iletimde, C_1 şarj oluyor, C_2 deşarj oluyor

L_R rezonans endüktansları sayesinde, ikinci aralık boyunca da akmaya devam eden primer akımı, t_2 anında, kayıplar yüzünden nominal değerinden küçüktür. Bu aralık Q_1 anahtarının kesime sokulmasıyla başlar ve Q_1 'in kesime sokulmasıyla I_p yolunu C_1 üzerinden tamamlar. Buna bağlı olarak başlayan rezonans sürecinde, C_1 şarj olurken, C_2 ise deşarj olur. D_2 'nin iletime girmesiyle birlikte Q_2 'de sıfır gerilimde anahtarlanmaya hazır konuma gelir.



Şekil 7.5: $t_2 < t < t_3$ aralığı için eşdeğer devre şeması

Şekil 7.13’de görüldüğü üzere $t_2 - t_4$ aralığında D_5, D_7, D_9, D_{11} ve D_6, D_8, D_{10}, D_{12} diyotları aynı anda iletimdedir. D_5, D_7, D_9 ve D_{11} diyotlarının akımı azalırken, D_6, D_8, D_{10} ve D_{12} diyotlarının akımı artmaktadır. Bu komütasyon sırasında oluşan kısa devre, çıkış akımının yansımalarını primerden kaldırır.

L_R , rezonans için gerekli enerjiyi depolamış olmalıdır. Yani endüktanstaki enerji kaçak kapasitelerde depo edilmiş enerjiden büyük olmalıdır. Bundan dolayı hafif yüklerde endüktansta yeterli enerji depolanamadığı için sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilemez.

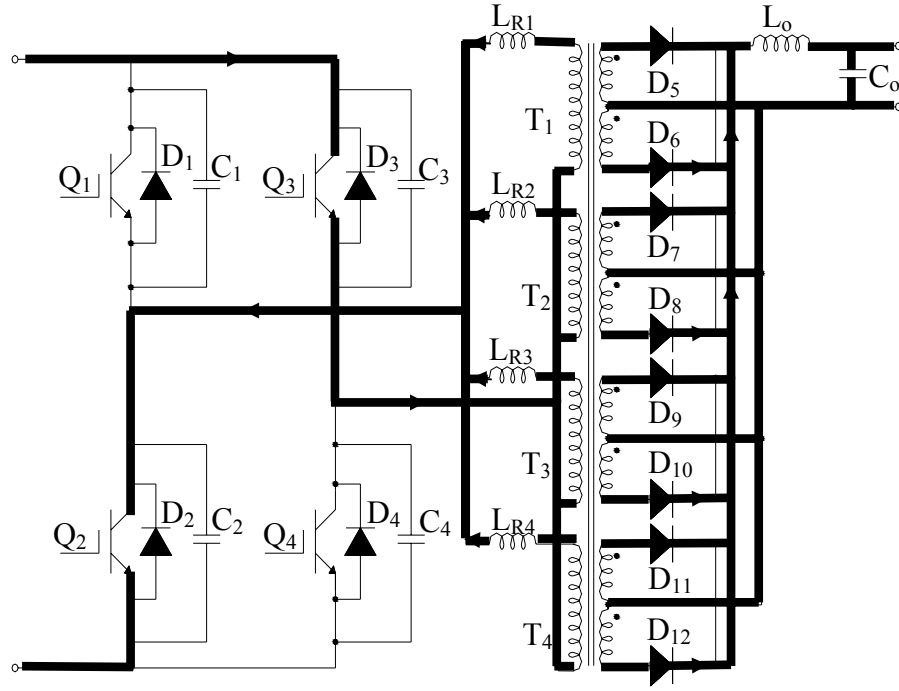
Konvansiyonel tam köprü DC/DC çeviricilerden farklı olarak bir koldaki yarı iletken anahtar ile diğer koldaki çapraz anahtarların güç transferine başlamadan önce ilettime sokulması yarı iletken anahtarın kapı sürme sinyallerinin oluşturulmasını kolaylaştırır. Bu sürme tekniğinin diğer bir avantajı alt kısımdaki anahtarlara oranla anahtarlama daha zor olan üst koldaki anahtarların istenen aralıkta komutasyona sokulmasıdır [1, 35].

4). $t_3 < t < t_4$ aralığı:

Durum: Q_2 ve Q_3 iletimde

Bu aralık Q_2 anahtarının ilettime sokulmasıyla başlar ve şekil 7.5’deki gibi primer akımı Q_2, Q_3 anahtarları ve transformatörlerin primer sargıları üzerinden akmaktadır. Bu aralıkta Q_2 ve Q_3 anahtarları aynı anda iletimde olmasına ve primer gerilimin giriş geriliminin tepe değerine ulaşmasına rağmen transformatörlerin kaçak endüktansından dolayı akımın hemen yön değiştirememesinden ötürü yüke güç aktarımı olmamaktadır. Özellikle gerekli enerjiyi depolayabilmek için, bu değer için ilave seri bir endüktansla artırılması durumunda geçen süre daha da uzamaktadır.

Primer akımının yön değiştirme süresi giriş gerilimi ve yük akımına da bağlıdır. Primer geriliminin DC bara tepe değerine ulaşmasına rağmen sekonder gerilimin hala sıfır olması nedeniyle, bu süre sekondere yansıyan bağıl iletim süresinde bir kayba yol açar. Faz kaydırmalı DC/DC çevirici devrelerine ait en önemli dezavantaj budur [1].



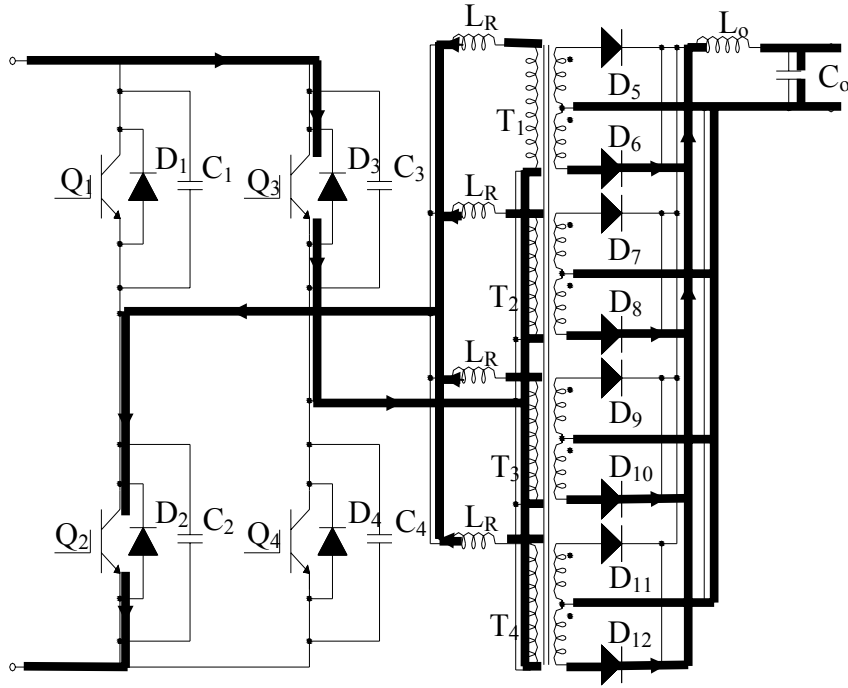
Şekil 7.6: $t_3 < t < t_4$ aralığı için eşdeğer devre şeması

5). $t_4 < t < t_5$ aralığı:

Durum: Q_2 ve Q_3 iletimde

Q_2 ve Q_3 anahtarlarının aynı anda iletimde olduğu bu aralık kare dalga sürülen tam köprü çeviricilerin bir kare dalgalık sürüm aralığına denk gelir. İki çapraz koldaki anahtarın açık olması nedeniyle giriş DC bara geriliminin tamamı transformatörün primer sargısına uygulanır. Akım giriş gerilimi ile orantılı olarak artmaya başlar ve I_o/N' 'e karşılık gelen bir DC değere çıkmış olur.

Bu aralık transformatörlerin sekonder gerilimlerinin sıfırdan anma değerine çıkması ve buna bağlı olarak D_6 , D_8 , D_{10} ve D_{12} diyotlarının iletime geçmesiyle başlar. Anahtarların iletim aralığını belirleyen, klasik PWM sistemlerinde olduğu gibi giriş, çıkış gerilimleri ve transformatörlerin dönüştürme oranı N' 'dir [35].

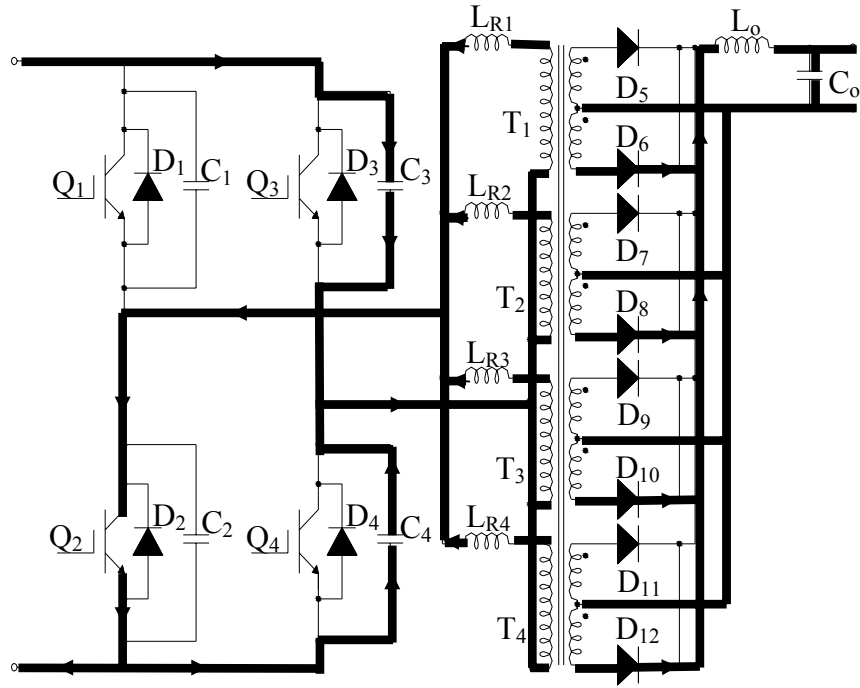


Şekil 7.7: $t_4 < t < t_5$ aralığı için eşdeğer devre şeması

6). $t_5 < t < t_6$ aralığı:

Durum: Q_2 iletimde, C_3 şarj oluyor, C_4 deşarj oluyor

Şekil 7.13'den de görüldüğü üzere altıncı aralık Q_3 anahtarının kapanmasıyla başlar. Q_3 anahtarı kesime sokulduğu için, şekil 7.8'deki gibi akım yolu C_3 , transformator ve Q_2 üzerinden tamamlanır. C_3 kondansatörü DC bara gerilimine kadar şarj olmaya başlarken aynı anda çeviricinin alt tarafında ikinci bir çevrim daha oluşur. Bu çevrimde akım, yolunu C_4 , transformator ve Q_2 üzerinden tamamlar. C_4 kondansatörünün transformatorün kaçak endüktansı ile rezonansa girmesi sonucu kondansatör uçlarındaki gerilim deşarj olarak değeri 0V olur.



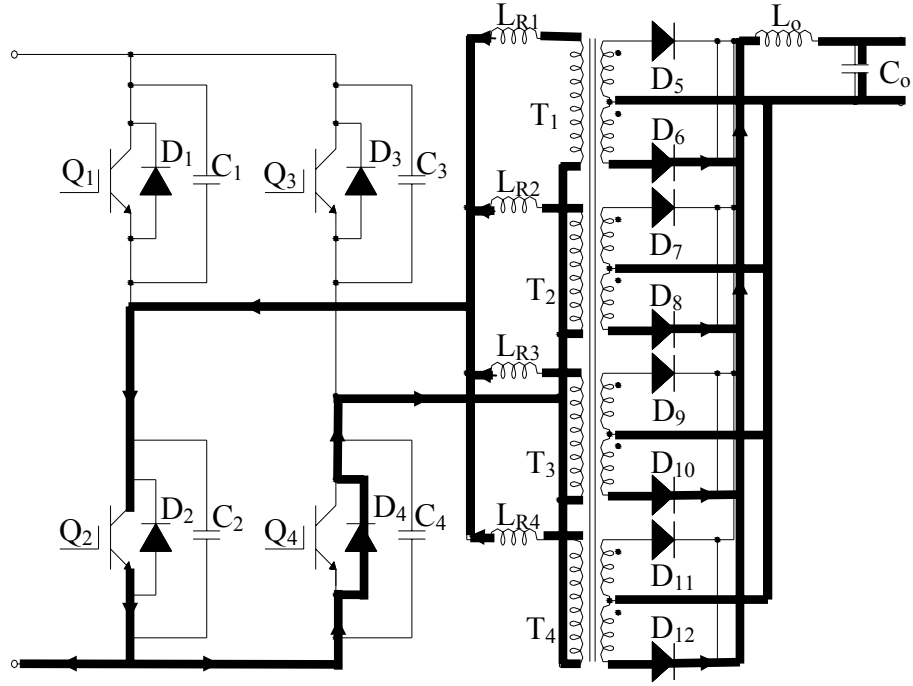
Şekil 7.8: $t_5 < t < t_6$ aralığı için eşdeğer devre şeması

7). $t_6 < t < t_7$ aralığı:

Durum: Q_2 , Q_4 ve D_4 iletimde

C_3 kondansatörü tamamen şarj olmuş ve C_4 kondansatörü de tamamen deşarj olduktan sonra C_4 kondansatörü uçlarındaki gerilimin 0V'a düşmesi nedeniyle D_4 diyotu iletime geçer. Q_4 anahtarının sürme sinyali bu aralıkta verilir. Ancak yarı iletken anahtarın IGBT olması nedeniyle anahtar üzerinden akım akmaz. Q_2 ve D_4 üzerinden kısa devre edilen transformator primer sargısının uçlarındaki gerilim 0V'dur.

Bu süre ikinci aralıkta anlatıldığı ve şekil 7.13'den de anlaşılacağı üzere klasik PWM'deki t_{off} süresidir ve istenen bağıl iletim süresine göre ayarlanabilir.

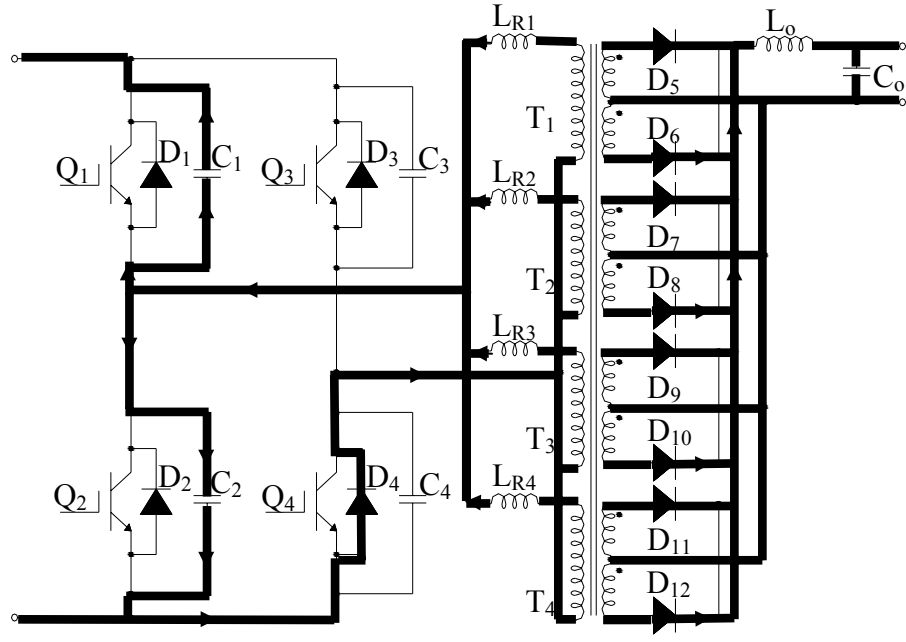


Şekil 7.9: $t_6 < t < t_7$ aralığı için eşdeğer devre şeması

8). $t_7 < t < t_8$ aralığı:

Durum: D_4 iletimde, C_2 şarj oluyor, C_1 deşarj oluyor

Bu aralık Q_2 anahtarının kesime geçmesiyle başlar. Q_2 üzerinden dolaşamayan akım, şekil 7.10'da görüldüğü üzere yolunu C_1 ve C_2 üzerinden tamamlar. C_1 kondansatöründen ters yönde akım akarak kondansatör deşarj olurken, C_2 kondansatörü de D_4 ve transformatör kapalı çevrimi üzerinden şarj olur. D_4 diyotunun iletimde olması nedeniyle de Q_4 anahtarı sıfır gerilim altında anahtarlama hazır hale gelmiş olur [14, 35].



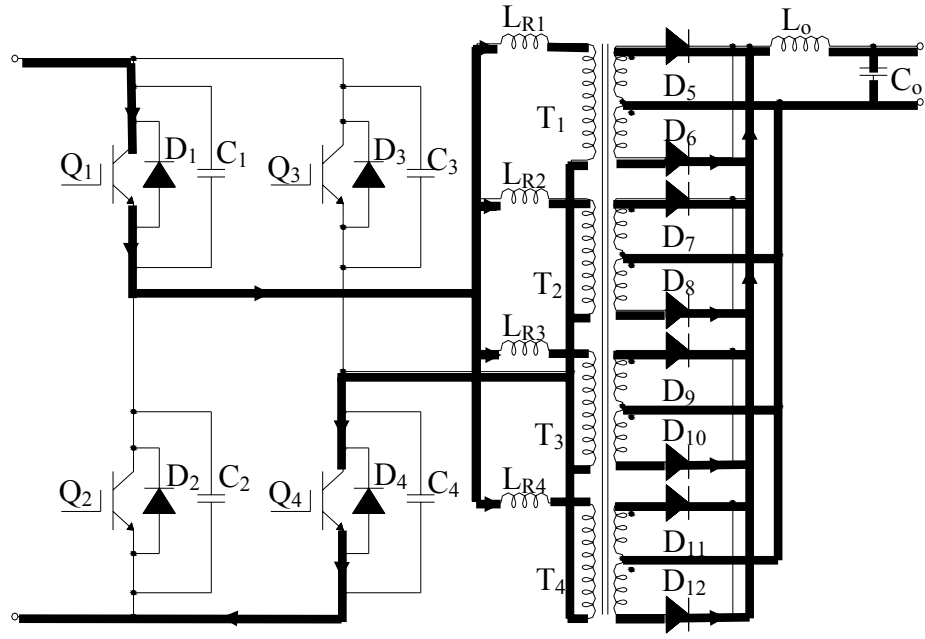
Şekil 7.10: $t_7 < t < t_8$ aralığı için eşdeğer devre şeması

9). $t_8 < t < t_9$ aralığı:

Durum: Q_1 ve Q_4 iletimde

Bu aralıkta daha önceki aralıkta kesimde olan Q_1 yarı iletken anahtarı iletime sokulur. D_4 diyotunun kesime geçmesi nedeniyle, akım yolu bir önceki çevrimde iletimde olan Q_4 üzerinden tamamlanır.

Bu aralık klasik PWM'li sürme tekniğindeki t_{on} süresine karşılık gelir. Ancak kaçak endüktans nedeniyle primer akımı yönünü hemen değiştiremez. Ve bu aralığın sonunda D_5 , D_7 , D_9 , D_{11} diyotlarının akım değeri artarken, D_6 , D_8 , D_{10} , D_{12} diyotlarının akımı sıfıra düşer [13, 14].

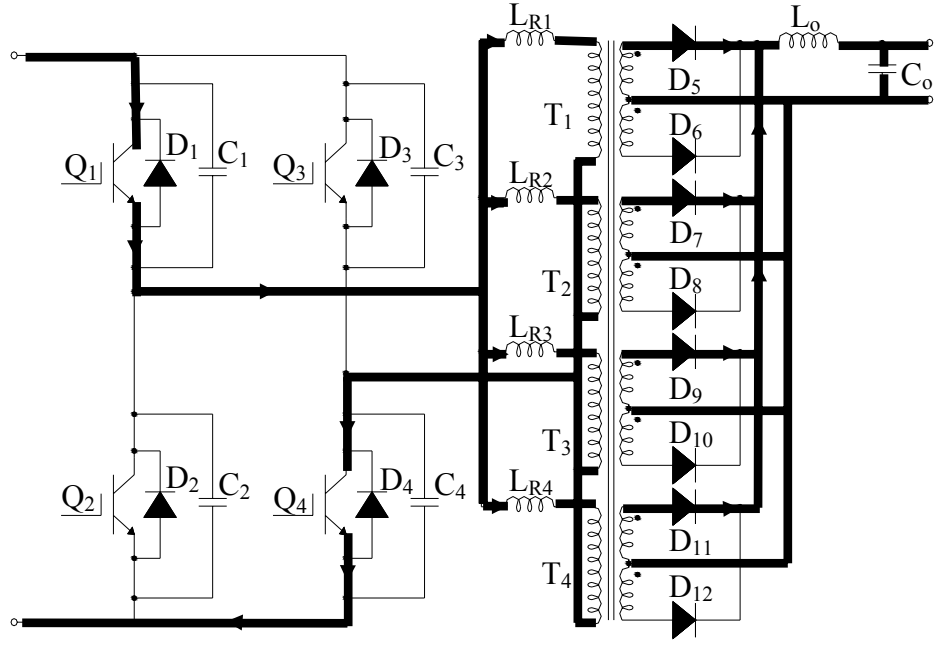


Şekil 7.11: $t_8 < t < t_9$ aralığı için eşdeğer devre şeması

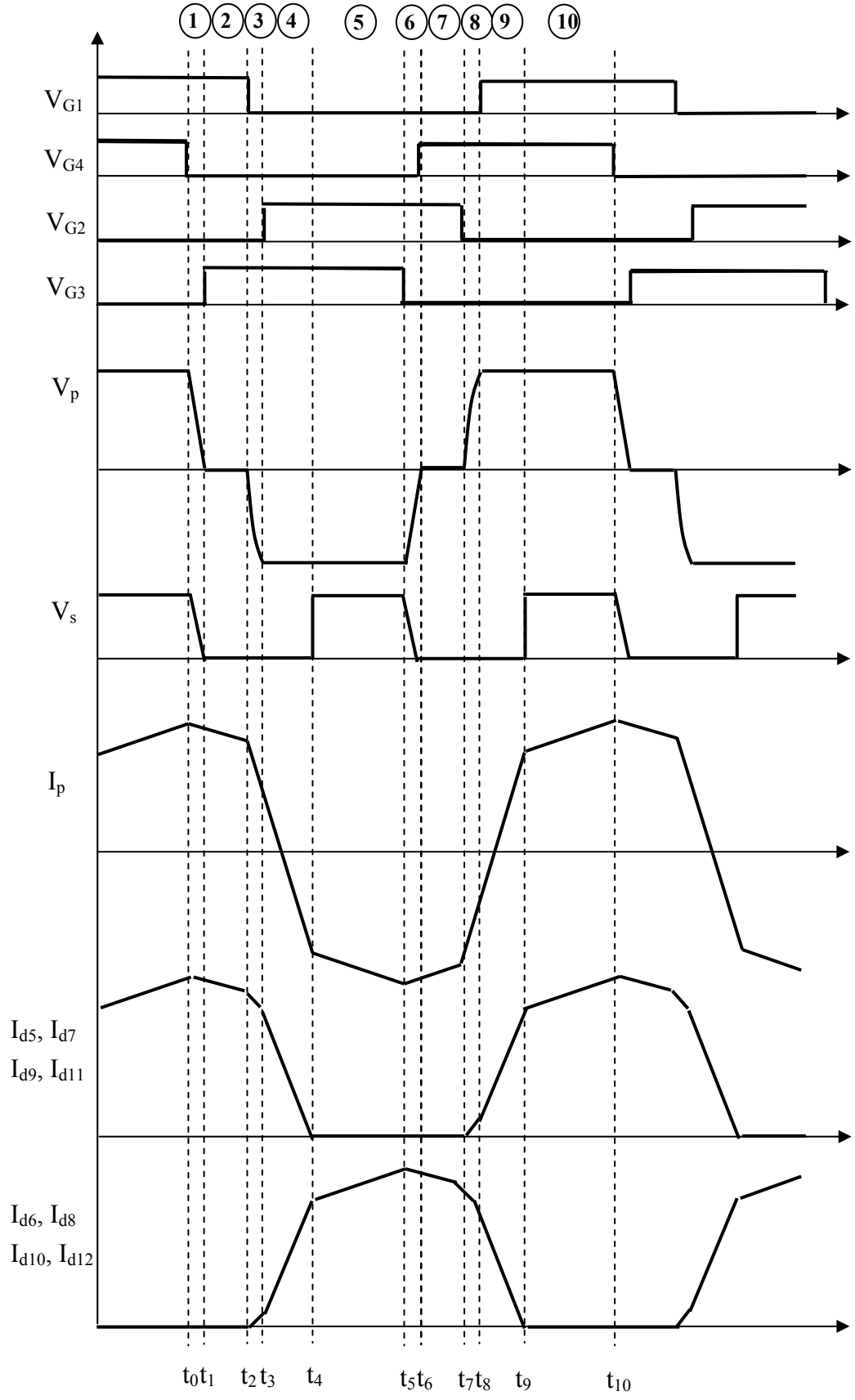
10). $t_9 < t < t_{10}$ aralığı:

Durum: Q_1 ve Q_4 iletimde

Bağıl iletim süresine karşılık gelen bu aralıkta, D_5 , D_7 , D_9 , D_{11} ve D_6 , D_8 , D_{10} , D_{12} diyotları üzerinden her iki yönde de dolaşan transformatör sekonder akımı, şekil 7.12’de de görüldüğü üzere tek yönde polarlanarak yolunu sadece D_5 , D_7 , D_9 ve D_{11} diyotları üzerinden tamamlar [14].



Şekil 7.12: $t_9 < t < t_{10}$ aralığı için eşdeğer devre şeması

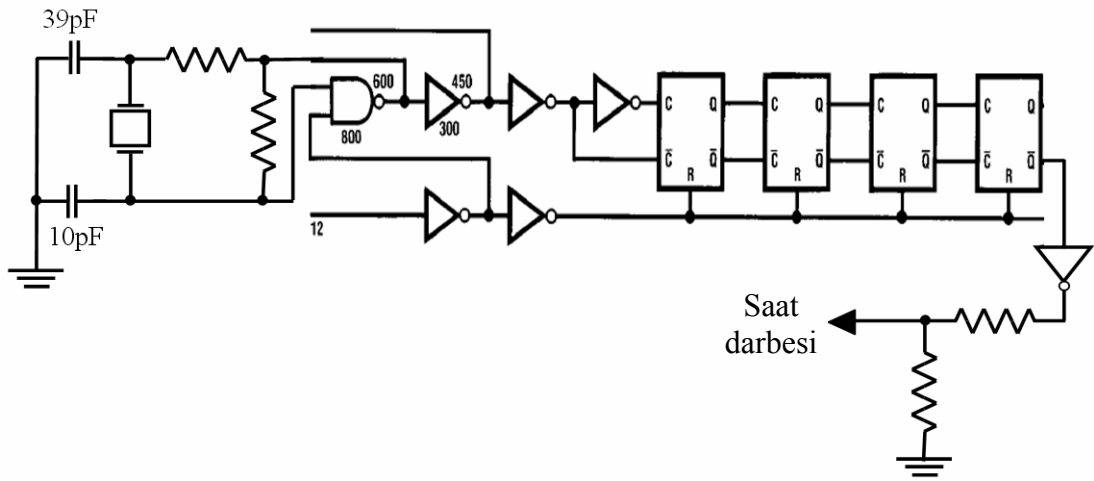


Şekil 7.13: Faz kaydırmalı DC/DC çeviricide çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri [12]

8. FAZ KAYDIRMALI, YÜKSEK AKIM, DÜŞÜK GERİLİMLİ DÜŞÜRÜCÜ TİP ÇEVİRİCİNİN GERÇEKLENMESİ

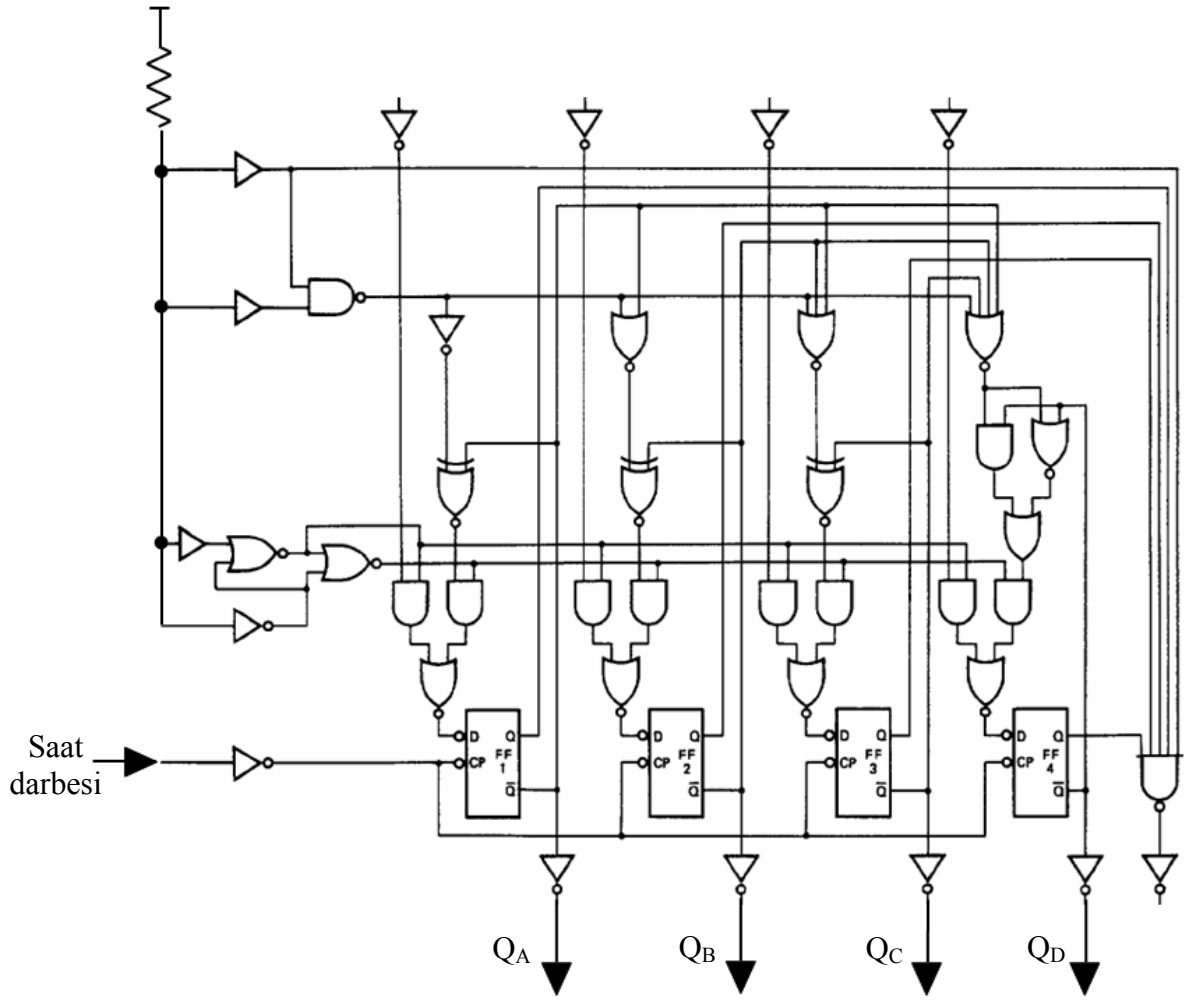
8.1 Kullanılan Kontrol Devreleri

Osilatör devresi: Şekil 8.1'deki devrede, faz kaydırma entegresinin senkron giriş ucu için gerekli olan saat sinyali üretilmektedir. Saat sinyali frekansının, sıcaklık gibi ortam değişikliklerinde sabit kalması ve dolayısıyla anahtarlama frekansının çeşitli nedenlerle değişmemesi istendiğinden, yüksek frekanslı, 20MHz'lik bir kristal kullanılmıştır. Kristalin frekansını düşürmek ve istenilen frekansı elde etmek amacıyla, HEF4060 CMOS sayıcı entegresi kullanılmıştır. Bu entegrenin diğer bir özelliği de içerisinde hassas bir kristal osilatörü bulundurmasıdır. Bu sayede harici bileşenlerin sayısı azalmış ve hassas bir saat sinyali üretilmiştir.



Şekil 8.1: Osilatör devresi

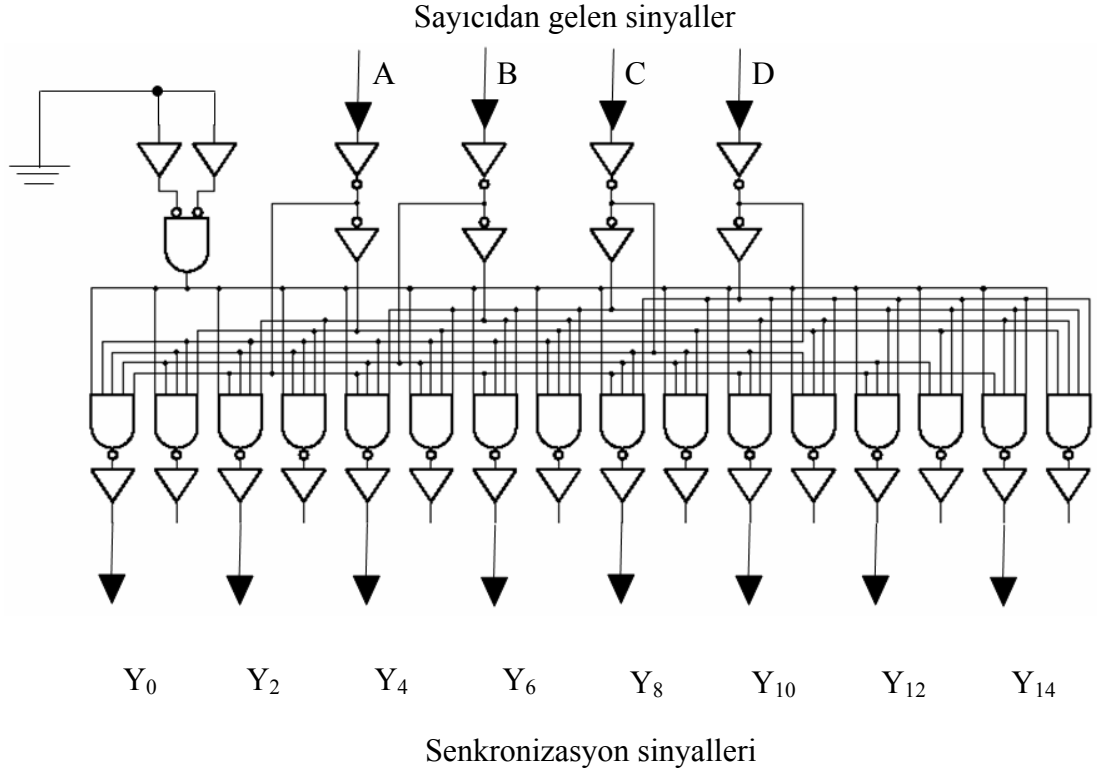
Sayıcı devresi: Anahtarlama sinyallerinin oluşturulması ve sistemin kontrolünde kullanılan UC2875 PWM entegresine dışardan saat darbesi verildiğinde verilen saat darbesinin istenen anahtarlama frekansının iki katı olması gerekmektedir. UC2875 entegrelerine giden senkronizasyon darbelerinin 45°'lik faz farkıyla sekiz modüle dağıtılabilmesi için HEF4060 entegresinden alınan saat darbesi, şekil 8.2'de görüldüğü gibi 4 bitlik sayıcı entegresine verilmiştir. Sayıcı olarak 74HC163 entegresi kullanılmıştır.



Sayıcı entegresinin çıkışları

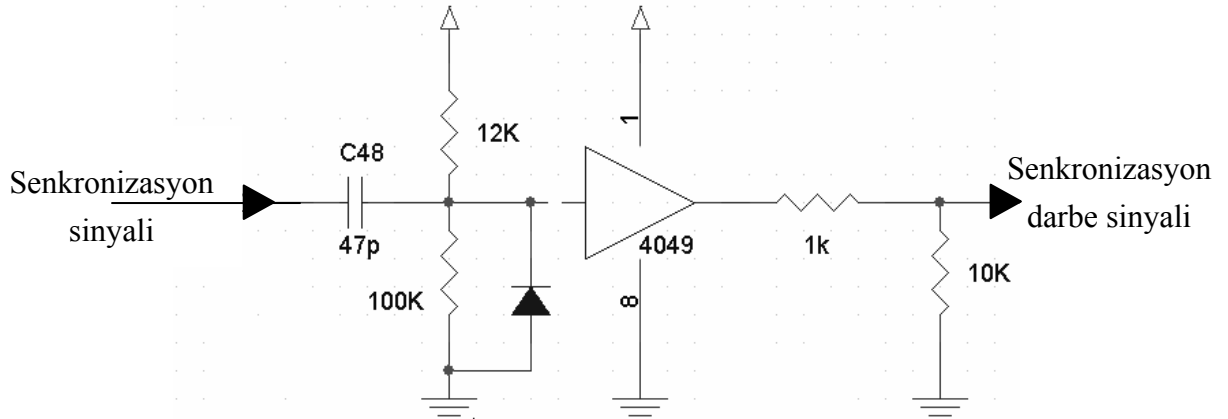
Şekil 8.2: 74HC163 sayıcı devresi

Senkronizasyon devresi: Sayıcının çıkışları şekil 8.3’de olduğu gibi, 16 çıkışlı demux entegresine verilir. 74HC154 demux entegresi birbirleri arasında 22.5° ’lik faz farkı olan 16 tane aynı frekanslı sinyal üretir. 45° ’lik faz farkı için entegrenin çıkışları birer arayla alınır. Böylece aynı frekansta çalışan ve her biri diğerine göre 45° kaymış olan 8 senkronlama işareti, faz kaydırma entegrelerine verilmek üzere aynı noktadan senkronlanmış olur.



Şekil 8.3: 74HC154 senkronizasyon devresi

Darbe üretim devresi: Senkronizasyon sinyallerinin periyoda göre kısa süreli ve yükselme - düşme hızlarının da yüksek olması, senkron olacak elemanlar için daha doğru ve hassas sonuçlar yaratmaktadır. Çok küçük darbeler vermek yerine entegreye senkronlama işareti olarak kare dalga verilirse, entegre bir kare dalga içerisinde tekrar tekrar “reset” alabilir. Bu yüzden 74HC163 entegresinden elde edilen sinyallerin şekillendirilmesi amacıyla şekil 8.4’deki devre kullanılmıştır. Sinyal, 47pF’lık bir kondansatör ile kılcal palsler haline dönüştürülmüş, ardından da entegre girişlerini koruyan ve (EMI) girişimleri önleyen dirençler ve diyottan geçerek 4049 buffer entegre devresine girmiştir.

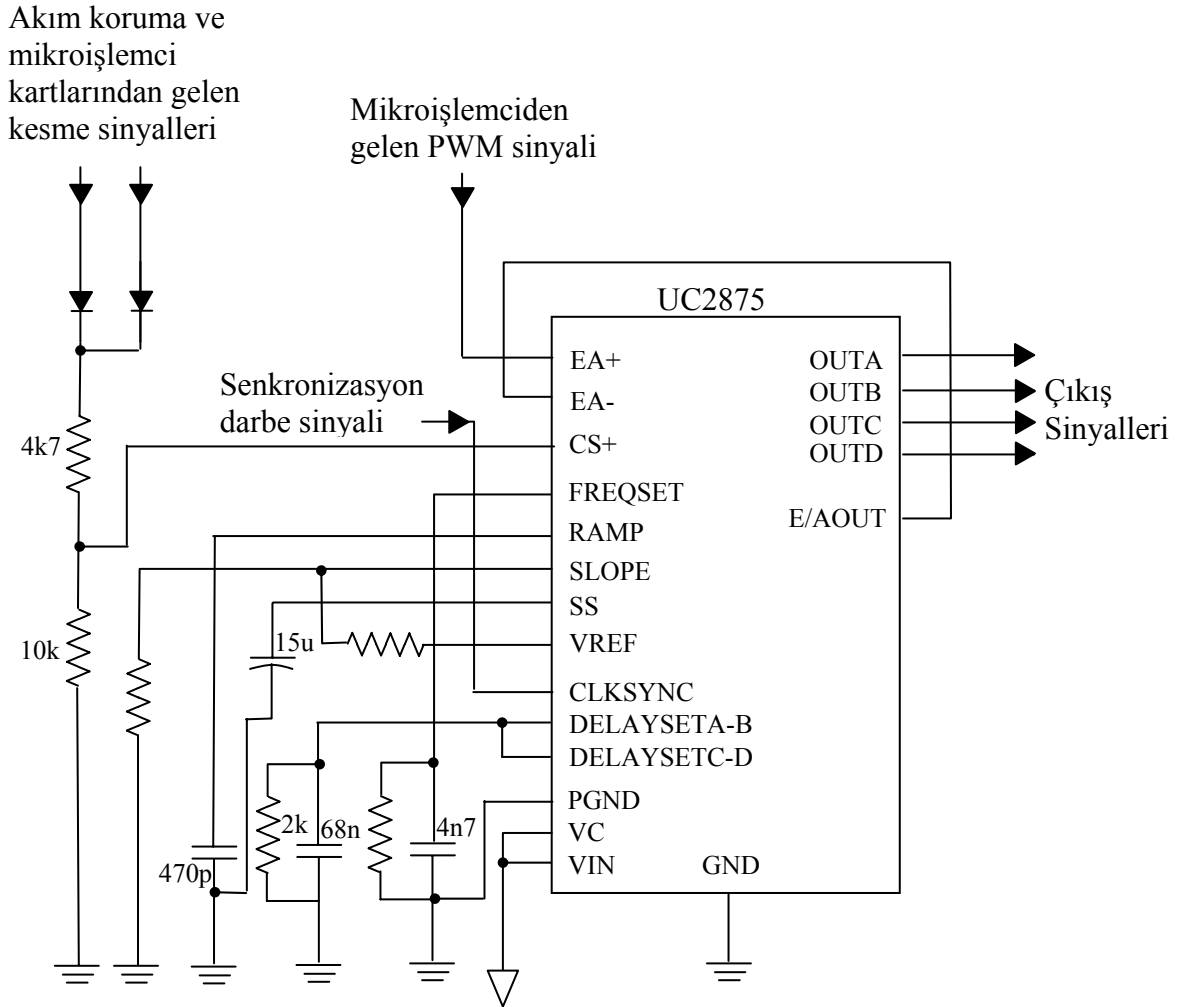


Şekil 8.4: Darbe üretim devresi

Faz kaydırma devresi: Gerçekleştirilen çeviriciye ait kontrol katının PWM devresi, şekil 8.5’de yer almaktadır. UC2875 entegresinin çevre elemanları ve elemanlara ait büyüklükler bölüm 6’da açıklanan bilgiler ışığında belirlenmiştir.

CD4049 entegresinin çıkışından gelen senkronizasyon darbesi UC2875 entegresinin 17 numaralı senkronizasyon girişine verilmiştir. Senkronizasyon darbesinin frekansı, UC2875’in FREQSET ucuna bağlanan direnç ve kondansatörle oluşturulan frekansın iki katıdır.

Entegrenin 7. ve 15. pinleri kısa devre edilerek aynı direnç ve kondansatöre bağlanmıştır. Böylece entegrenin A-B ve C-D çıkışlarının “delay set”leri aynı yapılmıştır.



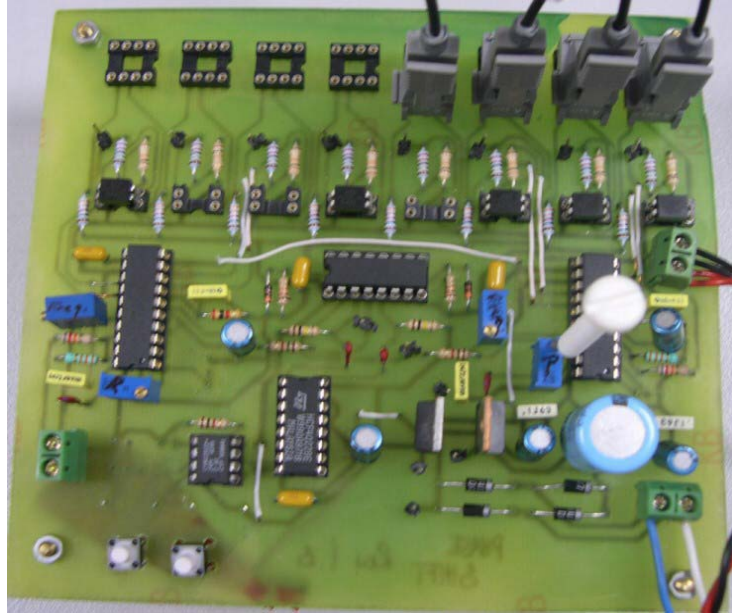
Şekil 8.5: Faz kaydırma devresi

Akım koruma ve mikroişlemci kartlarının çıkışları diyotlarla oluşturulmuş VEYA kapısından geçirilerek entegrenin 5 numaralı akım koruma girişine verilir. Çeviricinin transformatörlerinin primer katında veya her bir modülün yüke giden

çıkış ucunda, akım müsaade edilen en yüksek akım değerini aştığında, CS ucuna gelen gerilim 2.5V'un üzerine çıkarak sürme sinyallerinin otomatik olarak kapanmasını sağlayacaktır.

Her bir modülün yüke giden çıkış ucunda bulunan akım transdüserlerinden alınan geri beslemeler akım koruma ve mikroişlemci kartlarına verilmektedir. Mikroişlemci kartı akünün hangi çevrimde şarj olacağına veya akünün akım veya gerilim ihtiyacına göre ayarlanacak olan PWM darbelerini ayarlamak için 4 numaralı EA+ ucuna 0-5V arası değişen referans gerilimini vermektedir.

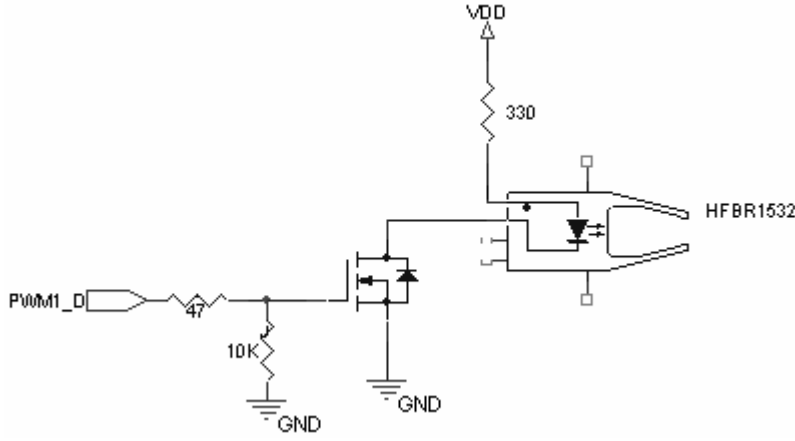
Şekil 7.6'da aralarında 45°'lik faz farkı bulunan iki modülü çalıştırmak için kullanılan UC2875 entegresinin çevre elemanlarıyla birlikte prototip devre şeması görülmektedir.



Şekil 8.6: Faz kaydırma devresi

DAC devresi: Mikroişlemci kartından alınan PWM sinyalleri optocoupler entegrelerinden geçirilerek dijital/analog dönüştürücü entegrelerine verilmiştir. Referans gerilimlerini 2.5V'luk referans gerilimlerinden alan DAC entegreleri birbirlerine seri bağlanmış ve her birinin çıkışı ayrı bir modülün kontrol kartına gitmiştir.

Mikroişlemci kartı çıkıştan aldığı geri beslemelere ve ön panelden girilen akım ve gerilim değerlerine göre, bağlı iletim süresini ayarlamakta ve buna karşılık gelen referans gerilimi şekil 8.7'de görülen dönüştürücü devreyle UC2875 entegresine vermektedir.



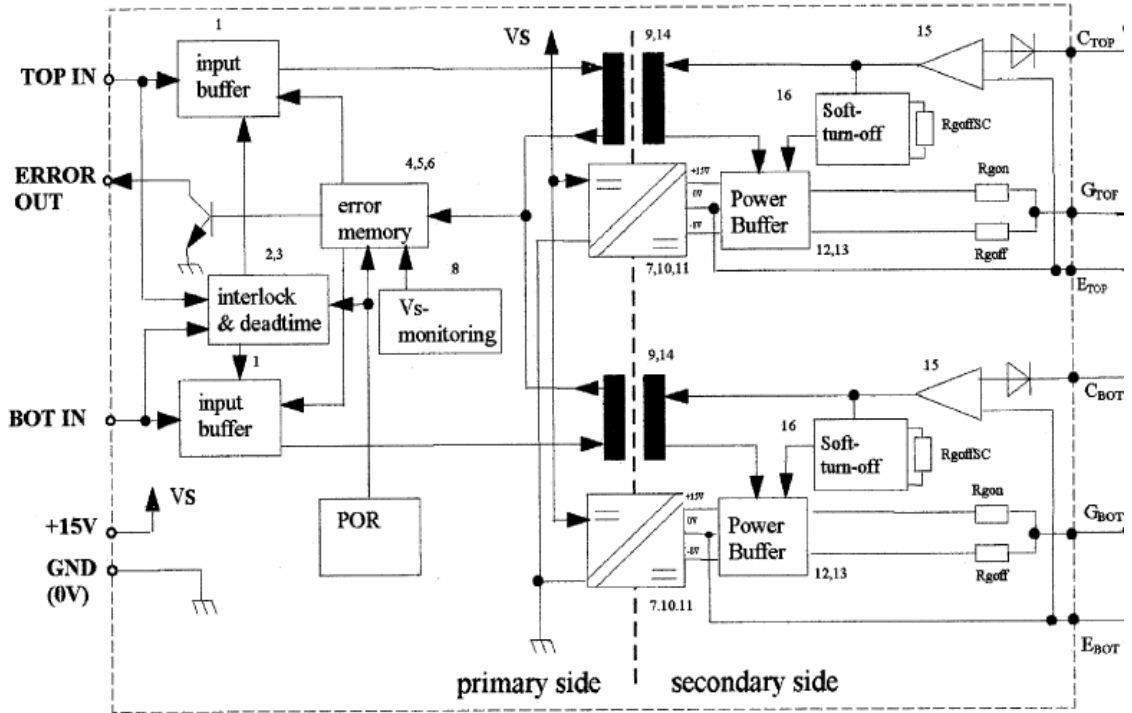
Şekil 8.8: Faz kaydırma devresi

Burada UC2875 entegresinden alınan çıkış sinyali 47Ω 'luk sürme direnci ve $10k\Omega$ 'luk "pull-down" dirençleriyle N kanallı 2N7002 FET'ine verilmiştir. FET'in drain'i HFBR1532 vericisinin katod ucuna verilerek evirmeyen yapı kullanılmıştır. HFBR1532'den fiber optik kabloyla çıkan sürme sinyali buradan sürücü kartlarına aktarılmıştır.

HFBR1532 vericisi için 660nm'lik tek damarlı naylon fiber optik kablo kullanılmıştır.

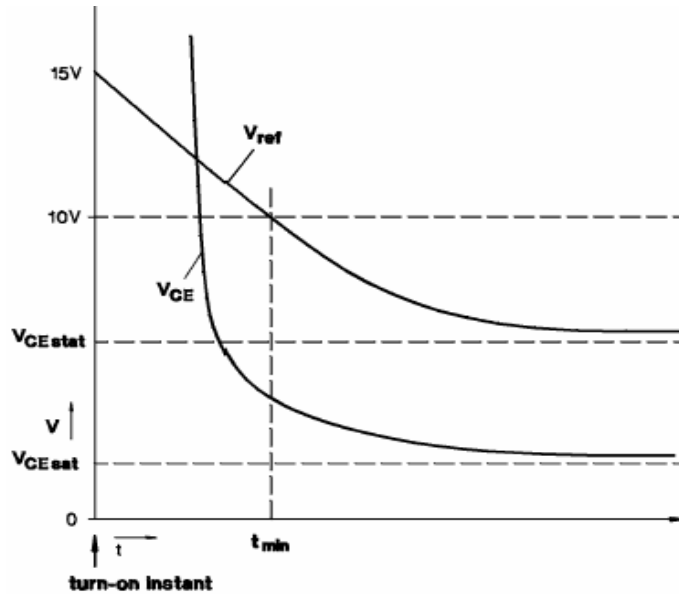
Sürücü devresi: Sürücü kartı olarak SEMIKRON'un SKHI-26F sürücü kartları kullanılmıştır. 15V ile beslenen bu kartlar, çıkışta $+15/-8V$ 'luk sürme sinyali üretir ve sinyal giriş/çıkışları fiber optik kablolarla sağlanır.

PWM devresinden fiber optik kablolarla alınan sürme sinyalleri semikron sürücü kartlarının HFBR2532 alıcı entegrelerine verilmiştir. Her kart alt ve üst olmak üzere iki IGBT'yi sürmektedir. Kartın üzerindeki DC/DC çevirici ile alt ve üst anahtarların sürme sinyalleri birbirinden izole edilmiştir. Şekil 8.9'da görüldüğü gibi buffer'lanan sürme sinyallerini çıkışa darbe transformatörleri ile iletilir.



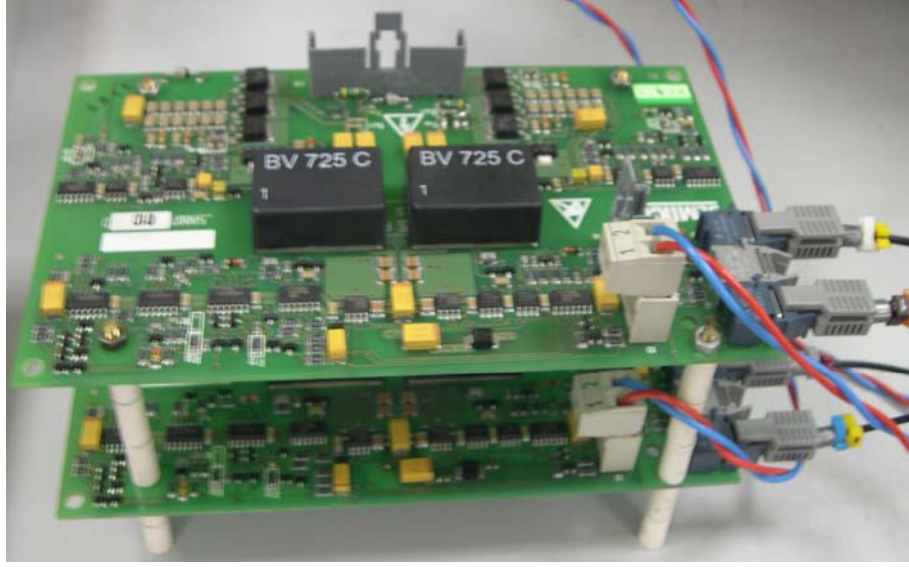
Şekil 8.9: SEMIKRON sürücü devresi

Bu kartın en önemli özelliği, darbe transformatörlerinin iletim durumundayken alt ve üst koldaki yarı iletken anahtarların V_{CE} gerilimlerini izleme imkanı sağlamasıdır. 10V ile sınırlanan V_{CE} gerilimi iletim durumundayken V_{CEref} değerini aşarsa çıkış sinyalleri otomatik olarak sıfıra çekilir. 1200V'luk IGBT'lerde V_{CEref} değeri sürekli halde 5.2V olarak alınır.



Şekil 8.10: Sürücü kartının V_{CE} gerilim eğrisi

Sürme esnasında meydana gelen bir hata durumunda verici entegresindeki optik sinyal sıfıra çekilerek uyarı verir. Kartın ERROR çıkışı akım koruma ve mikroişlemci kartlarına kartına verilir. Böylece herhangi bir kısa devre veya benzeri hata durumunda hem sürücü kartı çıkışlarını kapatacak, hem de akım koruma kartı devreye girerek PWM kontrol kartının sürme sinyali üretmesini engelleyecektir. Aynı hata sinyalini işleyen mikroişlemci kartı da dışarıya hata olduğuna dair bir uyarı verecek ve bir sonraki güvenilir duruma kadar PWM sinyallerini susturacaktır.



Şekil 8.11: Bir köprüye ait iki sürücü devre

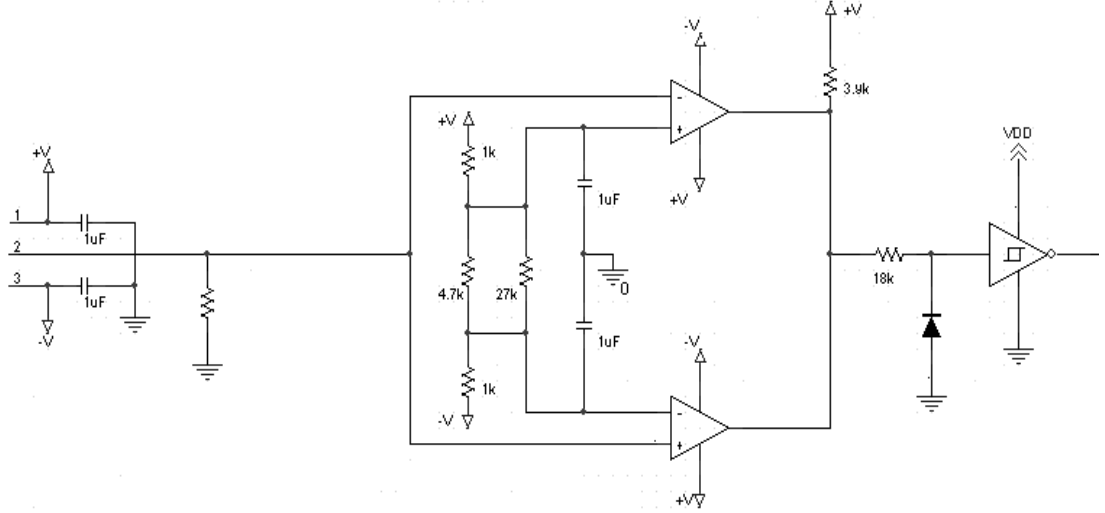
Sürücü kartları üzerindeki dirençlerle kartların ölü zamanları $3,3\mu\text{s}$ 'ye ayarlanmıştır. UC2875 entegresiyle alt ve üst kollar arasındaki ölü zaman 400ns olarak belirlendiği için toplamda anahtarlar arasındaki ölü zaman $3,9\mu\text{s}$ olmuştur.

Ayrıca açma anında IGBT'lerin ters paralel bağlı diyotları üzerinde meydana gelen osilasyonları minimum seviyeye indirebilmek için sürme dirençleri $0,6\Omega$ 'dan $4,75\Omega$ 'a çıkarılmıştır. Bu direnç değişimi, IGBT'lerin kapı gerilimlerinin açma eşik değerine biraz daha geç ulaştığını ancak, bu esnada oluşan akım ve gerilim tepe değerlerini daha düşük olduğunu göstermiştir.

Akım koruma devresi: UC2875 entegresinin, oluşabilecek bir aşırı akım veya kısa devre durumlarına karşı sistemi kapatma özelliği bulunmaktadır. CS - akım algılama girişine gelen sinyalin seviyesi $2,5\text{V}$ 'un üzerine çıktığı anda, entegre PWM çıkışlarını kapatır ve sistemi koruma konumuna geçirir. Bu gerilim $2,5\text{V}$ 'ın altına inmedikçe çıkışlar kapalı konumda kalır.

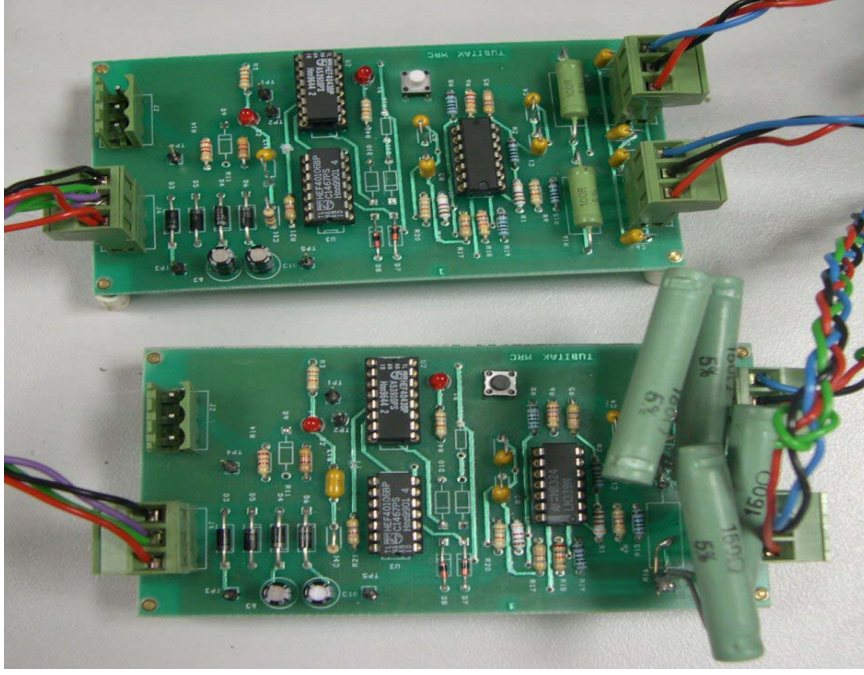
UC2875 entegresinin bu özelliğinden faydalanarak akım algılama girişine “aktif high” olan hata sinyali uygulanır. Böylece, ilk açılışta ve hata durumlarında CS girişinde 5V’luk gerilim olacaktır.

Akımın kontrolü için transformatörlerin primer sargılarında ve modüllerin çıkışında LEM akım sensörleri kullanılmış ve okunan değerlere göre hata sinyali üretecek olan devre tasarlanmıştır.



Şekil 8.12: Bir köprüye ait iki sürücü devre

Şekil 8.12’de görülen devrede akım, akım sensörüne bağlı direnç üzerinden gerilim olarak okunmaktadır. Çift yönlü pencere karşılaştırıcısı kullanılarak atasarlanmış devrede akım önceden ayarlanmış gerilim seviyeleri ile karşılaştırılır. İşlemsel yükseltecin terslenemeyen girişi $1k\Omega$ ’luk dirençle pozitif besleme gerilimine, tersleyen girişi de $1k\Omega$ ’luk dirençle negatif besleme gerilimine bağlanmıştır. 1. yükseltecin tersleyen girişi ve 2. yükseltecin terslenemeyen girişi birleştirilerek akım sensöründen gelen geri besleme buraya verilmiştir. Devrede kullanılan LM339 işlemsel yükseltecinin çıkışı açık kollektör olması nedeniyle, çıkış $3.9k\Omega$ ’luk dirençle pozitif gerilime çekilerek TTL uyumlu olmuştur.

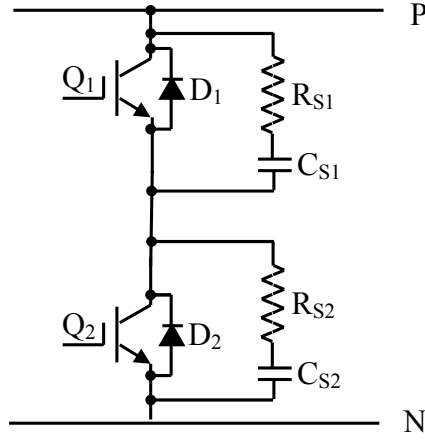


Şekil 8.13: Bir module ait akım koruma devreleri

Karşılaştırıcının çıkışı buffer'la süzülerek CD40106 kilitleme entegresine verilmiştir. Bu entegrenin çıkışı UC2875 entegresinin CS ucuna verilmektedir. Eğer akım istenen minimum ve maksimum değerler arasında ise çıkış sıfır, hatalı ya da istenmeyen seviyede ise çıkış bir olarak hata sinyali üretilir. Kilitleme devresi hata durumunda akım seviyesi güvenilir bir değere düşse bile çıkışı sürekli olarak bir'de tutar. Sistem güvenilir olduğu kontrol edilip resetlenmediği sürece sürme sinyalleri sürekli olarak susturulmuş olur.

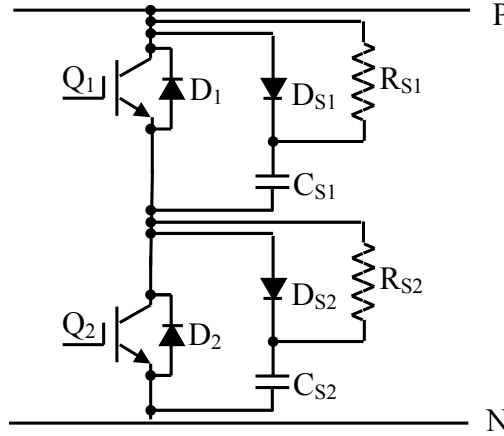
Snubber devresi: Yarı iletkenlerin güvenli şekilde kapama yapabilmeleri ve yarı iletkenlerin paralelindeki serbest geçiş diyotlarının anlık yüksek toparlanma gerilimlerinin güvenilir bir seviyeye çekilebilmesi için snubber devresi kullanılması gerekmiştir. Sistemde kullanılmak üzere aşağıda belirtilen üç farklı snubber modeli incelenmiş, devre üzerindeki etkileri gözlenerek en uygun olan model kullanılmıştır. Burada, bu modeller arasındaki farklar ve birbirlerine göre üstünlükleri anlatılmıştır.

Şekil 8.14'de yer alan A tipi snubber devresi, IGBT'lerin kollektörü ile emetörü arasına bağlanan direnç ve düşük endüktanslı kondansatör grubundan oluşmaktadır. Yüksek kapasiteli IGBT kullanılan uygulamalarda snubber direncinin değeri küçük tutulmalıdır, aksi taktirde açma anında problem yaşanabilir. Bu yapının yarı iletkenlerin kesime geçirilmesindeki yüksek gerilimi bastırma etkileri oldukça iyidir. Bununla birlikte özellikle düşük güçlü tasarımlarda kullanılan bu snubber yapısı anlık gerilim geçişlerinin düşük maliyetle kontrolünde etkili olmaktadır [34, 40, 46].



Şekil 8.14: A tipi snubber modeli

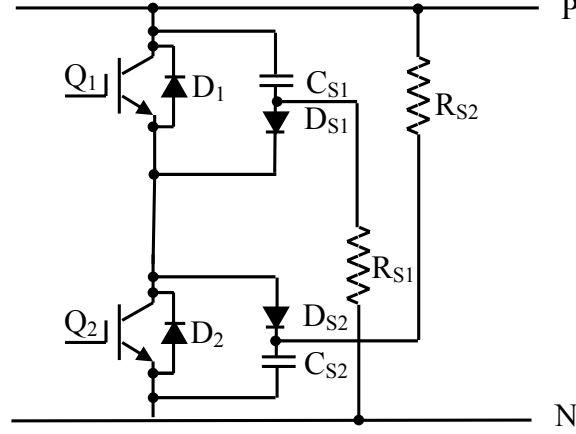
Uygulamadaki devrenin güç seviyesi artmaya başladığında, şekil 8.14'deki A tipi snubber devresi parazitik bara endüktansı ile salınım yapmaya başlayacaktır. Salınım problemi şekil 8.15'deki B tipi snubber devresindeki ters diyot kullanılarak giderilebilir. Burada kullanılan ters diyot, anlık yüksek gerilim geçişlerini yakalamakta ve osilasyonu engellemektedir. Kapamadaki gerilim bastırma etkisi ortalama seviyede olan bu snubber yapısının direnç değeri paralel eklenen diyot sayesinde istenen değere kadar artırılabilir ve yarı iletkenin iletme sokulması esnasında yaşanan problemler minimum seviyeye düşürülmüş olur.



Şekil 8.15: B tipi snubber modeli

Yüksek güçlerde çalışan büyük IGBT'ler için B tipi snubber devrelerinin parazitik endüktansı anlık yüksek gerilimleri efektif olarak kontrol edebilmek için oldukça büyüktür. Ayrıca snubber direncinden dolayı meydana gelen aşırı güç kaybı ve yüksek frekanslı anahtarlamalarda verimli sonuç elde edilememesi nedeniyle uygulamada bu snubber yapısını kullanmak tercih edilmemiştir.

Bu tür yüksek akım uygulamalarında genellikle şekil 8.16'daki C tipi snubber devreleri kullanılmaktadır. Bu tip snubber'ların fonksiyonu B tipi devreye benzemekle birlikte güç kayıpları B tipi devrelere göre oldukça düşüktür. Ayrıca parazitik endüktanslarının da düşük olması nedeniyle yüksek frekanslı uygulamalarda kullanımı uygundur.



Şekil 8.16: C tipi snubber modeli

L = Güç devresinin bağlantı endüktası

I_o = Kapama esnasında IGBT'nin üzerinden akan kollektör akımı

V_{CE} = Snubber kondansatörünün gördüğü anlık tepe gerilimi değeri

V_{DC} = DC bara gerilimi,

olmak üzere, snubber elemanlarının değerleri,

snubber kondansatörü;

$$C_s = \frac{L I_o^2}{(V_{CE} - V_{DC})} \quad (8.1)$$

snubber direnci;

$$R_s \leq \frac{1}{2,3 \cdot C_s \cdot f} \quad (8.2)$$

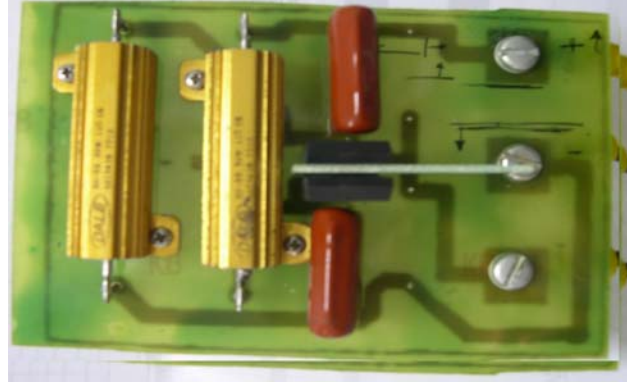
snubber direncinin gücü;

$$P(R_s) = \frac{L I_o^2 \cdot f}{2} \quad (8.3)$$

formüllerine göre hesaplanır. Burada V_{CE} gerilimi IGBT'nin kollektör - emetör dayanma gerilimine eşit veya bu değerdan daha düşük alınır [21].

Snubber diyotu olarak ters yönde toparlanma süresi küçük olan bir eleman kullanılması gerekir. Aksi taktirde yüksek frekanslı anahtarlama da güç kaybı çok fazla olur. Snubber diyotunun ters yönde toparlanması çok sert olursa bu sefer de IGBT'nin kollektör emetör gerilimi sert bir şekilde osilasyona girer ve IGBT ısınır. Bu nedenle snubber diyotunun ileri yöndeki anlık gerilim geçişinin düşük, ters yönde toparlanma süresinin kısa ve ters yönde geçişin yumuşak olması gerekir.

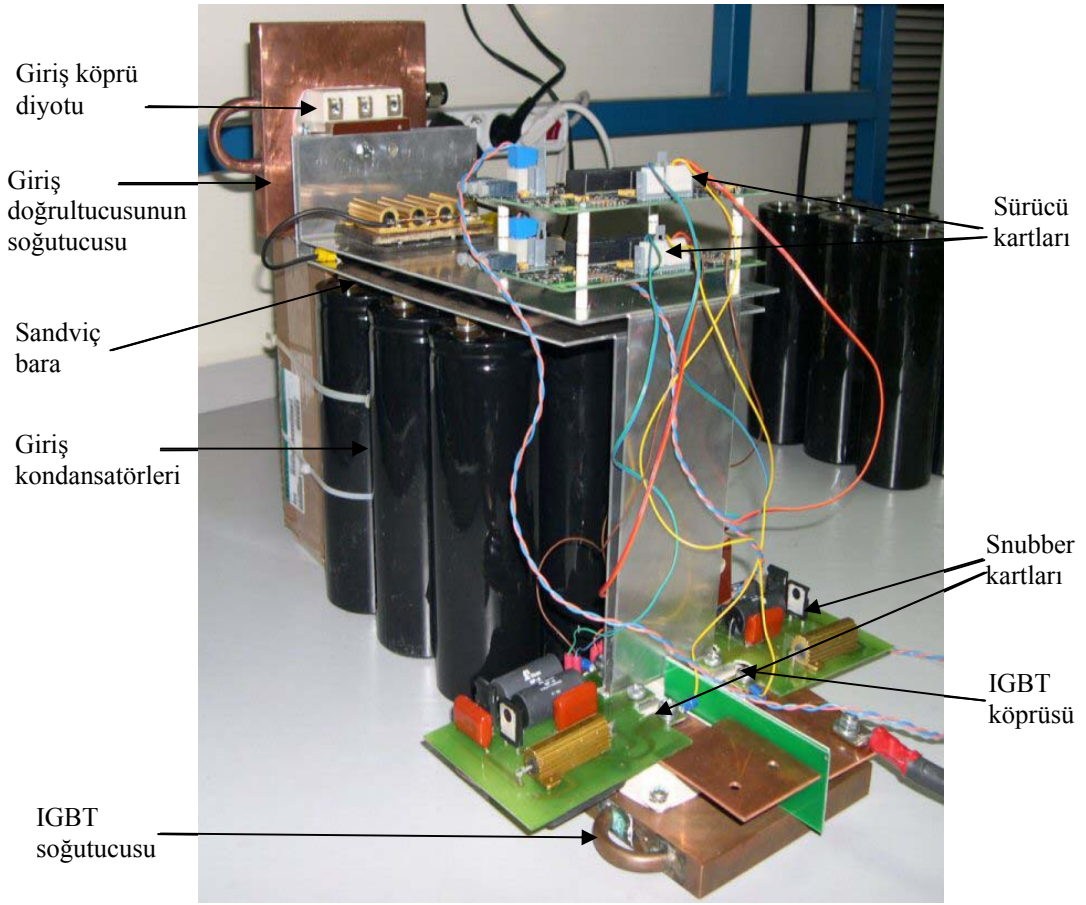
Bu bilgiler ışığında snubber kondansatörü olarak iç direnci düşük olan $2\mu F$ 'lık bir kondansatör, 11Ω 'luk direnç ve DSEI30-12A diyotu kullanılarak şekil 8.17'deki snubber devresi oluşturulmuştur [42, 45].



Şekil 8.17: Snubber devresi

8.2 Güç Devresi

Giriş Doğrultucusu: Her bir modülün girişinde üç fazlı sigorta, kontaktör, röle ve yumuşak başlatma direnci yer almaktadır. Sigortalar herhangi bir modülde problem meydana gelirse o modülün enerjisini kesmeye ve o modülde bir kısa devre veya benzeri durum meydana geldiği takdirde sigortanın açarak sistemin beslemesinin ve diğer modüllerin beslemelerinin zarar görmesini engeller. Bir modülün sigortası kapandıktan sonra röle çektilirerek DC bara kondansatörleri röle kontakları ve şarj dirençleri üzerinden şarj edilir. Böylece DC bara anma değerine kadar dolarak, modül çalıştırılmaya hazır hale getirilir. DC bara anma değerine ulaştıktan sonra ikinci bir komut verilerek röle kontakları bırakılır ve üç fazlı kontaktör çektilir. Böylece röle ve direnç grubu kısa devre edilerek yük şebekeden beslenecek şekilde modül enerjilenmiş olur.



Şekil 8.18: Giriş doğrultucu ve evirici bloğu

Giriş sigorta ve kontaktör grubundan sonra 230A, 1200V'luk üç fazlı kontrolsüz doğrultucu yer almaktadır. Diyotlardan sonra, ikili gruplar halinde önce serilenip, sonra paralellenen 10000 μ F/450V'luk kondansatör filtresi bulunmaktadır. Her bir kondansatörün üzerine deşarj direnci bağlanmıştır. Deşarj dirençleri enerji kesildiğinde 3 dakika içerisinde giriş DC barasını boşaltacak şekilde hesaplanmışlardır. Bu dirençlerin bir diğer görevi de seri kondansatörlerin DC bara gerilimini eşit olarak paylaşmalarını sağlamaktır.

Giriş DC barası şekil 8.18'de görüldüğü üzere, bara endüktansını minimum seviyeye düşürebilmek için sandviç bara olarak tasarlanmıştır. Serileme barası, artı ve eksi bara olarak üç kattan oluşan sandviç baraların arasına, izolatör olarak fiber kullanılmıştır.

Evirici Devresi: Tek fazlı evirici köprüsü 400A/1200V'luk IGBT'ler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Evirici kollarına paralel olarak snubber kartları takılmıştır. Kartlar snubber bağlantı endüktansını minimum seviyeye düşürmek için IGBT'lerin kollektör ve emetör uçlarına direk olarak bağlanmıştır.

Evirici köprüsünün alternatif uçlarına, şekil 8.21'deki gibi paralel bağlanmış olan dört adet yüksek frekans transformatörünün primer uçları bağlanmıştır.

Yüksek Frekans Transformatörleri: Her bir modülde çalışma frekansı 20kHz olan 4 adet yüksek frekans transformatörü yer almaktadır. Bir transformatör 4 adet U tipi ferrit nüve ve litz teli kullanılarak sekonder sargıları 275A'ı taşıyacak şekilde tasarlanmıştır. Yapılan hesaplamalarda ve simülasyon çalışmalarında transformatörlerin primer sargıları seri bağlanacak şekilde tasarlanmış olmasına rağmen, transformatörler uygulamada paralel bağlanmak üzere gerçekleştirilmişlerdir. Bunun nedeni N_1/N_2 oranı 1/9 olarak sarılan ve seri bağlanan yüksek frekans transformatörlerinin sarımında bir hayli problem yaşanması ve elde edilen transformatörlerden verimli bir sonuç alınamamasıdır.

Çıkış Doğrultucusu: Ortadan bölmeli transformatörlerin sekonder uçları 582A/200V'luk hızlı diyotlarla doğrultulmuştur. Her bir transformatörde ayrı diyot kullanılmak üzere bir modülde toplam 8 adet diyot kullanılıp diyotların katodları kısa devre edilerek transformatörlerin sekonderleri de primerleri gibi kısa devre edilmiştir. Diyotların seçiminde üzerlerine düşen gerilim düşümünün minimum seviyede olmasına, düşük gerilimde yüksek akım verebilmesine, ters toparlanma süresinin çok kısa olmasına ve ters yönde geçişin yumuşak olmasına dikkat edilmiştir.

Diyotlardan sonra L-C alçak geçiren filtresi ile çıkış akım ve gerilim dalgalılığı istenen seviyeye çekilmiştir. Filtrede kullanılan endüktans ve kondansatör elamanları şekil 8.19 ve şekil 8.20'de görülmektedir. Buradaki endüktansta iki adet U tipi ferrit nüve kullanılmıştır.



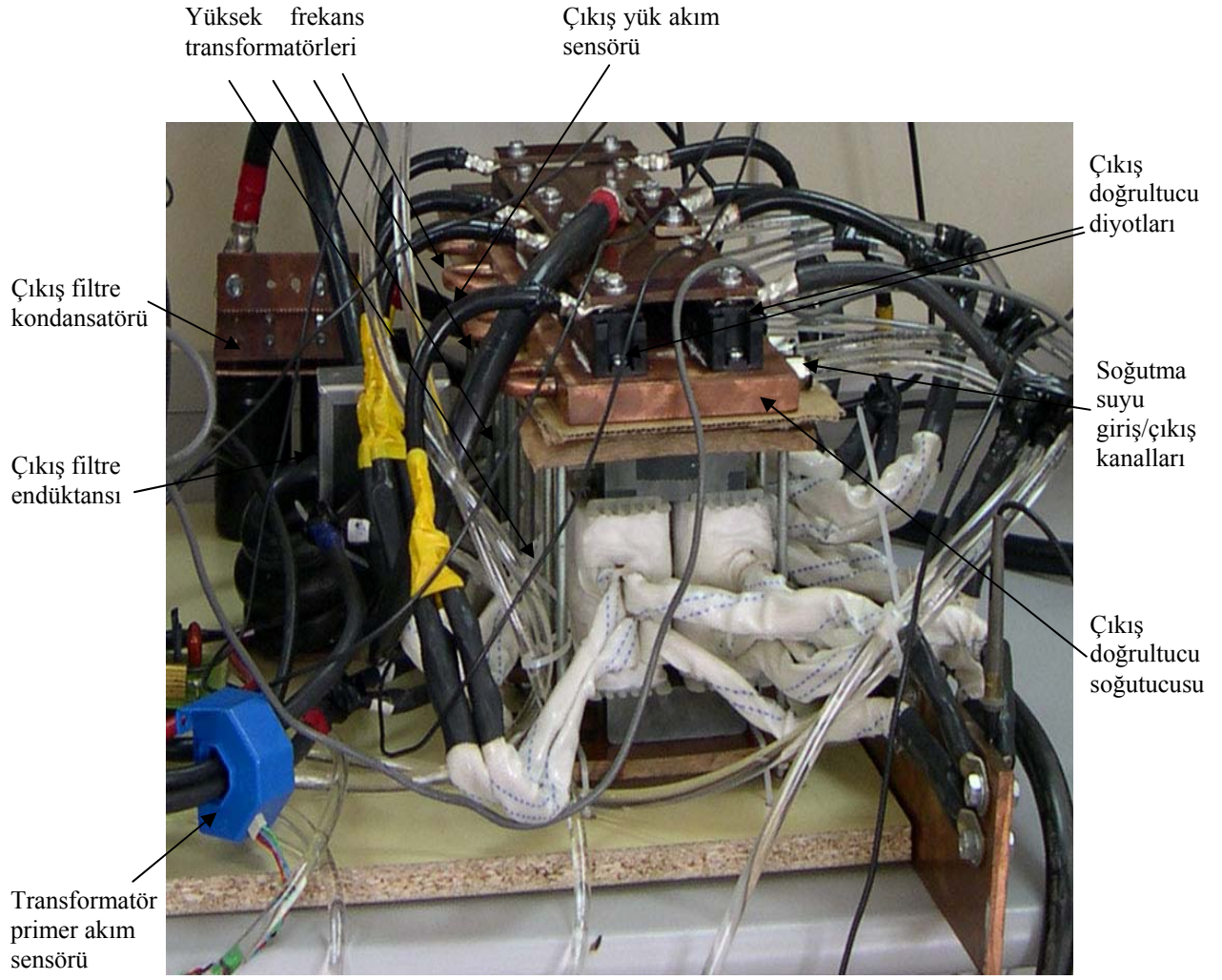
Şekil 8.19: Çıkış filtre endüktansı



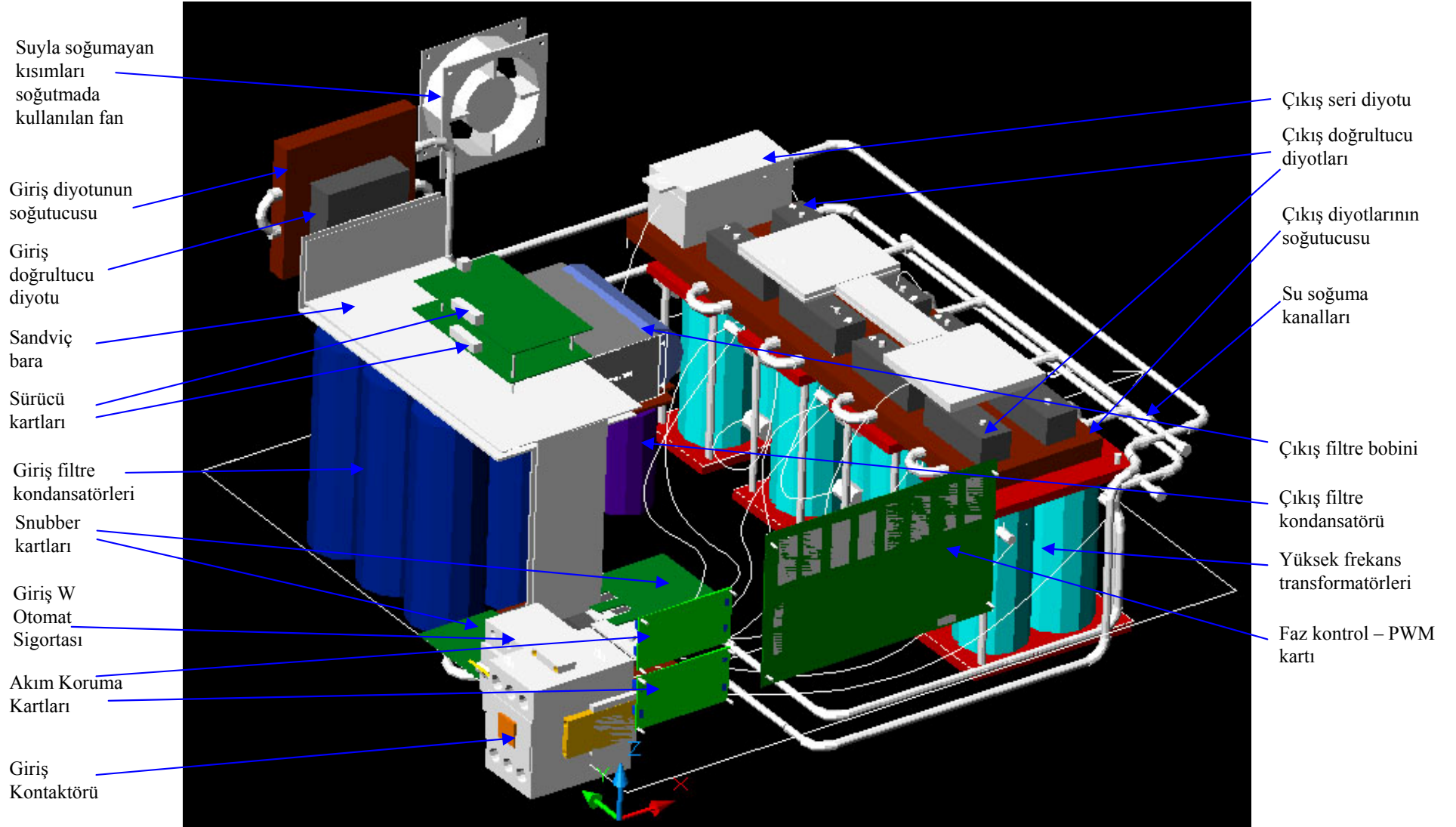
Şekil 8.20: Çıkış filtre kondansatörleri

L-C filtresinden sonra, her modülün çıkışında 1700A'lık bir seri diyot kullanılmıştır. Bu diyotlar kondansatörlerin yeterince şarjlı olmadığı, bağlı çevrim oranının henüz yeterince yükselmediği, yumuşak başlangıç ve benzeri durumlarda akünün kaynak gibi davranmasına karşı alınan bir tür önlemdir. Akünün kaynak olarak davranması durumunda diyot tıkama yönünde kutuplanacak ve akım yolunu keserek akünün deşarj olmasını önleyecektir. Normal çalışma koşullarında diyot sürekli iletimde kalacağından, diyot seçilirken üzerindeki gerilim düşümünün minimum değerde olmasına dikkat edilmiştir. Su soğutmalı olan bu diyot, bir modül diğer modüller çalışırken çalışmadığında veya modüllerin çıkışındaki kondansatörler dengeli şarj edilmediğinde akımın modüllerin birbiri üzerinden dolaşmasını da önler.

Bir modüle ait tüm elemanların yerleşim planı şekil 8.22'de gösterilmiştir.



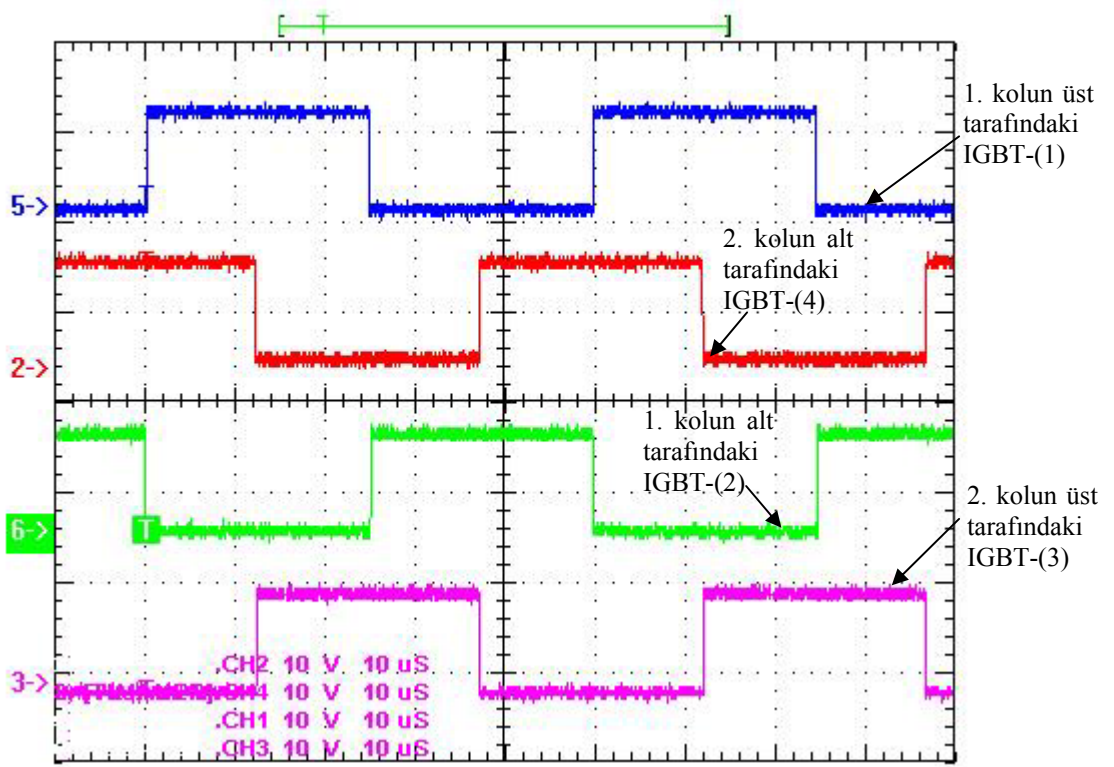
Şekil 8.21: Çıkış doğrultucu bloğu



Şekil 8.22: Bir modülün yerleşim planı

8.3 Deneysel Sonuçlar

Yüksek akım, düşük gerilim çıkışlı, tam köprü faz kaydırmalı DC/DC çevirici laboratuvar ortamında gerçekleştirilerek, bir modülü üzerinde çeşitli deneyler yapılmıştır. Bu bölümde deneylerden elde edilen sonuçlar, deneylere ait osiloskop görüntüleri kullanılarak anlatılmıştır.

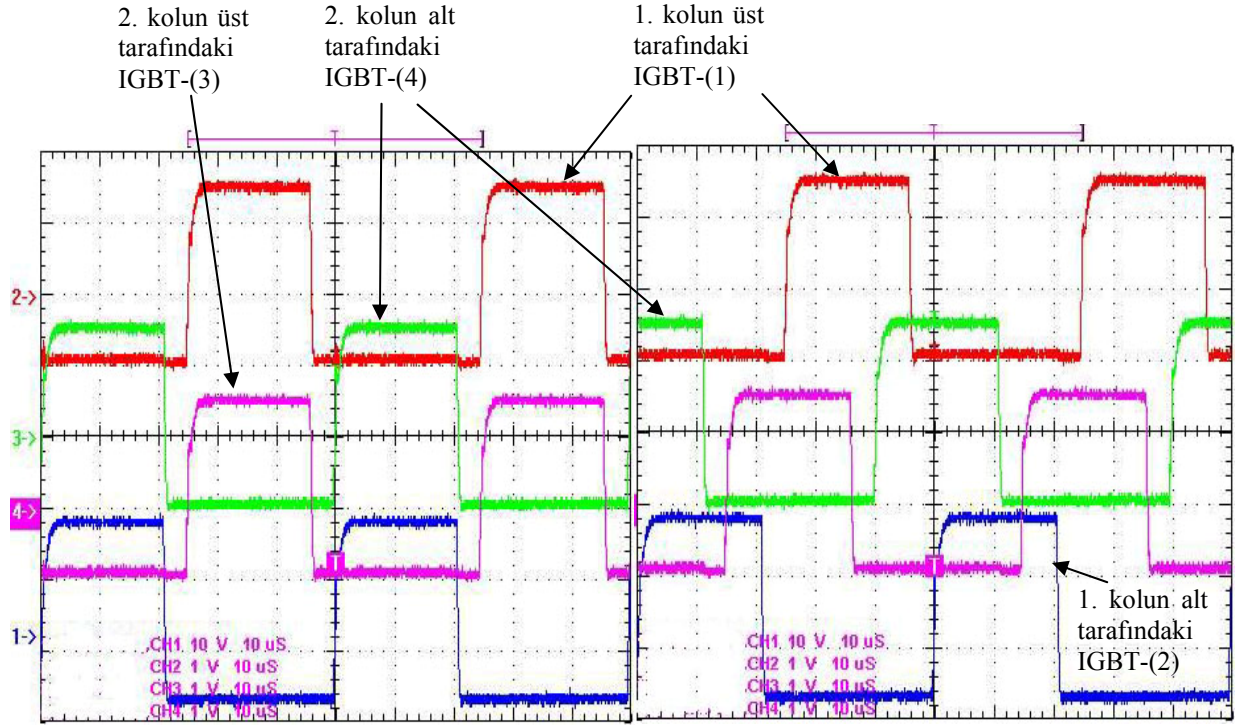


Şekil 8.23: Faz farkının %50 olduğu durumda sürücü kartına giden sürme sinyalleri

Şekil 8.23’de UC2875 faz kaydırma kartından sürücü kartlarına gelen sinyaller görülmektedir. Sinyallerin çalışma frekansı 20kHz’dir. Anahtarlar arasındaki asıl ölü zamanın sürücü kartında oluşturulması nedeniyle, PWM kartından çıkan sürme sinyalleri arasındaki ölü zaman burada oldukça küçüktür.

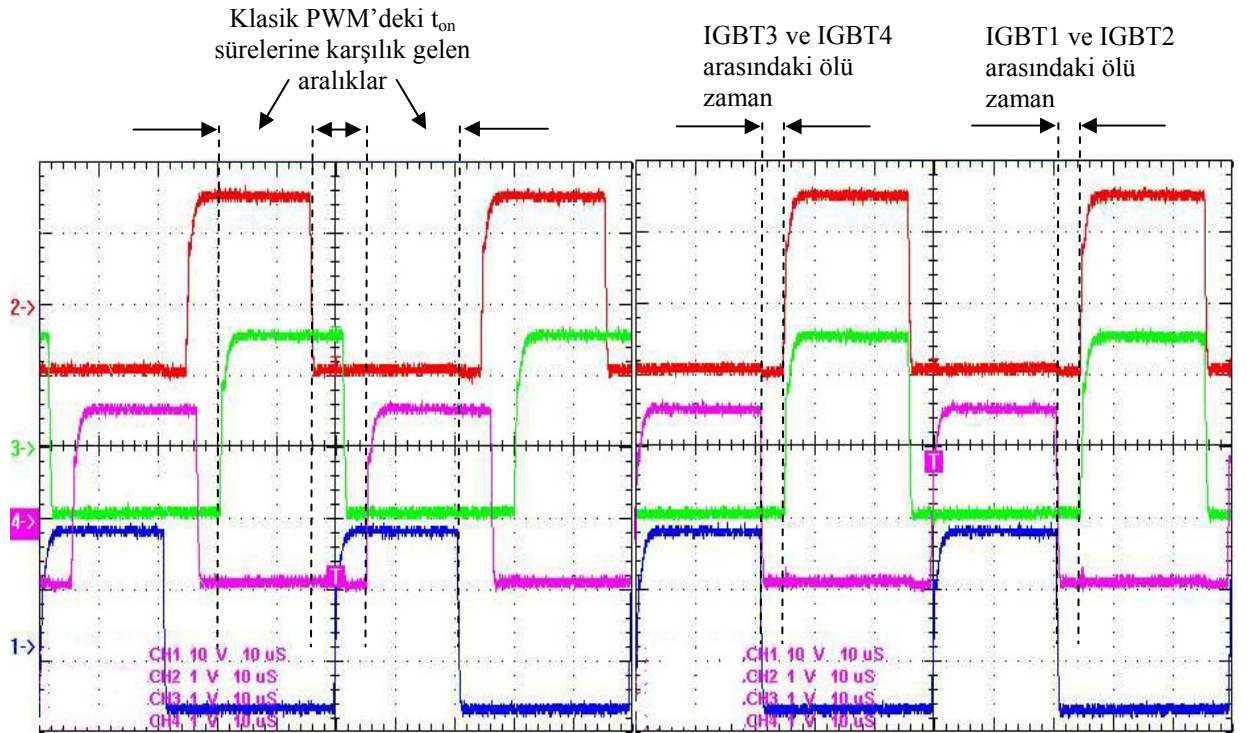
Şekil 8.24’de farklı faz farkı değerlerine ait sürme sinyalleri yer almaktadır. Bu sinyaller sürücü kartlarından çıkan ve IGBT’lerin kapılarına gelen tetikleme sinyalleridir. Burada görülen sinyallerin şekil 8.23’deki gibi tam kare dalga olmamasının nedeni sinyallerin yarı iletken anahtarların kapısında gördüğü kapasite değerleridir.

Bağıl iletim süresinin %50’den az olmasının nedeni, alt ve üst kollar arasında bırakılan ölü zamanlardır. Bu değer faz kaydırma kartında 400ns olarak ayarlanmış olmasına rağmen sürücü kartlarıyla 3.9µsn’ye çıkarılmıştır.



(a) Faz farkı = %100

(b) Faz farkı = %60

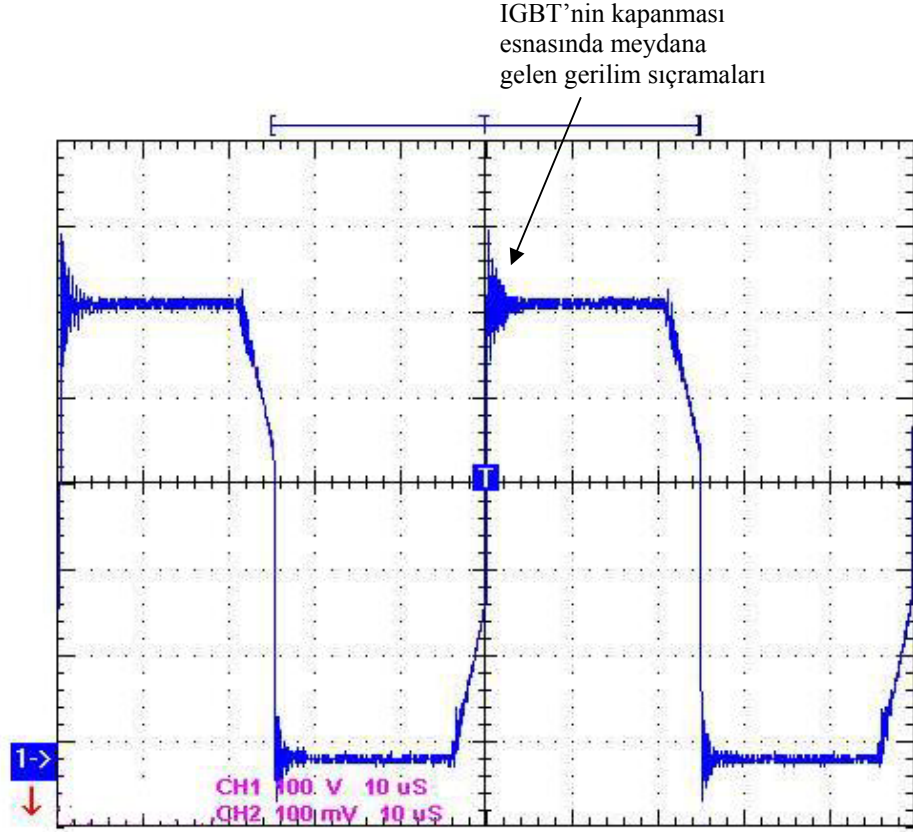


(c) Faz farkı = %20

(d) Faz farkı = %0

Şekil 8.24: Değişik faz farkı değerleri için sürme sinyallerinin değişimi

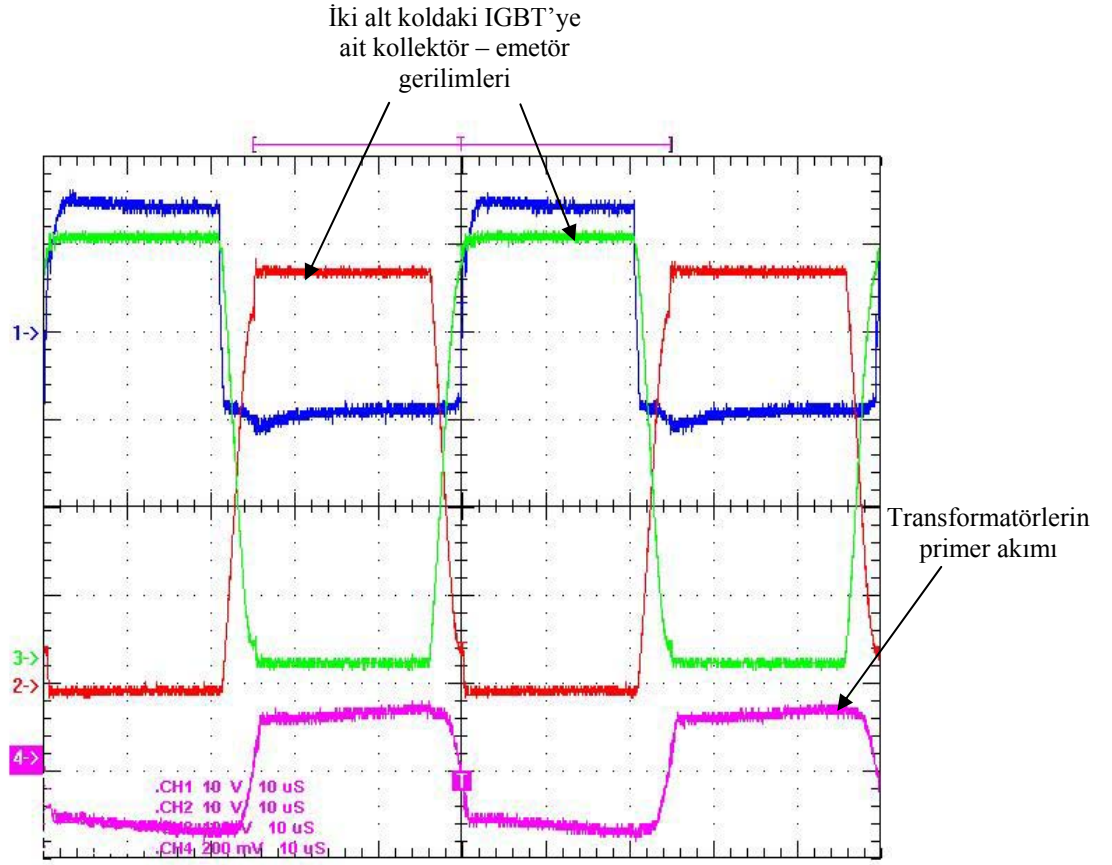
Şekil 8.25’de birinci kolun alt tarafındaki IGBT’ye ait kollektör - emetör arasındaki gerilimi görülmektedir. Giriş gerilimi varyakla arttırılarak, giriş kondansatörleri elle kontrol edilerek şarj edilmiştir. Snubber devrelerinin çalışmasının incelenmesi amaçlandığı için snubber başlangıç olarak snubber değerleri oldukça küçük tutulmuştur. Sistem çalışırken, anahtarlar arasındaki fazlar kaydırılmak suretiyle çıkış yük akımı 85A’ye kadar arttırılmıştır.



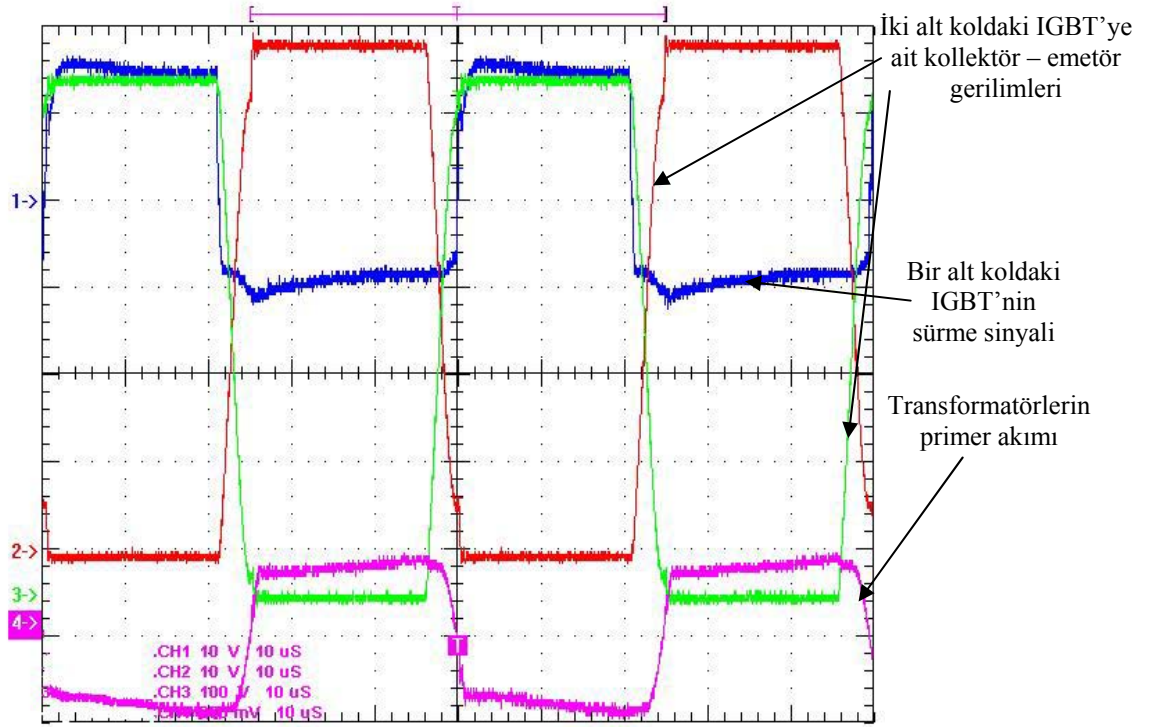
Şekil 8.25: Bir alt koldaki IGBT’nin V_{CE} gerilimi

Bu durumda IGBT’leri kesime geçmesi sırasında üzerlerinde meydana gelen gerilim gerginliğinin snubbersız yapıya göre bir hayli küçüldüğü ancak halen daha tehlikeli sayılabilecek bir seviyeye kadar anlık gerilim yükselmelerinin meydana geldiği gözlenmiştir. Ayrıca snubber elemanlarında da önemli seviyede ısınma tespit edilmiştir. Bunun üzerine bölüm 8.1’de anlatılan snubber devre elemanları gerçekleştirilerek sistem yeniden çalıştırılmış ve yeni elemanlarla sorunun ortadan kalktığı görülmüştür.

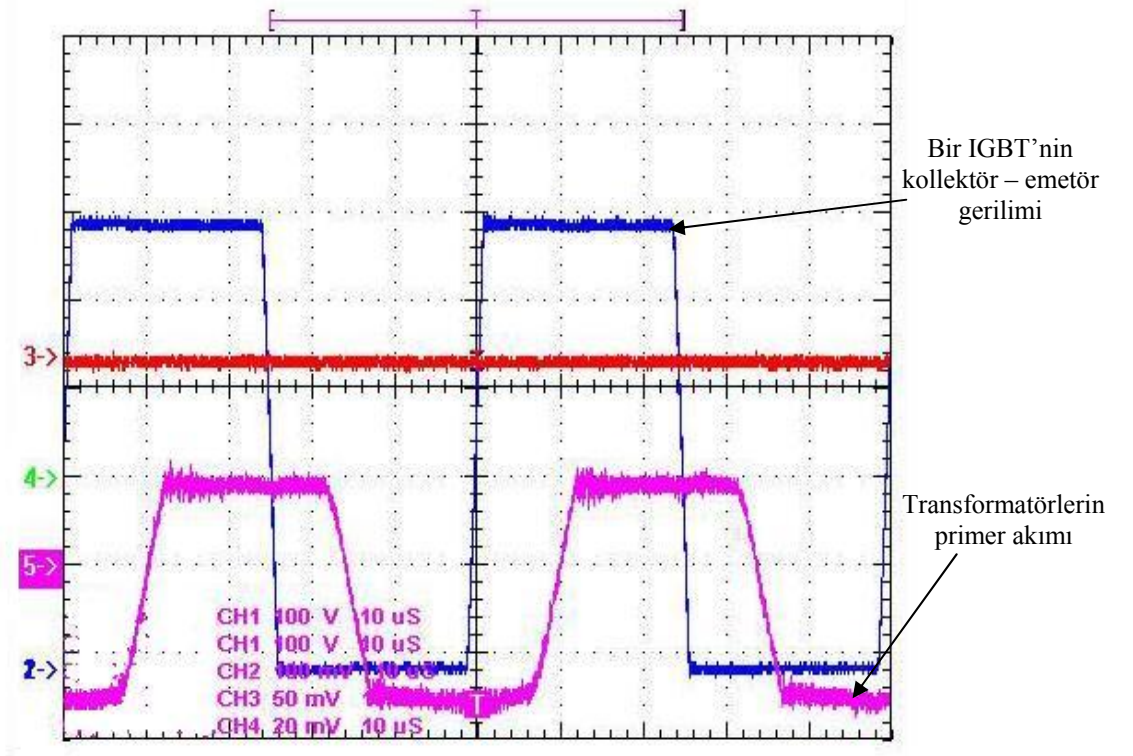
Şekil 8.26’da giriş gerilimi varyakla arttırılarak DC bara gerilimi 353V’a çıkarılmıştır. Bu gerilim değerinde çıkış yavaş yavaş yüklenerek 250A’ye çıkarılmış ve primer akımı ve IGBT’lerin kollektör- emetör gerilimleri izlenmiştir.



Şekil 8.26: $V_i = 353V$ için primer akımı ve kollektör – emetör gerilimleri



Şekil 8.27: $V_i = 540V$, $V_o = 10V$ ve $I_o = 300A$ için primer akımı ve kollektör – emetör gerilimleri



Şekil 8.28: $V_i = 540V$, $V_o = 10V$ ve $I_o = 505A$ için primer akımı ve kollektör – emetör gerilimi

9. SONUÇLAR

Mühendislik, problemlere uygun çözümler üretirken, aynı zamanda bu çözümlerin getiri ve götürüleri arasında denge kurma işidir. İstenen minimum boyut, maksimum verimse örneğin, sistemin verimi arttırılırken maliyetinin de artmamasına veya tam tersi, maliyeti azaltılırken verimin de düşmemesi için en optimum çözüm üretilmelidir.

Çıkışında 10V'da 8kA verebilecek bir sistemin tasarımını amaçlayan bu çalışmada, farklı devre modelleri incelenmiş ve incelenen devreler simüle edilmiştir. Yapılan simülasyon çalışmalarından yola çıkılarak sert anahtarlama yöntemlerinin veya rezonans devrelerinin, özellikle bu akım seviyesi için çok uygun olmadığına karar verilmiştir.

Benzer sistemler üzerinde yapılan araştırmaya devam edildiğinde, Faz Kaydırmalı DC/DC Çeviricilerin sert anahtarlama yöntemlerinin dezavantajlarını büyük ölçüde ortadan kaldırdığı, sıfır gerilim geçişlerinde anahtarlama yapma imkanı sağladığı ve bu sayede rezonans devrelerine benzer şekilde yumuşak anahtarlama yapma imkanı sağladığı görülmüştür. Bu araştırmalar ışığında, DC/DC çevirici devresi, laboratuvar ortamında faz kaydırma metodu kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Uygulama sonuçları göstermiştir ki, faz kaydırmalı PWM yönteminde anahtarların iletme geçişlerinde ve kesime sokulmaları esnasında anahtarlama kayıpları klasik yapıli PWM çeviricilerine kıyasla oldukça azdır. Bu da çeviricinin veriminin artmasını sağlamıştır. Anahtar üzerindeki kayıpların azalması, aynı zamanda çeviricinin ısınma problemini de önemli ölçüde çözdüğü için bu durum soğutucu boyutlarında da küçölme sağlamıştır.

Yarı iletkenlerin anahtarlama kayıplarının azalması, anahtarların boyutlarını küçölttüğü gibi eviricinin fiyatını da düşürmüştür. Yüksek frekansta çalışılması ve her bir evirici arasında bırakılan 45°'lik faz farkı nedeniyle endüktans, transformatör ve filtre kondansatörü gibi pasif elemanların da boyutlarında küçölme gidilmiştir. Azalan boyut ve düşen ısı dağılımı, çeviricinin daha yüksek güçler için gerçekleştirilmesini de mümkün kılmıştır. Dolayısıyla, daha iyi bir güç/ağırlık oranı sağlanmıştır.

Eviricinin sıfır gerilim geçişlerinde anahtarlama yapması sayesinde, klasik sert anahtarlmalı çeviricilere göre çok daha düşük dv/dt ve di/dt oranlarının meydana

gelmesi ve sistemin daha düşük bastırma devreleriyle çalışabilir hale getirilmesi, bastırma devrelerinin boyutlarını ve maliyetlerini de azaltmıştır.

Bununla birlikte, modül sayısının azaltılması açısından, yüksek frekans transformatörünün istenen güç seviyesine çıkarılamaması nedeniyle, boyutları fazlaca büyüyen yapının ilerde filtre ve transformatörlerin boyutlarının küçültülerek sistemin optimize edilmesi gerekliliği de görülmüştür.

Transformatörün sarım zorluğu ve yarı iletkenlerin çıkılabilecek akım seviyesini sınırlaması nedeniyle yeterince küçük bir yapı elde edilememesine rağmen ortaya çıkan ürünün tasarım ölçütlerini sağladığı ve tasarım ölçütleriyle, elde edilen performansın uyum içerisinde olduğu gösterilmiştir.

Bu yapıda esas olanın malzeme olması nedeniyle, gelecekte yarı iletkenlerde ve transformatör ve endüktans gibi manyetik malzemelerde yapılan gelişmeler sayesinde, DC/DC çevirilerin daha yüksek frekanslarda, daha küçük boyut ve maliyetlerle daha yüksek güç taşıma kapasitelerine çıkabilmesine imkan sağlanacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] **Andreycak, B.**, 1993a. Designing a Phase Shifted Zero Voltage Transition (ZVT) Power Converter, Unitrode Power Design Seminar Note, 1993
- [2] **Andreycak, B.**, 1993b. Design Review: 500Watt, 40W/in³ Phase Shifted ZVT Power Converter, Unitrode Power Design Seminar Note, 1993
- [3] **Andreycak, B.**, 1997. Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller, Unitrode Application Note, May 1997
- [4] **Balogh, L.**, 1999a. The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique For Push-Pull And Bridge Converters, Unitrode Corporation 7 Continental BLVD. Merrimack, NH 03054
- [5] **Balogh, L.**, 1999b. Implementing Multi Stage Charge Algorithm With The UC3909 Switchmode Lead Acid Battery Charger Controller, Unitrode Corporation 7 Continental BLVD. Merrimack, NH 03054
- [6] **Bhat, A. K. S. and Belaguli, V.**, 1997. Analysis and Design of Hybrid Parallel-Series Resonant Converter, IEEE Transactions On Circuits and Systems-I:Fundamental Theory and Applications, VOL. 44, NO. 8, AUGUST 1997
- [7] **Bildgen, M.**, 1999. Resonant Converter Topologies, ST Microelectronics Application Note, 1999
- [8] **Borage, M., Tiwari, S. and Kotaiah, S.**, 2003. A Parallel Resonant Constant Current Power Supply, Power Supplies Division, Centre for Advanced Technology, Indore 452 013, India, December 2003
- [9] **Bordry, F., Dupaquier, A. and Fernqvist, G.**, 1996. High Current, Low Voltage Power Converter [20KA,6V] LHC Converter Prototype CERN, Geneva, Switzerland
- [10] **Bordry, F., Montabonnet, V. and Thiesen H.**, Soft Switching (ZVZCS) High Current, Low Voltage Modular Power Converter [13KA, 16V], CERN- European Laboratory for Particle Physics 1211 Geneva 23, Switzerland
- [11] **Carsten, B.**, 1986. Fast Accurate Measurement of Core Loss at High Frequencies, PC & IM Magazine, March 1986
- [12] **Chen, W., Lee, F. C., Jovanovic M. M. and Sabate, J. A.**, 1995. A Comparative Study of a Class of Full Bridge Zero-Voltage-Switched

PWM Converters, IEEE Applied Power Electronics Conference, March 1995, Vol.2, 893-899

- [13] **Cho, J. G., Sabate, J. A. and Lee, F. C.**, 1994. Novel Full Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter For High Power Applications, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 1994, 143-149
- [14] **Choi, H. S., Lee, J. H. and Cho, B. H.**, Analysis and Design Considerations of Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full-Bridge PWM Converters, Department of Electrical Engineering, Seoul National University
- [15] **Dehmlow, M., Heumann K. and Sommer R.**, 1993. Comparison of Resonant Converter Topologies, Institut für Allgemeine Elektrotechnik Technische Universität, Berlin Einsteinufer 19 D-1000 Berlin 10 FRG
- [16] **Dixon, L. H.**, 1996, Magnetics Design for Switching Power Supplies, Unitrode Power Design Seminar Note, 1996
- [17] **Dixon, L. H.**, 2003, Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring, Unitrode Power Design Seminar Note, 2003
- [18] **Dowel, P. L.**, Effect of Eddy Currents in Transformer Windings, Proc. IEE, vol. 113, No. 8, August 1996
- [19] **Fisher, R. A., Ngo, K. D. T. and Kuo, M. H.**, 1988. 500 kHz 250 W DC-DC Converter with Multiple Outputs Controlled by Phase-Shift PWM and Magnetic Amplifier, High Frequency Power Conversion Proceedings, May 1988, 100-110
- [20] **Ferroxcube**, 2004. Soft Ferrites Applications, September 2004
- [21] **Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.**, 2004. Protection Circuit Design, February 2004
- [22] **Hamo, D. J.**, 1995. A 50W, 500kHz, Full-Bridge, Phase-Shift, ZVS Isolated DC to DC Converter Using the HIP4081A, Intersil Application Note, 1995
- [23] **Hesse, K.**, 1999. An Off-Line Lead Acid Battery Charger Based on The UC3909, Unitrode Application Note, 1999
- [24] **Ivensky, G., Bronstein, S., and Yaakov S. B.**, 2004. Approximate Analysis of the Resonant LCL DC-DC Converter, Power Electronics Laboratory

Department of Electrical and Computer Engineering Ben-Gurion
University of the Negev P. O. Box 653, Beer-Sheva 84105, ISRAEL

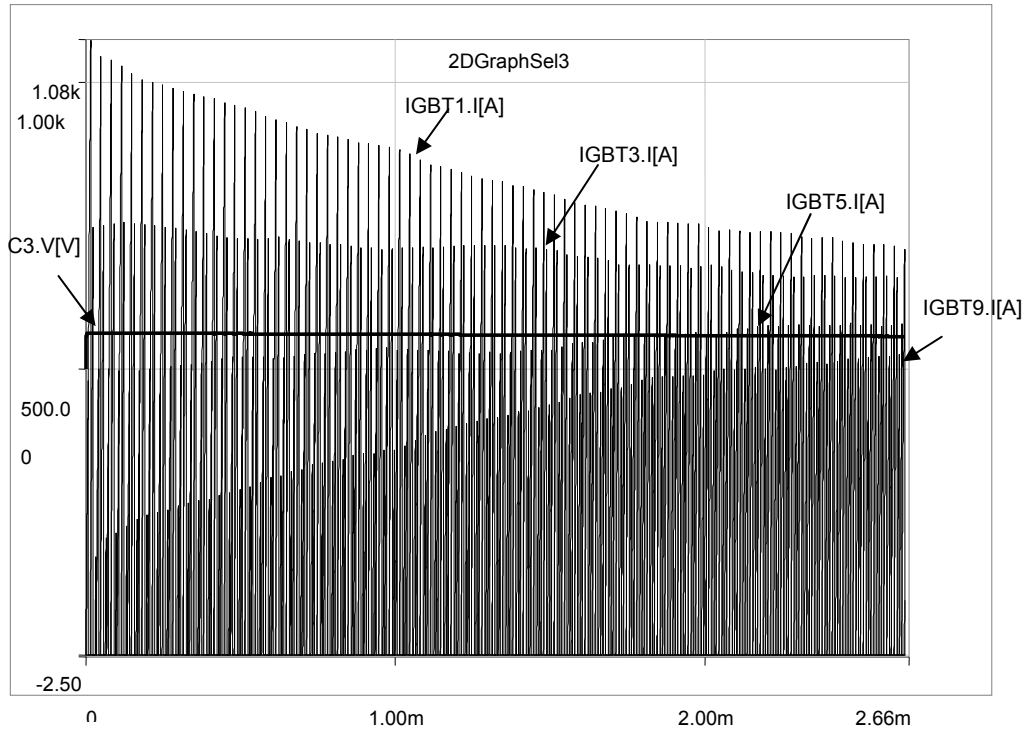
- [25] **Jang, Y., Jovanovic and M. M., Chang, Y.**, 2003. A New ZVS-PWM Full-Bridge Converter, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.18, No.5, September 2003, 1122- 1129
- [26] **Jauregi, E., Zabaleta, J. R., Tellería, M., de la Fuente, J.M., Del Río, J. M., Figueres, E., Montabonnet, V. and Bordry, F.**, 2004. High Current Switch Mode Power Converter Prototype for LHC Project 6kA, 8V, JEMA GJ 20160 Lasarte-Oria, Spain & European Organization for Nuclear Research CERN, CH-1211. Geneve 23, Switzerland
- [27] **Krolak, M., Roberts, P., and Slonevskiy, S.**, 2003. Universal 12V Battery Charger, ECE, December 2003
- [28] **Leslie, L. G.**, 2003. Design and Analysis of a Grid Connected Photovoltaic Generation System With Active Filtering Function, *MSc Thesis*, Virginia State University, Polytechnic Institute, Virginia
- [29] **Mammano, B. and Putsch, I.**, 1991a. Phase-Shifted PWM Control A New Integrated Controller Eases the Design of Efficient High-Frequency Bridge Power Switching, Applied Power Electronics Conference Proceedings, March 1991, 263-268
- [30] **Mammano, B.**, 1991b. Fixed Frequency, Resonant-Switched Pulse Width Modulation with Phase- Shifted Control, Unitrode Power Design Seminar Note, 1991
- [31] **Mammano, B.**, 1994. Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode, Unitrode Design Note, 1994
- [32] **Mammano, B.**, 2001a. Resonant Mode Converter Topologies, Texas Instruments, Post Office Box, 655303, Dallas, Texas 75265
- [33] **Mammano, B.**, 2001b. Resonant Mode Converter Topologies-Additional Topics, Texas Instruments, Post Office Box, 655303, Dallas, Texas 75265
- [34] **Maxim Integrated Products**, 2001. Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies, Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600, November 2001
- [35] **Nalbant, M. K.**, 1996. Phase Modulated PWM Topology with the ML4818, Fairchild Semiconductor Corporation, June 1996

- [36] **Nergaard, T. A.**, 2002. Modeling and Control of a Single-Phase, 10 kW Fuel Cell Inverter, July 2002
- [37] **New England Electric Wire Corporation**, 2002. Litz Wire, October 2002
- [38] **New England Wire Technologies**, 2003, Litz Wire, May 2003
- [39] **Pepa, E.**, 2004, Adaptive Control of a Step-Up Full-Bridge DC-DC Converter for Variable Low Input Voltage Applications, February 2004
- [40] **Robbins, W. P. and William P.**, 1997. Snubber Circuits, Dept. of Electrical Engineering University of Minnesota 200 Union St. SE. Minneapolis, MN 555455
- [41] **Sabate, J. A., Vlatkovic, V., Ridley, R. B., Lee, F. C. and Cho, B. H.**, 1990. Design Considerations for High Voltage, High Power Full-Bridge Zero Voltage Switched PWM Converter, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1990, 275-284
- [42] **Severns, R.**, 1999. Design of Snubbers for Power Circuits, Cornell Dubilier Electronics, Inc. 140 Technology Place Liberty, SC 29657
- [43] **Steigerwald, R. L., De Doncker, R. W. and Kheraluwala, H. M.**, 1996. A Comparison of High-Power DC-DC Soft-Switched Converter Topologies, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 32, No. 5, September/October 1996, 1139-1145
- [44] **Texas Instruments**, 2001. Power Transformer Design, Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
- [45] **Todd, P. C.**, 1993. Snubber Circuits: Theory, Design and Application, Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
- [46] **Undeland, T.**, 1993. Analysis and Measurements on a PWM DC-DC converter with lossless snubbers, IEEE IAS, Toronto, Canada
- [47] **Unitrode Corporation**, 1999. UC3875 Phase Shift Resonant Controller Datasheet, 1999
- [48] **Wang, C. S., Covic G. A. and Stielau, O. H.**, 2004. Investigating an LCL Load Resonant Inverter for Inductive Power Transfer Applications IEEE Transactions On Power Electronics, VOL. 19, No. 4, JULY 2004
- [49] **Watson, R.**, 1998a. An Improved ZVS Full Bridge DC/DC Converter, Virginia Polytechnic Institute and State University

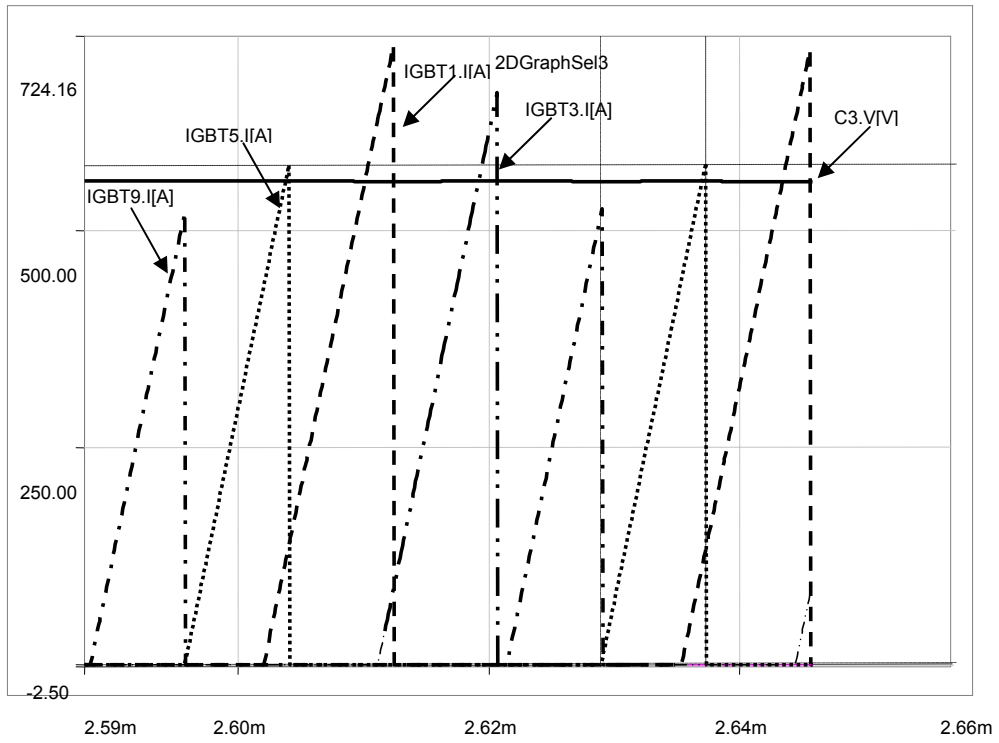
- [50] **Watson, R.**, 1998b. Development of Integrated Magnetic Circuits for Low-Voltage, High Current Applications, Virginia Polytechnic Institute and State University
- [51] **Wong, F. K., Lu, J. W.**, 1996Applications of High Frequency Magnetic Components for Switching Resonant Mode Power Supply, Proc. IEEE-ICIT'96
- [52] **Wong, F. K.**, 2004. High Frequency Transformer for Switching Mode Power Supplies, March 2004
- [53] **Yang, B.**, 2003. Chapter 4, LLC Resonant Converter, Blacksburg, Virginia

EKLER

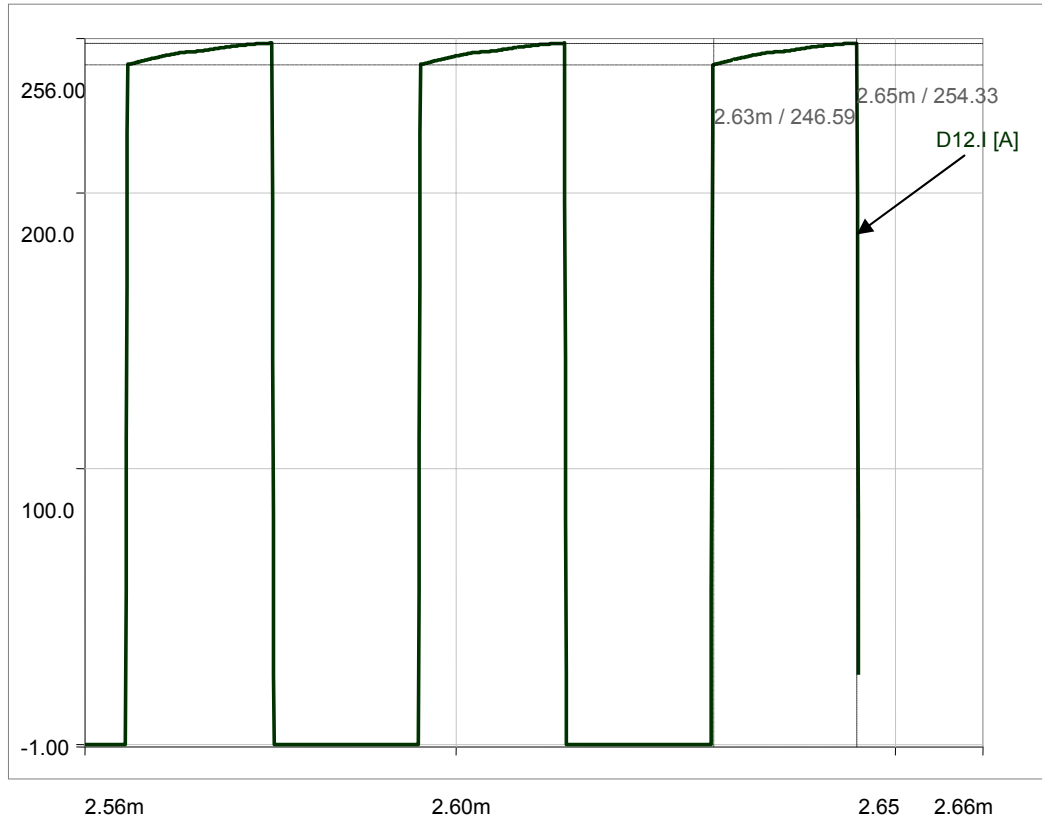
EK-A: BİRİNCİ SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



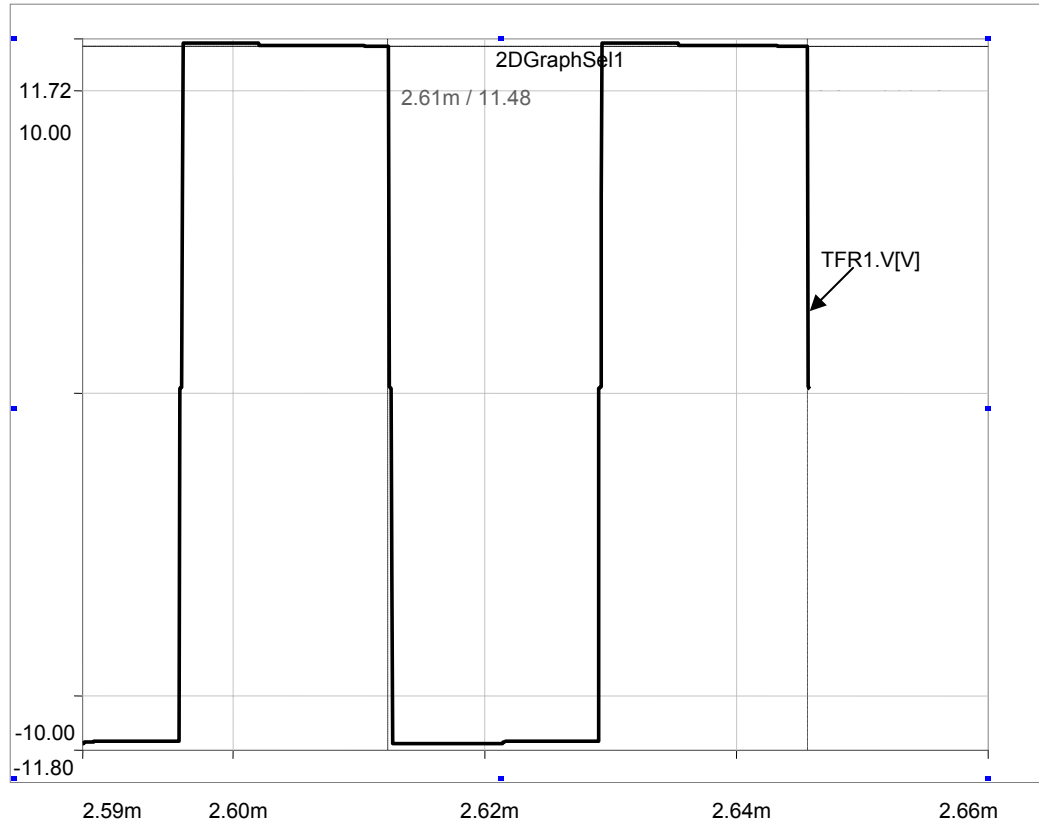
Şekil A.1: Birinci simülasyon IGBT akımları



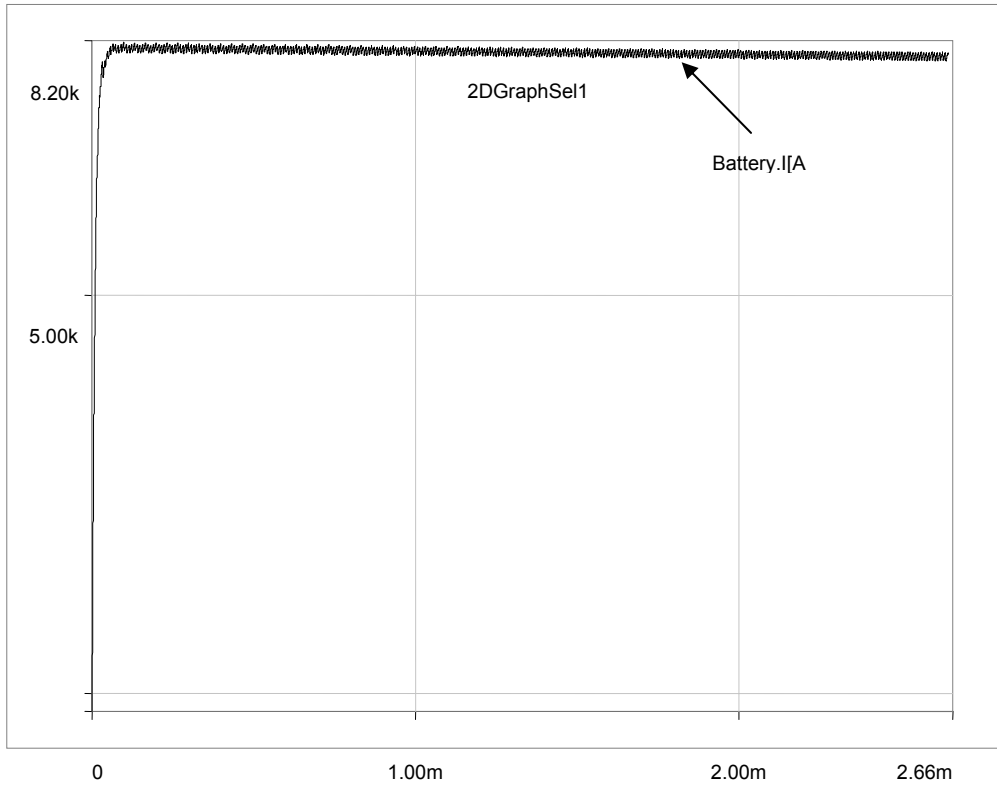
Şekil A.2: Birinci simülasyonun IGBT tepe akımları



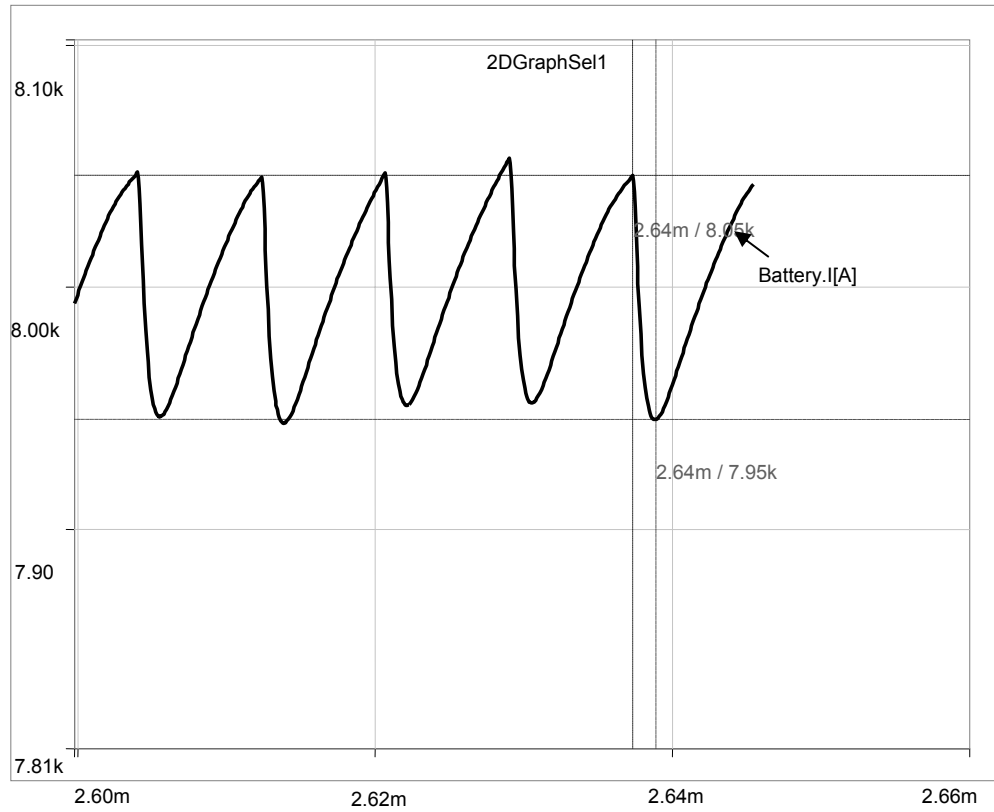
Şekil A.3: Birinci simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli



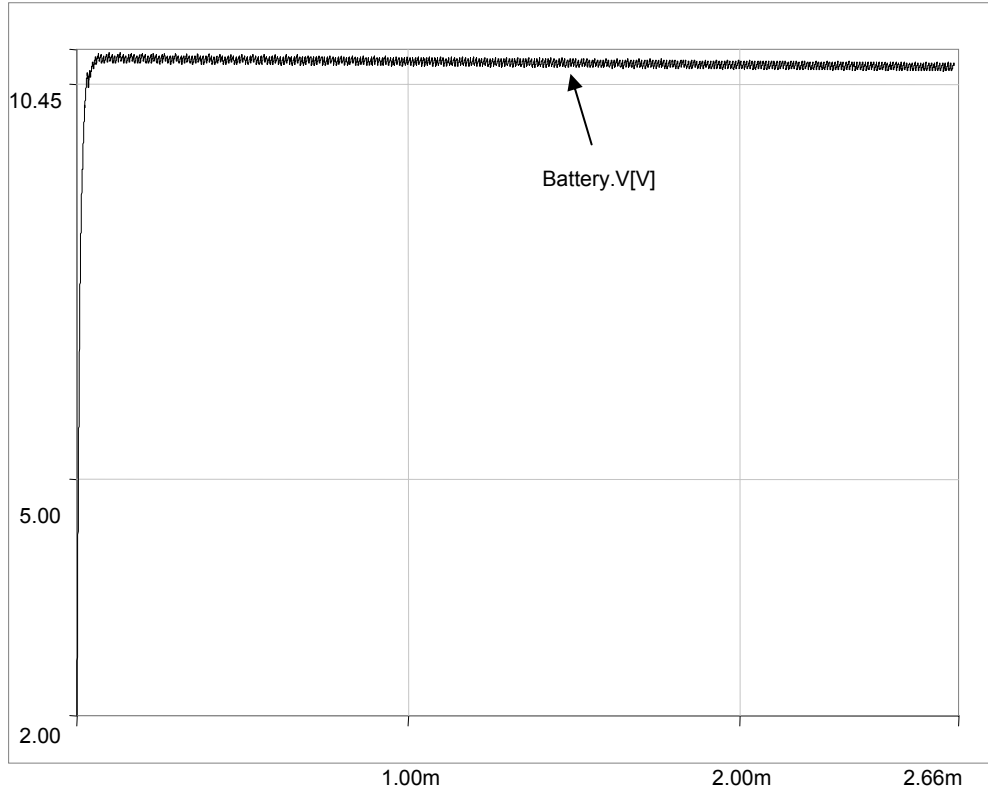
Şekil A.4: Birinci simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli



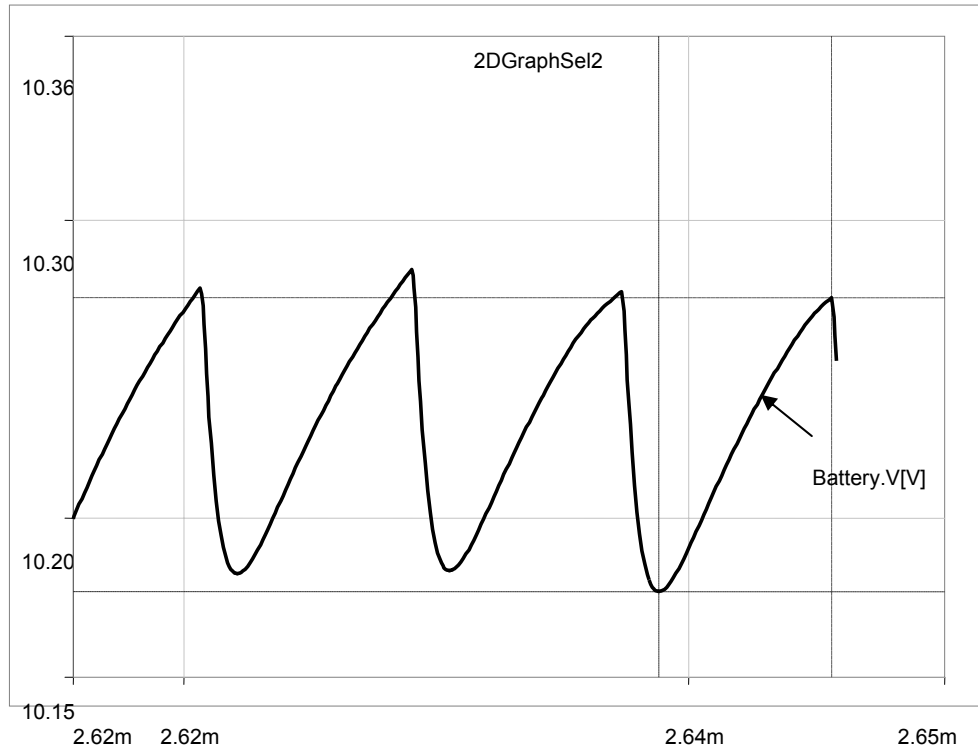
Şekil A.5: Birinci simülasyondaki çıkış yük akımının dalga şekli



Şekil A.6: Birinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

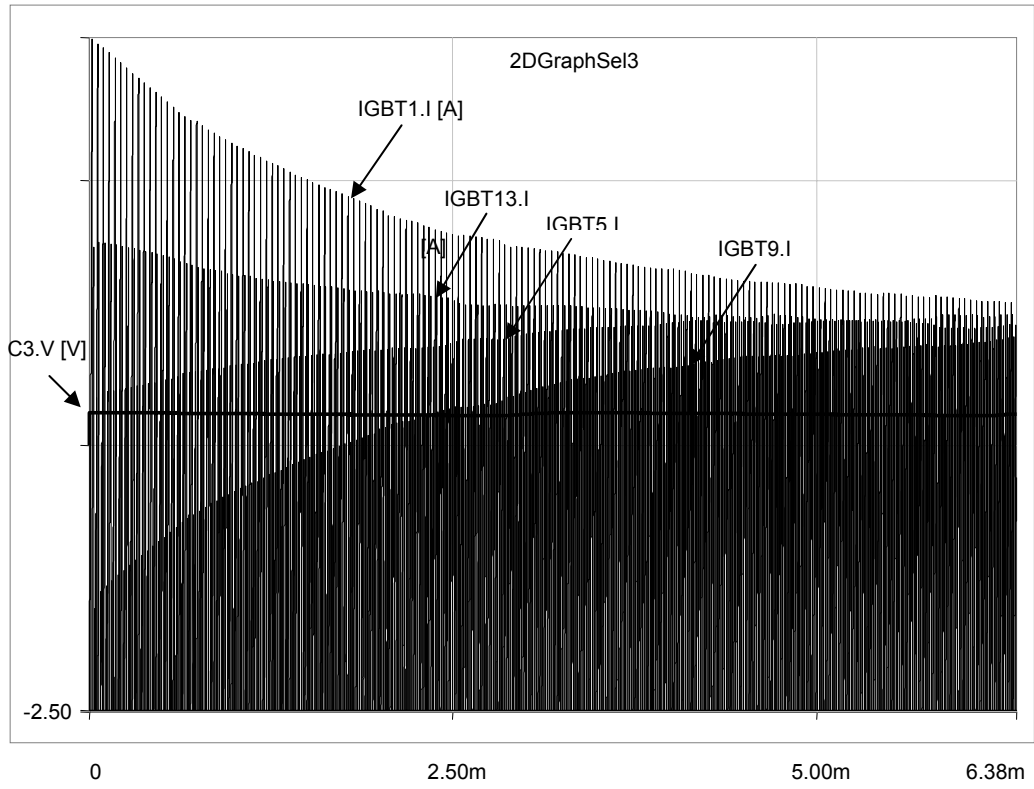


Şekil A.7: Birinci simülasyon çıkış gerilimi dalga şekli

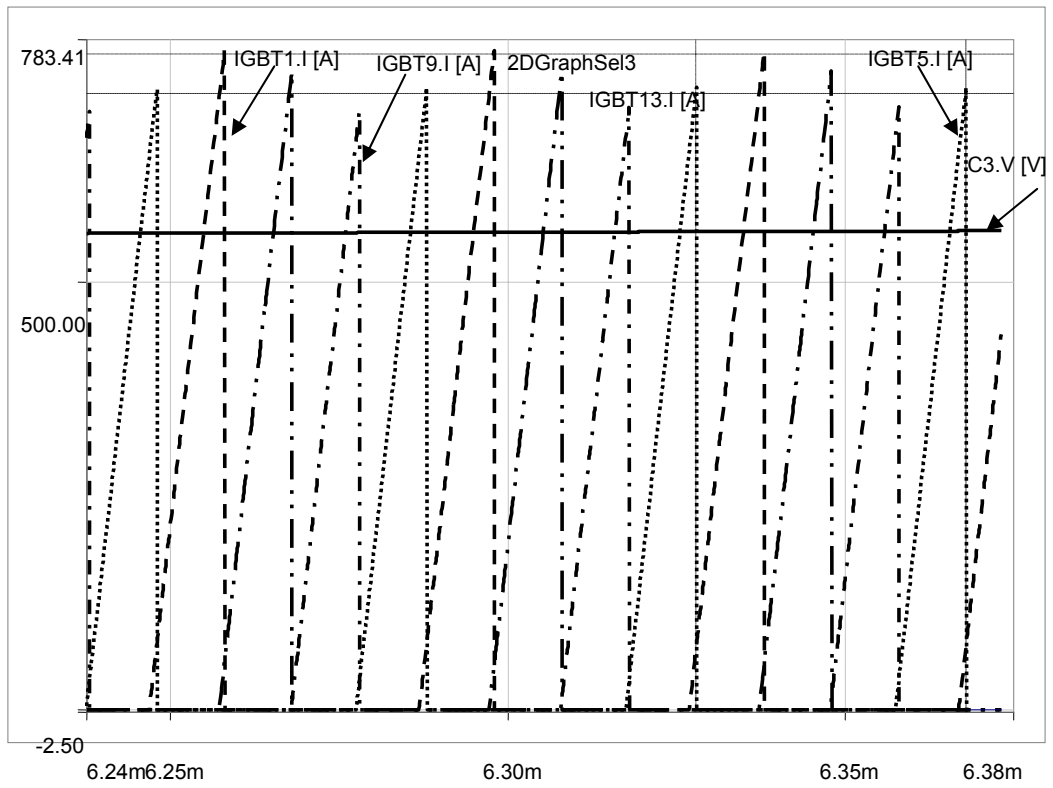


Şekil A.8: Birinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

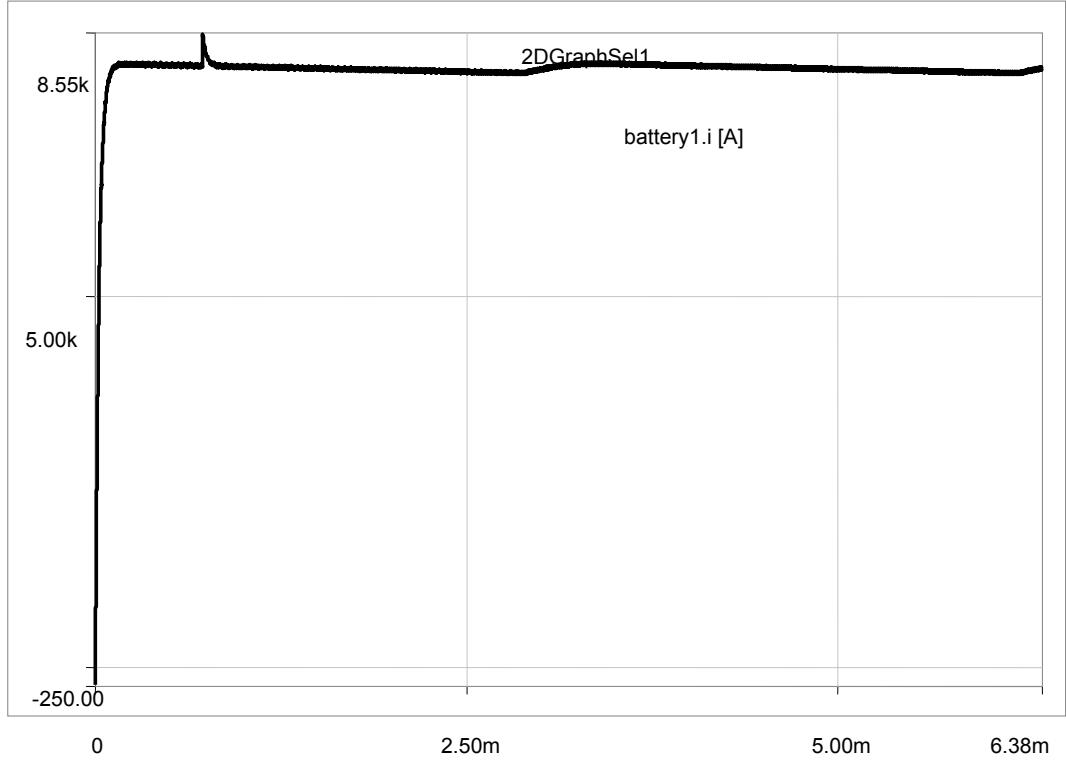
EK-B: İKİNCİ SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



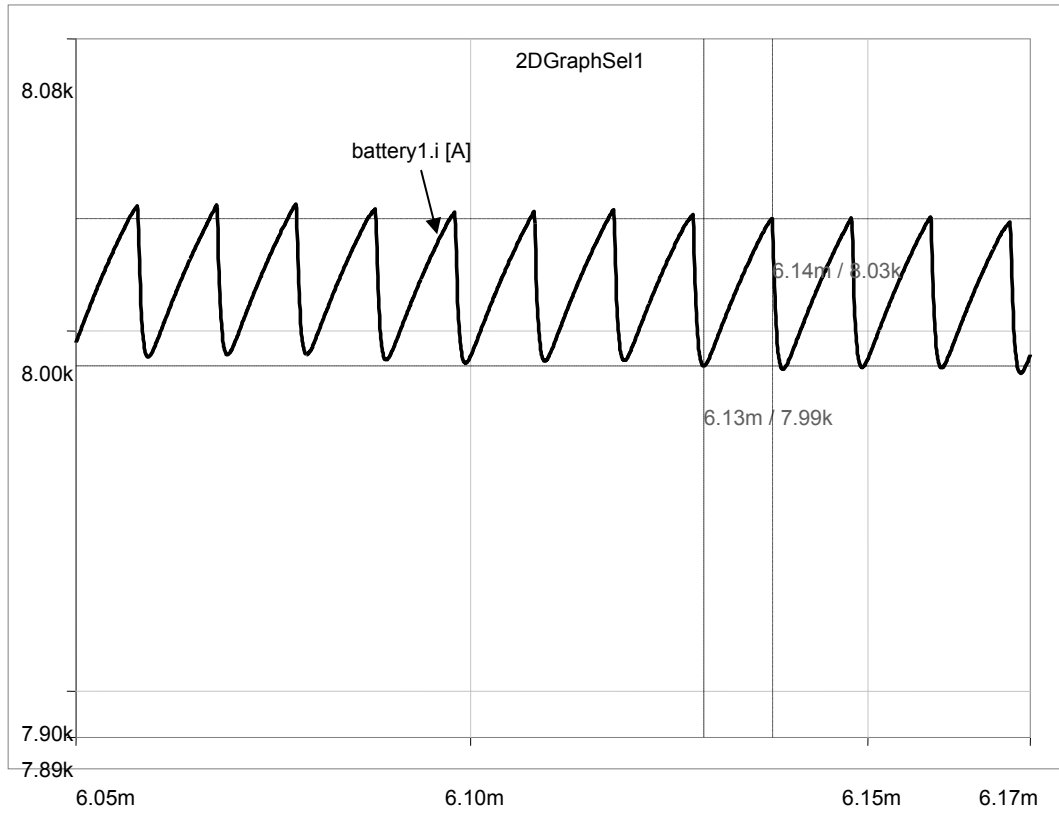
Şekil B.1: İkinci simülasyon IGBT akımları



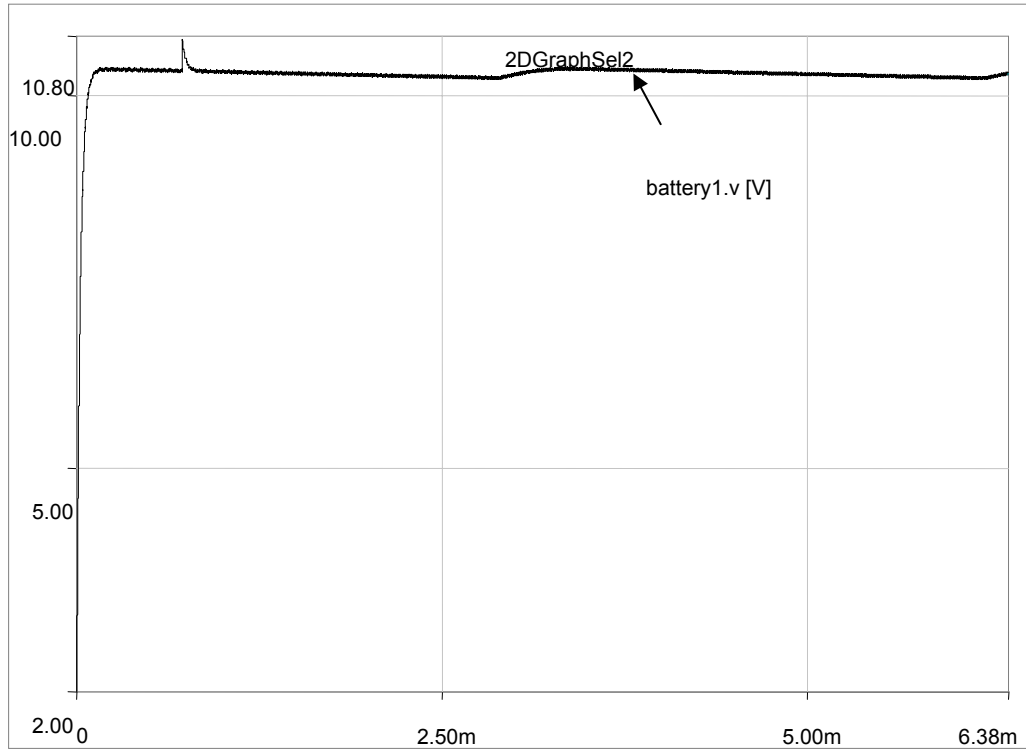
Şekil B.2: İkinci simülasyon IGBT tepe akımları



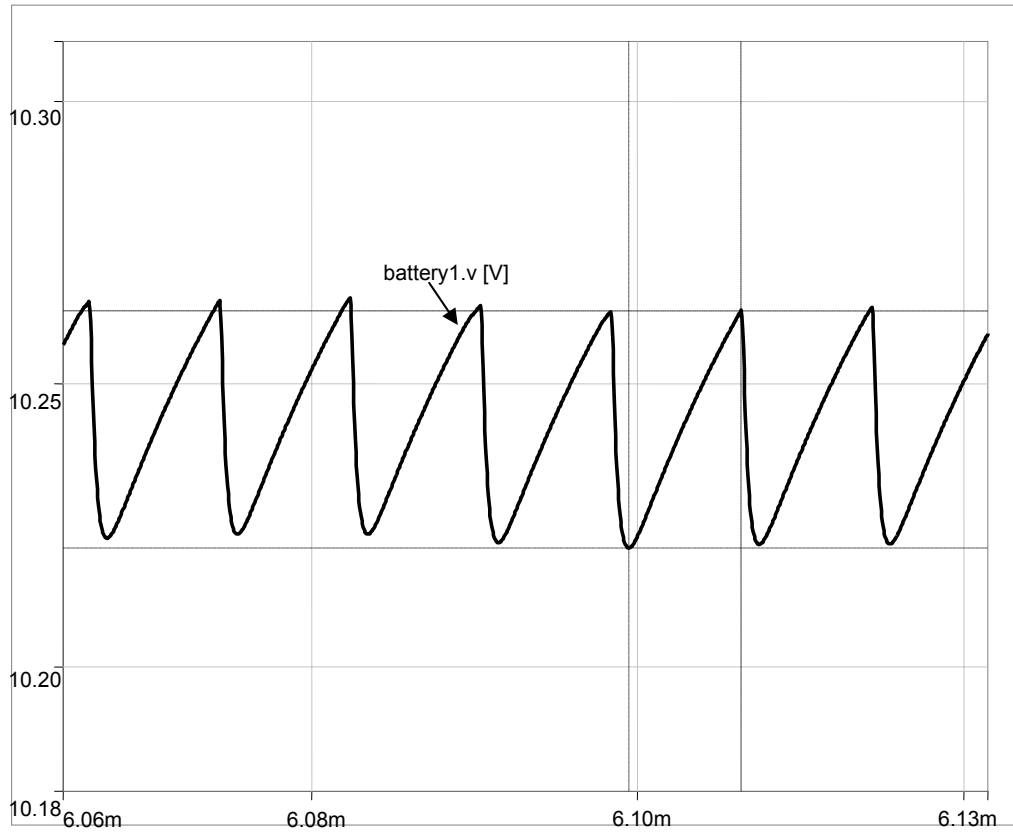
Şekil B.3: İkinci simülasyondaki çıkış yük akımının dalga şekli



Şekil B.4: İkinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

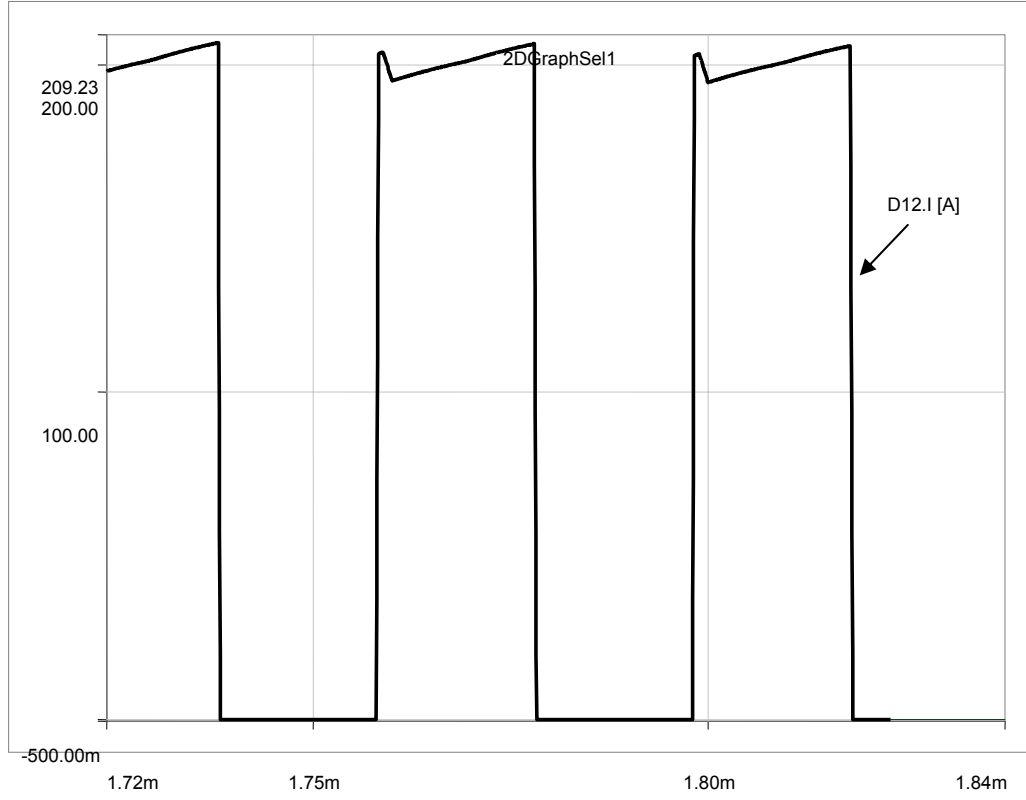


Şekil B.5: İkinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli

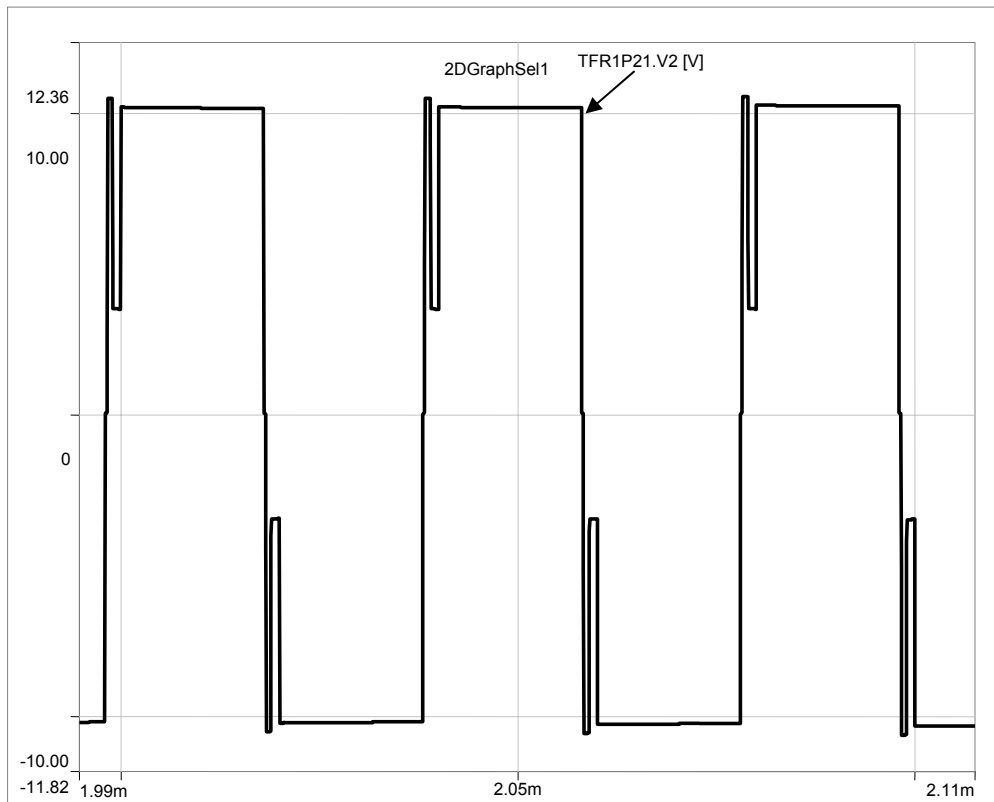


Şekil B.6: İkinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

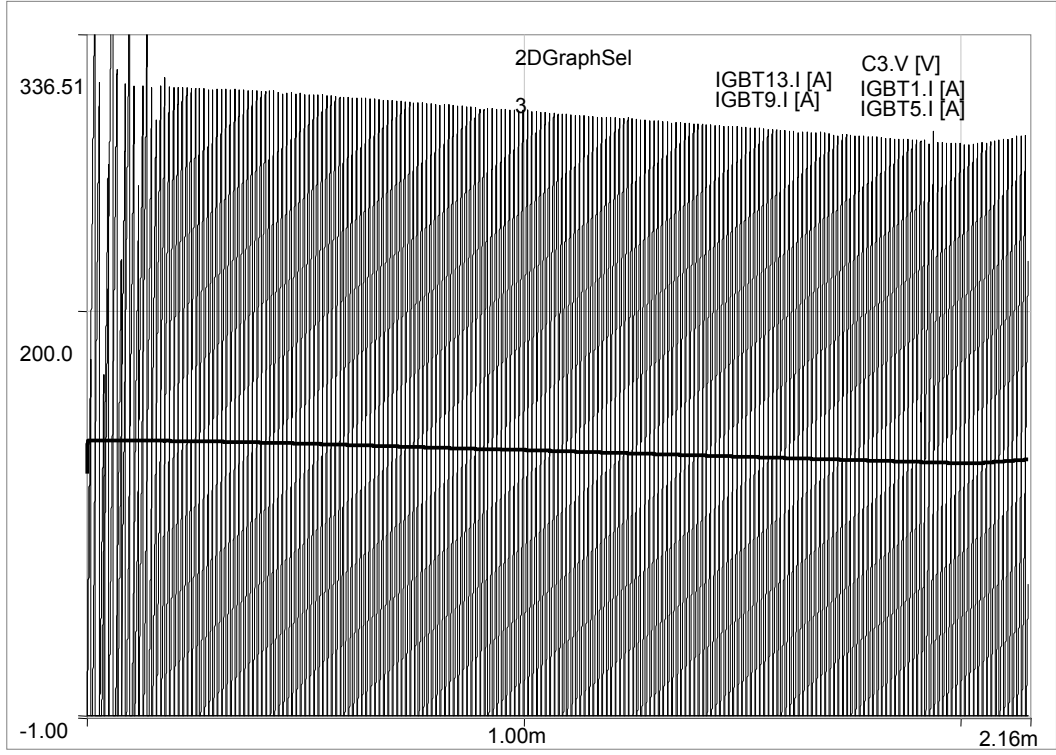
EK-C: ÜÇÜNCÜ SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



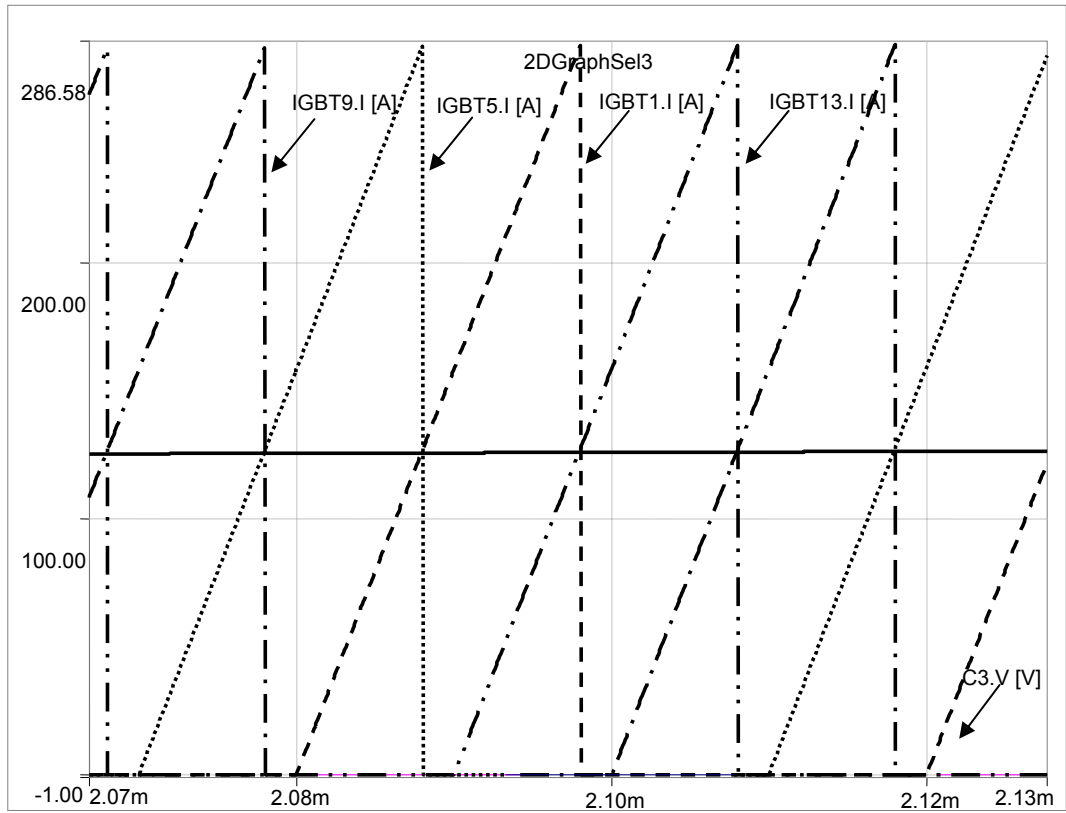
Şekil C.1: Üçüncü simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli



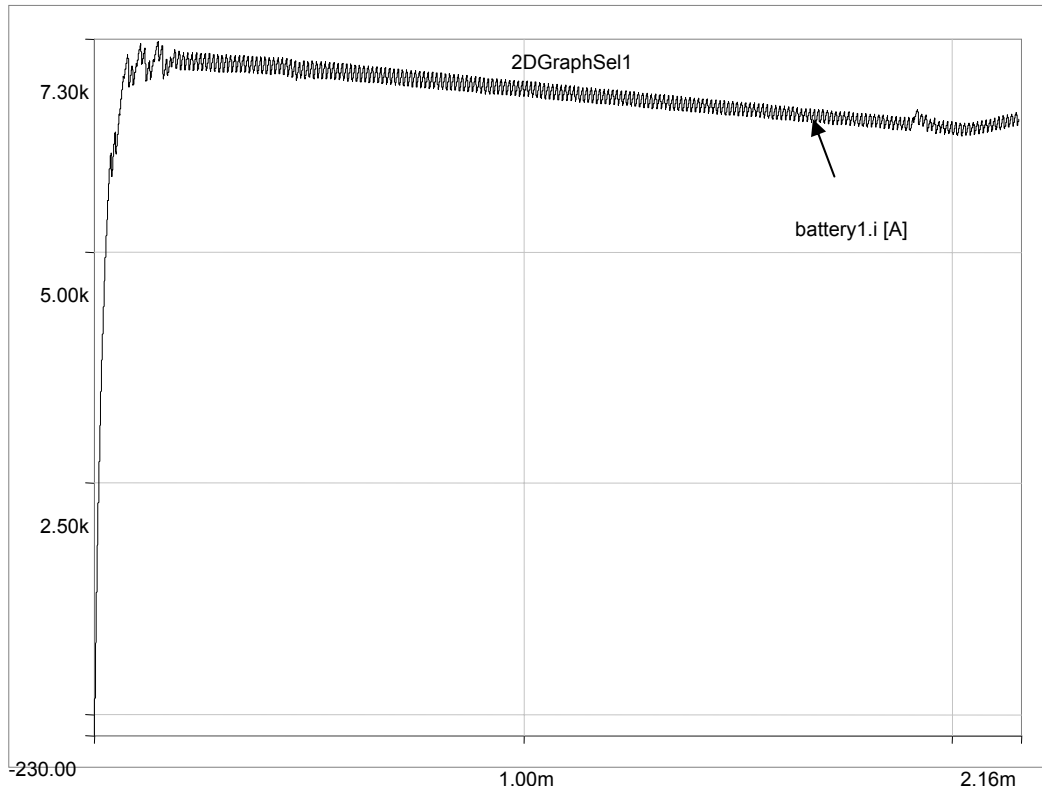
Şekil C.2: Üçüncü simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli



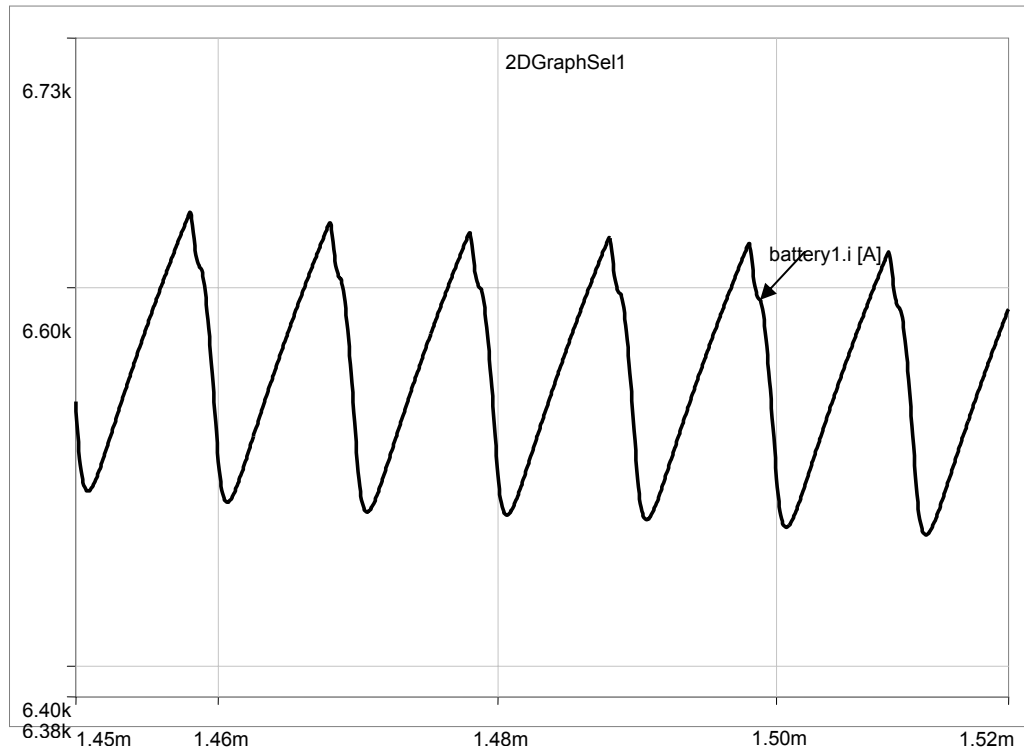
Şekil C.3: Üçüncü simülasyon IGBT akımları



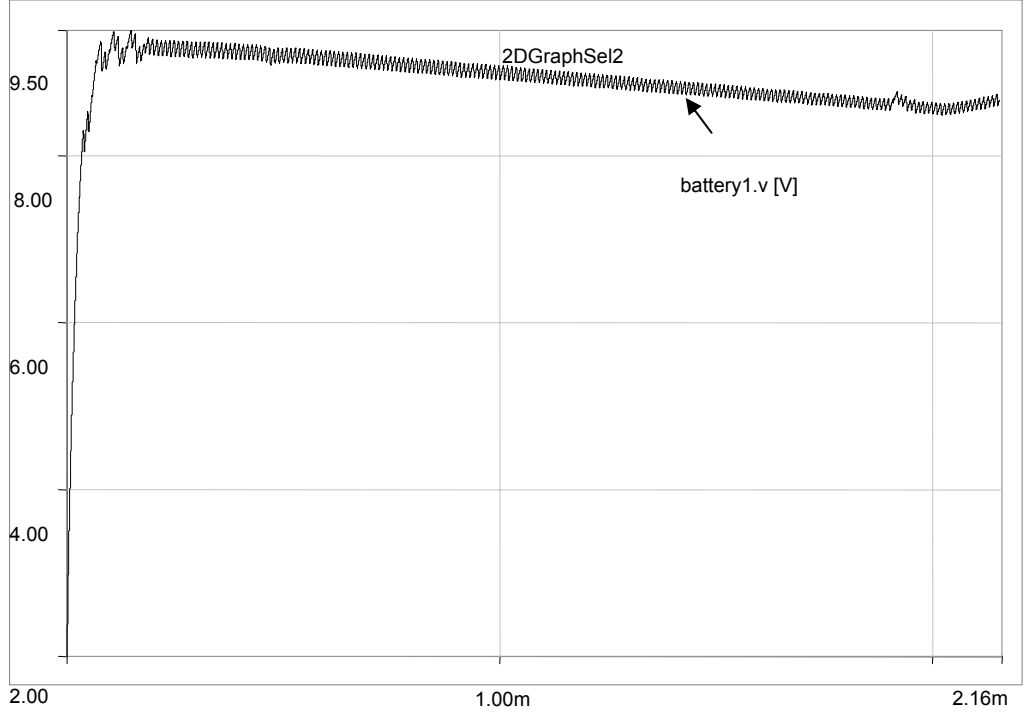
Şekil C.4: Üçüncü simülasyon IGBT tepe akımları



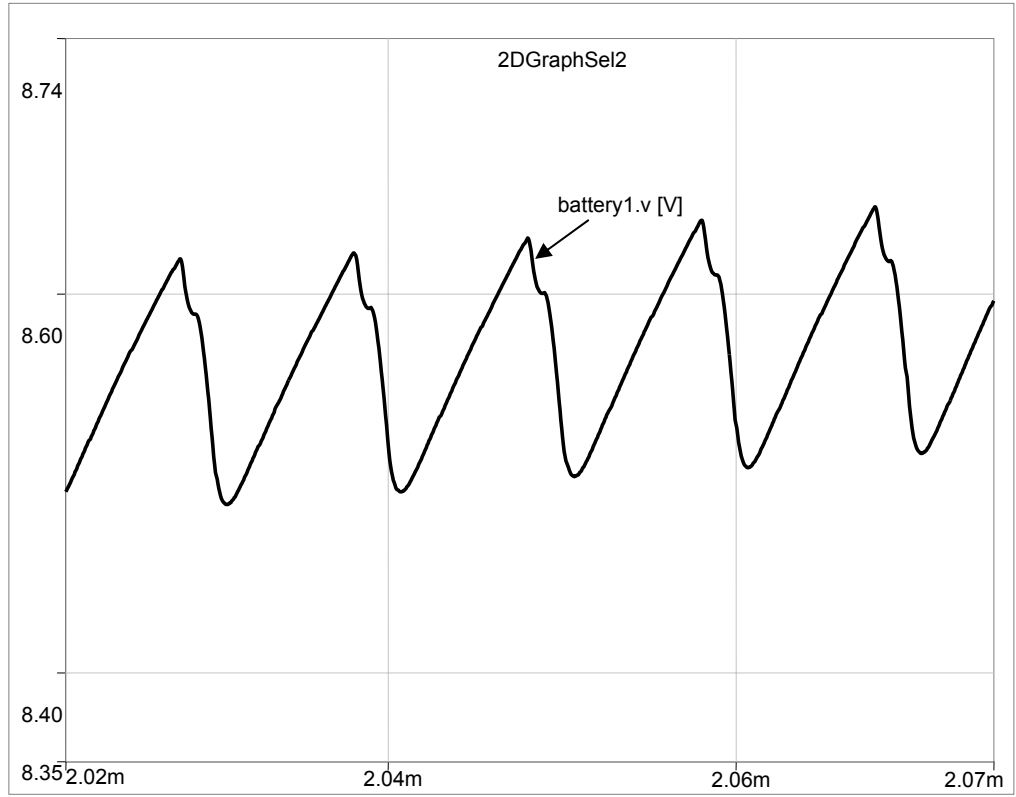
Şekil C.5: Üçüncü simülasyondaki yük akımı dalga şekli



Şekil C.6: Üçüncü simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

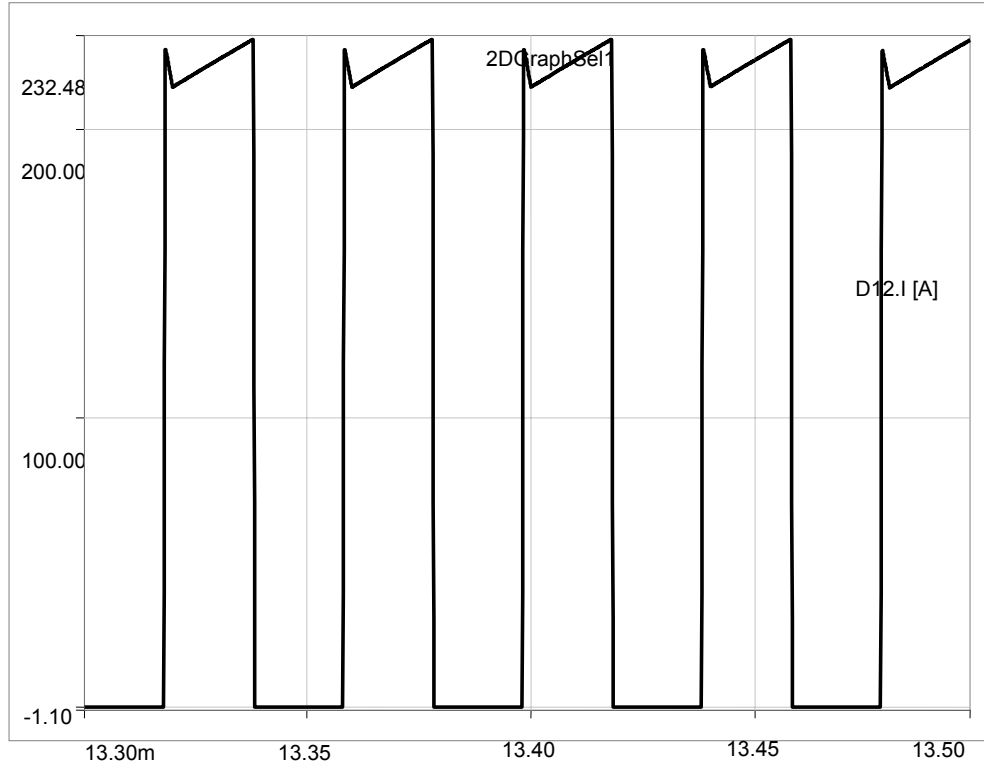


Şekil C.7: Üçüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli

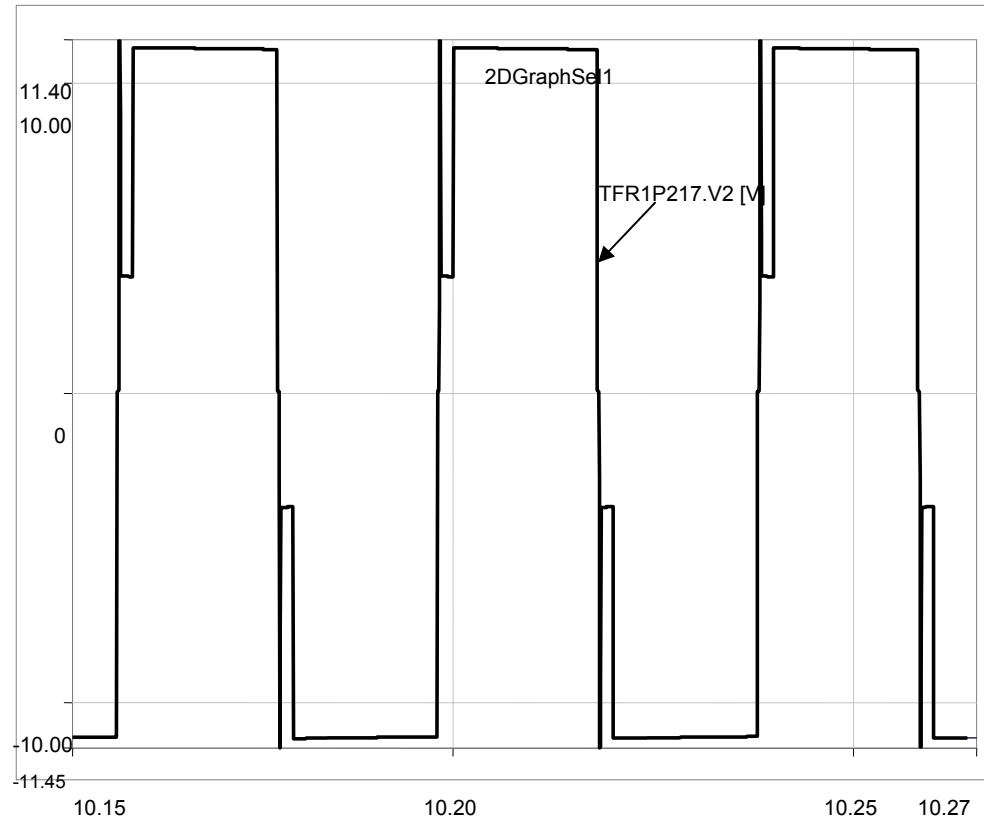


Şekil C.8: Üçüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

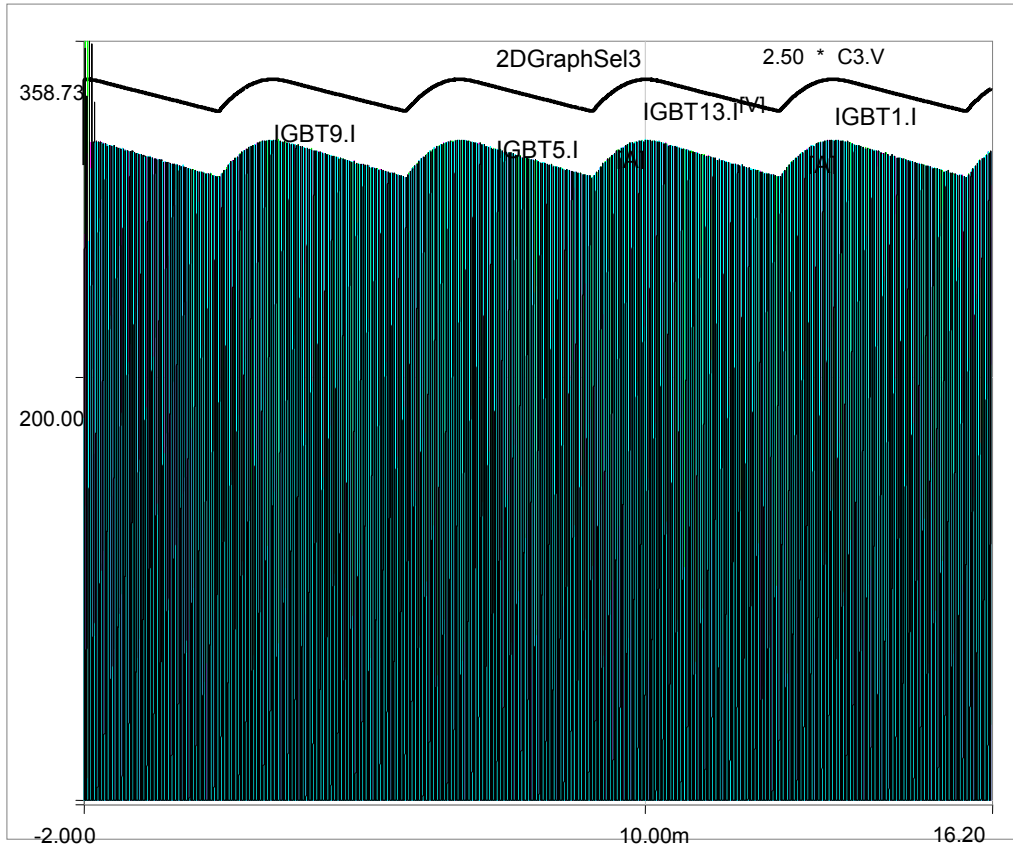
EK-D: DÖRDÜNCÜ SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



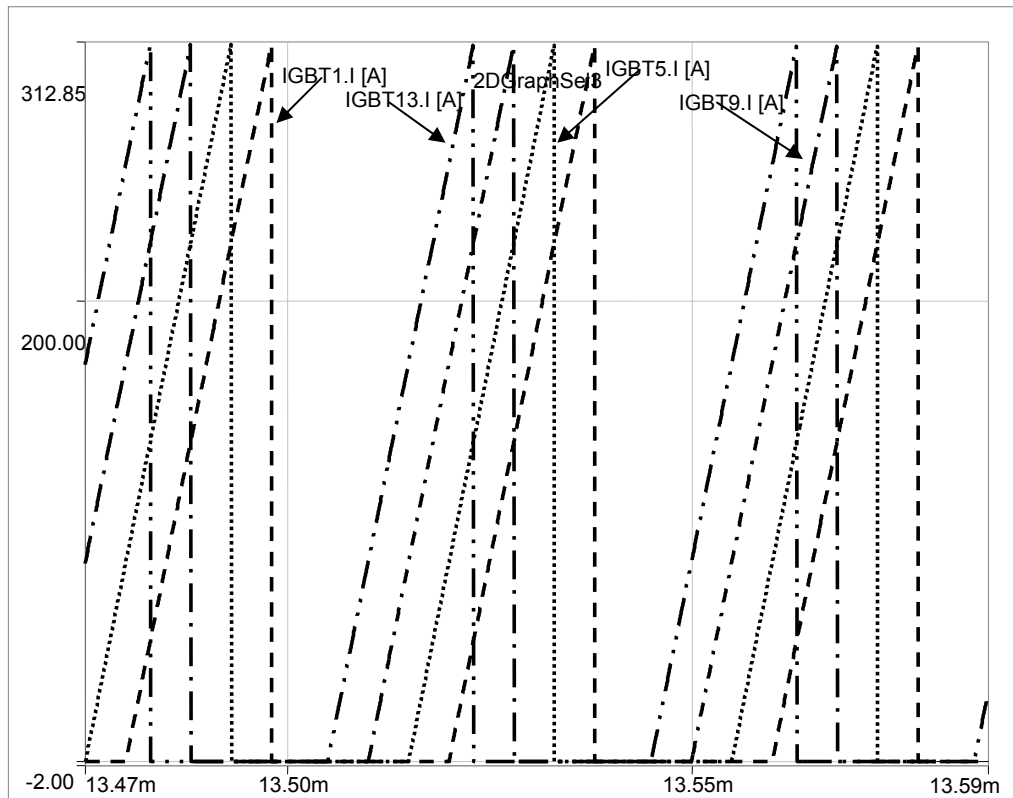
Şekil D.1: Dördüncü simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli



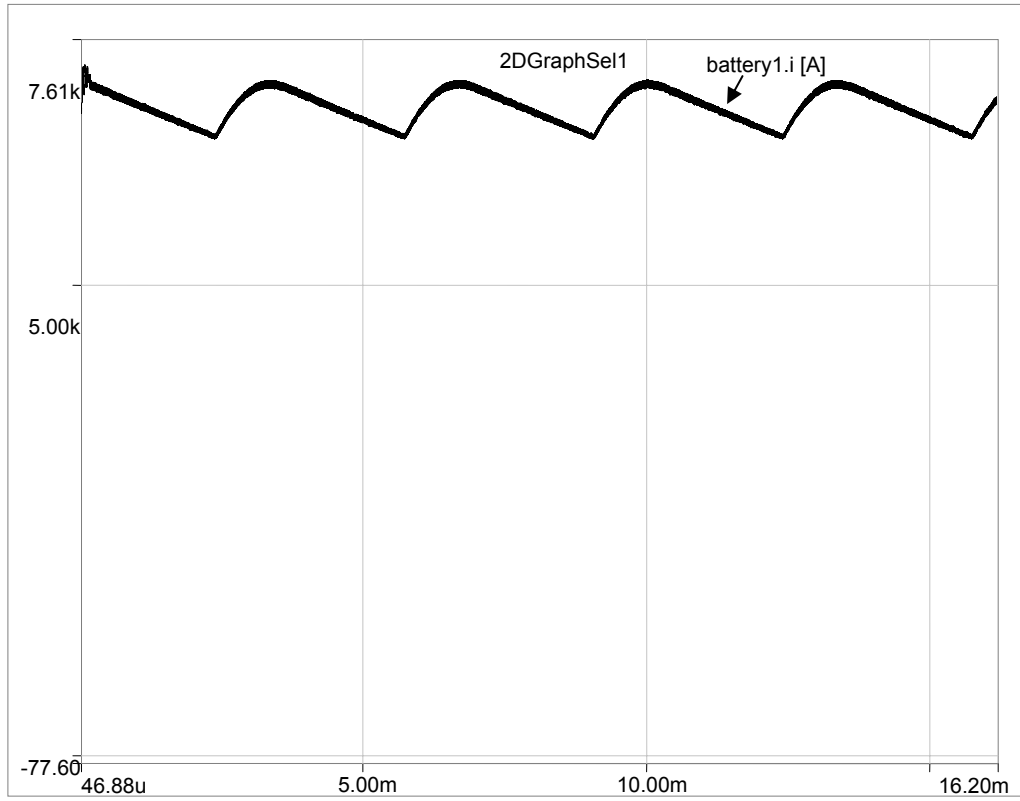
Şekil D.2: Dördüncü simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli



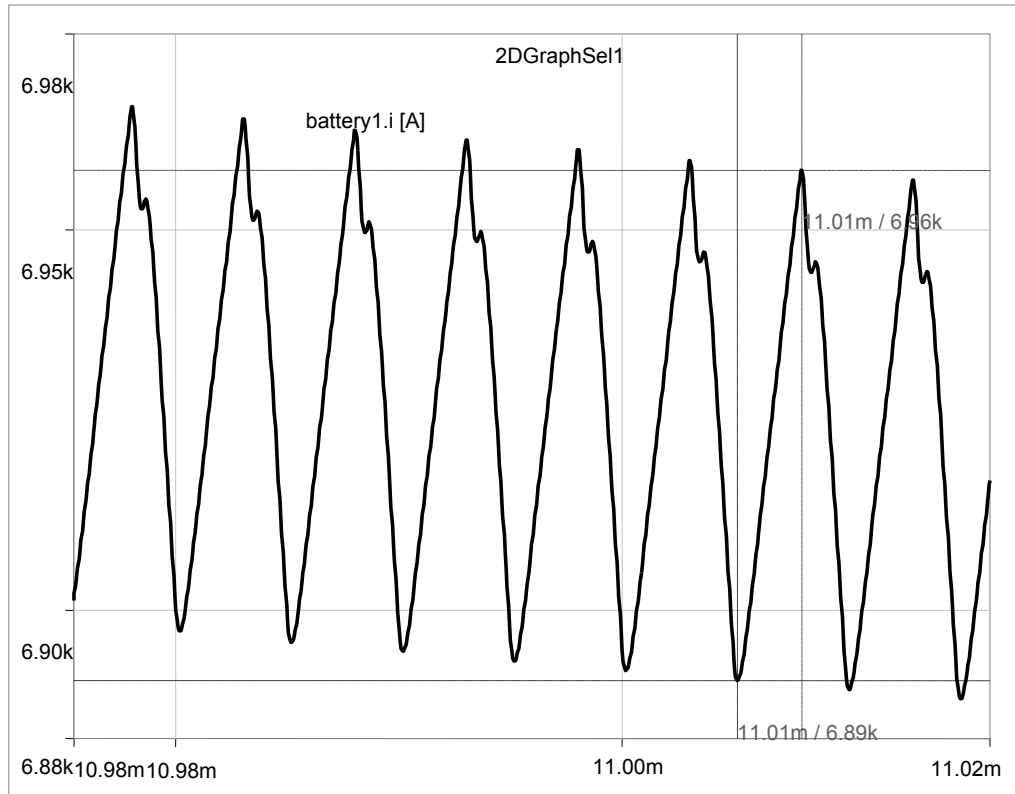
Şekil D.3: Dördüncü simülasyon IGBT akımları



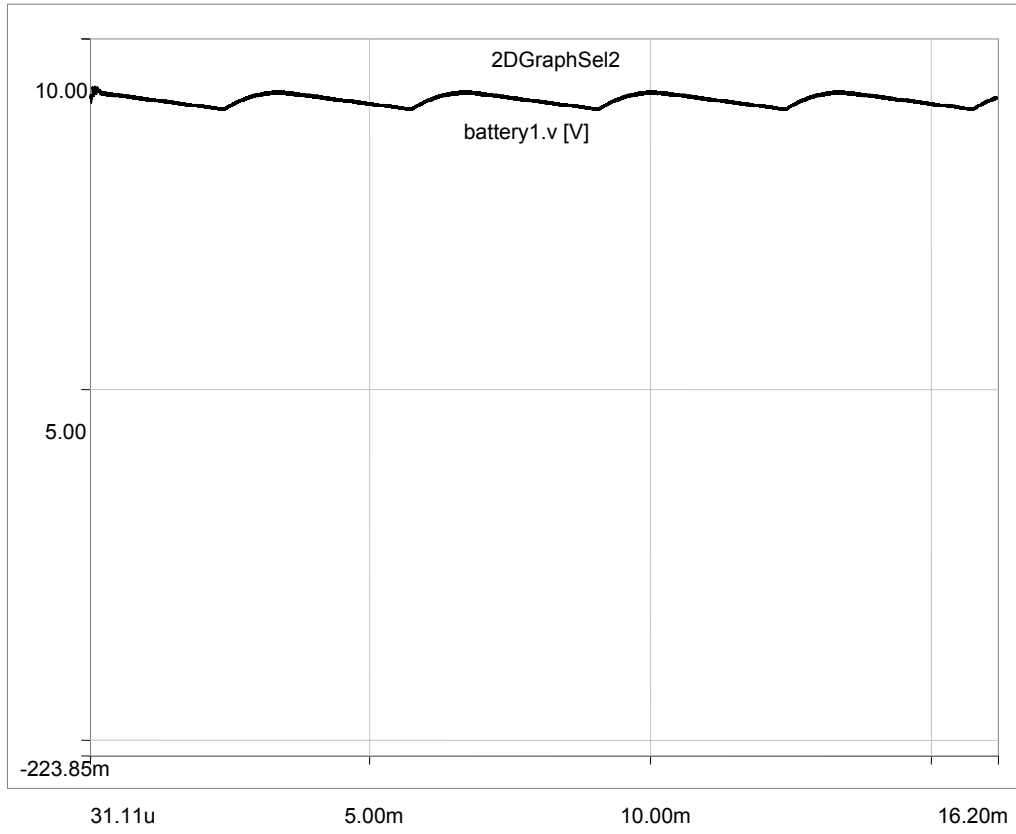
Şekil D.4: Dördüncü simülasyon IGBT tepe akımları



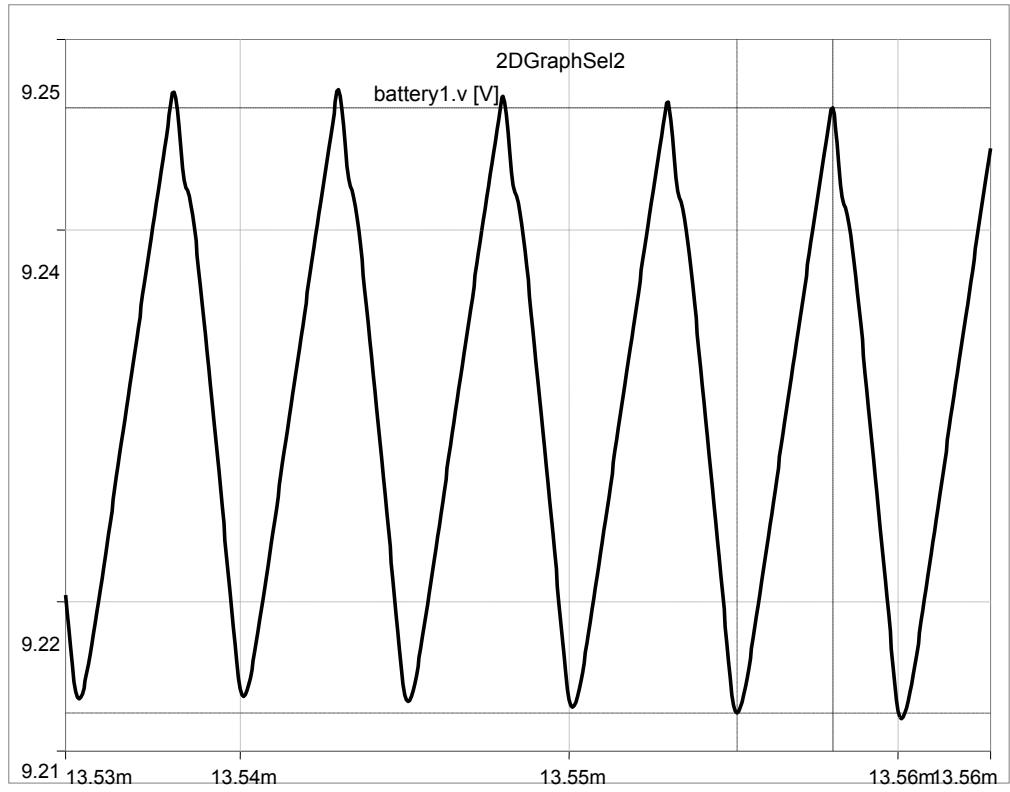
Şekil D.5: Dördüncü simülasyondaki yük akımı dalga şekli



Şekil D.6: Dördüncü simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

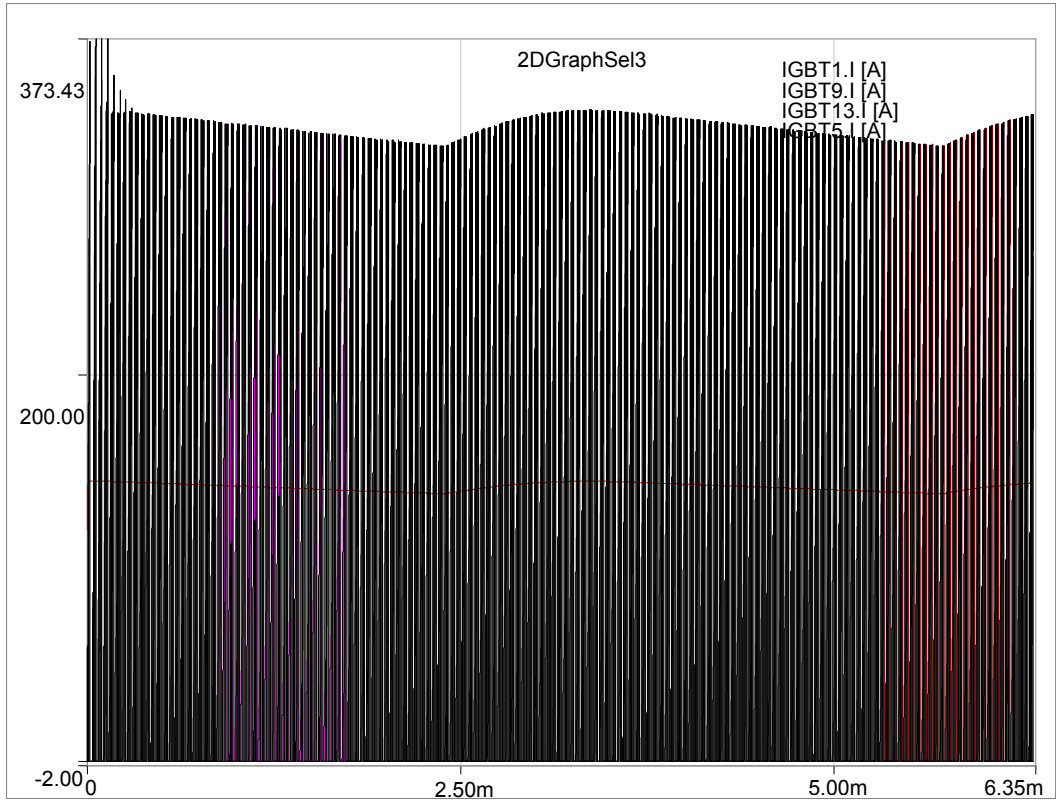


Şekil D.7: Dördüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli

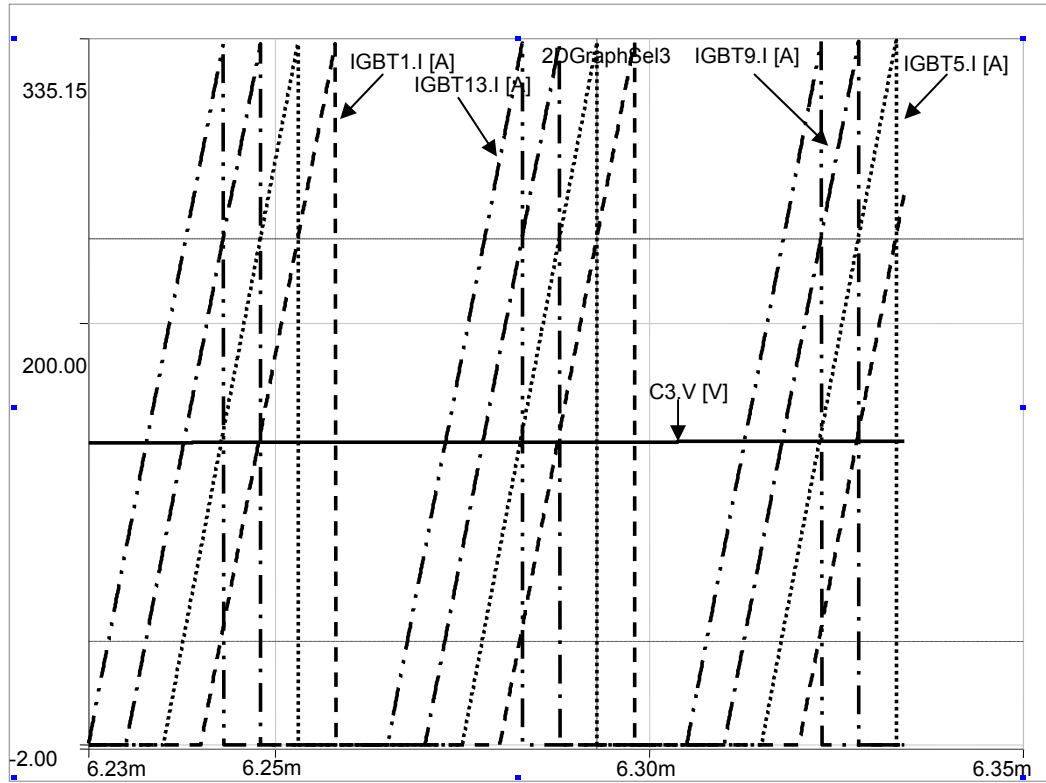


Şekil D.8: Dördüncü simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

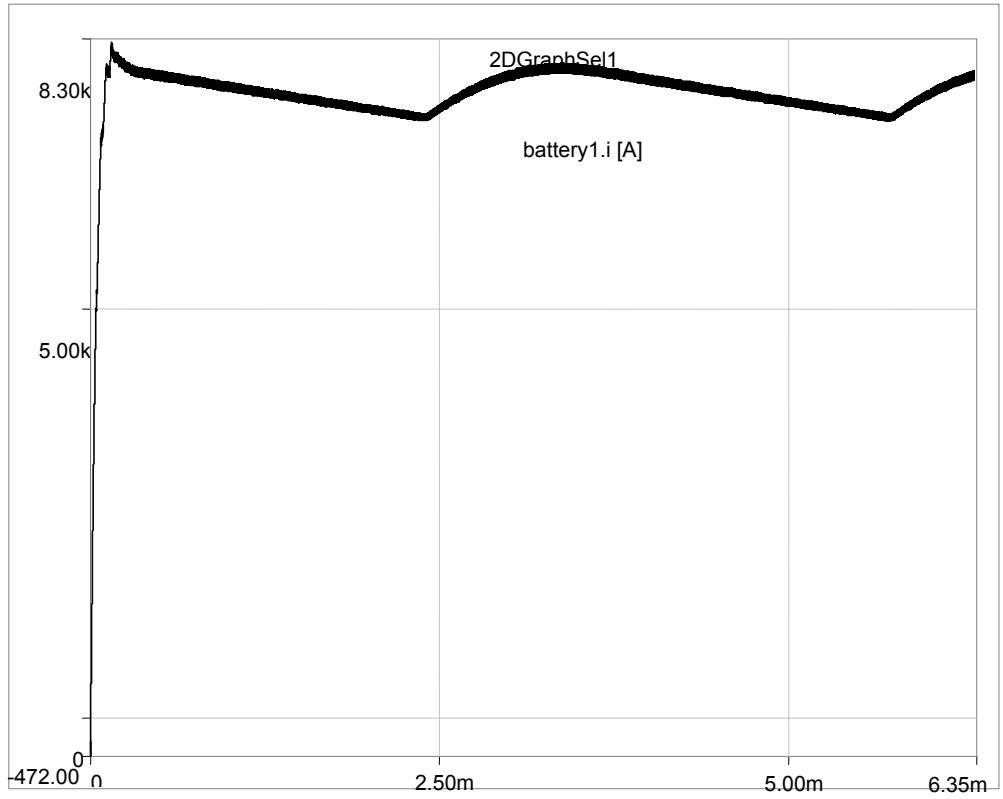
EK-E: BEŞİNCİ SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



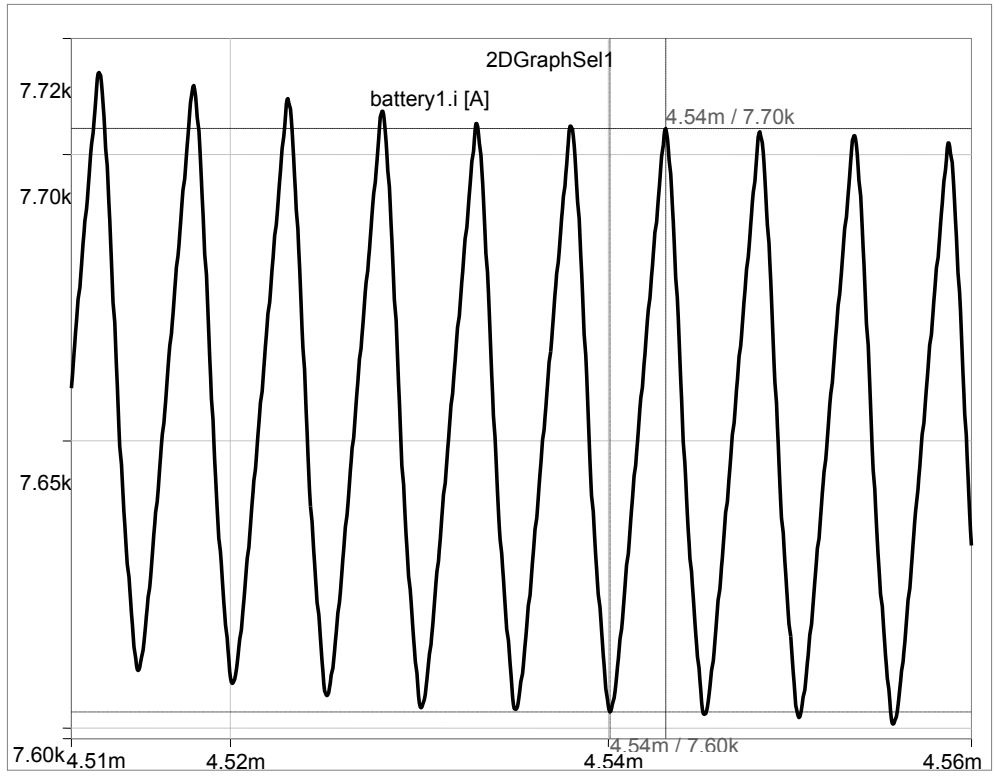
Şekil E.1: Beşinci simülasyon IGBT akımları



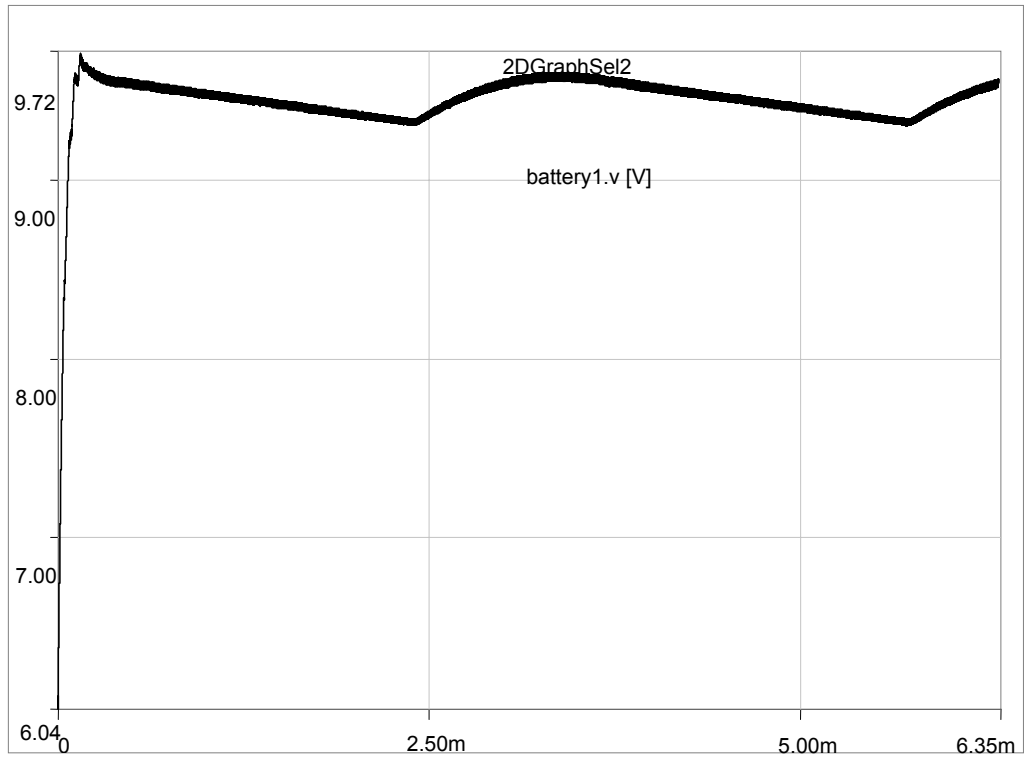
Şekil E.2: Beşinci simülasyon IGBT tepe akımları



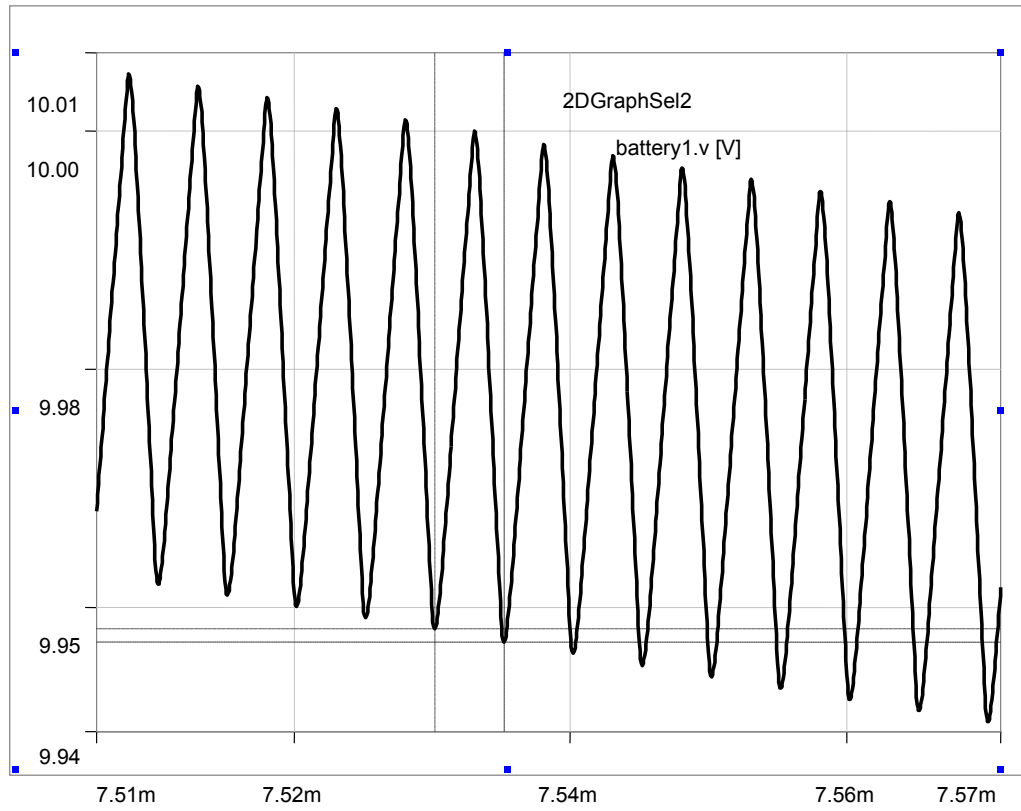
Şekil E.3: Beşinci simülasyondaki yük akımı dalga şekli



Şekil E.4: Beşinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

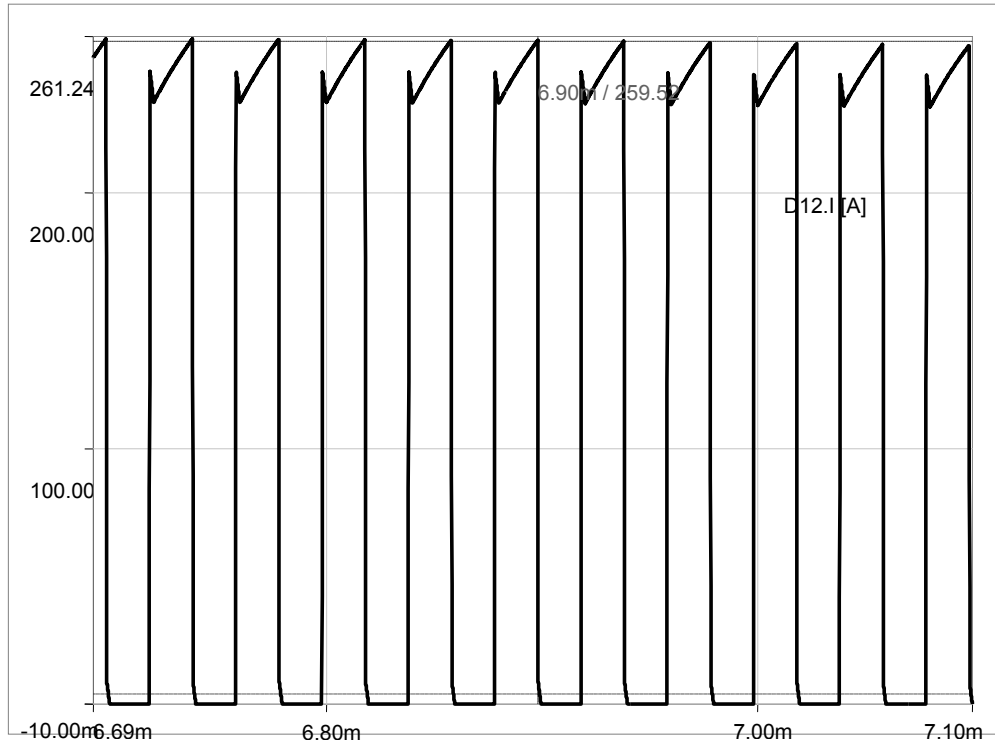


Şekil E.5: Beşinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli

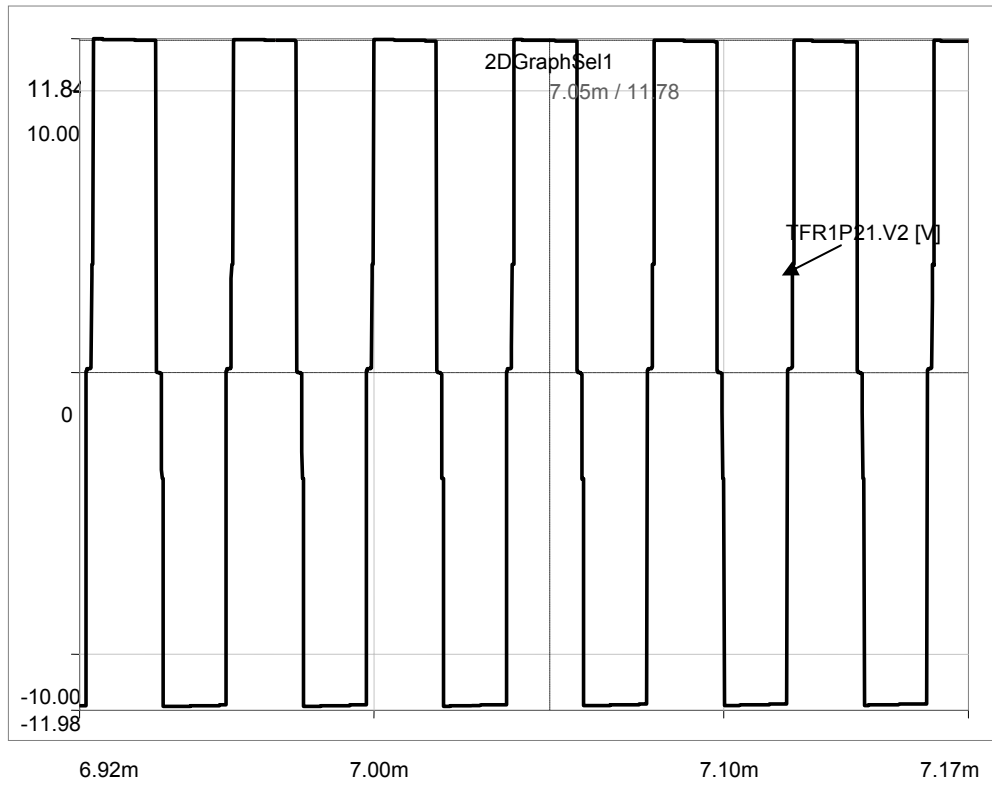


Şekil E.6: Beşinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

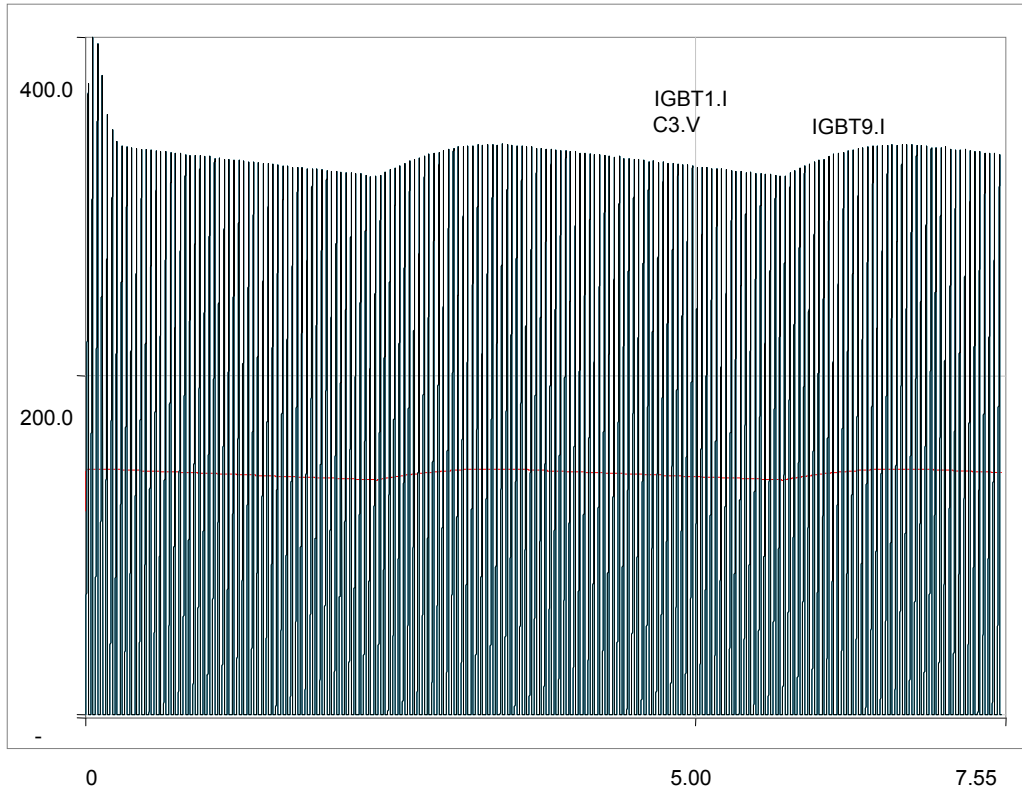
EK-F: ALTINCI SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



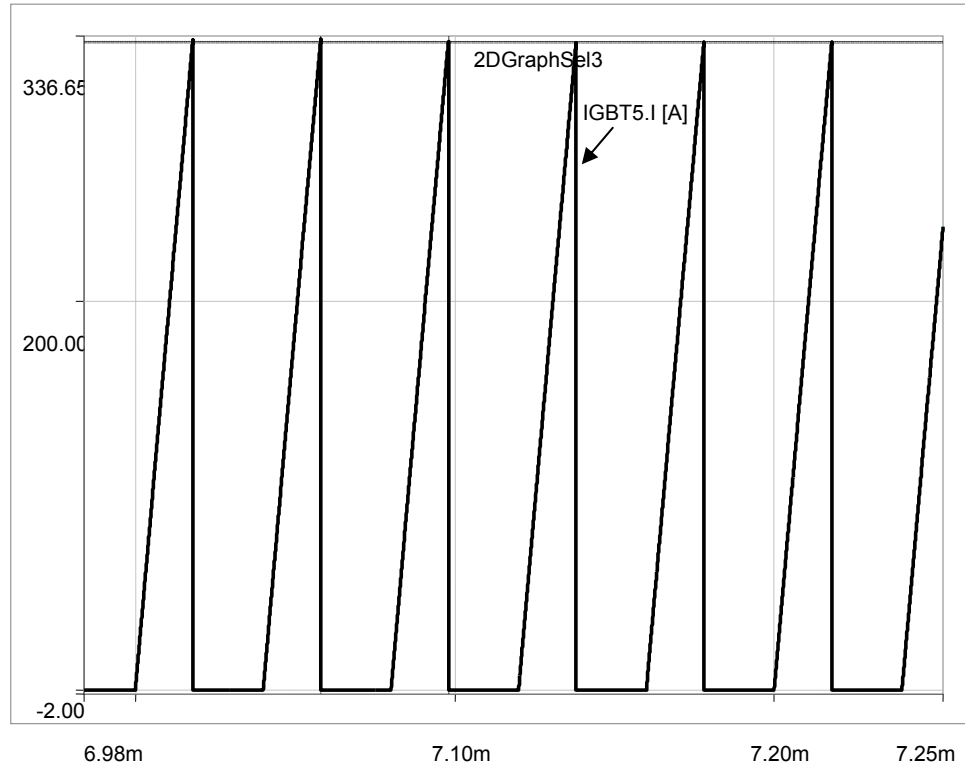
Şekil F.1: Altıncı simülasyondaki çıkış diyotunun akım dalga şekli



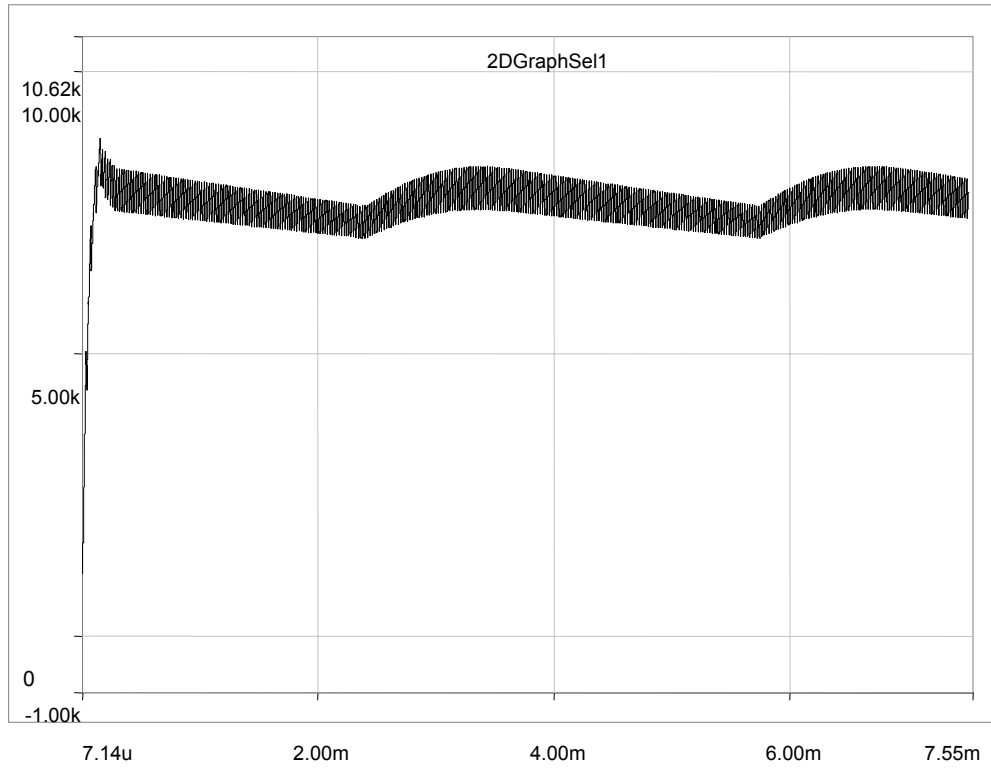
Şekil F.2: Altıncı simülasyondaki bir transformatörün gerilim dalga şekli



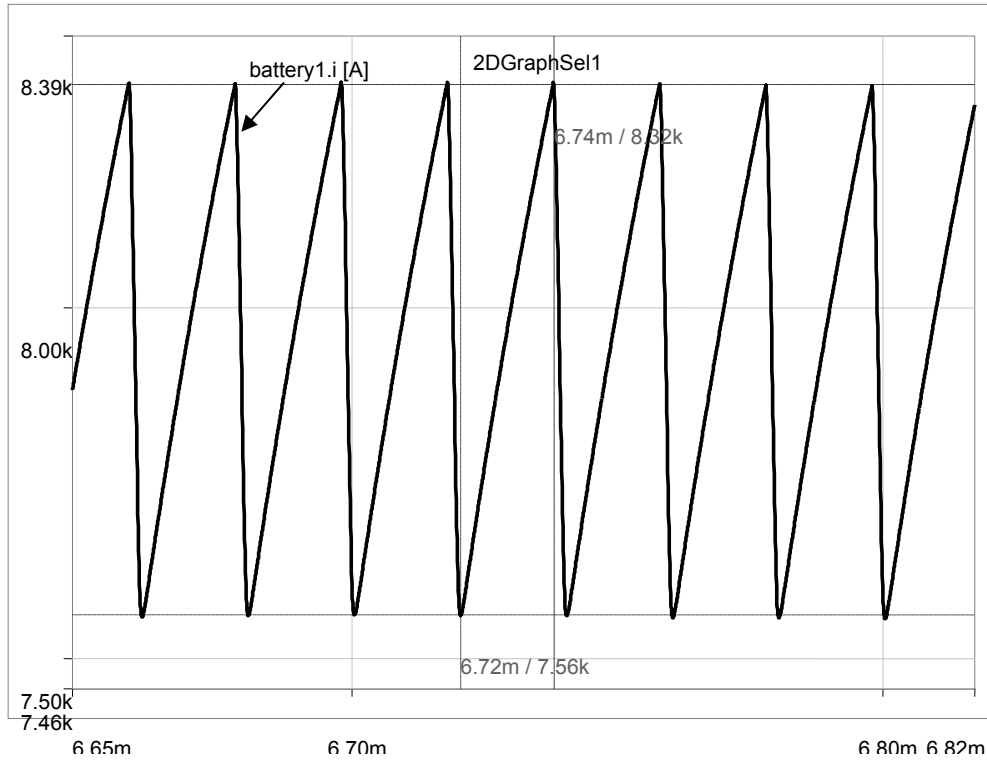
Şekil F.3: Altıncı simülasyon IGBT akımları



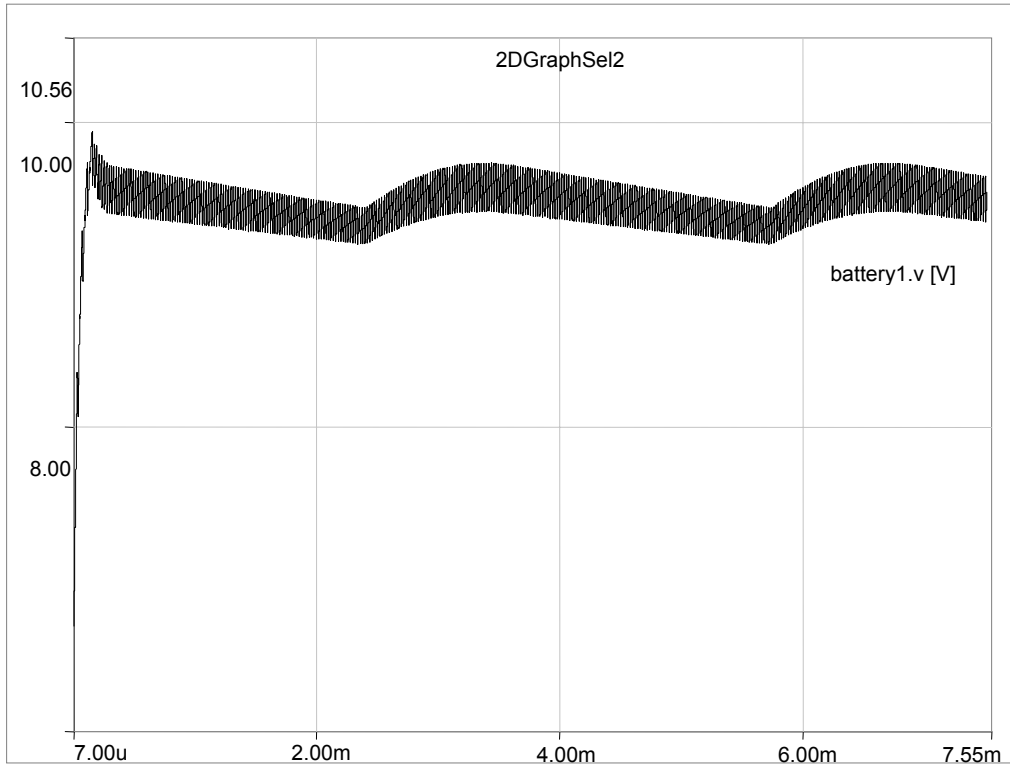
Şekil F.4: Altıncı simülasyona ait IGBT tepe akımı



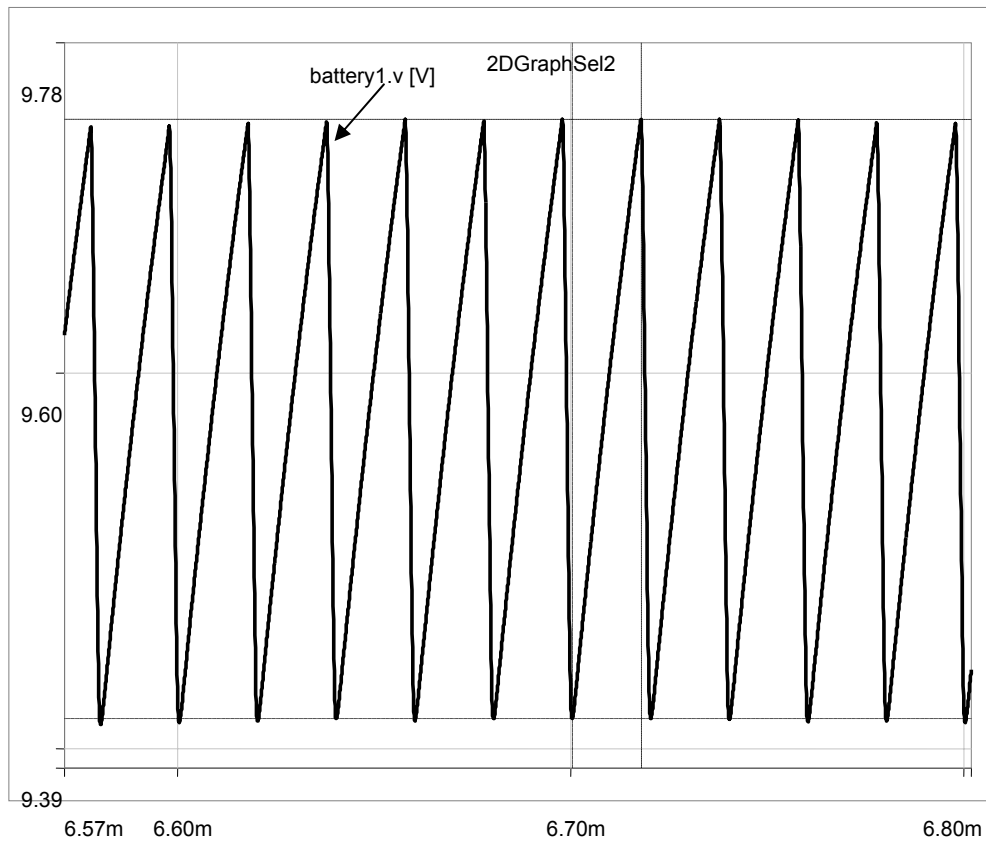
Şekil F.5: Altıncı simülasyondaki yük akımı dalga şekli



Şekil F.6: Altıncı simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

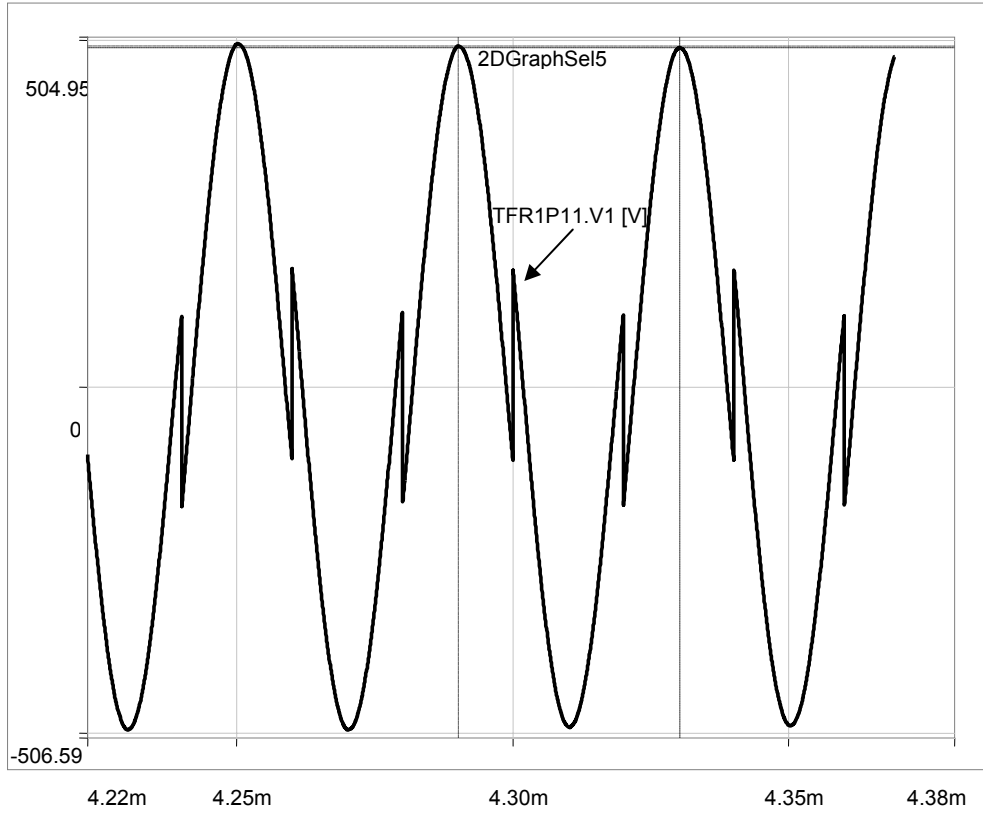


Şekil F.7: Altıncı simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli

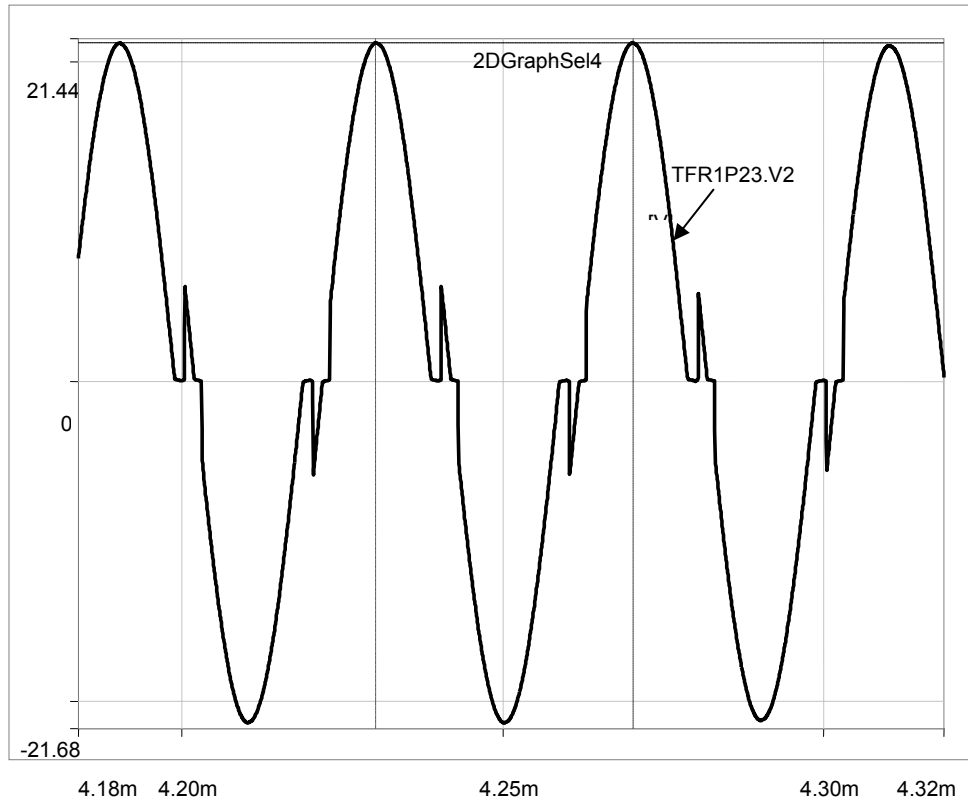


Şekil F.8: Altıncı simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

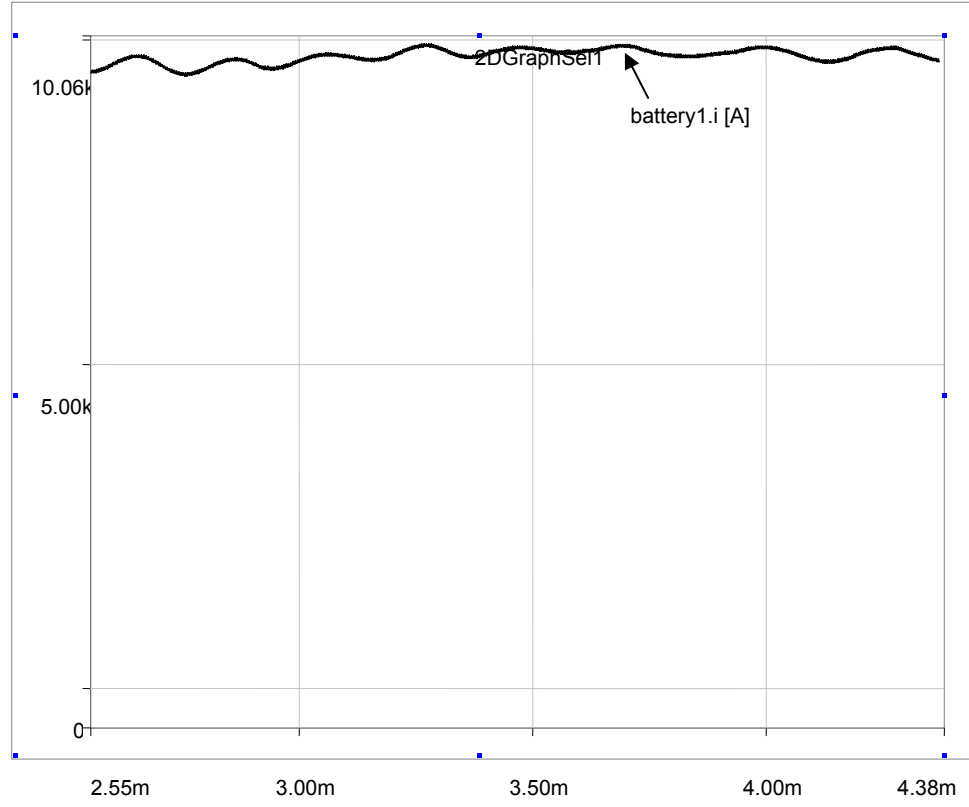
EK-G: YEDİNCİ SİMÜLASYONA AİT DALGA ŞEKİLLERİ



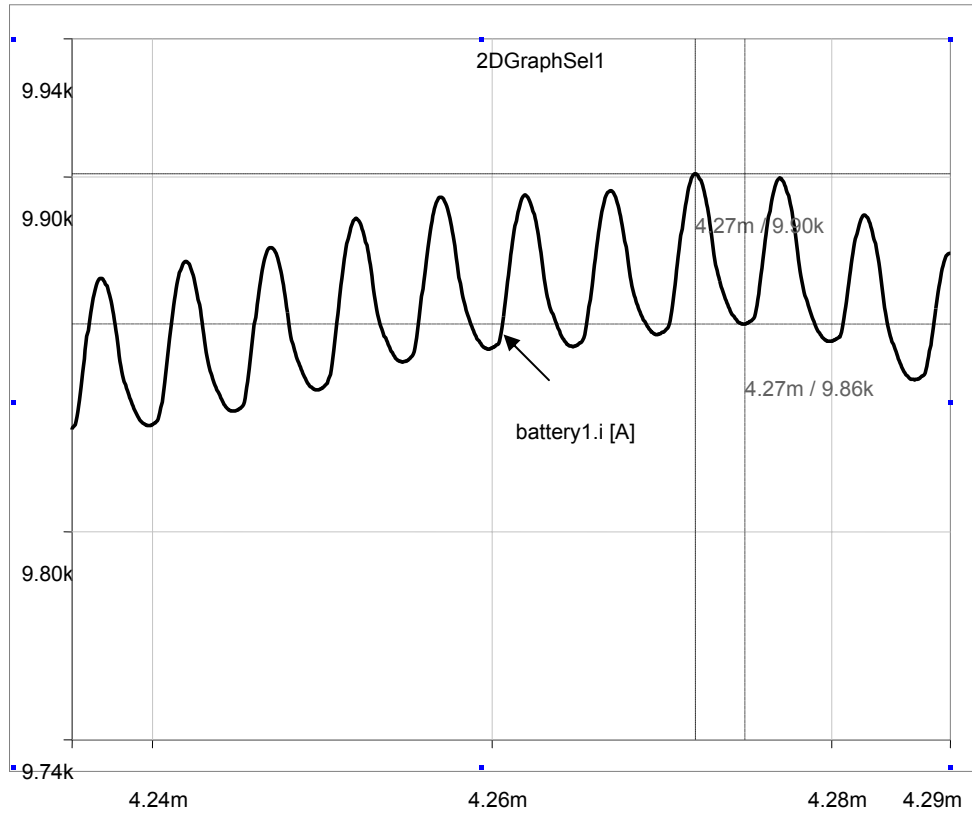
Şekil G.1: Yedinci simülasyondaki bir transformatörün primer gerilimi



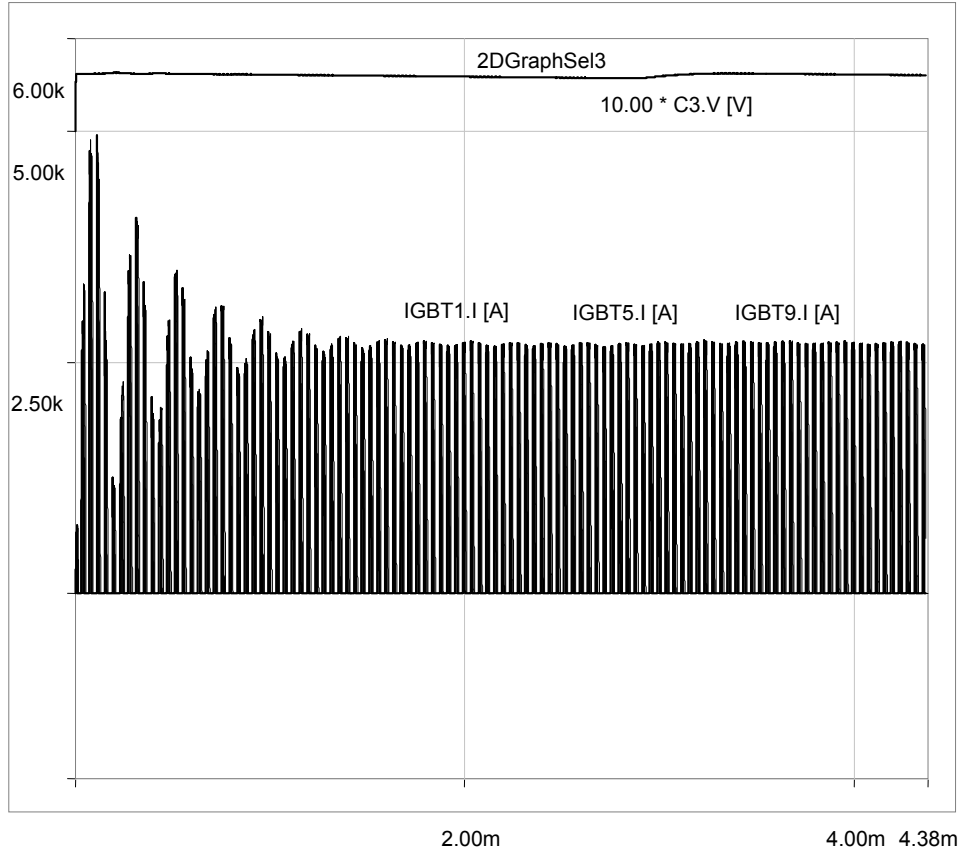
Şekil G.2: Yedinci simülasyondaki bir transformatörün sekonder gerilimi



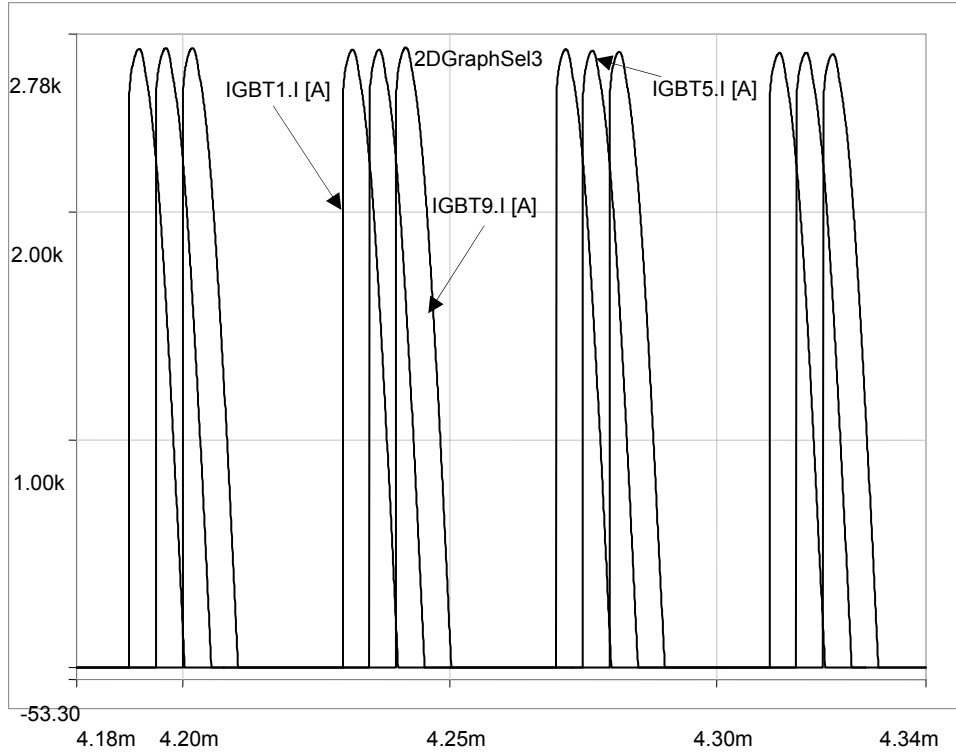
Şekil G.3: Yedinci simülasyondaki yük akımı dalga şekli



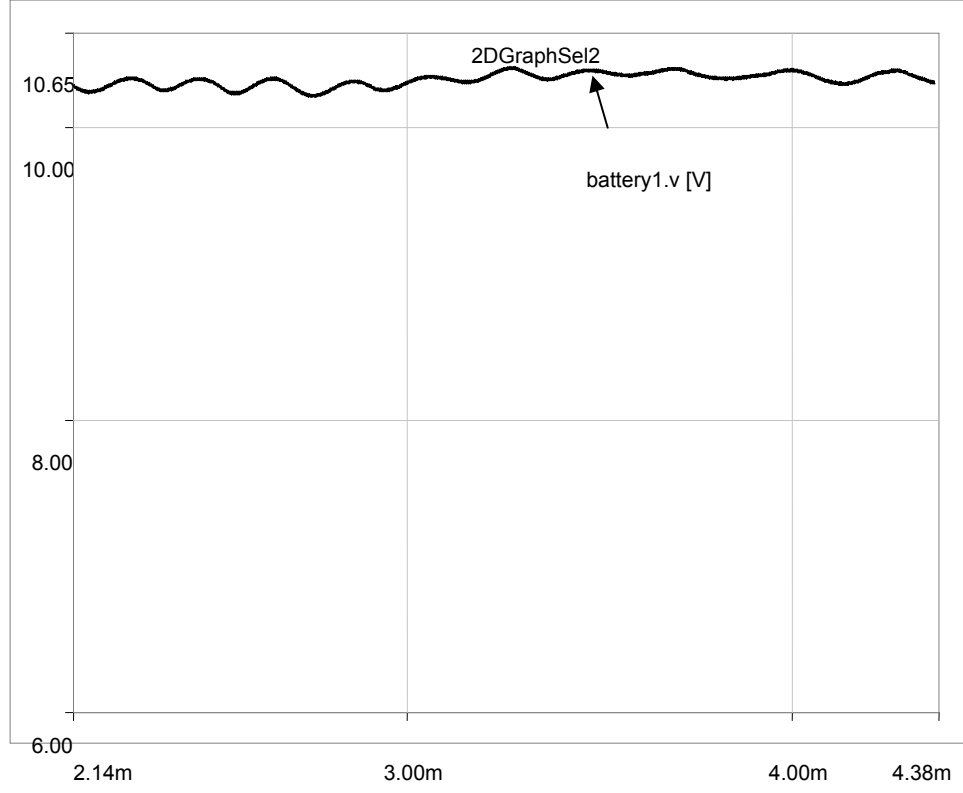
Şekil G.4: Yedinci simülasyondaki yük akımı dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli



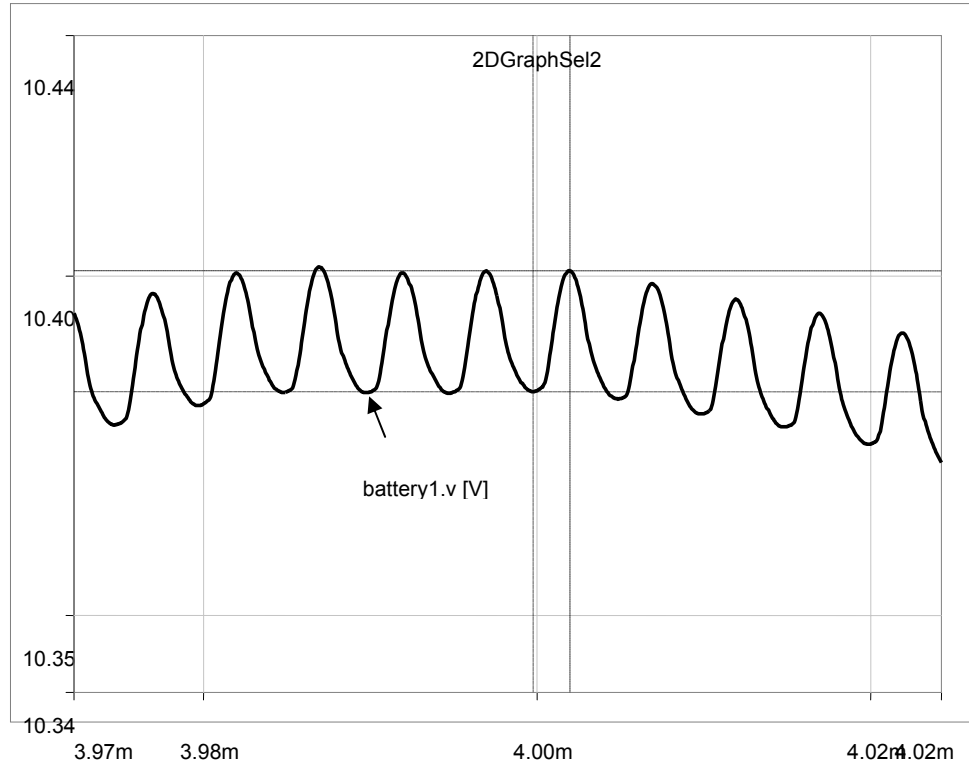
Şekil G.5: Yedinci simülasyon IGBT akımları



Şekil G.6: Yedinci simülasyona ait IGBT tepe akımı



Şekil G.7: Yedinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalga şekli



Şekil G.8: Yedinci simülasyondaki çıkış gerilimi dalgalılığının tepeden tepeye dalga şekli

ÖZGEÇMİŞ

Lisans	1998-2002	İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2002-2005	İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Çalıştığı Kurumlar		
	04/1999-10/2000	İTÜ SANEG Laboratuvarları Öğrenci asistanlığı
	08/2002-11/2003	EKA A.Ş. Ar-Ge Mühendisi
	11/2003-...	TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü Araştırmacı