

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ
FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

SEVİLAY ÇETİN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
PROF. DR. HACI BODUR**

İSTANBUL, 2011

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ
FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

SEVİLAY ÇETİN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
PROF. DR. HACI BODUR**

İSTANBUL, 2011

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ
FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Sevilay ÇETİN tarafından hazırlanan tez çalışması 07/10/2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Bekir ÇAKIR
Kocaeli Üniversitesi

Prof. Dr. M. Hadi SARUL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Yaşar BİRBİR
Marmara Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Bu alışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'nün 29-04-02-DOP01 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Güç faktörünün düzeltilmesi, kullanılan gücün verim ve kalitesinin artırılması amacıyla yapılmaktadır. Bu konu üzerinde özellikle son yıllarda yoğun olarak akademik ve endüstriyel çalışmalar yapılmaktadır. “Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama ve Yüksek Güç Faktörlü AC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi Gerçekleştirilmesi” başlıklı doktora tezimde, güç faktörünün düzeltilmesi alanında bilim ve teknolojiye katkı sağlanması hedeflenmiştir. Bu tez çalışmasında ortaya çıkan, teorik ve uygulamalı olarak doğrulanan, yeni bakış açısının, bundan sonra yapılacak olan akademik çalışmalara ışık tutacağı düşünülmektedir. Aynı zamanda geliştirilen devrenin, endüstriyel olarak üretilen cihazlarda da kullanılması beklenmektedir. Bu doktora tezinin, ulusal ve uluslararası düzeyde, bilim ve teknolojiye katkı sağlamasını, iyi bir referans olmasını dilerim.

Çalışmalarım boyunca, büyük bir özveri ile beni yönlendiren, destekleyen, teşvik eden tez danışmanım ve hocam Sayın Prof. Dr. Hacı BODUR’ a öncelikle ve bütün içtenliğimle teşekkürlerimi sunuyorum.

Çalışmalarım sırasında manevi desteğini hissettiğim hocam Sayın Prof. Dr. M. Hadi SARUL’ da teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında karşılaştığım problemlerin çözümünde fikirlerini esirgemeyen, her zaman yardımcı olan Sayın Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN’ a ve Güç Elektroniği Laboratuvarında çalışan diğer hocalarıma teşekkür ederim.

Tezimin laboratuvar uygulaması aşamasında, çalışmalarına yardımcı olarak beni destekleyen Arş. Gör. Gürkan YANIK’ a ve fikir alışverişinde bulunduğum diğer araştırma görevlisi arkadaşlarıma da teşekkür ederim.

Son olarak, akademik çalışma hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, beni her zaman teşvik eden aileme de ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Ağustos, 2011

Sevilay ÇETİN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	VIII
KISALTMA LİSTESİ	X
ŞEKİL LİSTESİ.....	XI
ÇİZELGE LİSTESİ	XIII
ÖZET	XIV
ABSTRACT.....	XVI
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.2 Tezin Amacı.....	6
1.3 Hipotez.....	6
BÖLÜM 2	
GÜÇ FAKTÖRÜNÜN DÜZELTİLMESİ.....	8
2.1 Giriş	8
2.2 Güç Faktörünün Tanımı ve Genel İfadeler	9
2.2.1 İki Aşamalı PFC Dönüştürücüler.....	11
2.2.2 Tek Aşamalı PFC Dönüştürücüler	12
2.3 PFC Devrelerinde Kullanılan Kontrol Yöntemleri	14
2.3.1 Pik Akım Modlu Kontrol	14
2.3.2 Ortalama Akım Modlu Kontrol	15
2.3.3 Histerezis Kontrol	16
2.3.4 Sınır Akım Modlu Kontrol (BCM).....	17
2.3.5 Kesintili Akım Modlu Kontrol (DCM).....	18
2.4 Harmonik Standartlar.....	19
2.4.1 A Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler.....	20
2.4.2 B Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler	21
2.4.3 C Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler	21
2.4.4 D Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler.....	22

2.5	Genel Değerlendirme	23
BÖLÜM 3		
YUMUŞAK ANAHTARLAMA		24
3.1	Giriş	24
3.2	Anahtarlama Kavramı	24
3.3	Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı	29
3.4	Yumuşak Anahtarlama (SS) Teknikleri	31
3.4.1	Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)	31
3.4.2	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)	32
3.4.3	Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)	33
3.4.4	Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)	33
3.5	Bastırma Hücrelerinin Sınıflandırılması	33
3.6	Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması	35
3.7	Genel Değerlendirme	37
BÖLÜM 4		
ÖRNEK VE TEMEL BİR ZVT-ZCT PWM DÖNÜŞTÜRÜCÜ		38
4.1	Giriş	38
4.2	Çalışma Prensibi ve Analiz	38
4.3	Çalışma Prensibi ve Analiz	39
4.4	Sonuç ve Değerlendirme	48
BÖLÜM 5		
YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ VE DÜŞÜK İLETİM KAYIPLI ÖRNEK BİR ZVT YÜKSELTİCİ DOĞRULTUCU		49
5.1	Giriş	49
5.2	Çalışma Prensibi ve Analiz	49
5.3	Sonuç ve Değerlendirme	54
BÖLÜM 6		
YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÖRNEK BİR YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ		55
6.1	Giriş	55
6.2	Çalışma Prensibi ve Analiz	55
6.3	Sonuç ve Değerlendirme	61
BÖLÜM 7		
YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ		63
7.1	Giriş	63
7.2	Tanım ve Kabuller	63
7.3	Çalışma Prensibi ve Analiz	64
7.4	Dönüştürücünün Tasarımı	73
7.4.1	Güç Devresi Tasarımı	73
7.4.2	Bastırma Devresi Tasarımı	74

7.4.3	Kontrol Devresi Tasarımı	75
7.5	Dönüştürücünün Özellikleri.....	77
7.6	Simülasyon Sonuçları	78
BÖLÜM 8		
YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMASI		83
8.1	Giriş	83
8.2	Devre Şeması	83
8.3	Uygulama Devresi	84
8.3.1	Güç Devresi	84
8.3.2	Kontrol Devresi.....	86
8.4	Uygulama Sonuçları	94
BÖLÜM 9		
SONUÇ VE ÖNERİLER.....		105
KAYNAKLAR		108
EK-A		112
UC3855A/B		112
ÖZGEÇMİŞ		122

SİMGE LİSTESİ

C_o	Çıkış kondansatörü
C_S	Bastırma kondansatörü
D_B	Ana diyot
D_{mak}	Maksimum bağlı iletim süresi
D_{TB}	Ana anahtarın dahili diyodu
D_S	Yardımcı diyot
di/dt	Akımın değişim hızı
dv/dt	Gerilimin değişim hızı
i_{ac}	AC giriş akımı
i_B	Transistorün baz akımı
i_D	Diyot akımı
i_{DB}	Ana diyot akımı
i_{DTB}	Ana anahtarın dahili diydunun akımı
i_i	DC giriş akımı
$i_{i,avg}$	Ani ortalama giriş akımı
i_L	Endüktans akımı
i_{LB}	Ana endüktansı akımı
i_{LM}	Mıknatıslama endüktansı akımı
i_{LS}	Bastırma endüktansı akımı
i_o	DC çıkış akımı
$I_{n,rms}$	AC giriş akımının n. derecen harmonik bileşeni
$I_{p,ref}$	Referans akımının pik değeri
I_{rms}	AC Giriş akımının rms değeri
I_{rr}	Ana diydun ters toparlanma akımı
i_{TB}	Ana anahtar akımı
i_{TS}	Yardımcı anahtar akımı
$I_{v,ref}$	Referans akımın en düşük değeri
$I_{l,rms}$	AC giriş akımın temel bileşeninin rms değeri
$k_{bozulma}$	AC giriş akımının bozulma faktörü
k_{kayma}	AC giriş akımının kayma faktörü
L_B	Ana endüktans
L_S	Bastırma endüktansı
L_M	Mıknatıslama endüktansı
P	Aktif güç
P_i	Giriş aktif gücü
P_{CON}	İletim güç kaybı

P_{SW}	Anahtarlama güç kaybı
P_{TOT}	Toplam güç kaybı
R_o	Çıkış yükü
R_S	Akım okuma direnci
S	Görünür Güç
T_B	Ana anahtar
t_{BLO}	Anahtarın kesimde kalma süresi
t_{CON}	Anahtarın iletimde kalma süresi
t_H	Tutma süresi
t_{OFF}, t_f	Anahtarın kesime girme süresi
t_{ON}, t_r	Anahtarın iletime girme süresi
t_{rr}	Ters toparlanma süresi
t_{ZVT}	ZVT süresi
T_P	Anahtarlama periyodu
T_S	Yardımcı anahtar
TR	Orta uçlu transformatör
V_{ac}	AC giriş gerilimi
V_{CS1}	Bastırma kondansatörü gerilimi
V_{CS2}	Bastırma kondansatörü gerilimi
V_i	DC giriş gerilimi
V_o	DC çıkış gerilimi
V_{TB}	Ana anahtar gerilimi
V_{TS}	Yardımcı anahtar gerilimi
V_{ref}	Referans gerilimi
V_{rms}	AC giriş geriliminin rms değeri
$V_{I,rms}$	AC giriş geriliminin temel bileşeninin rms değeri
Z	Eşdeğer rezonans devresi empedansı
W_{ON}	İletim durumundaki enerji kaybı
W_{CON}	İletime girme işlemindeki enerji kaybı
W_{OFF}	Kesime girme işlemindeki enerji kaybı
W_{BLO}	Kesim durumundaki enerji kaybı
W_{LS}	Bastırma endüktansı enerji kaybı
ω	Rezonans devresi açısal frekansı
λ	Bağlı iletim süresi
ϕ_1	AC giriş gerilimi ile giriş akımının temel bileşeni arasındaki kayma açısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım (Alternative Current)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
EB	Elektronik Balast (Electronic Ballast)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
FF	Sayıcı (Flip-Flop)
HPF	Yüksek Güç Faktörü (High Power Factor)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
MOSFET	Metal Oksit Yarı iletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PF	Güç Faktörü (Power Factor)
PFC	Güç Faktörünün Düzeltilmesi (Power Factor Correction)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
SMPS	Anahtarlama Güç Kaynağı (Switched Mode Power Supply)
SS	Yumuşak anahtarlama (Soft Switching)
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
UPS	Kesintisiz Güç Kaynağı (Uninterruptible Power Supply)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1 Tek fazlı doğrultucu.....	9
Şekil 2. 2 Tek fazlı doğrultucunun kaynaktan çektiği akım ile hat ve kondansatör gerilimi dalga şekilleri	9
Şekil 2. 3 İki aşamalı PFC sisteminin blok şeması	11
Şekil 2. 4 İki aşamalı bir PFC devre şeması	12
Şekil 2. 5 Tek aşamalı PFC sisteminin blok şeması	13
Şekil 2. 6 Tek aşamalı PFC sisteminin blok şeması	13
Şekil 2. 7 Pik akım modlu kontrol şeması	15
Şekil 2. 8 Ortalama akım modlu kontrol şeması.....	16
Şekil 2. 9 Histerezis kontrol şeması.....	17
Şekil 2. 10 Sınır akım kontrol şeması	18
Şekil 2. 11 Kesintili akım modlu kontrol şeması.....	19
Şekil 3. 1(a) Omik yüklü bir DC kıyıcı ve (b) temel dalga şekilleri [53]	25
Şekil 3. 2 Düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücünün (a) devre şeması, (b) temel dalga şekilleri [53].....	28
Şekil 3. 3(a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS, (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri [53].	32
Şekil 3. 4 Bastırma hücrelerinin genel olarak sınıflandırılması [53]	34
Şekil 3. 5 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması [53].....	35
Şekil 4. 1 Sunulan yeni ZVT-ZCT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü [38]	39
Şekil 4. 2 Sunulan ZVT-ZCT PWM yükseltici dönüştürücünün çalışma durumlarına ait eşdeğer devre şemaları [38].....	41
Şekil 4. 3 ZVT-ZCT PWM yükseltici dönüştürücünün çalışma durumlarına ait teorik dalga şekilleri [38]	43
Şekil 5. 1(a) Sunulan yüksek güç faktörlü ZVT-PWM yükseltici dönüştürücü, (b) pozitif yarı periyot için çalışma şekli, (c) pozitif yarı periyot için eşdeğer devre modeli, (d) negatif yarı periyot için çalışma şekli, (e) negatif yarı periyot için eşdeğer devre modeli [37]	50
Şekil 5. 2 ZVT-PWM Yükseltici dönüştürücünün çalışma durumlarına ait eşdeğer devre modelleri [37]	52
Şekil 5. 3 ZVT-PWM yükseltici dönüştürücüye ait teorik dalga şekilleri [37]	53
Şekil 6. 1 SS yükseltici dönüştürücünün devre şeması [30]	56
Şekil 6. 2 SS yükseltici dönüştürücünün basitleştirilmiş eşdeğer devresi [30]	56
Şekil 6. 3 Sunulan devrenin çalışma durumlarına ait eşdeğer devre şemaları [30] ...	58
Şekil 6. 4 Sunulan devreye ait teorik dalga şekilleri [30].....	59
Şekil 7. 1 Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün devre şeması	64
Şekil 7. 2 Sunulan topolojinin çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları	66

Şekil 7. 3	Sunulan devrenin çalışma durumlarına ait dalga şekilleri.....	67
Şekil 7. 4	Kontrol devresi blok diyagramı.....	76
Şekil 7. 5	Ana anahtar akım ve gerilim dalga şekilleri.....	79
Şekil 7. 6	Yardımcı anahtar akım ve gerilim dalga şekilleri	80
Şekil 7. 7	Ana diyot akım ve gerilim dalga şekilleri	80
Şekil 7. 8	L_S akımı ve C_{S2} gerilimi dalga şekilleri	81
Şekil 7. 9	Giriş akım ve gerilim dalga şekilleri	82
Şekil 8. 1	Sunulan SS-HPF AC-DC dönüştürücünün deneysel devre şeması	84
Şekil 8. 2	SS-HPF AC-DC dönüştürücünün deneysel devre fotoğrafı	84
Şekil 8. 3	UC3855A/B blok diyagramı.....	87
Şekil 8. 4	Sıfır gerilim algılama devresi	88
Şekil 8. 5	İleri besleme devresi.....	89
Şekil 8. 6	Direnç ile akım algılama devre şeması.....	90
Şekil 8. 7	Gerilim hata amplifikatörü devre şeması.....	92
Şekil 8. 8	Ana ve yardımcı anahtar kontrol sinyalleri	94
Şekil 8. 9	Ana anahtar akım ve gerilim dalga şekilleri.....	95
Şekil 8. 10	Yardımcı anahtar akım ve gerilim dalga şekilleri	96
Şekil 8. 11	Ana diyot akım ve gerilim dalga şekilleri	96
Şekil 8. 12	L_S endüktansı akımı ve C_{S2} kondansatörü gerilimi dalga şekilleri.....	97
Şekil 8. 13	D_{S1} diyodu akım ve gerilimi.....	98
Şekil 8. 14	D_{S2} diyodu akım ve gerilimi.....	98
Şekil 8. 15	D_{S3} akım ve gerilimi	99
Şekil 8. 16	D_{S4} diyodu akım ve gerilimi.....	99
Şekil 8. 17	85V/50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalga şekilleri	100
Şekil 8. 18	110V/50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalgaşekilleri	100
Şekil 8. 19	220V/50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalgaşekilleri	101
Şekil 8. 20	265V/50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalgaşekilleri	101
Şekil 8. 21	Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 85 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri	102
Şekil 8. 22	Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 110 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri	103
Şekil 8. 23	Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 220 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri	103
Şekil 8. 24	Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 265 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri	104

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2. 1 A sınıfı cihazlar için harmonik limitleri	20
Çizelge 2. 2 B sınıfı cihazlar için harmonik limitleri	21
Çizelge 2. 3 C sınıfı cihazlar için harmonik limitleri	22
Çizelge 2. 4 D sınıfı cihazlar için harmonik limitleri	22
Çizelge 3. 1 Klasik ve modern bastırma hücrelerinin karşılaştırılması [53]	36
Çizelge 7. 1 Simülasyon çalışması için belirlenen devre elemanlarının değerleri	78
Çizelge 8. 1 SS-HPF AC-DC dönüştürücüde kullanılan yarı iletkenlerin nominal değerleri.....	86

YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Sevilay ÇETİN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hacı BODUR

Günümüzde, gelişen teknoloji ve yükselen refah düzeyi sayesinde, elektrikli cihazların kullanımı giderek artmakta ve daha fazla enerji tüketilmektedir. Aynı zamanda, dünyamızın enerji kaynakları da hızla tükenmektedir. Bu sebeple enerjinin daha verimli ve tasarruflu kullanılması gerekmektedir. Ayrıca, günümüzde kullanılan Kesintisiz ve Anahtarlama Güç Kaynakları (UPS ve SMPS), Elektronik Balastlar (EB) gibi lineer olmayan alıcıların çektiği harmonikli akımlar şebekeyi bozmaktadır. Bu da aynı şebekeye bağlı olan bilgisayarlar, mikroişlemciler gibi hassas cihazlarda hata ve bozulmalara sebep olmaktadır. Bu nedenle enerjinin daha kaliteli kullanılması da oldukça önemlidir. Kullanılan enerjinin verim ve kalitesi açısından, ulusal ve uluslararası düzeyde, güç faktörü ve harmonik içerik için sınırlama ve standartlar geliştirilmektedir. İstenen verim ve kalitenin sağlanabilmesi için, cihaz üreticileri Güç Faktörünün Düzeltilmesi (PFC) olarak bilinen farklı teknikler kullanmaktadır. Güç faktörü, oldukça hantal ve pahalı olan pasif filtreler veya oldukça karmaşık ve pahalı olan aktif filtreler ile düzeltilebilmektedir. Ancak, son zamanlarda bu konuda yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar, pek çok avantaja sahip olan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü temelli PFC devreleri üzerinde yoğunlaşmaktadır.

Kaliteli bir PFC yapılabilmesi, AC-DC dönüştürücünün yüksek anahtarlama frekansında çalıştırılması ile mümkün olmaktadır. Frekansın yükselmesi ise, anahtarlama kayıpları ile Elektro Manyetik Girişimin (EMI) artması, aşırı gerilim ve akım streslerinin oluşması, devrenin uygulanabilme yeteneğinin zayıflaması, toplam verimin düşmesi gibi sorunlara yol açmaktadır. Bu sorunlar, Sert Anahtarlama (HS) yerine Yumuşak Anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılması ile aşılabilmektedir. Yumuşak anahtarlama teknikleri, temel olarak Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT) ve Sıfır Akımda Geçiş (ZCT) şeklinde sıralanmaktadır.

Bu tezde, PFC uygulamalarında kullanılmak üzere, yeni bir Yumuşak Anahtarlama ve Yüksek Güç Faktörlü (SS-HPF) AC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir. Bu yüksek güç faktörlü ve yumuşak anahtarlama dönüştürücüde, ana anahtar ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girer. Yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girer. Ana diyot ile diğer bütün diyotlar da SS ile çalışır. Aynı zamanda bu dönüştürücüde, endüktansta biriken SS enerjileri bir transformatör vasıtasıyla etkili bir şekilde çıkışa aktarılır ve yardımcı anahtarın akım stresi önemli ölçüde düşürülür. Bu dönüştürücüde, hiçbir yarı iletken eleman ilave bir gerilim stresine maruz kalmaz ve geniş bir hat gerilimi ve yük akımı aralığında SS şartları korunur. Geliştirilen yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün detaylı bir kararlı durum analizi yapılmış ve bu teorik analiz uluslararası hat gerilimi (85 -265 V_{ac}) aralığında 100 kHz ve 1 kW'lık bir prototip ile doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Güç faktörünün düzeltilmesi (PFC), AC-DC dönüştürücüler, yumuşak anahtarlama, aktif bastırma hücreleri, sıfır gerilimde geçiş.

ABSTRACT

DEVELOPING AND IMPLEMENTATION OF A NEW SOFT SWITCHED AND HIGH POWER FACTOR AC-DC CONVERTER

Sevilay ÇETİN

Department of Electrical Engineering
Phd Thesis

Advisor: Prof. Dr. Hacı BODUR

Nowadays, use of electrical appliance and energy consumption are increasing as the result of developing technology and rising life standards. Also, world energy resources are exhausting, rapidly, thus using of energy should be more economical and efficient. Besides, the nonlinear power supplies that draw nonsinusoidal currents; for example uninterruptible and switching power supplies (UPS & SMPS), and electronic ballasts (EB) cause deteriorations on the appliances those are connected to same grid such as personal computers, medical equipment, and microprocessor systems. Thus, more efficient energy using is important. National and international standards are being a mandatory about power factor and harmonics for energy efficiency and productivity. The equipment manufacturers are using different techniques as known Power Factor Correction (PFC). Power Factor (PF) can correct with bulky and expensive passive filters or expensive and complicated active filters. However, recently, academic and industrial studies about this subject are focused on PFC circuits based on high frequency AC-DC converter having plenty of advantages.

AC-DC converter should be operated at high switching frequency for a qualified PFC. In this situation, switching power losses with high value, electromagnetic interference (EMI), high voltage and current stress, reducing of total efficiency and application difficulties occur. These problems only can be eliminated only by using Soft Switching (SS) techniques instead of hard switching (HS) techniques. SS techniques are based on Zero Voltage Switching (ZVS), Zero Current Switching (ZCS), Zero Voltage Transition (ZVT), and Zero Current Transition (ZCT) methods.

In this thesis, a new High Power Factor and Soft Switching AC-DC converter is improved. In this SS-HPF AC-DC converter, the main switch turns on with ZVT and

turns off with ZVS. Also, the auxiliary switch turns on with ZCS and turn off with ZVS. The main diode and also other diodes work with SS. Most of the energy stored in the snubber inductance is transferred effectively to the output by a transformer. Thus, the current stress of the auxiliary switch is reduced significantly. In this converter, no semiconductor device has an additional voltage stress, and the SS conditions are maintained at very wide line voltage and load current ranges. The steady state operation of the SS-HPF AC-DC converter is analyzed in detail, and this theoretical analysis is verified experimentally by a 1 kW and 100 kHz prototype at the universal line voltage range ($85 V_{ac}$ - $265 V_{ac}$) .

Key words: Power factor correction (PFC), AC-DC converters, active snubber cells, soft switching, zero voltage transition.

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Gelişen teknoloji ve yükselen refah düzeyi sayesinde, elektrikli cihazların kullanımı giderek artmakta ve daha fazla enerji tüketilmektedir. Aynı zamanda, dünyamızın enerji kaynakları da hızlıca tükenmektedir. Bu sebeple enerjinin daha verimli ve tasarruflu kullanılması gerekmektedir. Ayrıca, günümüzde kullanılan Kesintisiz ve Anahtarlama Güç Kaynakları (UPS ve SMPS), Elektronik Balastlar (EB) gibi lineer olmayan alıcıların çektiği harmonikli akımlar şebekeyi bozmaktadır. Bu da aynı şebekeye bağlı olan bilgisayarlar, mikroişlemciler, gibi hassas cihazlarda hata ve bozulmalara sebep olmaktadır. Bu nedenle enerjinin daha kaliteli kullanılması da oldukça önemlidir. Kullanılan enerjinin verim ve kalitesi açısından, ulusal ve uluslararası düzeyde, güç faktörü ve harmonik içerik için sınırlama ve standartlar geliştirilmektedir. İstenen verim ve kalitenin sağlanabilmesi için, cihaz üreticileri Güç Faktörünün Düzeltilmesi (PFC) olarak bilinen farklı teknikler kullanmaktadır. Güç faktörü, oldukça hantal ve pahalı olan pasif filtreler veya oldukça karmaşık ve pahalı olan aktif filtreler ile düzeltilebilmektedir. Ancak, son zamanlarda bu konuda yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar, pek çok avantaja sahip olan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü temelli PFC devreleri üzerinde yoğunlaşmaktadır [1-3].

PFC kavramı, enerjinin verim ve kalitesinin yükseltilmesi, uluslararası hat gerilimi aralığı ve bütün yük koşullarında standartların sağlanması, çıkış gerilim regülasyonunun hızlı bir şekilde yapılması, yarı iletken güç anahtarlarının yumuşak anahtarlanması, güç elemanları üzerindeki akım ve gerilim streslerinin bastırılması, esneklik ve güvenilirliğin artırılması, maliyetin düşürülmesi gibi konuları kapsar. Bu konularda akademik ve endüstriyel olarak farklı yaklaşımlar ortaya konmuştur [4-13].

PFC, temel olarak reaktif gücün ve harmoniklerin sıfıra yaklaştırılması demektir. Bunun için de, prensip olarak bir AC-DC dönüştürücünün mümkün olduğu kadar yüksek bir frekansta çalıştırılması gerekmektedir. Kullanımı gittikçe artan AC-DC dönüştürücülerde, PFC için, basit yapı, kolay kontrol, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu sebebiyle yükseltici dönüştürücü topolojisi yaygın olarak kullanılmaktadır [1,2,3]. Güç seviyesinin yüksek olduğu uygulamalarda, sürekli akım durumunda (CCM) çalışan yükseltici dönüştürücü tercih edilmektedir. Bu durumda, ana diyotun ters toparlanma karakteristiği, ana diyotun kesime girme kaybına, ana anahtarın iletme girme kaybına, elektromanyetik girişime (EMI) ve böylece verimin düşmesine sebep olmaktadır [3]. Kaliteli bir PFC yapabilmek için, frekansın yükselmesi ile birlikte bu problemler daha da artmaktadır ve devrenin uygulanabilme yeteneği zayıflamaktadır. Bu sorunlar, ancak Sert Anahtarlama (HS) yerine Yumuşak Anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılması ile aşılabilmektedir. Yumuşak anahtarlama teknikleri, temel olarak Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT) ve Sıfır Akımda Geçiş (ZCT) şeklinde sıralanabilir [14-37].

CCM ile çalışan yükseltici dönüştürücünün problemlerini çözmek için literatürde çok sayıda çalışma sunulmuştur [14-16], [18], [20], [23-25], [27-30], [35-37]. Bu çalışmalar istenen pek çok özelliği sağlamasına ve başarılı olmasına karşılık, halen bazı dezavantajları da taşımaktadır.

Dönüştürücülerde güç elemanı olarak MOSFET'ler tercih edildiğinde, iletme girme esnasında parazitik kondansatörün deşarjından dolayı meydana gelen kayıplar anahtarlama kayıplarının büyük kısmını teşkil etmektedir [37]. MOSFET'in parazitik kondansatörünü deşarj etmeye yönelik bir çalışma olan ve literatürde sık karşılaşılan geleneksel ZVT darbe genişlik modülasyonlu (PWM) dönüştürücüde [14], aktif bastırma amacıyla temel olarak ana anahtara ters-paralel bir diyot ve bir yardımcı anahtar ile bir endüktans kullanılır. Bu devrede, prensip olarak ana anahtarın ZVT ile mükemmel olarak iletme ve ana diyodun ZCS ile kesime girmesi sağlanır. ZVS ile ana anahtarın kesime ve ana diyodun iletme girebilmesi için, ana anahtara paralel bir kondansatör eklenebilir. Ancak, bu devrede prensip olarak yardımcı anahtar sert kesime girer ve bu anahtarın akım stresi yüksektir. Ayrıca, ana anahtara eklenen paralel kondansatör bu problemleri daha da artırır. ZVT uygulamalarında temel alınan bu çalışmanın problemlerini çözmek için çok sayıda çalışma yapılmıştır.

Örneğin, [18] nolu yayında, ana anahtar ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar, yaklaşık ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime gitmektedir. Fakat ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi vardır, yardımcı anahtarın akım stresi oldukça yüksektir ve yardımcı diyot ilave bir gerilim stresine sahiptir.

[20] nolu yayında, yardımcı anahtarın kesime girme kayıplarını azaltmak için manyetik kuplajlı bir bastırma hücresi geliştirilmiştir. Ana anahtar ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime geçer. Bir transformatör vasıtasıyla yardımcı anahtarın kesime girme anahtarlama enerjisi çıkışa aktarılırken, anahtarın iletme girmesi sert olmaktadır.

Benzer şekilde, [23] nolu yayında, ana anahtar için ZVT ile iletim ve ZCT ile kesime girme sağlanmıştır. Yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime geçmektedir, aynı zamanda ana diyot ZVS ile iletme ve ZCS ile kesime girmektedir. Bununla beraber, burada da ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi vardır, yardımcı anahtar akım stresi yüksektir ve yardımcı diyotlar ilave bir gerilim stresine maruz kalırlar.

[25] nolu yayında, bütün yarı iletken anahtarlar ZVS veya ZCS ile iletme veya kesime geçmektedir. Ana anahtar ve ana diyot üzerinde ilave bir akım ve gerilim stresi yoktur. Yardımcı anahtarın akım ve gerilim stresi oldukça düşüktür. Fakat ana anahtarın yumuşak anahtarlama hafif yüklerde bozulmaktadır.

[28] nolu yayında sunulan bastırma hücresi ana anahtarın geniş bir hat gerilimi ve yük aralığında ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime geçmesini sağlamaktadır. Ana anahtar ve diyot üzerinde ilave bir akım ve gerilim stresi yoktur. Yardımcı elemanlar üzerinde stresler oldukça düşük düzeydedir. Fakat burada da yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama kaçak endüktanslar nedeniyle bozulmaktadır.

[29] nolu yayında, ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girerken, ana diyot ve yardımcı anahtar SS ile iletme ve kesime girmektedir. Fakat burada da ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi bulunmaktadır.

[31] nolu çalışmada sunulan bastırma devresi ile ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi oluşturulmadan ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmesi, yardımcı anahtarın ise ZCS ile iletme ve kesime girmesi sağlanmıştır.

[18], [20], [23] ve [29] nolu yayınlarda, aynı zamanda akım yolunun devamı için ters-paralel bağlı bir diyot gerekmektedir. [18], [23] ve [31] nolu yayınlarda geçici rejim aralıklarının toplam süresi oldukça fazladır.

[32] nolu yayında sunulan bastırma hücresinde, ana anahtarın ZVT ile iletme, bastırma devresinde kullanılan yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girmesi sağlanmıştır. Ana anahtar üzerinde ilave bir akım ve gerilim stresi oluşmamaktadır. Bu avantajların yanında, yardımcı anahtarın akım stresi yüksektir, ana anahtarın kesime girmesi yaklaşık ZVS ile olmaktadır ve yüke bağlı olarak değişmektedir. Ayrıca, geçici rejim aralıklarının toplamı da fazladır.

[36] nolu yayında, ana diyot yerine MOSFET kullanılarak bir bastırma hücresi geliştirilmiştir. Bu çalışmada ana anahtar ZVT ile iletme, ana diyot ZCS ile iletme ve kesime, yardımcı anahtar ZVT ile iletme girmektedir. Bununla birlikte ana anahtar sert kesime girmektedir.

[37] nolu yayında, ana anahtarın ZVT ile iletme girmesi ve ZVS ile kesime girmesi başarılmıştır. Yardımcı anahtar da ZCS ile iletme ve kesime girmektedir. Fakat yardımcı anahtarın akım stresi giriş akımına göre oldukça yüksektir.

[38] nolu yayında, ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Ana anahtar üzerinde ilave bir gerilim ve akım stresi yoktur. Yardımcı anahtar ilave bir gerilim stresine sahip değildir. Fakat yardımcı anahtarın akım stresi yüksektir.

Yine yakın zamanda, yüksek güç faktörü (HPF) amacıyla, sahip ve yardımcı anahtarın akım stresinin düşürülmesi konusunda bir ZVT devresi sunulmuştur [30]. Bu devrede, ana anahtarın ZVT ile iletme, ZVS ile kesime geçmesi ve yardımcı anahtarın akım stresinin düşürülmesi başarılmıştır. Ancak, sunulan bu devrede, mıknatıslama endüktansı yüksek olan bir trafo gerekir ve yardımcı anahtar mıknatıslama akımı ile kısmen sert kesime girer. Mıknatıslama enerjisinin resetlenmesi için yüksek değerli bir kondansatör ve bir direnç kullanılır. Ayrıca yardımcı anahtar ve yardımcı diyot ilave bir gerilim stresine maruz kalır.

Sonuç olarak, mükemmel bir güç faktörü düzeltme sistemi, uygun bir AC-DC dönüştürücü topolojisinin kullanılması ve uygun bir yumuşak anahtarlama tekniğinin uygulanması ile elde edilebilmektedir. Özellikle son yıllarda yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar, bu konu üzerinde yoğunlaşmış bulunmaktadır. Bu çalışmalarda ise, yumuşak anahtarlamanın bütün güç elemanları için, geniş bir giriş gerilimi aralığında ve bütün yük koşullarında sağlanabilmesi üzerinde yoğun araştırmaların yapıldığı görülmektedir [30], [33–38].

Bu çalışmada, PFC uygulamaları için arzu edilen özelliklerin çoğunu sağlayan ve yukarıda sıralanan dezavantajların çoğunu taşımayan, yeni bir SS-HPF AC-DC dönüştürücü sunulmuştur. Bu dönüştürücüde kullanılan aktif bastırma hücresi, ana anahtar için ZVT ile iletim ve ZVS ile kesim sağlar. Yardımcı anahtar ZCS ile iletime ve ZVS ile kesime girer. Ana diyot ile diğer bütün diyotlar da SS ile çalışır. Bastırma endüktansına aktarılan SS enerjilerinin büyük bir kısmı, bir transformatör vasıtasıyla eşzamanlı ve etkili bir şekilde çıkışa transfer edilir. Böylece, yardımcı anahtarın akım stresi önemli ölçüde düşürülür. Bu trafo aynı zamanda, ana ve yardımcı anahtarların ZVS ile kesime girmeleri için gerekli olan kondansatörlerin kullanılmasına imkan sağlar. Bu dönüştürücüde, hiçbir yarı iletken eleman ilave bir gerilim stresine maruz kalmaz ve geniş bir hat gerilimi ($85\text{-}265\text{ V}_{ac}$) ve yük akımı aralığında SS şartları korunur. Sunulan SS-HPF AC-DC dönüştürücünün detaylı olarak sunulan teorik analizi, 1 kW ve 100 kHz'lik bir prototip ile $85\text{ V}_{ac}\text{-}265\text{ V}_{ac}$ uluslararası hat gerilimi aralığında tam olarak doğrulanmıştır.

Bölüm 2'de, PFC'nin kavramı ile devre türleri ve kontrol yöntemleri, harmonikler ve harmonik standartlar incelenmiştir.

Bölüm 3'de, sert ve yumuşak anahtarlama kavramları üzerinde durulmuştur. Yumuşak anahtarlama teknikleri incelenmiş, bastırma hücrelerinin sınıflandırması ve karşılaştırması yapılmıştır.

Bölüm 4'de, örnek ve temel bir ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün çalışma prensibi, analizi ve öne çıkan özellikleri incelenmiştir.

Bölüm 5'de, yüksek güç faktörlü ve düşük iletim kayıplı örnek bir ZVT yükseltici doğrultucunun çalışma prensibi, analizi ve öne çıkan özellikleri incelenmiştir.

Bölüm 6'da, yüksek güç faktörlü ve yumuşak anahtarlama örnek bir yükseltici dönüştürücünün çalışma prensibi, analizi ve öne çıkan özellikleri incelenmiştir.

Bölüm 7'de, bu tez çalışması için geliştirilen, yeni bir SS-HPF AC-DC dönüştürücünün analizi, tasarımı ve simülasyon çalışması sunulmuştur. Çalışma prensibi ve kararlı durum analizi yapılan devrenin teorik sonuçları, belirlenen tasarım parametreleri doğrultusunda, PSIM simülasyon programında yapılan bir simülasyon çalışmasıyla doğrulanmıştır.

Bölüm 8’de, yeni bir SS-HPF AC-DC dönüştürücünün laboratuvar uygulaması ve elde edilen sonuçlar verilmiştir. Bölüm 7’de elde edilen teorik sonuçlar laboratuvar uygulamasıya tam olarak doğrulanmıştır.

Bölüm 9’da, yapılan teorik çalışma kısaca özetlenmiş, uygulama sonucunda elde edilen sonuçlar yorumlanmış ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde, literatürde mevcut olan PFC devrelerinin dezavantajlarının çoğunu taşımayan ve bu tür devrelerden istenen özelliklerin çoğunu sağlayan, bir fazlı yeni bir yumuşak anahtarlama ve yüksek güç faktörlü AC-DC dönüştürücünün geliştirilmesi ve gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Geliştirilen yeni devrenin, AC şebekeden bir doğrultucu vasıtasıyla beslenen kesintisiz ve anahtarlama güç kaynakları, elektronik balastlar, bilgisayarlar, haberleşme ve enerji depolama sistemleri gibi pek çok uygulama için yararlı olacağı düşünülmektedir. Sonuç olarak, kullanılan enerjinin kalite ve veriminin yükseltilmesi konusunun hem akademik hem de endüstriyel olarak çok önemli ve güncel olması nedeniyle, bilim ile teknolojiye ve böylece toplumun refah düzeyine önemli bir katkı sağlanması hedeflenmiştir.

1.3 Hipotez

Kullanılan enerjinin verim ve kalitesinin yükseltilmesi amacıyla geliştirilen PFC devrelerinde, genellikle AC şebekeye bağlı olan bir diyot köprüsü ile birlikte yükseltici türü bir DC-DC dönüştürücü ve yumuşak anahtarlama için de aktif bir bastırma hücresi kullanılmaktadır. Bu devrede sağlanması gereken ve istenen özellikler etraflı bir şekilde aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Şebekeden çekilen akım, mümkün olduğunca gerilim ile aynı fazda ve sinüzoidal olmalıdır.
- PFC konusunda güce bağlı olarak verilen uluslararası standartlar sağlanmalıdır.
- Ana ve yardımcı anahtarlar üzerinde, mümkün olduğunca ilave bir gerilim stresi olmamalıdır.
- Ana ve yardımcı diyotlar üzerinde, mümkün olduğunca ilave bir gerilim stresi olmamalıdır.
- Ana anahtar ve ana diyot üzerinden ilave bir akım geçmemelidir.

- Yardımcı anahtarın akım stresi makul düzeyde kalmalıdır. Akımın genlik ve süresi mümkün olduğunca düşük olmalıdır.
- Ana anahtar, hem iletim hem de kesime yumuşak anahtarlama ile girmelidir.
- Yardımcı anahtar, hem iletim hem de kesime yumuşak anahtarlama ile girmelidir.
- Bütün anahtarlama enerjileri geri kazanılmalıdır, yani çıkış kondansatörü veya yüke aktarılmalıdır.
- Ana anahtarın parazitik kondansatörünün enerjisi ile ana diyodun ters toparlanma enerjisi de geri kazanılmalıdır.
- Bütün bunlar yapılırken, devrenin yapısı ve kontrolü çok karmaşık ve pahalı hale gelmemelidir.
- Bütün bu özellikler, uluslararası gerilim aralığında ve bütün yük koşullarında sağlanmalıdır.

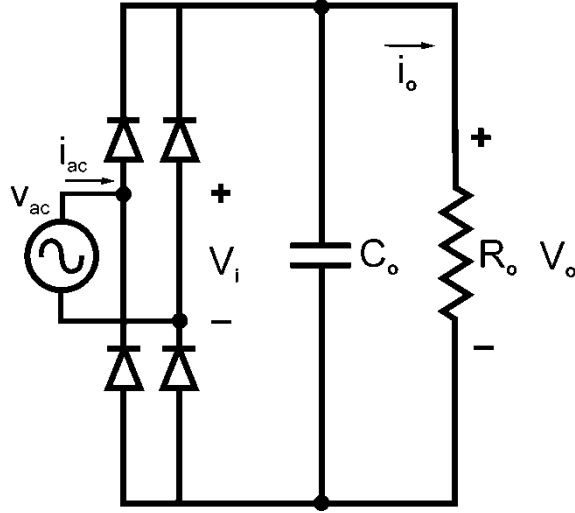
Arzu edilen bu özelliklerin çoğu, yumuşak anahtarlama amacıyla ana akım devresine eklenen aktif bastırma hücreleri ile sağlanabilmektedir. Bu durumda, PFC devrelerinin iyileşmesi genellikle aktif bastırma hücrelerinin geliştirilmesi ile mümkün olmaktadır.

GÜÇ FAKTÖRÜNÜN DÜZELTİLMESİ

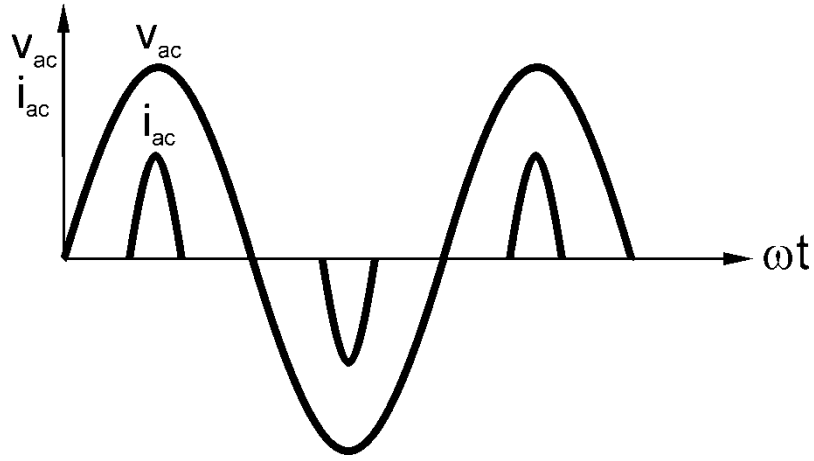
2.1 Giriş

Kesintisiz ve anahtarlama güç kaynakları, endüksiyonla ısıtma, elektronik balastlar, bilgisayarlar, haberleşme sistemleri, akümülatör şarj ve enerji depolama sistemleri gibi pek çok sistem, tek veya 3 fazlı bir doğrultucu vasıtasıyla AC şebekeden beslenmektedir. Güç elektroniği sistemlerinin gelişmesine paralel olarak, doğrultucuların kullanımı sürekli olarak artmaktadır.

Doğrudan veya ara devre olarak DC gerilim ile beslenen çoğu alıcıların giriş devreleri, basit ve ucuz olması nedeniyle Şekil 2.1’ de görüldüğü gibi, tam köprü türü bir doğrultucu ve bunun çıkışına büyük değerli bir kondansatörün paralel bağlanması ile elde edilmektedir. Bu durumda, Şekil 2.2’ den görüldüğü gibi şebeke geriliminden ileri fazda ve ani akım darbeleri şeklinde bir akım çekilmektedir. Sinüs formundan oldukça uzak ve çok harmonikli olan böyle bir akımın çekilmesi, güç faktörünün düşmesi, reaktif güç çekilmesi, harmonik akım çekilmesi, şebeke geriliminin bozulması, ilave kayıpların oluşması, harmonik rezonanslar ve manyetik gürültülerin oluşması, aşırı ısınmaların oluşması, akım ve gerilim piklerinin meydana gelmesi, kondansatör ve kablolardaki dielektrik streslerin artması, aynı hatta bağlı olan hassas devre ve alıcıların bozulması şeklinde sıralanabilen pek çok sorunlara neden olmaktadır.



Şekil 2. 1 Tek fazlı doğrultucu



Şekil 2. 2 Tek fazlı doğrultucunun giriş gerilim kaynağından çektiği akım ile giriş gerilimi dalga şekilleri

Pek çok olumsuzluğa sebep olan bu harmonik akımları sınırlamak üzere, uluslararası nitelikte IEC61000-3-2 standardı geliştirilmiştir [40]. Bu standart ile devrelerin sınıflandırması yapılmış ve harmonikler için sınırlandırmalar getirilmiştir. Güç kaynağı üreticileri, bu standart ve sınırlamaları sağlayabilmek için, genel olarak Güç Faktörünün Düzeltilmesi (PFC) olarak bilinen farklı yöntemler kullanmaktadır. Aslında teorik olarak PFC'nin amacı, bütün güç kaynaklarının omik yük gibi davranmasını sağlamaktır.

2.2 Güç Faktörünün Tanımı ve Genel İfadeler

Güç Faktörü, temel olarak aşağıda verildiği gibi aktif gücün görünen güce oranı şeklinde tanımlanır ve 0 ile 1 arasında bir değere sahiptir.

$$PF = \frac{P(W)}{S(VA)} \quad (2.1)$$

Güç faktörü, şebekeden çekilen reaktif güç ile harmonik akımların miktarı hakkında bilgi verir. PF'nin 1 olması, reaktif güç ile harmonik akımların sıfır olduğunu gösterir. Aşağıdaki ifadelerde verildiği gibi, aktif güç efektif olarak şebeke akım ve geriliminin temel bileşenleri ile aralarındaki faz kaymasının temel bileşenin çarpımına, görünen güç ise efektif olarak şebeke akım ve geriliminin çarpımına eşittir.

$$P = V_{1,rms} I_{1,rms} \cos \phi_1 \quad (2.2)$$

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (2.3)$$

Güç faktörü, transformatör, bobin, kondansatör gibi lineer yüklerde, $I_{1,rms}=I_{rms}$ ve $\cos\phi_1=\cos\phi$ olduğu için,

$$PF = \cos \phi \quad (2.4)$$

ve kesintisiz ve anahtarlama güç kaynakları, elektronik balastlar gibi lineer olmayan yüklerde,

$$PF = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos \phi_1 = k_{bozulma} \cdot k_{kayma} \quad (2.5)$$

olarak ifade edilir. Burada $k_{bozulma}$ çekilen akımın harmonik içeriğini, k_{kayma} ise temel gerilim ve akım arasındaki faz farkını ifade eder.

Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD), aşağıda verildiği gibi, efektif olarak akımın harmonikli bileşenlerinin toplamının temel bileşenine oranı şeklinde ifade edilir ve 0 ile 1 arasında bir değere sahiptir.

$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,rms}^2}{I_{1,rms}^2} \quad (2.6)$$

Toplam harmonik bozulma, şebekeden çekilen harmonik akımların miktarı hakkında bilgi verir. THD'nin sıfır olması, şebekeden harmonik akımın çekilmediğini gösterir.

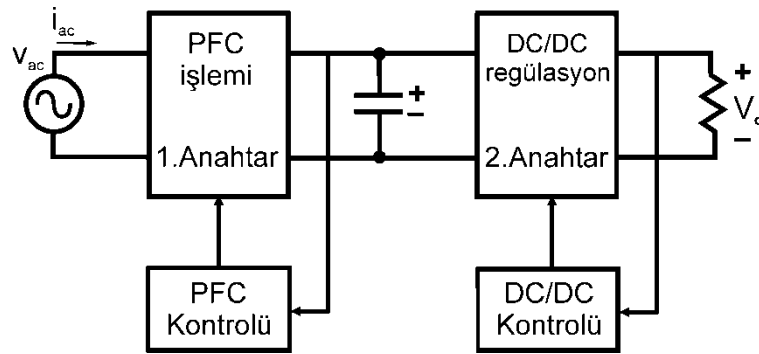
Güç faktörünün 1'in altında olması, besleme hat ve transformatör kapasitelerinin gereğinden fazla olması gerektiğini veya mevcut kapasitelere göre sistemden daha az

aktif güç çekilmesi gerektiğini ya da aşırı kayıplar nedeniyle hat ve transformatörlerde bozulmaların olacağını göstermektedir.

Güç faktörü, oldukça hantal ve pahalı olan pasif filtreler veya oldukça karmaşık ve pahalı olan aktif filtreler ile düzeltilebilmektedir. Ancak, son zamanlarda bu konuda yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalar, pek çok avantaja sahip olan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü temelli PFC devreleri üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bu yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü temelli PFC devreleri temel olarak, iki aşamalı ve tek aşamalı PFC dönüştürücüleri olmak üzere iki grupta toplanmıştır.

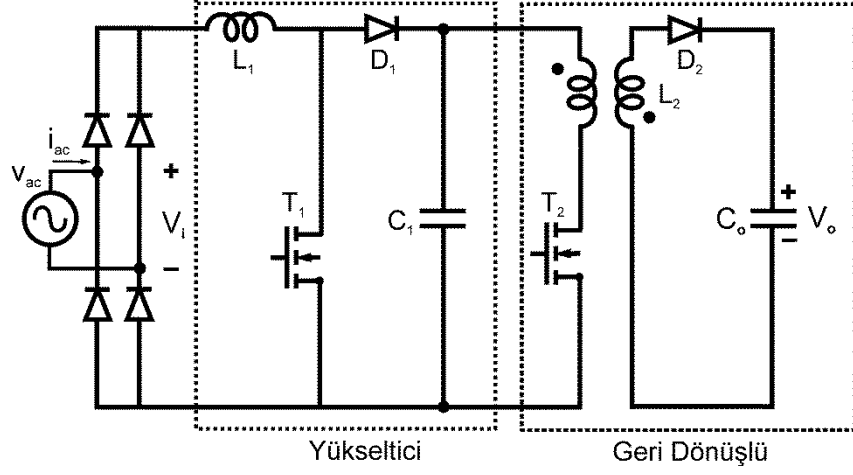
2.2.1 İki Aşamalı PFC Dönüştürücüler

Bu yöntemde, Şekil 3'te görüldüğü gibi PFC ve çıkış geriliminin regülasyonu için iki farklı devre tarafından AC-DC dönüştürme işlemi yapılmaktadır. Burada, genellikle PFC işlemi için bir yükseltici (boost) dönüştürücü ve gerilim regülasyonu için izoleli veya izolesiz ikinci bir DC-DC dönüştürücü kullanılır. PFC işlemi ve çıkış gerilimi regülasyonu için ayrı ayrı güç ve kontrol devresi kullanıldığından, her iki işlem de mükemmel bir şekilde yapılmaktadır. Fakat kullanılan eleman sayısının fazla olmasından dolayı devrenin boyutları, maliyeti ve karmaşıklığı artabilir. Düşük güçlü uygulamalar için pahalı bir çözüm haline dönüşebilir, yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilen bir metottur[1,2].



Şekil 2. 3 İki aşamalı PFC sisteminin blok şeması

Şekil 2.4' te iki aşamalı bir PFC devre şeması görülmektedir. Görüldüğü gibi iki aşamalı çözümlerde, önce yükseltici dönüştürücü ile PFC işleminin yapılması ve daha sonra geri dönüştürücü kullanılarak çıkış geriliminin regülasyonunun yapılması sistemin çıkış geriliminin cevap verme süresini yavaşlatmaktadır.



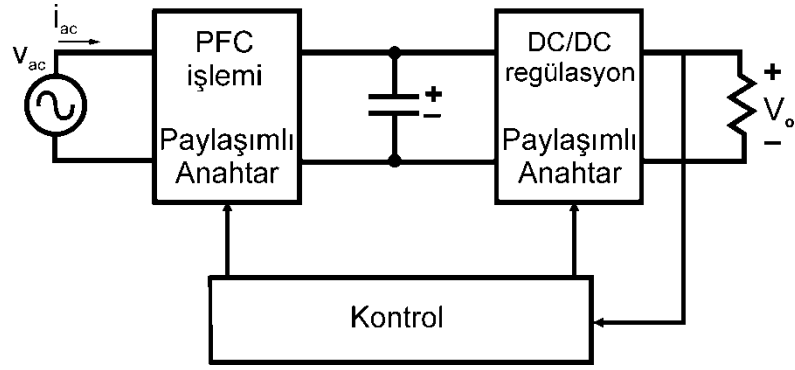
Şekil 2. 4 İki aşamalı bir PFC devre şeması

Çıkış gerilimi cevap süresinin hızlanması için, devrelerin kombinasyonu ile gücün doğrudan işlenmesi ve böylece hem PFC hem de DC-DC dönüştürme eş zamanlı olarak yapılmasına yönelik çalışmalar yapılmaktadır[4-10]. Bu durumda, tek bir anahtar ile hem PFC hem de DC-DC dönüştürme yapabilmekte, fakat anahtarın akım stresi artmakta ve böylece anahtarlama kayıpları da yükselmektedir.

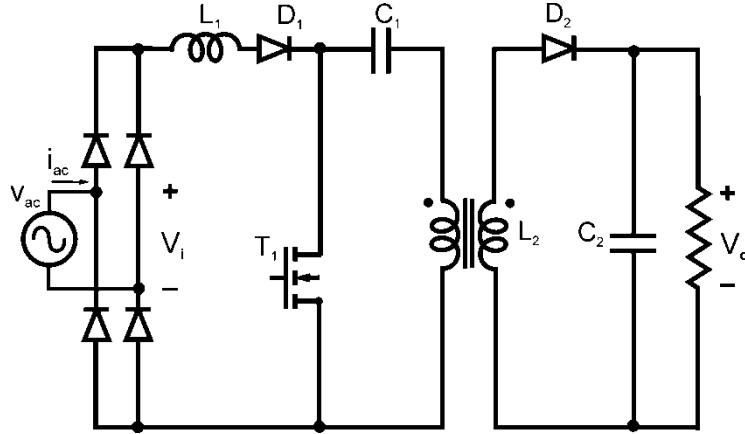
2.2.2 Tek Aşamalı PFC Dönüştürücüler

Tek aşamalı çözümde, Şekil 2.5' de görüldüğü gibi PFC ve çıkış geriliminin ortak bir anahtar ve kontrol devresi kullanılır. Daha çok giriş akımının harmonik standartlara uyum sağlayabilmesi için düşünülmüştür ve çıkış geriliminin regülasyonu güvenilir değildir. İki aşamalı sistemlere göre yapısı basit, maliyeti oldukça düşük ve kontrolü kolaydır.

Şekil 2.6' da tek aşamalı bir PFC devre şeması görülmektedir. Burada yükseltici dönüştürücü ile ters geri dönüşlü dönüştürücü bir yarı iletken anahtar ile kombine edilmiştir. Genellikle yaygın olarak PFC katı için yükseltici devre topolojisi (boost) kullanılmaktadır. Şekil 2.6' da görüldüğü gibi, yükseltici endüktans AC girişe seri bağlı olduğu için, endüktans akımının kontrolü aynı zamanda AC giriş akımının kontrolünü sağlar. Devre hem Sürekli Akım Modu (CCM) hem de Kesintili Akım Modunda (DCM) çalıştırılabilmektedir



Şekil 2. 5 Tek aşamalı PFC sisteminin blok şeması



Şekil 2. 6 Tek aşamalı bir PFC devre şeması

Yükseltici dönüştürücü, gerilimi yükseltme özelliğine sahip olduğundan, depolama kondansatörünün gerilimi oldukça yüksektir ve depolama kondansatöründe şebekenin iki katı bir frekansta gerilim dalgalanması oluşur. Devrenin uluslararası giriş geriliminin (85-265 V_{ac}) en yüksek değerinde kondansatör gerilimi genellikle 450V'un üzerindedir. Ayrıca hafif yüklerde çalışması durumunda, bu gerilim 1000 V'a kadar erişmektedir. Bu yüzden kullanılan güç anahtarlarının ve depolama kondansatörünün nominal gerilim değeri yüksektir [4,5,6,7]. Burada depolama kondansatörü kontrol edilemez. Aynı zamanda, PFC ve çıkış geriliminin regülasyonu tek bir anahtarla yapıldığı için anahtarın akım stresi yüksektir ve anahtarlama kayıpları artar. Bu yüzden yüksek güç seviyeleri için tek aşamalı PFC devreleri uygun değildir. Genellikle düşük ve orta güçlerde (<300W) tercih edilmektedir[3].

Depolama kondansatörü gerilim stresini azaltmak için DCM durumda çalışma tercih edilebilir. DCM ile endüktansın şarjı azaltılarak, kondansatörün gerilim stresi azaltılabilmektedir. Ancak, bu durumda da anahtar akımındaki dalgalanmalar

yükselmekte ve akım stresi artmaktadır. Bu nedenle, DCM durumda çalışma yüksek güçler için uygun değildir[3]

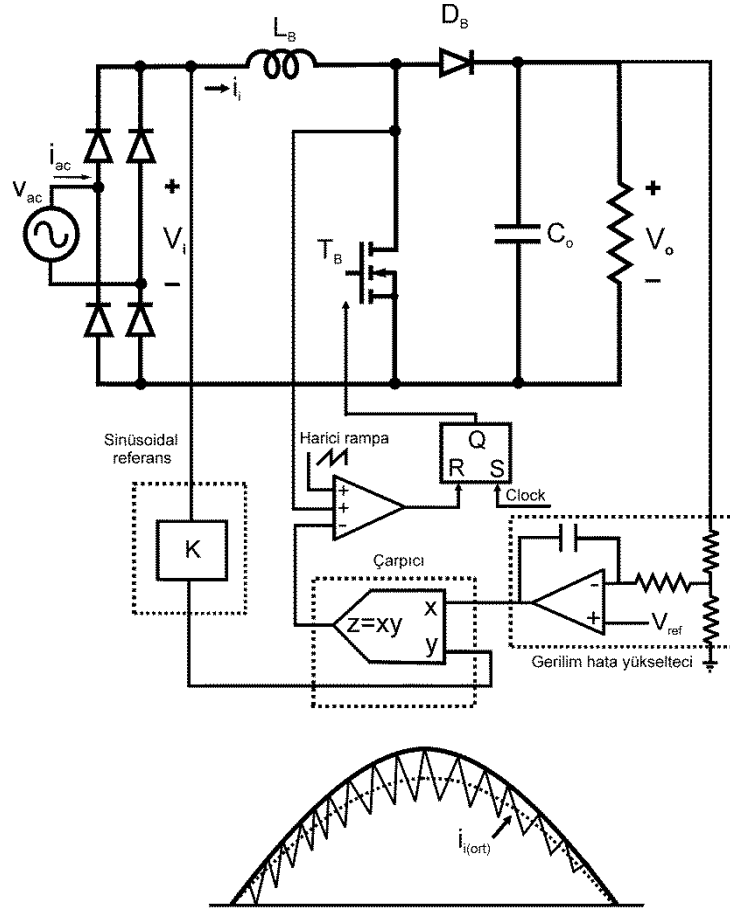
2.3 PFC Devrelerinde Kullanılan Kontrol Yöntemleri

PFC uygulamaları için uygulamanın türüne göre değişik kontrol metotları kullanılmaktadır. Bunlardan temel olarak bilenenler pik akım modlu kontrol, ortalama akım modlu kontrol, histerezis kontrol, sınır akım modlu (BCM) kontrol, kesintili akım modlu (DCM) kontrol, olarak bilinmektedir.

2.3.1 Pik Akım Modlu Kontrol

Pik akım modlu kontrolün temel prensibi Şekil 2.7’de görülmektedir. Sinüsoidal akım örneği olarak direnç üzerinden alınan doğrultulmuş giriş gerilimi kullanılır. Görüldüğü gibi anahtar akımı ve harici rampa fonksiyonunun toplamı, sinüsoidal akım referansına eriştiğinde anahtar kesime girer. Sinüsoidal akım referansı, genliği küçültülmüş doğrultulmuş giriş gerilimi ile gerilim hata amplifikatörünün çıkışının çarpımından elde edilir. Böylece referans akım sinyali giriş gerilimi ile eş zamanlı hale gelir ve birim güç faktörü elde edilir. Akım sürekli olduğu için giriş filtresine ihtiyaç duyulmaz, fakat diyotun ters toparlanması kayıplara ve EMI gürültüsüne sebep olur.

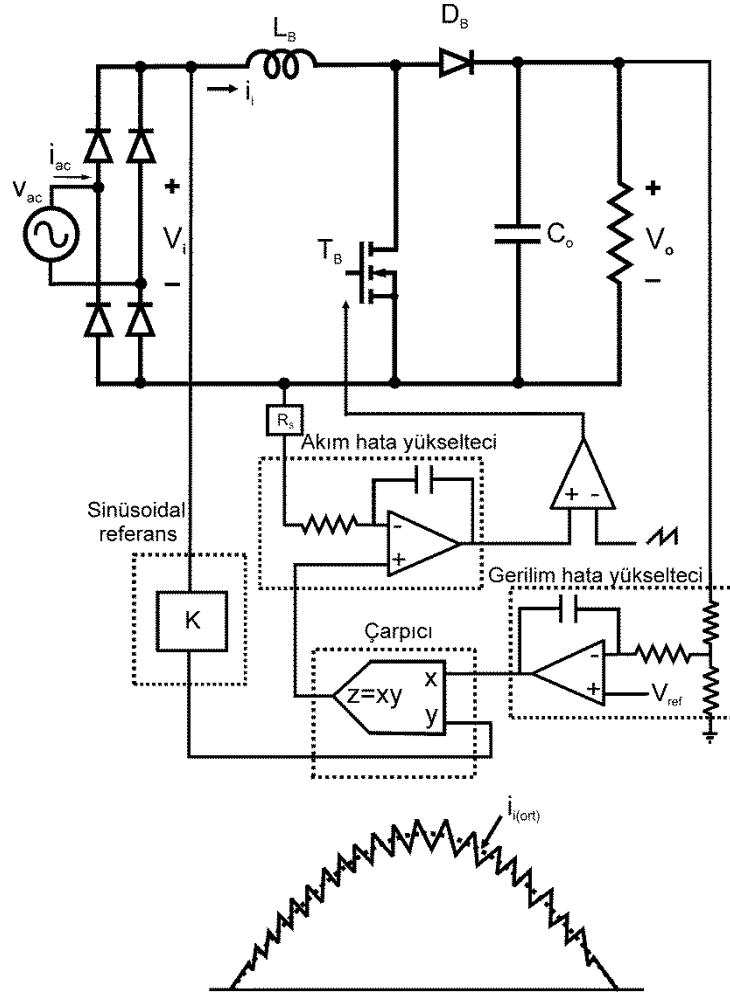
Bu kontrol yönteminde, yalnızca anahtar akımı algılanır, akım hata yükselteciye gerek yoktur. Fakat sıfır gerilim geçişlerinde anahtar akımı yükselme hızı düşer ve sinüsü takip edemez, çok küçük bir zaman aralığında gerçekleşen bir durum olduğu için bu harmoniklerin derecesi daha yüksektir ve subharmonikler olarak da bilinmektedir. Bu yüzden harici bir rampa fonksiyonuna ihtiyaç duyulur. Bu bozulmalar, hafif yüklerde ve yüksek hat giriş gerilimlerinde daha da artmaktadır [41]. Pik akım modlu kontrolde, giriş akımı referans akımın tepe değerlerini takip ettiği için ortalama giriş akımı ile arasında bir fark vardır. Düşük akım seviyelerinde ve kesintili akım durumlarında bu fark daha da kötü olmaktadır [44].



Şekil 2. 7 Pik akım modlu kontrol şeması.

2.3.2 Ortalama Akım Modlu Kontrol

Ortalama akım modlu kontrol şeması Şekil 2.8’de verilmiştir. Pik akım modlu kontrolden farklı olarak bu yöntemde akım geri besleme çevirimi vardır, endüktans akımı algılanır ve akım hata yükseltecinden geçirilerek anahtar tetikleme sinyali üretilir. Akım geri besleme kontrol çeviriminin pik akım modlu kontrole göre kazancı daha yüksektir. Bu şekilde ortalama giriş akımı ile sinüsoidal referans arasındaki fark minimum yapılır [41], [43], [44].

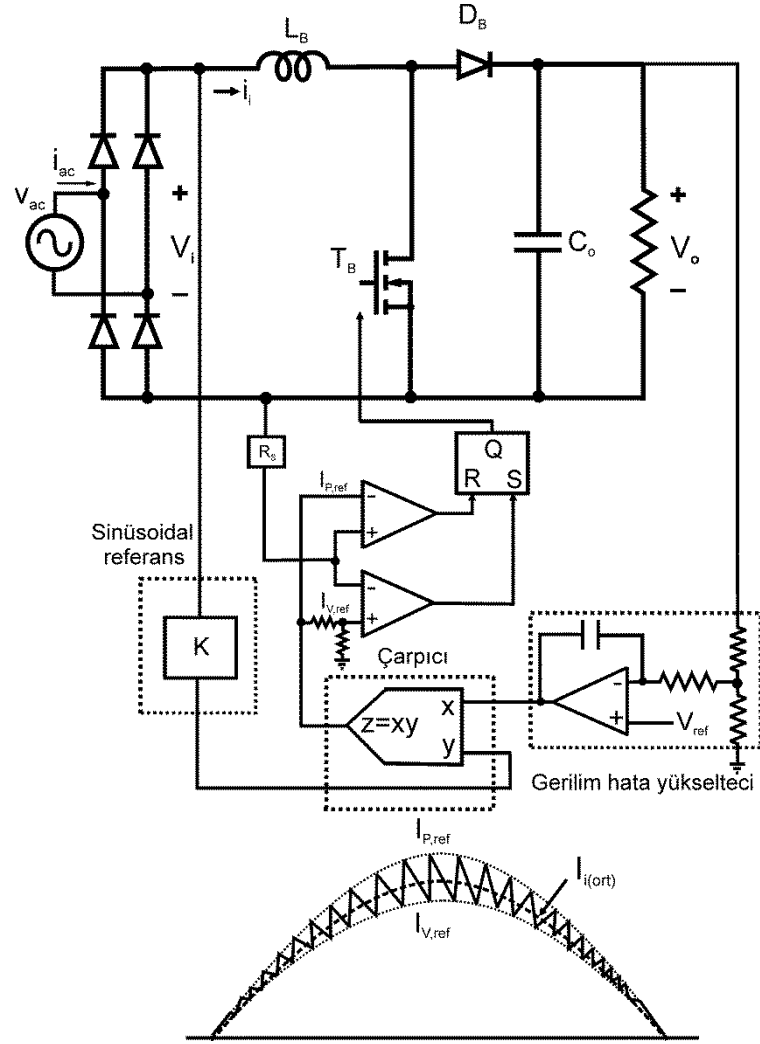


Şekil 2. 8 Ortalama akım modlu kontrol şeması.

Bu kontrol yönteminde, anahtarlama frekansı sabittir, harici rampa fonksiyonuna ihtiyaç yoktur, hat geriliminin sıfır geçişlerinde bağlı iletim süresi 1'e yaklaşır ve pik akım modlu kontroldeki bozulmalar bu şekilde azaltılır. Endüktans akımı algılanarak kontrol yapıldığı için akım hata yükselteci tasarımına ihtiyaç vardır ve bu tasarım parametreleri farklı çalışma durumlarında değişiklik göstermektedir.

2.3.3 Histerezis Kontrol

Histerezis kontrol yönteminde birisi yükselen kenar diğeri düşen kenar için olmak üzere iki sinüsoidal akım referansı kullanılır. Anahtar, endüktans akımı düşen kenar referans akımının altına düştüğünde iletme, yükselen kenar referansının üstüne çıktığında kesime girmektedir. Temel çalışma prensibini gösteren kontrol şeması Şekil 2.9' da görülmektedir.

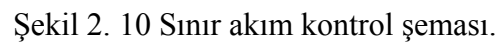


Şekil 2. 9 Histerezis kontrol şeması.

Bu kontrol yönteminde harici bir rampa fonksiyonuna ihtiyaç yoktur ve giriş akımındaki bozulma seviyesi düşüktür. Endüktans akımının algılanmasına ihtiyaç vardır ve anahtarlama frekansı değişkendir.

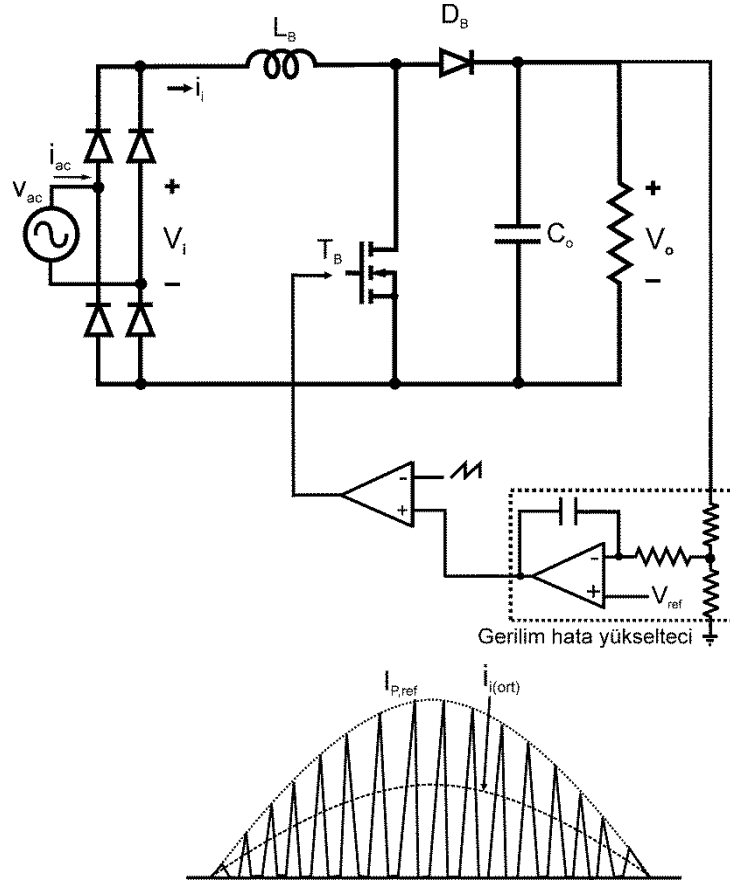
2.3.4 Sınır Akım Modlu Kontrol (BCM)

Sınır akım modlu (BCM) kontrolde anahtarın iletimde kalma süresi sabittir. Endüktans akımı sıfır olduğunda anahtar ilettime girer bu yüzden sürekli ve kesintili durum arasında çalışır. Bu şekilde ana diyot yumuşak olarak kesime girer ve ters toparlanma kayıpları ortadan kalkar, aynı şekilde ana anahtar da sıfır akım altında ilettime geçer. Diğer taraftan yüksek pik değerli anahtar akımı, anahtar stresin artırır ve bir giriş filtresine ihtiyaç duyulur. Temel prensip şeması Şekil 2.10'da görülmektedir.



2.3.5 Kesintili Akım Modlu Kontrol (DCM)

18



Şekil 2. 11 Kesintili akım modlu kontrol şeması

Çıkış geriliminden alınan gerilim örneği, referans gerilim örneği ile karşılaştırılır ve çıkış gerilimine göre kontrol yapılır. Endüktans akımı kesintili olarak sinüs giriş gerilimini takip eder ve otomatik olarak PFC işlemi gerçekleşir. Bu şekilde DCM kontrol kullanıldığında, iyi bir güç faktörü elde edilebilir [47]. Sabit anahtarlama frekansı, akım algılamaya gerek duyulmaması ve basit PWM kontrolü bu metodun avantajlarıdır. Bununla birlikte, DCM durumunda çalıştığı için anahtarın pik akım değerleri yüksektir ve anahtar akım stresi oluşturur. Aynı zamanda yükseltici dönüştürücüde endüktans akımı aynı zamanda giriş akımı olduğu için giriş akımında gürültü vardır ve giriş filtresine ihtiyaç duyulur.

2.4 Harmonik Standartlar

Günümüzde kullanılan kesintisiz güç kaynakları, anahtarlama güç kaynakları, elektronik balastlar gibi lineer olmayan alıcıların çektiği harmonikli akımlar şebekeyi bozmaktadır. Bu da aynı şebekeye bağlı olan bilgisayarlar, mikroişlemciler, gibi hassas cihazlarda hata ve bozulmalara, haberleşme sistemlerinde ve telefonlarda gürültüye, transformatörlerin aşırı ısınmaya ve güç kayıplarına sebep olmaktadır. Bu nedenle

enerjinin daha kaliteli kullanılması da oldukça önemlidir. Kullanılan enerjinin verim ve kalitesi açısından, ulusal ve uluslararası düzeyde, güç faktörü ve harmonik içerik için sınırlama ve standartlar geliştirilmektedir. Elektronik cihaz üreticileri bu standartları göz önünde bulundurarak üretim yapmak zorundadırlar. Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC) tarafından belirlenen IEC61000-3-2 standartında, cihazların gücüne göre sınıflandırmaları yapılmış ve bu sınıflandırmaya göre izin verilen maksimum harmonik akım değerleri belirlenmiştir [40].

2.4.1 A Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler

3 fazlı cihazlar, akkor flamanlı lamba dimmerleri, D sınıfına dahil olmayan ev cihazları, ses cihazları ve diğer sınıflara dahil olmayan bütün cihazlar bu sınıfa göre değerlendirilmektedir [48]. Bu cihazlar Çizelge 2.1’de verilen harmonik akım sınırları ile uyumlu olmalıdırlar [40].

Çizelge 2. 1 A sınıfı cihazlar için harmonik limitleri

Harmonik derecesi N	Müşade edilen maksimum harmonik akım değeri (A)
Tek Harmonikler	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{15}{n}$
Çift Harmonikler	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{8}{n}$

2.4.2 B Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler

Profesyonel olmayan (1 kW ve altındaki) taşınabilir, kaynak makinesi gibi cihazlar bu sınıflandırmaya girmektedir. Bu cihazlar için müsaade edilen harmonik akım limitleri Çizelge 2.2 'de verilmiştir [48], [40].

Çizelge 2. 2 B sınıfı cihazlar için harmonik limitleri

Harmonik derecesi N	Müsade edilen maksimum harmonik akım (A)
Tek Harmonikler	
3	3,45
5	1,71
7	1,155
9	0,60
11	0,495
13	0,315
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{22,5}{n}$
Çift Harmonikler	
2	1,62
4	0,645
6	0,45
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{12}{n}$

2.4.3 C Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler

25 W'ın üzerindeki güce sahip, akkor Flamanlı lamba dışındaki bütün aydınlatma cihazlarını kapsayan bir sınıftır. Bu sınıftaki harmonik akım sınırları Çizelge 2.3'de verilmiştir [48], [40].

Çizelge 2. 3 C sınıfı cihazlar için harmonik limitleri

Harmonik derecesi N	Temel frekanstaki giriş akımının yüzdesi olarak ifade edilen maksimum harmonik akım (%)
2	2
3	$30 \times \text{Devrenin güç faktörü}$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (yalnızca tek harmonikler)	3

2.4.4 D Sınıfı Cihazlar için Harmonik Limitler

A ve B sınıfına dahil olmayan, tek fazlı 600 W'ın altındaki cihazlar, kişisel bilgisayarlar (PC), PC monitörleri, radyo veya TV alıcıları gibi cihazlar bu sınıfa göre değerlendirilmektedir. D sınıfı cihazlar için müsaade edilen harmonik akım limitleri Çizelge 2.4'de verilmiştir [48], [40].

Çizelge 2. 4 D sınıfı cihazlar için harmonik limitleri

Harmonik derecesi N	Watt başına müsaade edilen maksimum harmonik akımlar (mA/W)	Müsaade edilen maksimum harmonik akım (A)
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
13	0,296	0,21
$15 \leq n \leq 39$ (yalnızca tek harmonikler)	$\frac{3,85}{n}$	$0,15 \frac{15}{n}$

2.5 Genel Değerlendirme

PFC temel olarak, giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda olması ve giriş akımının sinüsoidal formda olması prensibine dayanmaktadır. Yani çıkıştaki yükün omik yük gibi davranması istenmektedir. Bunu sağlamak için, doğrultucu çıkışındaki kondansatör yerine yüksek frekansta anahtarlama yapan bir yükseltici dönüştürücü bağlanabilir. PFC işlemi ile birlikte çıkış geriliminin regülasyonu, tek aşamalı PFC ve iki aşamalı PFC olarak ifade edilen iki farklı yöntemle sağlanabilir. Düşük güçlü uygulamalarda eğilim daha çok PFC ve çıkış geriliminin regülasyonun eş zamanlı yapan tek aşamalı yöntemler üzerinedir. Tek aşamalı yöntemde iki ayrı işlemi tek bir anahtar üstlendiği için anahtar akım stresi yüksektir, bu sebeple yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilmezler. İki aşamalı yöntemde, güç elemanı sayısı fazla, kontrol devresi daha pahalı ve karmaşıktır, bu sebeple daha çok yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilmektedir.

PFC için uygulamanın türüne ve güç seviyesine göre değişik kontrol metotları mevcuttur. Düşük güçler için daha çok BCM, DCM kontrol yöntemleri kullanılırken, yüksek güçlü uygulamalarda daha çok ortalama akım modlu kontrol, pik akım modlu kontrol ve histerezis akım modlu kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Bunlardan BCM kontrol ve histerezis akım modlu kontrolde anahtarlama frekansı değişken olduğu için pek tercih edilmezler. Düşük güçlü uygulamalarda, basit kontrol devresi sabit anahtarlama frekansı ile DCM kontrol metodu kullanılır. Yüksek güçlü uygulamalarda, gürültü hassasiyetinin en az olduğu, sabit anahtarlama frekansında çalışan, referans akım ile giriş akımı arasındaki hatanın minimum olduğu ortalama akım modlu kontrol tercih edilmektedir. Pik akım modlu kontrol gürültüye karşı hassastır ve akımın pik değeri ile ortalama değeri arasında fark vardır.

PFC işlemi yapılırken, IEC61000-3-2 uluslararası standardındaki harmonik akım limitleri göz önünde bulundurulmaktadır. Bu standartta değişik güç seviyelerindeki ve kullanım alanındaki cihazlar için bir sınıflandırma yapılmış ve harmonik akım sınırları belirlenmiştir. Elektronik cihazlar bu limitleri aşmamak üzere tasarlanmalıdırlar

BÖLÜM 3

YUMUŞAK ANAHTARLAMA

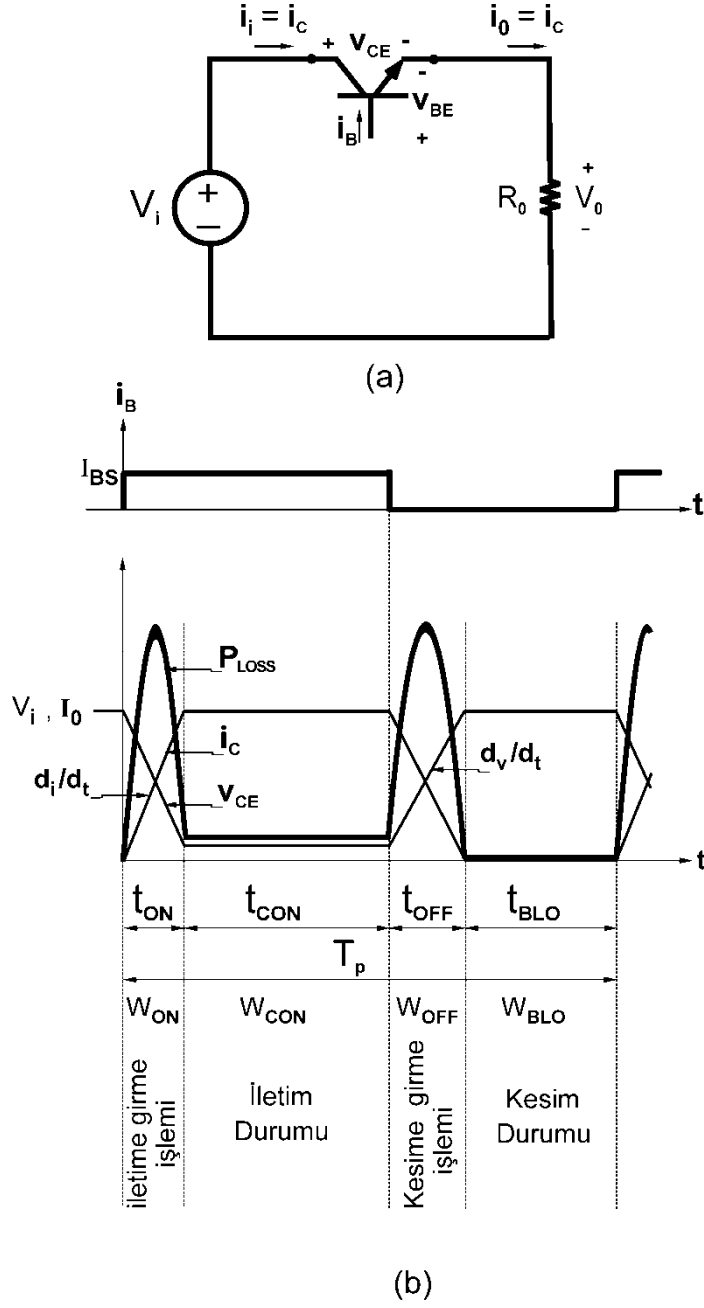
3.1 Giriş

Bu bölümde anahtarlama kavramı üzerinde durularak, sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama kavramları açıklanmıştır. Yumuşak anahtarlama teknikleri sınıflandırılarak incelenmiştir. Son olarak bastırma hücrelerinin sınıflandırılması ve karşılaştırılması çalışması yapılmıştır.

3.2 Anahtarlama Kavramı

Anahtarlama, yarı iletken elemanın iletim konumunun değişmesi olarak tanımlanabilir. Yarı iletken anahtar kesimde iken, üzerine akım alıncaya kadar geçen süredeki durum veya yarı iletken anahtar iletimde iken, üzerindeki akım sıfırlanıncaya kadar geçen süredeki durum olarak bilinmektedir. Burada anahtarlama kavramı, örnek olarak seçilen omik yüklü bir DC kıyıcı ile düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücü devresinin periyodik çalışmaları üzerinde incelenmiştir. Yarı iletken anahtarlama güç elemanı olarak bir Bipolar Transistör (BJT) kullanılmıştır.

Şekil 3.1(a) ve (b)' de, omik yüklü bir DC kıyıcının devre şeması ve temel dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 3.2(b)'de görüldüğü gibi DC kıyıcının bir anahtarlama periyodu iletim, kesim ve anahtarlama olmak üzere üç temel durumdan oluşmaktadır. Anahtarlama durumu ise, iletime ve kesime girme işlemlerinden oluşmaktadır [49-53].



Şekil 3. 1 (a) Omik yüklü bir DC kıyıcı ve (b) temel dalga şekilleri [53]

1. İletim Durumu: Güç anahtarının minimum gerilim düşümü altında maksimum akım geçirdiği ve doyumda çalışma denilen durumdur. Bu durum,

$$\left. \begin{aligned} v_{CE} &= v_{CON} = V_{CEmin} = V_{CEsat} \\ i_C &= i_{CON} = I_{CS} = I_0 = (V_i - V_{CEsat}) / R_0 \\ W_{CON} &= \int_0^{t_{CON}} v_{CON} i_{CON} dt \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanır. Bazı durumlarda,

$$\left. \begin{array}{l} V_{CEsat} \cong 0 \\ I_0 \cong V_i / R_0 \end{array} \right\} \quad (3.2)$$

kabulleri yapılır. Burada, V_{CEsat} transistörün doyum gerilimi ve I_{CS} doyum akımıdır.

2. Kesim Durumu: Güç anahtarının akım geçirmeden kaynak gerilimini tutması durumudur. Bu durumda, elemandan çok küçük değerde bir kaçak veya sızıntı akım geçer. Bu durum,

$$\left. \begin{array}{l} v_{CE} = v_{BLO} = V_i \\ i_C = i_{BLO} \cong 0 \\ W_{BLO} \cong 0 \end{array} \right\} \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilir.

3. Anahtarlama durumu: Güç anahtarının iletim ve kesime girme işlemleridir.

a) İletime Girme İşlemi: Giriş sinyali uygulandığında, eşzamanlı ve lineer olarak, güç anahtarının uçlarındaki gerilimin minimum değerine düşmesi ve anahtardan geçen akımın maksimum değerine yükselmesi işlemidir. Bu durum,

$$\left. \begin{array}{l} v_{CE} = v_{ON} \cong V_i - V_i \frac{t}{t_{ON}} \\ i_C = i_{ON} \cong I_0 \frac{t}{t_{ON}} \\ W_{ON} = \int_0^{t_{ON}} v_{ON} i_{ON} dt \end{array} \right\} \quad (3.4)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, t_{ON} anahtarın ilettime girme süresidir.

b) Kesime Girme İşlemi: Giriş sinyali kesildiğinde, yine eşzamanlı ve lineer olarak, anahtarın içerisinden geçen akımın sıfıra düşmesi ve anahtarın uçlarındaki gerilimin kaynak gerilimine yükselmesi işlemidir. Bu durum ise,

$$\left. \begin{array}{l} v_{CE} = v_{OFF} \cong V_i \frac{t}{t_{OFF}} \\ i_C = i_{OFF} \cong I_0 - I_0 \frac{t}{t_{OFF}} \\ W_{OFF} = \int_0^{t_{OFF}} v_{OFF} i_{OFF} dt \end{array} \right\} \quad (3.5)$$

olarak tanımlanır. Burada, t_{OFF} anahtarın kesime girme süresidir. Yukarıdaki bağıntılara göre, güç anahtarının anahtarlama ve toplam enerji kayıpları,

$$\left. \begin{aligned} W_{SW} &= W_{ON} + W_{OFF} \\ W_{TOT} &= W_{CON} + W_{SW} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

olur. Enerji kayıplarının darbe frekansı ile çarpılmasıyla, genel olarak güç kayıpları için,

$$\left. \begin{aligned} P_{CON} &= f_p W_{CON} \\ P_{SW} &= f_p W_{ON} + f_p W_{OFF} = P_{ON} + P_{OFF} \\ P_{TOT} &= f_p W_{CON} + f_p W_{SW} = P_{CON} + P_{SW} \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

yazılabilir. Burada, f_p devrenin anahtarlama veya çalışma ya da darbe frekansıdır. Anahtarlama periyodu T_p olduğuna göre, $f_p = 1/T_p$ olur. İletim durumunda, transistörün gerilim düşümü v_{CON} ve geçirdiği akım i_{CON} sabit kabul edilir ve $t_{CON} = \lambda T_p$ alınırsa, toplam güç kaybı,

$$P_{TOT} = \lambda V_{CON} I_{CON} + f_p W_{SW} = P_{CON} + P_{SW} \quad (3.8)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, λ bağıl iletim süresi veya iletim / kesim oranı olarak bilinir. (3.8) bağıntısından görüldüğü gibi, iletim güç kaybı bağıl iletim süresi λ ve anahtarlama güç kaybı anahtarlama frekansı f_p ile doğrudan orantılıdır.

Transistör için, $t_{CON} / T_p = \lambda$, $t_{ON} \cong t_r$, $t_{OFF} \cong t_f$, $v_{CON} = V_{CEsat}$ ve $i_{CON} = I_0$ olarak alınırsa,

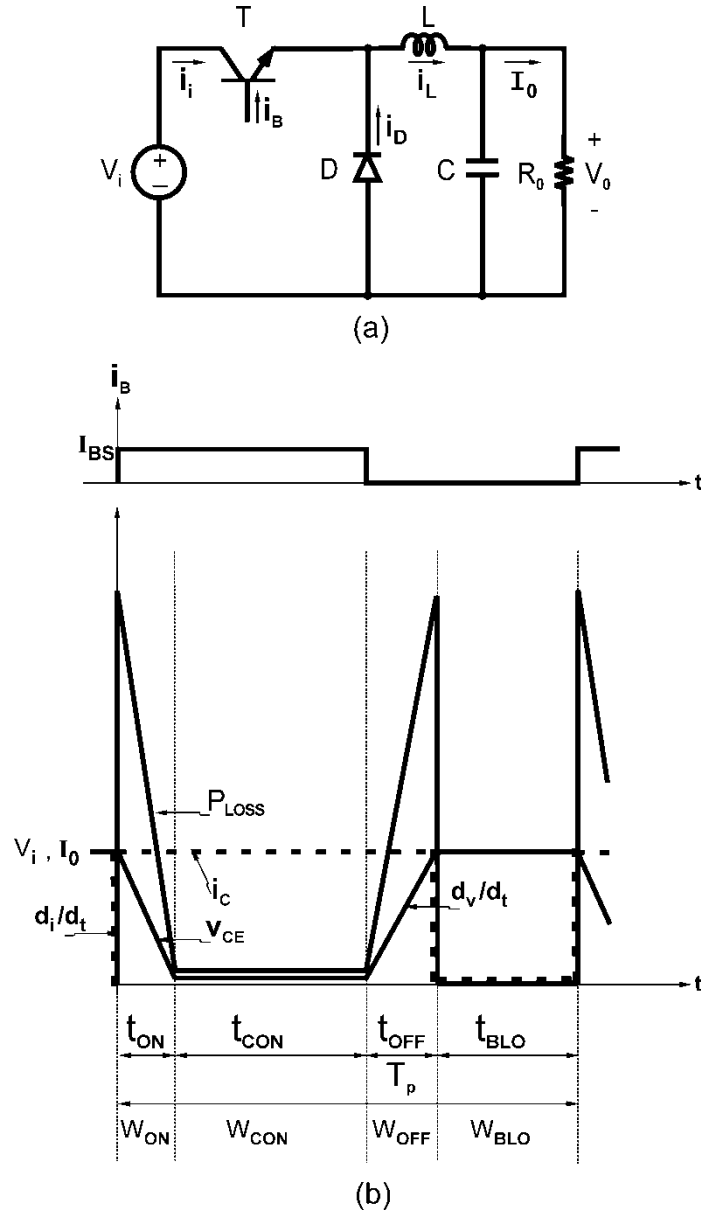
$$\left. \begin{aligned} W_{CON} &= V_{CEsat} I_0 \lambda T_p \\ W_{ON} &= \frac{V_i I_0}{6} t_r \\ W_{OFF} &= \frac{V_i I_0}{6} t_f \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

sonuçlarına erişilir. Burada, t_r ve t_f , transistör akımının sırasıyla yükselme ve düşme süreleridir. Genellikle, iletim ve kesime girme sürelerinin bu akım yükselme ve düşme sürelerine eşit olduğu kabul edilir. Ayrıca, anahtarlama işlemleri esnasında, akım ve gerilim değişimlerinin lineer olduğu kabul edilir.

Düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücünün anahtarlama işlemine bakıldığında, devre şeması ve temel dalga şekilleri Şekil 3.2’de verilmiştir. Bir çalışma periyodu içerisinde BJT, yine iletim ve kesim ile anahtarlama durumlarında olmaktadır. Şekil 3. 2(b)’den de görüldüğü gibi, bu devrenin iletim ve kesim durumları omik yüklü DC kıyıcıdakiler ile

aynıdır, fakat anahtarlama işlemleri oldukça farklıdır. Aslında bu dönüştürücü, yeterli büyüklükte bir endüktansa sahip olan omik-endüktif yüklü bir DC kıyıcı örneğidir.

DC-DC dönüştürücüler, anahtarlanan endüktansın enerji aktarımı prensibine göre çalışan devrelerdir. Endüktans değerinin yeterince büyük olduğu ve endüktans akımının sabit kaldığı kabul edilebilir. Transistör iletimde iken, diyot kesimdedir ve gerilim kaynağı hem endüktansı hem de yükü besler. Transistör kesimde iken, diyot iletimdedir ve endüktansta biriken enerji bu diyot üzerinden yüke aktarılır.



Şekil 3. 2 Düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücünün (a) devre şeması, (b) temel dalga şekilleri [53].

Bu dönüştürücüye ait ve özellikle omik yüklü DC kıyıcıdan farklı olan bağlantılar, iletme girme işleminde,

$$\left. \begin{aligned} v_{CE} = v_{ON} &\cong V_i - V_i \frac{t}{t_{ON}} \\ i_C = i_{ON} &\cong I_0 \end{aligned} \right\} \text{İletime Girme İşlemi} \quad (3.10)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{CE} = v_{OFF} &\cong V_i \frac{t}{t_{OFF}} \\ i_C = i_{OFF} &\cong I_0 \end{aligned} \right\} \text{Kesime Girme İşlemi} \quad (3.11)$$

$$\left. \begin{aligned} W_{CON} &= V_{CEsat} I_0 \lambda T_P \\ W_{ON} &= \frac{V_i I_0}{2} t_{ON} \\ W_{OFF} &= \frac{V_i I_0}{2} t_{OFF} \end{aligned} \right\} \text{BJT Enerji Kayıpları} \quad (3.12)$$

şeklinde özetlenebilir.

Burada hemen şunu vurgulamak gerekir ki, DC-DC dönüştürücüde, anahtarlama işlemleri sabit kabul edilen çıkış akımı altında gerçekleşir ve anahtarlama kayıpları omik yüklü DC kıyıcıdaki kayıpların 3 katıdır.

Bu devrede, güç diyodunun ideal olduğu kabul edilmiştir. Gerçekte, diyot iletimde iken transistör sürüldüğünde, diyodun ters toparlanma veya sönme süresi boyunca iki eleman üzerinden tam bir kısa devre oluşur ve sonunda diyot söner. Burada, güç diyodunda bir ters toparlanma kaybı oluşur ve geçen kısa devre akımı ilave salınım ve kayıplara neden olur. Ayrıca, güç anahtarının ana uçları arasında bir parazitik kondansatör mevcuttur. Güç anahtarının iletme girmesi esnasında, bu parazitik kondansatörün anahtar üzerinden deşarj olması da ilave bir kayba neden olur. Genellikle, yarı iletken güç anahtarlarında, kesime girme süresi iletme girme süresinden daha büyüktür ve böylece kesime girmedeki anahtarlama kaybı iletme girmedeki anahtarlama kaybından çok daha yüksektir.

3.3 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Yukarıda, bir DC kıyıcı ve bir DC-DC dönüştürücü örnek alınarak, anahtarlamanın kavramı ve özellikleri etrafı olarak incelenmiştir. Bu örneklerden görüldüğü gibi, ek bir düzen kullanılmadan doğal olarak gerçekleşen anahtarlamalara Sert Anahtarlama (HS)

denilmektedir. Sert anahtarlamaadaki anahtarlama problemlerinin çözülmesi arzusu Yumuşak Anahtarlama (SS) kavramını ortaya çıkarmıştır [53].

Yumuşak anahtarlama, temel olarak, anahtarlama kayıpları ve EMI gürültünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen ve dönüştürücülerin temel bir parçası olmayan ilave düzen ve devrelere ise bastırma hücreleri denilmektedir. Yayınlarda bastırma hücreleri, yumuşak anahtarlama, stres azaltma, bastırma, yük hattını şekillendirme gibi terimlerle fark edilir.

Bastırma hücreleri, dönüştürücünün ana anahtar ve ana diyodu üzerinde ilave akım ve gerilim streslerinin veya ek kayıpların oluşmasına neden olabilir. Bu ek kayıplar yok edilmeli veya en düşük seviyelerde tutulmalıdır. Ayrıca, bu hücrelerin çalışması güç anahtarının iletim ve kesime girme sürelerinin dışına taşınabilir. Bu taşmalar minimum seviyelerde kalmalı, böylece bastırma hücresi PWM kontrolüne mani olmamalı ve dönüştürücü değişken veya hafif yüklerde de çalışabilmelidir. İlave olarak, bastırma hücreleri dönüştürücünün karmaşıklık ve fiyatını arttırabilir. Bu artışlar da düşük seviyelerde kalmalıdır.

Yumuşak anahtarlama veya bastırma hücrelerinde nihai amacın devrenin güç yoğunluğunun arttırılması olduğu daima göz önünde tutulmalıdır. Bir bastırma hücresinin seçilme kararı, bu hücrenin sağladığı bütün yumuşak anahtarlama yararları ile bu hücrenin neden olduğu ek külfetler iyice karşılaştırılarak verilmelidir.

Yumuşak anahtarlama istenen fonksiyonlar, genel olarak aşağıda sıralanmıştır. Bu fonksiyonların çoğu birbirine bağlı veya birbirinin tamamlayıcısı niteliğindedir.

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üst üste binmesini azaltmak.
- Akım ve gerilimin yükselme hızlarını sınırlamak.
- Yük hattı akım ve gerilim değişimlerini düzenlemek
- Anahtarlama enerji kayıplarını bastırmak.
- EMI ve RFI gürültülerini bastırmak.
- Anahtarlama enerjilerini geri kazanmak.
- Çalışma frekansını yükseltmek.
- Periyodun büyük bir kısmında PWM çalışmayı korumak.
- Hafif yüklerde de yumuşak anahtarlamaı sürdürmek.

- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek.
- Devrenin verim ve güç yoğunluğunu arttırmak.

3.4 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

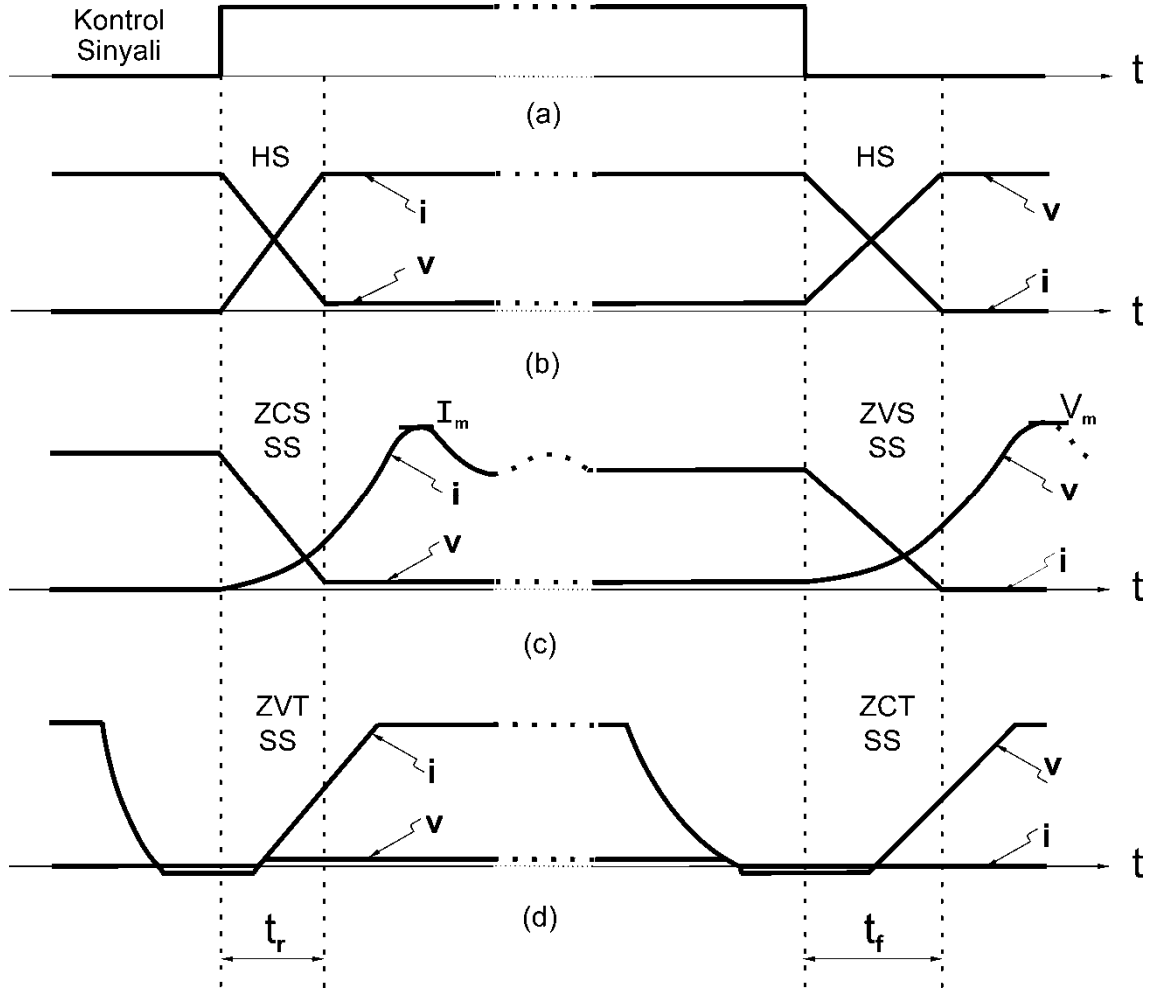
Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak,

1. Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)
2. Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)
3. Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)
4. Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

şeklinde 4 genel gruba ayrılır. Şekil 3.3'te, bir anahtarlama elemanının kontrol sinyali ile HS ve SS teknikleriyle ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir. ZCS ile ZVS temel ve ZCT ile ZVT ileri yumuşak anahtarlama teknikleridir [53].

3.4.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS), iletme girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir endüktans seri bağlanarak, iletme girme işleminde elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlanır. Böylece, akım ile gerilimin üst üste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı azaltılır. Aslında, iletme girme işlemindeki anahtarlama enerjisi endüktansa aktarılır. Endüktanstaki bu enerji, klasik hücrelerde bir dirençte harcanır, fakat modern hücrelerde kısa süreli bir kısmi rezonans ile gerilim kaynağı veya yüke aktarılarak geri kazanılır.



Şekil 3. 3 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS, (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri [53].

3.4.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)

Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS), kesime girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir kondansatör paralel bağlanarak, iletimden çıkma işleminde elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Böylece, iletimden çıkma işleminde, anahtarlama enerji kaybı azaltılır ve anahtarlama enerjisi kondansatöre aktarılır. Kondansatördeki bu enerji, modern hücrelerde geri kazanılır.

ZCS ve ZVS tekniklerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle, bu tekniklere yaklaşık ZCS ve yaklaşık ZVS teknikleri de denilmektedir. Genel olarak, ZCS’de kullanılan endüktansa seri bastırma elemanı ve ZVS’de kullanılan kondansatöre paralel bastırma elemanı denilir. Normal olarak, seri endüktans güç elemanı üzerinde ilave bir gerilim stresine ve paralel kondansatör ise ilave bir akım

stresine neden olur. Seri endüktansın neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir.

3.4.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)

Sıfır Akımda Geçiş (ZCT), kesime girme işleminde gerçekleştirilen ileri bir SS tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarından geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırda tutulurken kontrol sinyali kesilir. Böylece, akım ile gerilimin üst üste binmesi ve anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Mükemmel bir kesime girme işlemi sağlanır. Burada hem ZCS hem de ZVS'nin sağlandığı söylenebilir. Akımın sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik, ancak modern hücrelerle sağlanabilir ve bir yardımcı veya ilave yarı iletken anahtar gerektirir.

3.4.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT), ilettime girme işleminde uygulanan ileri bir SS tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir ve mükemmel bir ilettime girme işlemi sağlanır. Gerilimin sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bu teknikte de hem ZVS hem de ZCS'nin sağlandığı söylenebilir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik de modern hücrelerle elde edilir ve ilave bir anahtar gerektirir.

Burada hemen şunun belirtilmesi gerekir ki, sadece bu teknikte güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj enerji kaybı yok edilir ve bu enerji geri kazanılır. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu SS tekniği büyük önem taşır.

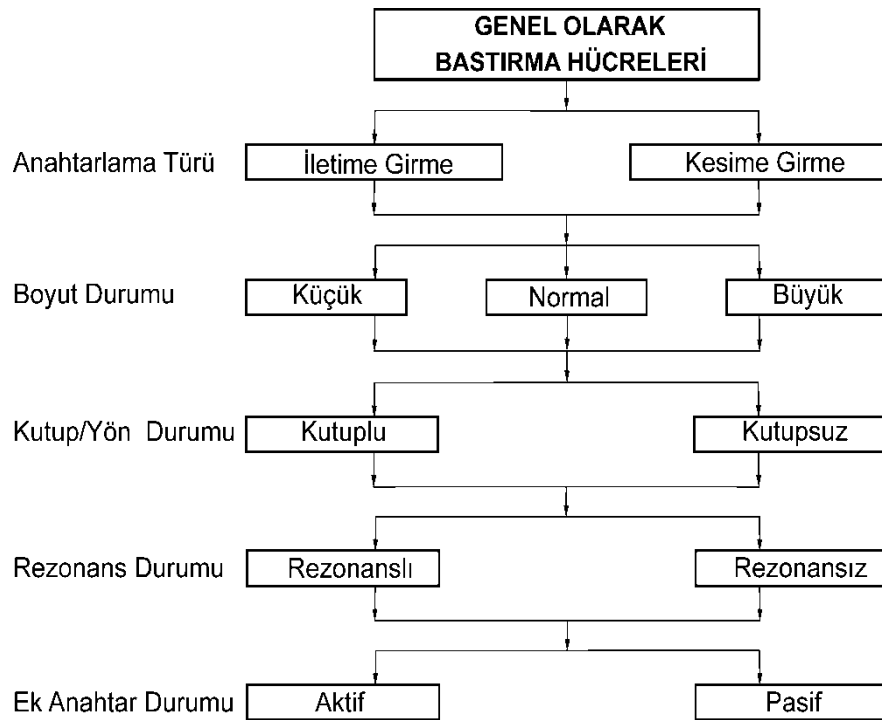
3.5 Bastırma Hücrelerinin Sınıflandırılması

Bastırma hücreleri, genel olarak Şekil 3.4' te görüldüğü gibi, anahtarlama türüne, boyuta, yön ve rezonans ile ilave bir anahtarın olup olmamasına göre sınıflandırılır. Ayrıca, gelişmişlik ölçüsüne göre bastırma hücreleri Şekil 3.5' te verildiği gibi sınıflandırılabilir [53].

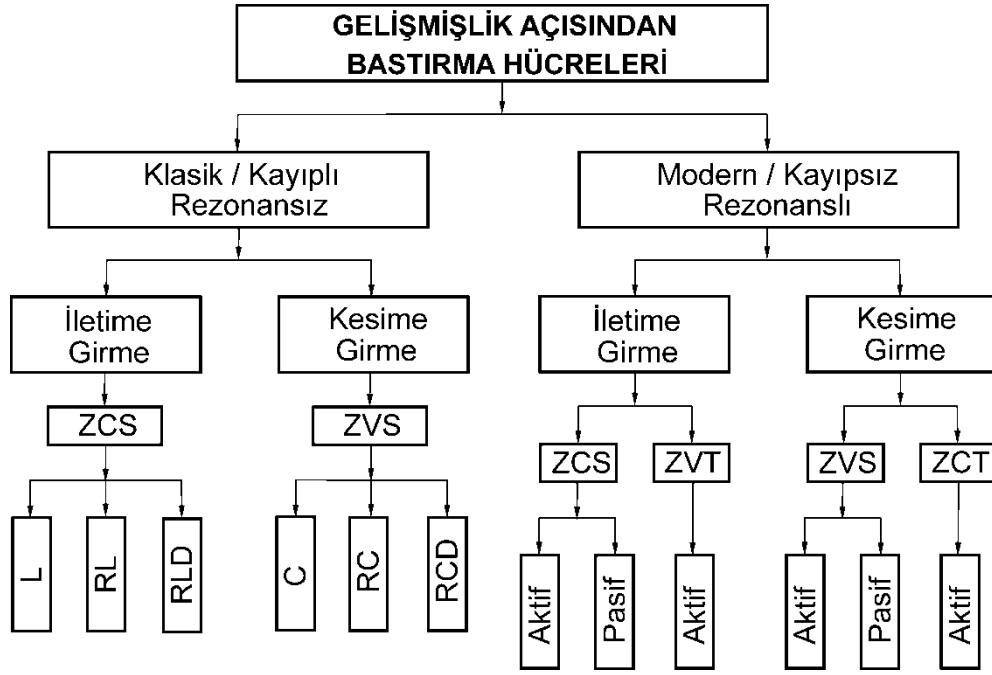
Bir bastırma hücresi, genellikle ya iletim ya da kesime girme işleminde yumuşak anahtarlamaı sağlamak üzere tasarlanır. Bazen, belirli kriterlerle hücrenin boyutu tanımlanır. Kontrollü güç elemanlarında, genellikle kutuplu veya tek yönlü bastırma hücreleri kullanılır. Özellikle diyot ve tristörlerde, ters toparlanma işlemlerinde de etkili olması için kutupsuz veya iki yönlü hücreler kullanılır.

Rezonanssız hücreler klasik ve rezonanslı olanlar ise modern hücrelerdir. Buradaki rezonans, sadece anahtarlama işlemleri esnasında etkili olan geçici veya kısmi bir rezonanstır. Kısmi rezonans, temel olarak, bastırma işleminin kısa süreli ve mükemmel olması ile bastırma enerjisinin geri kazanılmasını sağlar. Hiçbir ilave veya yardımcı anahtar içermeyen hücreler pasif ve en az bir yardımcı anahtarın kullanıldığı hücreler aktif olarak adlandırılmaktadır.

Buradaki sınıflandırmalarda, bütün bastırma hücreleri ayrı ve etraflı bir şekilde verilmiştir. Ancak, uygulamalarda bir güç elemanının yumuşak anahtarlama ile hem iletim hem de kesime girmesi istenmektedir. Bunun için, iki bastırma hücresinin birlikte kullanılması gerekir. Bu durumda, bastırma hücrelerinin veya ilave devrelerin toplamı, bir tek hücre olarak kabul edilir ve tasarım bir bütün olarak yapılır. Hatta dönüştürücüler, genellikle bastırma hücresine göre adlandırılır. ZCS-PWM dönüştürücü, ZVT-PWM dönüştürücü ve ZCS-ZVS-PWM dönüştürücü gibi.



Şekil 3. 4 Bastırma hücrelerinin genel olarak sınıflandırılması [53]



Şekil 3. 5 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması [53]

3.6 Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması

Klasik ve modern bastırma hücreleri Çizelge 3.1’de etraflı olarak karşılaştırılmıştır. Özet olarak, klasik hücreler, rezonanssız, kayıplı ve pasif hücrelerdir. Modern hücreler ise, kısmi rezonanslı, kayıpsız ve aktif veya pasif hücrelerdir [53].

Çizelge 3. 1 Klasik ve modern bastırma hücrelerinin karşılaştırılması [53]

KLASİK VE MODERN BASTIRMA HÜCRELERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI	
Klasik Bastırma Hücreleri	Modern Bastırma Hücreleri
▪ Rezonans devresi mevcut değildir. ▪ Yardımcı bir anahtar yoktur ▪ İletime girme işleminde ZCS sağlanır. ▪ Kesime girme işleminde ZVS sağlanır. ▪ Anahtarlama enerji kayıpları, büyük ölçüde bastırılır. ▪ Anahtarlama enerjileri, geri kazanılamaz ve dirençlerde harcanır. ▪ Ana anahtar üzerinde, ZCS’de ilave gerilim ve ZVS’de ise ilave akım stresi oluşur. ▪ Bastırma hücresinin çalışması hat gerilimi ve yük akımına büyük ölçüde bağlıdır. Yani değişken ve hafif yük şartları altında çalışma oldukça zordur. ▪ Düşük frekanslı klasik devreler için uygundur. ▪ Basit yapılı ve ucuzdur.	▪ Hepsi kısmi rezonanslıdır. ▪ Aktif olanlarında yardımcı anahtar vardır. ▪ İletime girme işleminde ZCS sağlanır. ▪ Kesime girmede ZVS sağlanır. ▪ Anahtarlama enerji kayıpları, pasif olanlarda büyük ölçüde, aktif olanlarda ise tamamen bastırılır. ▪ Anahtarlama enerjileri, pasif olanlarda büyük ölçüde, aktif olanlarda ise tamamen geri kazanılır. ▪ Ana anahtar üzerinde, pasif olanlarda genellikle ilave stresler oluşur, aktif olanlarda ise hiçbir ilave stres oluşmayabilir. ▪ Bastırma hücresinin çalışması hat gerilimi ve yük akımına pasif olanlarda epeyce bağlıdır, aktif olanlarda bu bağlılık büyük ölçüde azaltılabilir ve hatta yok edilebilir. ▪ Yüksek frekanslı modern devreler için gerekli bastırıcılarıdır. ▪ Pasif olanların basit yapılı ve ucuz, fakat aktif olanların daha karmaşık ve pahalı olduğu kabul edilebilir. Ayrıca, ▪ Aktif olanlarda, yardımcı anahtar içinde yumuşak anahtarlamanın sağlanması oldukça önemlidir ve bu sağlanabilir. ▪ Parazitik kondansatörün deşarj enerji kaybının yok edilmesi ve bu enerjinin geri kazanılması, sadece aktif olan ZVT’de mümkün olmaktadır. Bu ise MOSFET için çok önemlidir.

3.7 Genel Değerlendirme

Yumuşak anahtarlama, temel olarak anahtarlama kayıpları ile EMI gürültülerin yok edilmesi veya en aza indirilmesidir. Anahtarlama kayıpları ise, anahtarlama esnasında güç anahtarının akım ve geriliminin üst üste binme kaybı, güç diyodunun ters toparlanma kaybı ve anahtarın parazitik kondansatörünün deşarj kaybından oluşmaktadır. SS çalışmayı sağlayan bastırma hücreleri, klasik ve modern olarak iki genel gruba ayrılır. Bu hücreler arasındaki temel fark, modern hücrelerin bir kısmı rezonansa sahip olmalarıdır.

Bir bastırma hücresinden beklenen fonksiyonlar, anahtarlama kayıpları ve EMI gürültülerin bastırılması, anahtarlama enerjilerinin geri kazanılması, hafif yük şartlarında da yumuşak anahtarlamanın sürmesi veya zamanın çoğunda PWM çalışmanın korunması, ana elemanlar üzerinde ilave akım ve gerilim streslerinin oluşmaması veya en az düzeyde kalması, devrenin boyut ve maliyetinin düşmesi ile verim ve güç yoğunluğunun artması şeklinde sıralanabilir. Bu fonksiyonların çok az bir kısmı klasik, büyük bir kısmı modern pasif ve tamamına yakın bir kısmı ise modern aktif hücreler ile sağlanabilmektedir.

ÖRNEK VE TEMEL BİR ZVT-ZCT PWM DÖNÜŞTÜRÜCÜ

4.1 Giriş

Bu çalışmada, son zamanlarda ZVT ve ZCT tekniklerinin birleştirilmesine yönelik bir çalışma olan Aksoy ve Bodur (2010) tarafından sunulan ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiştir.

4.2 Çalışma Prensibi ve Analiz

Sunulan ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün devre şeması Şekil 4.1’ de görülmektedir. Bu devrede V_i giriş gerilim kaynağı, V_o çıkış gerilimi, L_F ana endüktans, C_F çıkış filtre kondansatörü, S_1 ana anahtar, D_F ana diyottur. T_1 ve D_1 ana anahtarın transistör ve dahili diyotudur. Kesikli çizgi ile sınırlanan devre, sunulan bastırma hücresidir. Sunulan bastırma hücresi, bastırma endüktansları L_{sa} , L_{sb} , bastırma kondansatörü C_s , yardımcı anahtar S_2 ve yardımcı diyotlar D_3 , D_4 elemanlarından oluşmaktadır. T_2 ve D_2 sırasıyla S_2 yardımcı anahtarının transistörü ve dahili diyotudur. C_p kondansatörü ise ana anahtarın parazitik kondansatörü ve ona katılan diğer parazitik kondansatörlerin toplamı olarak kabul edilmiştir. Sunulan dönüştürücüde ilave bir C_p kondansatörüne gerek yoktur.

Şekil 4.1’de sunulan devrenin kararlı durum analizini kolaylaştırmak için bir anahtarlama periyodu için giriş ve çıkış gerilimleri, çıkış akımı, yarı iletken elemanlar ve rezonans devreleri ideal kabul edilmiştir. D_F ana diyodu ve diğer diyotların ters toparlanma süreleri dikkate alınmamıştır.

$$L_e = \frac{L_{sa} L_{sb}}{L_{sa} + L_{sb}} \quad (4.5)$$

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} \quad (4.6)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_s}} \quad (4.7)$$

Eşitlikleri geçerlidir. Bu aralıkta, önce $t=t_1$ anında T_2 akımı I_i 'ye erişir ve D_F akımı sıfıra düşer. D_F diyodunun ZCS ile kesime girmesiyle bu aralık sona erer. Aralığın sonunda, $i_{Lsa}=I_{Lsa1}$, $i_{Lsb}=I_{Lsb1}=I_i$, $v_{Cs}=V_{Cs1}$ durumları geçerlidir.

Durum 2 [$t_1 < t < t_2$: Figure 4.2(b)]:

Bu aralığın başında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_i$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa1}$, $i_{Lsb}=I_i$, $v_{Cs}=V_{Cs1}$ ve $v_{Cp}=V_o$ durumları geçerlidir. Ana transistör T_1 ve Ana diyot D_F kesimdedir. Yardımcı anahtar T_2 iletimdedir ve I_i akımını geçirmektedir. $t=t_1$ anında, C_p - L_{sa} - L_{sb} - C_s arasında bir rezonans başlar. Bu aralık için aşağıdaki durum denklemleri yazılabilir.

$$L_{sa} \frac{di_{Lsa}}{dt} = v_{Cs} \quad (4.8)$$

$$L_{sb} \frac{di_{Lsb}}{dt} = v_{Cp} - v_{Cs} \quad (4.9)$$

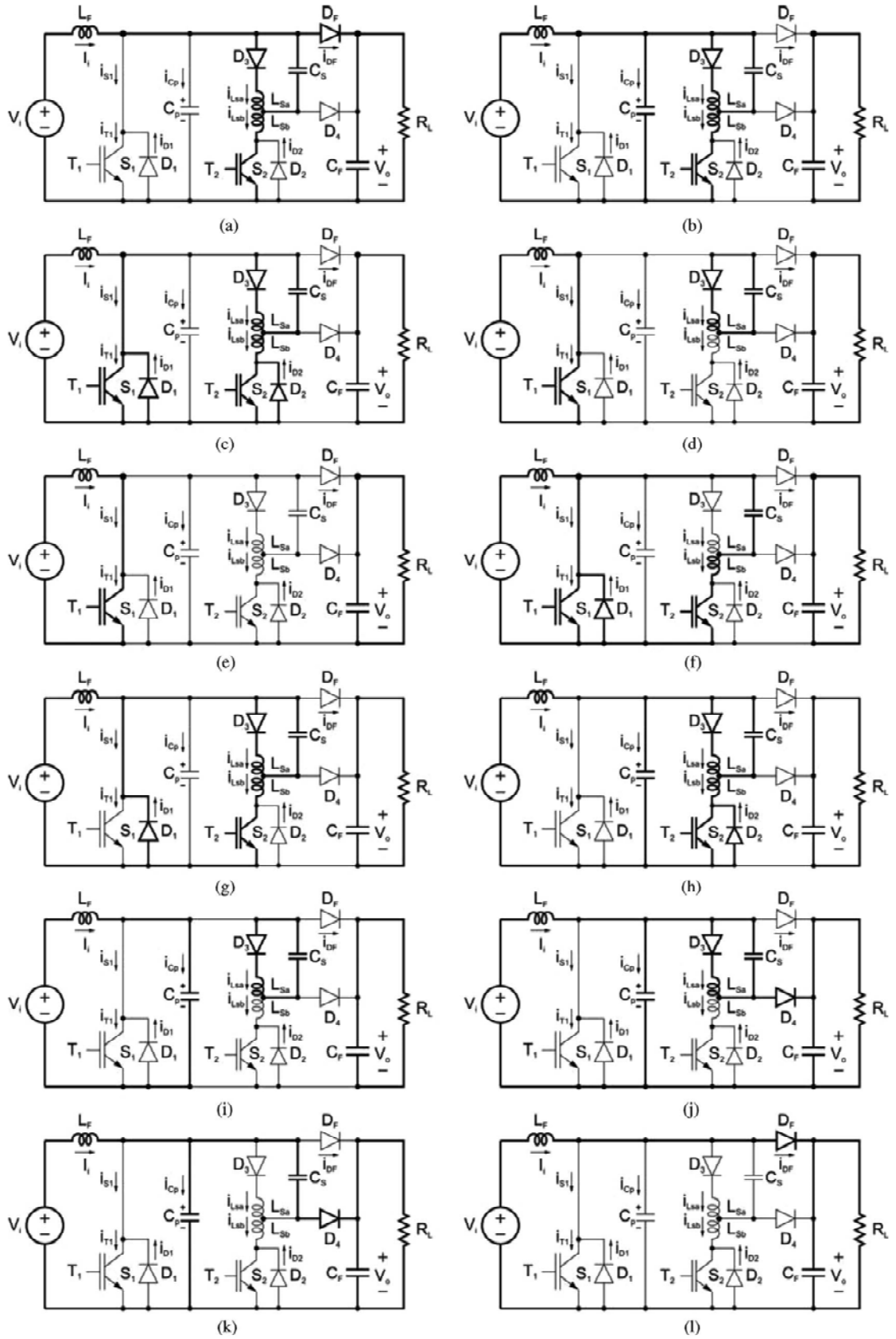
$$C_s \frac{dv_{Cs}}{dt} = i_{Lsb} - i_{Lsa} \quad (4.10)$$

$$C_p \frac{dv_{Cp}}{dt} = I_i - i_{Lsb} \quad (4.11)$$

$t=t_2$ 'de C_p kondansatöründe depolanan enerji, tamamen rezonans devresine aktarılır ve v_{Cp} gerilimi sıfır olur. C_p geriliminin sıfır olması ile birlikte D_1 diyodu ZVS ile ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Burada C_p kondansatörü, ana anahtarın parazitik kondansatörü ile buna katılan diğer parazitik kondansatörlerin toplamı olarak kabul edilir ve ilave bir C_p kondansatörü eklemeye gerek yoktur.

Aralığın sonunda, $i_{Lsa}=I_{Lsa2}$, $i_{Lsb}=I_{Lsb2}$, $V_{Cs}=V_{Cs2}$ eşitlikleri geçerlidir.



Şekil 4. 2 Sunulan ZVT-ZCT PWM yükseltici dönüştürücünün çalışma durumlarına ait eşdeğer devre şemaları [38]

Durum 3 [$t_2 < t < t_5$: **Figure 4.2(c)**]: $t=t_2$ 'de D_1 'in iletime girmesiyle başlayan bu aralığın başında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_{Lsb2}$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa2}$, $i_{Lsb}=I_{Lsb2}$, $v_{Cs}=V_{Cs2}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. Üst ve alt bastırma endüktansları L_{sa} , L_{sb} ile bastırma kondansatörü C_s arasındaki rezonans devam eder. Bu aralık için,

$$i_{Lsa} = \frac{L_e}{L_{sa}} I_{Lsb2} (1 - \cos(\omega_e(t - t_2))) + \frac{L_e}{L_{sb}} I_{Lsa2} (1 - \cos(\omega_e(t - t_2))) + I_{Lsa2} \cos(\omega_e(t - t_2)) - \frac{V_{Cs2}}{\omega_e L_{sa}} \sin(\omega_e(t - t_2)) \quad (4.12)$$

$$i_{Lsb} = \frac{L_e}{L_{sa}} I_{Lsb2} (1 - \cos(\omega_e(t - t_2))) + \frac{L_e}{L_{sb}} I_{Lsa2} (1 - \cos(\omega_e(t - t_2))) + I_{Lsb2} \cos(\omega_e(t - t_2)) - \frac{V_{Cs2}}{\omega_e L_{sb}} \sin(\omega_e(t - t_2)) \quad (4.13)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs2} \cos(\omega_e(t - t_2)) + Z_e (I_{Lsb2} - I_{Lsa3}) \sin(\omega_e(t - t_2)) \quad (4.14)$$

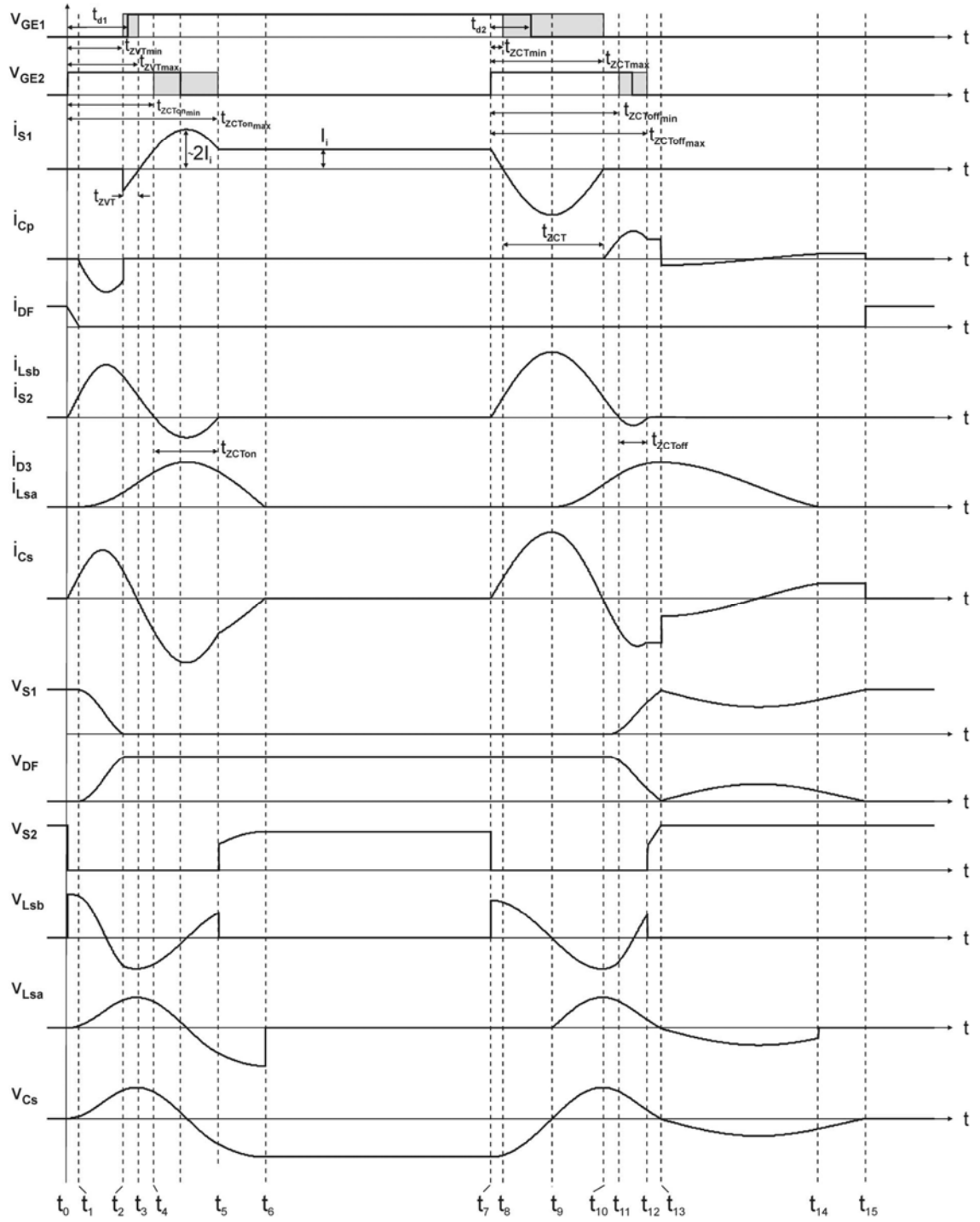
bağıntıları yazılabilir. Burada,

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} \quad (4.15)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_s}} \quad (4.16)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Bu aralıkta üç farklı çalışma durumu oluşur. C_p kondansatörü geriliminin sıfır olmasıyla, D_1 diyodu ilettime girer ve i_{Lsb} yardımcı anahtar akımının, giriş akımı I_i 'den fazla olan kısmını geçirir. D_1 'in iletimde olduğu bu aralık, T_1 ana anahtarının ZVT ile ilettime girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZVT süresi denir. D_1 iletimde iken T_1 'e kontrol sinyali uygulanır. $t=t_3$ anında L_{sb} alt endüktans akımı, I_i giriş akımı seviyesine düştüğünde, D_1 diyodu kesime girer. D_1 'in kesime girmesiyle T_1 ana anahtarı ZVT ile ilettime girer. Ana anahtarın ilettime girmesiyle akımı yükselmeye başlar ve bu akım $t=t_4$ 'de giriş akımına I_i 'ye ulaştığında alt endüktans akımı sıfır olur. Yardımcı anahtar akımının sıfıra düşmesiyle kesime ve D_2 ilettime girer. D_2 diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta T_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir ve böylece T_2 yardımcı anahtarı ZCT ile kesime girer. $t=t_5$ 'de içinden geçen akımın sıfır olmasıyla D_2 de kesime girer ve bu aralık son bulur.



Şekil 4. 3 ZVT-ZCT PWM yükseltici dönüştürücünün çalışma durumlarına ait teorik dalga şekilleri [38]

Durum 4 [$t_5 < t < t_6$: **Figure 4.2(d)**]: Bu aralık başlangıcında, $i_{T1}=I_i$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa5}$, $i_{Lsb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs5}$ ve $v_{Cp}=0$ eşitlikleri geçerlidir. $t=t_5$ anında ana D₂ diyodunun kesime girmesiyle başlayan bu aralıkta, ana anahtar T₁ giriş akımını geçirirken, üst

bastırma endüktansı L_{sa} - C_s - D_3 yolu üzerinde bir seri rezonans oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_{Lsa} = I_{Lsa5} \cos(\omega_1(t - t_5)) + \frac{V_{Cs5}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_5)) \quad (4.17)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs5} \cos(\omega_1(t - t_5)) - Z_1 I_{Lsa5} \sin(\omega_1(t - t_5)) \quad (4.18)$$

L_{sa} üst endüktansında depolanan enerji, bu rezonans ile C_s kondansatörüne aktarılır. Yukarıdaki denklemlerde,

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{sa}}{C_s}} \quad (4.19)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_{sa} C_s}} \quad (4.20)$$

eşitlikleri geçerlidir.

$t=t_6$ anında i_{Lsa} akımının sıfır, v_{Cs} geriliminin maksimum olmasıyla bu aralık sona erer. v_{Cs} geriliminin maksimum değeri,

$$V_{Csmax} = \sqrt{V_{Cs5}^2 + (Z_1 I_{Lsa5})^2} \quad (4.21)$$

olarak yazılabilir.

Durum 5 [$t_6 < t < t_7$: Figure 4.2(e)]: Bu aralık boyunca T_1 ana anahtarı giriş akımı I_i 'yi iletmeye devam eder. Bu aralıkta bastırma devresi aktif değildir. Bu aralık süresi geleneksel yükseltici dönüştürücünün iletim aralığıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu aralıkta,

$$i_{T1} = I_i \quad (4.22)$$

eşitliği geçerlidir.

Durum 6 [$t_7 < t < t_9$: Figure 4.2(f)]: Bu aralığın başında, $i_{T1} = I_i$, $i_{T2} = 0$, $i_{DF} = 0$, $i_{Lsa} = 0$, $i_{Lsb} = 0$, $v_{Cs} = V_{Cs7} = V_{Csmax}$ ve $v_{Cp} = 0$ durumları geçerlidir. $t=t_7$ anında T_2 anahtarının kapısına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla, bastırma kondansatörü C_s , alt bastırma endüktansı L_{sb} arasında C_s - L_{sb} - T_2 - T_1 yolu ile yeni bir rezonans başlar. Bu aralığa ait eşitlikler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_{Lsb} = i_{T2} = \frac{V_{Cs \max}}{Z_2} \sin(\omega_2(t - t_7)) \quad (4.23)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs \max} \cos(\omega_2(t - t_7)) \quad (4.24)$$

Burada,

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_{sb}}{C_s}} \quad (4.25)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_{sb} C_s}} \quad (4.26)$$

bağıntıları geçerlidir. Burada yardımcı transistör L_{sb} üzerinden ZCS ile ilettime girer. Oluşan rezonans ile eş zamanlı olarak T_2 'nin akımı artar ve T_1 'in akımı azalır. $t=t_8$ anında yardımcı anahtar akımının I_i 'ye ulaşmasıyla T_1 akımı sıfıra düşer. T_1 'in akımının sıfır olmasıyla birlikte D_1 diyodu ilettime girer. D_1 'in iletimde olduğu bu aralık ana anahtar T_1 'in ZCT ile kesime girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZCT süresi denir. D_1 iletimde iken T_1 'in kapısına uygulanan kontrol sinyali kesilir. Bastırma kondansatörü ve alt bastırma endüktansı L_{sb} arasındaki rezonans C_s - L_{sb} - T_2 - D_1 yolu ile devam eder. D_1 diyodu i_{Lsb} akımının giriş akımından fazla olan kısmını geçirir. $t=t_9$ 'da v_{Cs} gerilimin sıfır olması ve i_{Lsb} akımının maksimum değerine ulaşmasıyla bu aralık sona erer. i_{Lsb} akımının maksimum değeri için,

$$I_{Lsb \max} = \frac{V_{Cs \max}}{Z_2} \quad (4.27)$$

ifadesi yazılabilir.

Durum 7 [$t_9 < t < t_{10}$: Figure 4.2(g)]: v_{Cs} bastırma kondansatörü gerilimi $t=t_9$ 'da pozitif olmaya başladığında D_3 diyodu ilettime girer ve bu aralık başlar. $t=t_9$ anında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_{Lsb \max}$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=0$, $i_{Lsb}=I_{Lsb \max}$, $v_{Cs}=0$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. Alt bastırma endüktansı L_{sb} , üst bastırma endüktansı L_{sa} ve bastırma kondansatörü C_s arasında bir rezonans oluşur. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_{Lsa} = \frac{L_e}{L_{sa}} I_{Lsb \max} (1 - \cos(\omega_e(t - t_9))) \quad (4.28)$$

$$i_{Lsb} = \frac{L_e}{L_{sa}} I_{Lsb \max} (1 - \cos(\omega_e(t - t_9))) + I_{Lsb \max} (1 - \cos(\omega_e(t - t_9))) \quad (4.29)$$

$$v_{Cs} = \frac{I_{Lsb\max}}{\omega_e C_s} \sin(\omega_e(t - t_9))) \quad (4.30)$$

Alt bastırma endüktansı akımı i_{Lsb} 'nin, giriş akımı I_i 'ye düşmesiyle birlikte D_1 diyodunun akımı sıfır olur. $t=t_{10}$ 'da D_1 diyodu kesime girer ve bu aralık sona erer.

Durum 8 [$t_{10} < t < t_{12}$: Figure 4.2(h)]: $t=t_{10}$ anında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_i$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa10}$, $i_{Lsb}=I_i$, $v_{Cs}=V_{Cs10}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. i_{Lsb} akımının I_i akımına düşmesiyle başlayan bu aralıkta C_p - L_{sa} - L_{sb} - C_s arasında sabit akım kaynağı altında bir rezonans oluşur. Bu aralık için,

$$L_{sa} \frac{di_{Lsa}}{dt} = v_{Cs} \quad (4.31)$$

$$L_{sb} \frac{di_{Lsb}}{dt} = v_{Cp} - v_{Cs} \quad (4.32)$$

$$C_s \frac{dv_{Cs}}{dt} = i_{Lsb} - i_{Lsa} \quad (4.33)$$

$$C_p \frac{dv_{Cp}}{dt} = I_i - i_{Lsb} \quad (4.34)$$

durum denklemleri yazılabilir. Oluşan rezonans ile i_{Lsb} akımı azalmaya devam eder. $t=t_{11}$ anında alt bastırma endüktans akımının sıfır olmasıyla yardımcı anahtar T_2 kesime ve D_2 iletime girer. D_2 diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta T_2 anahtarının kontrol sinyali kesilir. Böylece T_2 , ZCT ile kesime girer. $t=t_{12}$ 'de içinden geçen akımın sofor olmasıyla D_2 diyodu kesime girer ve bu aralık son bulur.

Durum 9 [$t_{12} < t < t_{13}$: Figure 4.2(i)]: Bu aralığın başında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa12}$, $i_{Lsb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs12}$ ve $v_{Cp}=V_{Cp12}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta iki farklı kapalı devre oluşur. Bir devrede C_p kondansatörü giriş akımı ile lineer olarak şarj olur. Diğer devrede, L_{sa} ve C_s arasında L_{sa} - C_s - D_3 yolu ile bir rezonans oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_{Lsa} = I_{Lsa12} \cos(\omega_1(t - t_{12})) + \frac{V_{Cs12}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_{12})) \quad (4.35)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs12} \cos(\omega_1(t - t_{12})) - Z_1 I_{Lsa12} \sin(\omega_1(t - t_{12})) \quad (4.36)$$

$$v_{Cp} = \frac{I_i}{C_p}(t - t_{12}) \quad (4.38)$$

$t=t_{13}$ 'te v_{Cp} ve v_{Cs} gerilimlerinin toplamı V_o çıkış gerilimine eşit olduğunda D_4 diyodu ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Durum 10 [$t_{13} < t < t_{14}$: **Figure 4.2(j)**]: D_4 diyodunun ilettime girmesiyle başlayan bu aralığın başlangıcında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa13}$, $i_{Lsb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs13}$ ve $v_{Cp}=V_o-V_{Cs13}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta L_{sa} - C_s - C_p arasında I_i giriş akımı altında bir rezonans oluşur. $t=t_{14}$ anında, i_{Lsa} akımı sıfır olur ve bu aşama sona erer. Aralık sonunda bobinde depo edilen enerji tamamen kapasitelere ve yüke aktarılır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{Ls} = (I_{Ls13} - I_i) \cos(\omega_3(t - t_{13})) - \frac{V_{Cs13}}{Z_3} \sin(\omega_3(t - t_{13})) + I_i \quad (4.39)$$

$$v_{Cs} = V_o - v_{Cp} = V_{Cs13} \cos(\omega_3(t - t_{13})) + Z_3(I_{Ls13} - I_i) \sin(\omega_3(t - t_{13})) \quad (4.40)$$

Burada,

$$C_3 = C_p + C_s \quad (4.41)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_3}} \quad (4.42)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_s}{C_3}} \quad (4.43)$$

olarak yazılabilir.

Durum 11 [$t_{14} < t < t_{15}$: **Figure 4.2(k)**]: $t=t_{14}$ anında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=0$, $i_{Lsb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs14}$ ve $v_{Cp}=V_o-V_{Cs14}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta sabit I_i akımı ile C_p kondansatörü lineer olarak şarj, C_s kondansatörü deşarj olur. Bu aralık için,

$$v_{Cs} = V_{Cs14} - \frac{I_i}{C_3}(t - t_{14}) \quad (4.44)$$

yazılabilir. $t=t_{15}$ anında, C_p kondansatörünün gerilimi V_o 'a ulaşır, C_s kondansatörü gerilimi sıfır olur ve D_F diyodu ilettime geçer. D_F diyodunun ZVS altında ilettime girmesiyle bu aralık sona erer.

Durum 12 [$t_{15} < t < t_{16}$: Figure 4.2(I)]: Bu aralık boyunca D_F ana diyodu I_i giriş akımını iletmeye devam eder ve bastırma devresi aktif değildir. Bu aralığın süresi, geleneksel yükseltici dönüştürücünün kesim aralığıdır ve PWM kontrol tarafından belirlenir. Bu aralık için,

$$i_{DF} = I_i \quad (4.45)$$

eşitliği yazılabilir. Bu şekilde bir anahtarlama periyodu tamamlanmış olur.

4.4 Sonuç ve Değerlendirme

Bu bölümde ZVT-ZCT hücresinin kullanıldığı PWM yükseltici dönüştürücü incelenmiştir. Yumuşak anahtarlama hücresinin temel prensibi, ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmesini, yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve ZCT ile kesime girmesini kapsamaktadır. Ana anahtar üzerinde ilave bir gerilim ve akım stresi, yardımcı anahtar üzerinde ilave bir gerilim stresi yoktur. Buna karşılık devrenin başlıca dezavantajları aşağıda sıralanmıştır.

1. Yardımcı anahtarın akım değeri yaklaşık giriş akımının üç katı kadardır ve yüksek bir akım stresine sahiptir.
2. D_3 diyodu ilave bir akım stresine sahiptir.

YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ VE DÜŞÜK İLETİM KAYIPLI ÖRNEK BİR ZVT YÜKSELTİCİ DOĞRULTUCU

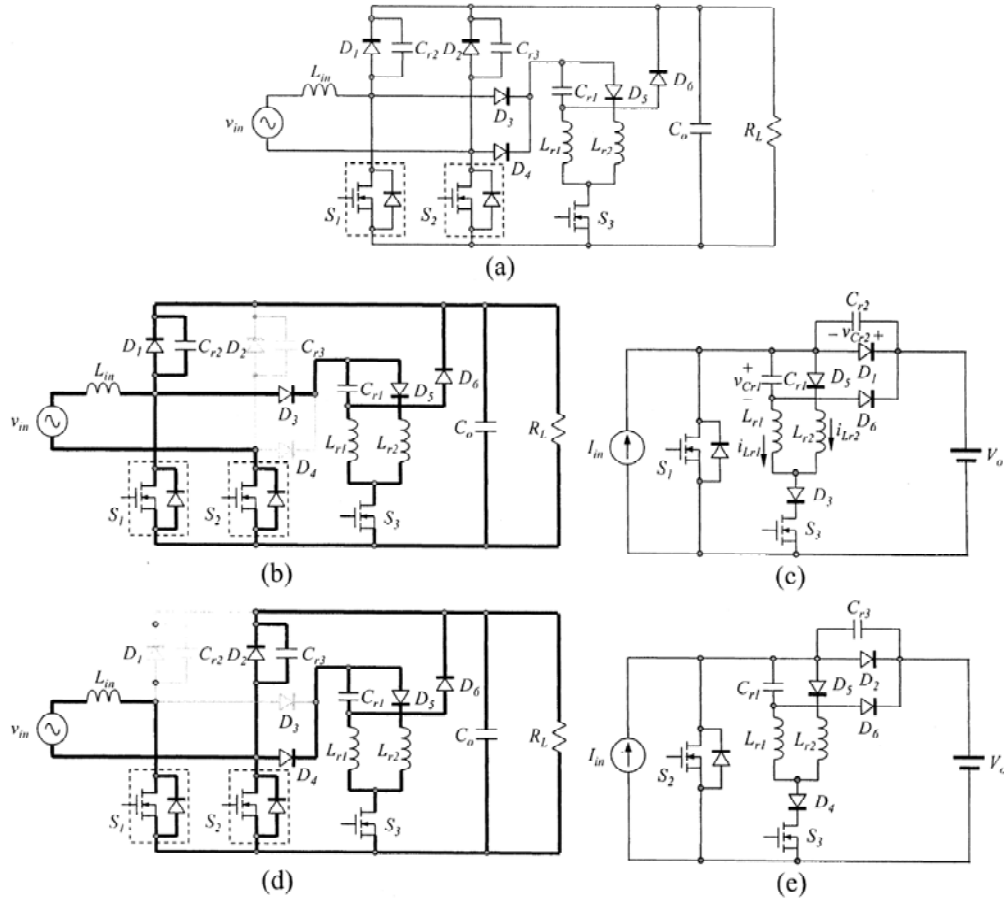
5.1 Giriş

Bu çalışmada HPF ve SS tekniklerinin birleştirilmesine yönelik çalışmalardan biri olan Wang (2005) tarafından sunulan HPF ve düşük iletim kaybına sahip ZVT-PWM yükseltici doğrultucunun çalışma prensibi incelenmiştir.

5.2 Çalışma Prensibi ve Analiz

Sunulan ZVT-PWM yükseltici doğrultucu devre şeması Şekil 5.1(a)'da görülmektedir. Devre ana devre ve yardımcı devre olmak üzere iki aşamadan oluşmaktadır. Ana devre, L_{in} , S_1 , S_2 , D_1 , D_2 ve C_o dan oluşur ve iki yükseltici dönüştürücünün çalışması sağlanır. Her bir yükseltici dönüştürücü giriş geriliminin pozitif ve negatif yarı periyotlarında çalışmaktadır. Devrenin ikinci kısmı olan yardımcı devre, sunulan devredeki bütün yarı iletken elemanların SS ile çalışmasını sağlar. Yardımcı devre D_3 , D_4 , D_5 , D_6 yardımcı diyotları, L_{r1} ve L_{r2} rezonans endüktansları, C_{r1} , C_{r2} , C_{r3} rezonans kondansatörleri ve S_3 yardımcı anahtarından oluşmaktadır. Yardımcı devre elemanlarının nominal değerleri ana devre elemanlarına göre daha düşüktür. Kontrol devresini basitleştirmek için her iki MOSFET aynı sürme devresi ile sürülmektedir. Her iki MOSFET'in sürme sinyali aynıdır ve eş zamanlı olarak iletme ve kesime girmektedirler. Giriş geriliminin pozitif yarı periyodunda akım ileri yönlü olarak S_1 'in içinden ve ters yönde S_2 'nin içinden dolaşır. Negatif yarı periyotta ise, ileri yönlü olarak S_2 içinden, ters yönde ise S_1 içinden dolaşır. Burada düşük gövde direncine sahip bir MOSFET seçilir ise gerilim düşümü ters paralel bağlı diyota göre daha düşük olur. Bu şekilde iletim kayıpları düşürülür. Her iki anahtar kesime gittiğinde, giriş akımı I_{in} , pozitif yarı periyotta D_1 üzerinden ve

negatif yarı periyotta D_2 üzerinden dolaşır. Ana akım yolu üzerinde yalnızca iki elemanın gerilim düşümü bulunmaktadır. Bu özellik de aynı zamanda iletim kayıplarını düşürür ve doğrultucu verimini artırır. Pozitif ve negatif yarı periyotlar için çalışma devresi ve eşdeğer devre modelleri Şekil 5.1(b)-(e)'de verilmiştir.



Şekil 5. 1 (a)Sunulan yüksek güç faktörlü ZVT-PWM yükseltici dönüştürücü, (b) pozitif yarı periyot için çalışma şekli, (c) pozitif yarı periyot için eşdeğer devre modeli, (d) negatif yarı periyot için çalışma şekli, (e) negatif yarı periyot için eşdeğer devre modeli [37]

Devrenin analizini kolaylaştırmak için giriş geriliminin pozitif yarı periyodu ele alınmıştır. Bütün yarı iletken elmanlar ideal kabul edilmiştir. L_{in} yeterince büyük olduğu için bir anahtarlama periyodunda akım değişimi sabit kabul edilmiştir. C_o yeterince büyük olduğu için V_o gerilim kaynağı olarak modellenmiştir. Ana anahtar iletime geçmeden önce C_{r1} ve C_{r2} gerilimleri ile L_{r1} ve L_{r2} akımları sıfır olarak kabul edilmektedir.

Giriş geriliminin pozitif yarı periyodunda, bir anahtarlama periyodu için ZVT-PWM yükseltici dönüştürücüye ait eşdeğer devre şemaları Şekil 5.2’de ve bu çalışma durumlarına ait teorik dalga şekilleri Şekil 5.3’de verilmiştir.

Durum 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 5.2 (a)]: Bu andan önce, ana anahtar S_1 ve yardımcı anahtar S_3 kesimdedir ve giriş akımı D_1 ’den dolaşarak V_o ’a ulaşır. Yardımcı anahtar S_3 ’ün $t=t_0$ anında ZCS ile iletme geçmesiyle bu aralık başlar. L_{r2} rezonans endüktansı, uçlarına uygulanan V_o gerilimi ile lineer olarak şarj olur. Aynı zamanda, C_{r1} , L_{r1} , D_3 ve S_3 arasında bir rezonans başlar. Bu şekilde, i_{Lr1} akımı ve v_{Cr1} gerilimi Şekil 5.3’de görüldüğü gibi yükselmeye başlar. Bu aralık, i_{Lr1} ve i_{Lr2} akımlarının toplamı I_{in} giriş akımına ulaştığında sona erer ve D_1 diyodu $t=t_1$ anında ZVS ile kesime girmiş olur.

Durum 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 5.2 (b)]: Bu aralıkta yardımcı devre elemanları arasındaki rezonans C_{r2} , C_{r1} , L_{r1} , D_5 , L_{r2} , D_3 ve S_3 yolu ile devam etmektedir. Rezonans akımları i_{Lr1} , i_{Lr2} ve rezonans gerilimleri v_{Cr1} , v_{Cr2} yükselmeye devam eder. Bu aralık v_{Cr2} gerilimi V_o gerilimine ulaştığında son bulur.

Durum 3 [$t_2 < t < t_3$: Şekil 5.2 (c)]: Bu aralık $t=t_2$ anında, $v_{Cr2}=V_o$ olması ile başlar ve bu anda S_1 ana anahtarının ters paralel bağlı diyodu ZVS ile iletme geçer. D_5 , L_{r2} , D_3 ve S_3 arasında i_{Lr2} akımı serbest bir şekilde dolarken, C_{r1} ve L_{r1} arasındaki rezonans devam eder, i_{Lr1} akımı azalırken, v_{Cr1} gerilimi yükselmeye devam eder. i_{Lr1} ve i_{Lr2} akımlarının toplamı tekrar giriş akımı I_{in} ’e eşit olduğunda S_1 anahtarının ters paralel bağlı diyodu doğal olarak ZCS ve ZVS ile kesime girer.

Durum 4 [$t_3 < t < t_4$: Şekil 5.2 (d)]: Bir önceki aralıkta C_{r1} ve L_{r1} arasındaki rezonans bu aralıkta da devam eder. Rezonans akımları i_{Lr1} ve i_{Lr2} S_1 ana anahtarından dolaşır ve $t=t_3$ anında ters paralel bağlı diyot ZCS ile kesime girer. i_{Lr2} akımı serbest dolaşımını sürdürürken, i_{Lr1} akımı negatif yönde yükselmeye başlar ve v_{Cr1} gerilimi yükselmeye devam eder. i_{Lr1} akımı i_{Lr2} akımına eriştiğinde D_3 diyodu doğal olarak kesime girer ve S_3 anahtarı ZCS ile kesime girer.

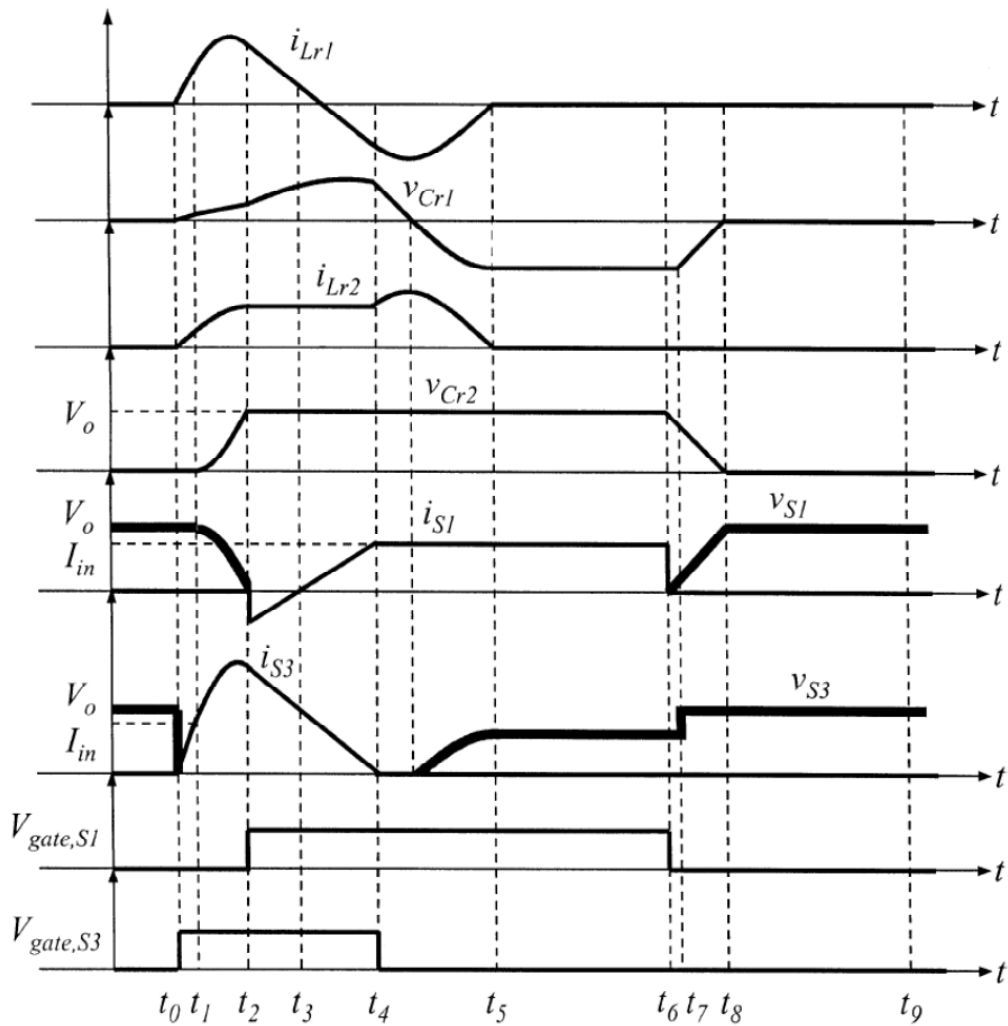
Durum 5 [$t_4 < t < t_5$: Şekil 5.2 (e)]: Bu aralık yardımcı anahtar S_3 ’ün ZCS ile kesime girmesi ile başlar. Bu şekilde L_{r1} , C_{r1} , L_{r2} ve D_5 arasında bir rezonans başlar, i_{Lr1} akımı negatif tepe değerine eriştikten sonra azalmaya başlar. i_{Lr2} akımı pozitif yönde tepe değerine eriştikten sonra azalmaya başlar, bu arada v_{Cr1} gerilimi azalır. Bu aralık i_{Lr1} ve i_{Lr2} akımlarının resetlenip D_5 diyodunun doğal olarak ZCS ile kesime girmesiyle sona erer.

Durum 6 [$t_5 < t < t_6$: Şekil 5.2 (f)]: Bu aralık geleneksel yükseltici dönüştürücünün birinci aralığıdır ve giriş akımı S_1 anahtarından dolaşarak giriş endüktansı L_{in} 'de enerji depolanır.

Durum 7 [$t_6 < t < t_7$: Şekil 5.2 (g)]: S_1 anahtarının ZVS ile kesime girmesiyle bu aralık başlar. Giriş akımı I_{in} , C_{r2} kondansatöründen dolaşır ve kondansatörün enerjisini lineer olarak deşarj eder. v_{Cr2} gerilimi v_{Cr1} gerilimine eşit olduğunda bu aralık sona erer.

Durum 8 [$t_7 < t < t_8$ Şekil 5.2 (h)]: Bu aralıkta giriş akımı I_{in} , C_{r1} , C_{r2} ve D_6 diyodu içinden geçer ve C_{r1} , C_{r2} kondansatörleri lineer olarak deşarj olurlar. Kondansatör gerilimleri sıfır olduğunda bu aralık biter.

Durum 9 [$t_8 < t < t_9$: Şekil 5.2 (i)]: Bu aralıkta giriş akımı, D_1 içinden dolaşmaya başlar ve $t=t_9$ anında S_1 anahtarına yeniden kontrol sinyali uygulandığında aralık son bulur. Bu şekilde bir anahtarlama periyodu tamamlanmış olur.



Şekil 5. 3 ZVT-PWM yükseltici dönüştürücüye ait teorik dalga şekilleri [37]

5.3 Sonuç ve Değerlendirme

Bu bölümde yeni bir yumuşak anahtarlama hücresinin kullanıldığı yüksek güç faktörlü ve düşük iletim kayıplı bir AC-DC dönüştürücü devresi incelenmiştir. Yumuşak anahtarlama hücresinin temel prensibi, ana anahtarın ZVT ile ilettime girmesini, diyodun ters toparlanma akımının kontrol edilmesini ve yardımcı anahtar ZCS ile ilettime kesime girmesini kapsamaktadır. Buna karşılık devrenin başlıca dezavantajları aşağıda sıralanmıştır.

1. Yardımcı anahtarın akım değeri yaklaşık giriş akımının üç katı kadardır ve yüksek bir akım stresine sahiptir.
2. i_{Lr2} akımı iki aralıkta serbest dolaşır ve bu da sirkülasyon enerjisi kayıplarına yol açar.
3. Kullanılan MOSFET' ler devrenin maliyeti artırmıştır.

YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ÖRNEK BİR YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜ

6.1 Giriş

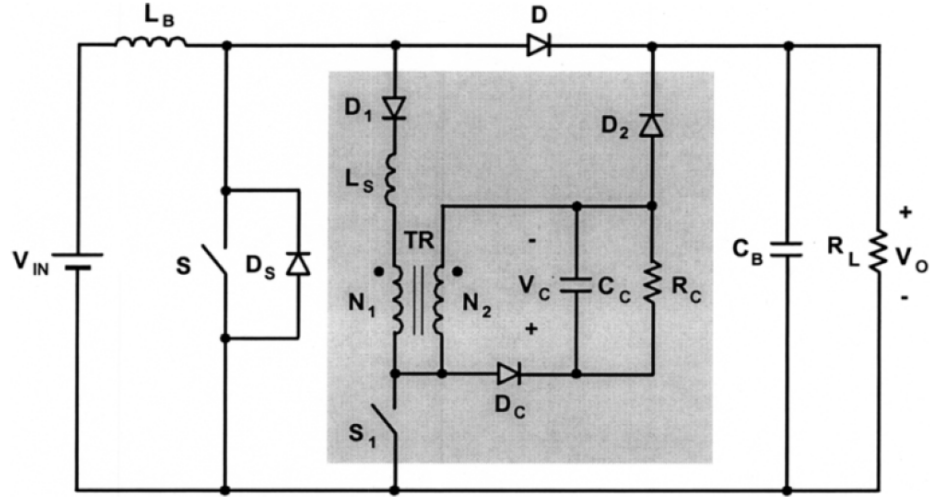
Bu çalışmada, son yıllarda HPF ve SS anahtarlama tekniklerinin birleştirilmesi konusunda yapılan çalışmalardan biri olan Yungtaek Jang ve diğerleri (2006) tarafından sunulan yüksek güç faktörlü ve yumuşak anahtarlama yükseltici dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiştir.

6.2 Çalışma Prensibi ve Analiz

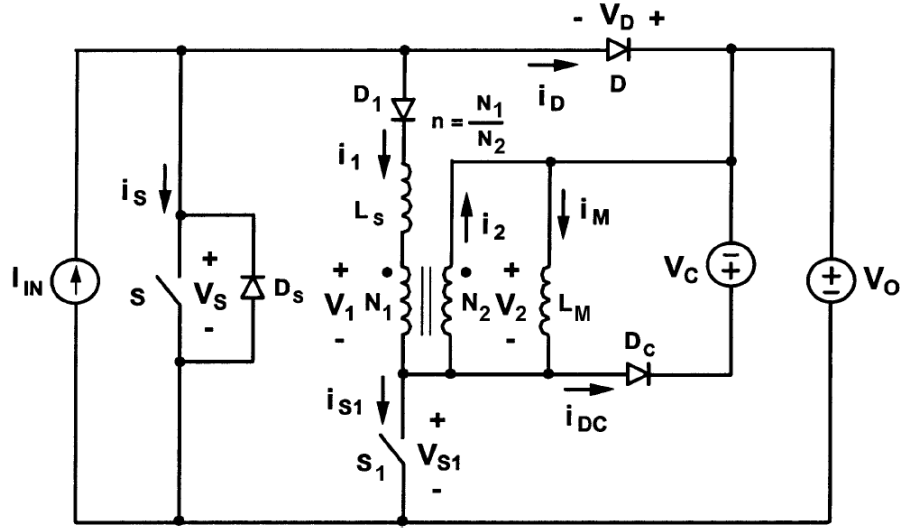
Şekil 6.1’de SS yükseltici dönüştürücünün devre şeması görülmektedir. Güç devresi V_{IN} giriş gerilim kaynağı, L_B yükseltici endüktansı, S ana anahtarı, D ana diyodu, C_B enerji depolama kondansatörü ve R_L yükünden oluşurken, yardımcı devre S_1 yardımcı anahtarı, L_S bastırma endüktansı, TR transformatörü, D_1 diyodu ve R_C - C_C - D_C ’nin oluşturduğu klamp devresinden oluşmaktadır.

Devrenin analizini basitleştirmek için oluşturulan basitleştirilmiş eşdeğer devre Şekil 6.2’de verilmiştir. Burada, C_C ve C_B kondansatörleri yeterince büyük olduğu için bir gerilim kaynağı olarak modellenmiştir. Aynı şekilde L_B endüktansı da, yeterince büyük olduğu için bir anahtarlama periyodu boyunca içinden geçen akım değişmez ve sabit bir akım kaynağı olarak kabul edilebilir. TR transformatörü L_M mıknatıslama endüktansı ile birlikte ve dönüştürme oranı $n=N_1/N_2$ olacak şekilde modellenmiştir.

Devrenin çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre modelleri Şekil 6.3’de ve bu çalışma aralıklarına ait teorik dalga şekilleri Şekil 6.4’de verilmiştir.



Şekil 6. 1 SS yükseltici dönüştürücünün devre şeması [30]



Şekil 6. 2 SS yükseltici dönüştürücünün basitleştirilmiş eşdeğer devresi [30]

S_1 anahtarının iletiminden önce, i_{IN} giriş akımı D diyodu üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. S_1 anahtarı $t=T_0$ anında iletime girer ve i_1 akımı Şekil 6.3(a)'da görüldüğü gibi TR transformatörünün N_1 sargılarından dolaşarak N_2 sargılarında i_2 akımını oluşturur. Sekonder sargı uçlarında V_o gerilimi olduğu için v_1 ve v_2 gerilimleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$v_2 = V_o \quad (6.1)$$

$$v_1 = \frac{N_1}{N_2} V_o = nV_o \quad (6.2)$$

Primer sargı gerilimi v_1 sabit olduğu için, L_S uçlarındaki gerilim sabittir ve i_1 akımı lineer olarak aşağıda ifade edildiği gibi artar.

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_o - v_1}{L_s} = \frac{V_o - nV_o}{L_s} = (1-n) \frac{V_o}{L_s} \quad (6.3)$$

Aynı şekilde L_M endüktansı akımı i_M aşağıda ifade edildiği gibi lineer olarak artar.

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{V_o}{L_M} \quad (6.4)$$

$$i_{s1} = i_1 - i_2 + i_M = i_1 - \frac{N_1}{N_2} i_1 + i_M = (1-n) i_1 + i_M \quad (6.5)$$

i_1 akımı lineer olarak arttığı için i_D akımı da aynı oranda lineer olarak azalır. $i_1 + i_D = i_{IN}$ olduğu için ana diyodun akım azalma oranı aşağıdaki gibi ifade edilebilir ve bu değişim transformatörün dönüştürme oranı n ve L_s ile kontrol edilebilir.

$$\frac{di_D}{dt} = -(1-n) \frac{V_o}{L_s} \quad (6.6)$$

Ana diyot akımı i_D , $t=T_1$ anında sıfır olur ve Şekil 6.3(a) devre aşaması sona erer. Şekil 6.3(b) ve Şekil 6.4'de görüldüğü gibi ana diyodun ters toparlanma akımı ters yönde dolaşmaya devam eder. Uygun bir L_s ve n seçimi ile bu akım azaltılır. Şekil 6.4'de görüldüğü gibi diyodun ters toparlanma akımı $t=T_2$ anında sona erer. $t=T_2$ anında Şekil 6.3(c)'deki devre aşamasında görüldüğü gibi ana diyodun parazitik kondansatörü C_D çıkış gerilimine şarj olurken, ana anahtarın parazitik kondansatörü C_{OSS} 'un enerjisi, C_D , L_s ve C_{OSS} arasındaki rezonans ile deşarj olur. L_s akımı i_1 ve S ana anahtar gerilimi v_s aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_1 = i_{IN} + i_{RR(PK)} + \frac{(1-n)V_o}{Z_C} \sin(\omega_R T) \quad (6.7)$$

$$v_s = V_o - (1-n)V_o(1 - \cos(\omega_R T)) \quad (6.8)$$

Burada rezonans frekansı ω_R ve rezonans empedansı Z_C aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_s}{C_{OSS} + C_D}} \quad (6.9)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_s(C_{OSS} + C_D)}} \quad (6.10)$$

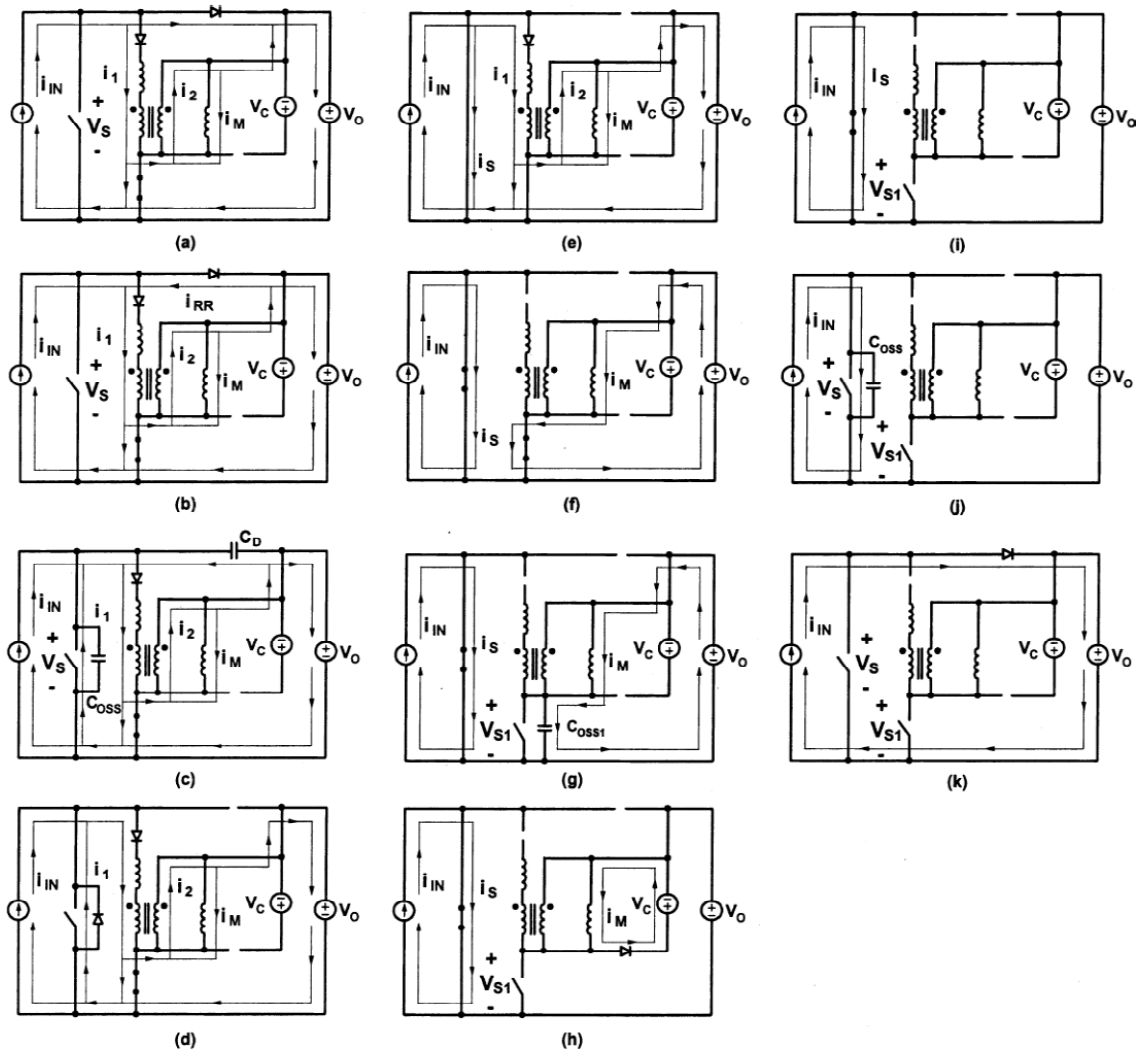
C_{oss} kondansatörü tamamen deşarj olduğunda ana anahtar için ZVT ile iletme girme durumu sağlanmış olur. Bu rezonansın sonunda, $t=T_3$ anında anahtarın gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$v_s(t = T_3) = V_o - (1 - n)V_o(1 - \cos \pi) = 0 \quad (6.11)$$

Bu ifadeye göre maksimum transformatör dönüştürme oranı n_{MAX} ,

$$n_{MAX} = 0.5 \quad (6.12)$$

olur, $n < 0.5$ seçildiğinde ana anahtar yük ve hat değişiminden etkilenmeden ZVT ile iletme geçer.

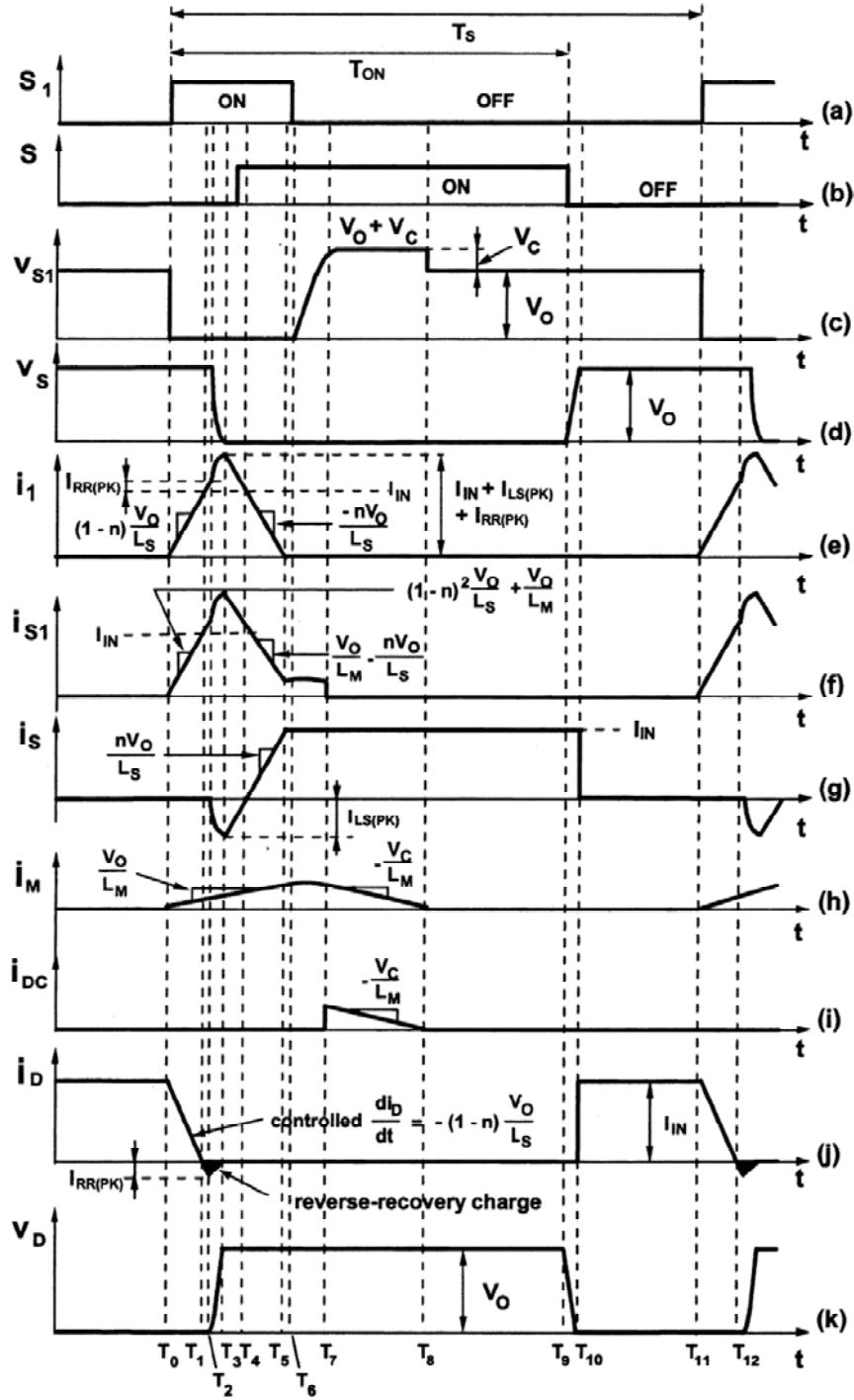


Şekil 6. 3 Sunulan devrenin çalışma durumlarına ait eşdeğer devre şemaları [30]

C_{oss} deşarjı $t=T_3$ anında tamamlandığında Şekil 6.3(d)'de görüldüğü gibi ana anahtarın ters paralel bağlı diyodu iletme geçer. Bu durumda, v_1 gerilimi ters yönde L_s

endüktansına uygulandığı için aşağıda ifade edildiği gibi L_S akımı lineer olarak azalmaya başlar.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{nV_o}{L_S} \quad (6.13)$$



Şekil 6. 4 Sunulan devreye ait teorik dalga şekilleri [30]

L_S akımının azalması ile birlikte yardımcı anahtar akımı da azalır. Bununla birlikte ana anahtar akımı negatif değerinden lineer olarak artmaya başlar. Ana anahtarın ZVT ile iletme girmesini sağlamak için ters paralel bağlı diyot iletimde iken kontrol sinyali uygulanmalıdır. Şekil 6.4'de görüldüğü gibi ana anahtar $t=T_4$ anından önce iletme geçer ve $t=T_4$ anında akımı pozitif olur ve lineer olarak yükselir. L_S akımı i_L lineer olarak azalırken, ana anahtar akımı da aynı oranla lineer olarak yükselir. Şekil 6.4'de görüldüğü gibi $t=T_5$ anında i_L akımı sıfır olur ve i_S ana anahtar akımı i_{IN} değerine erişir. Şekil 6.3(f)'de görüldüğü gibi giriş akımının tamamı ana anahtar üzerinden geçer ve yardımcı anahtar üzerinden mıknatıslanma akımı geçmeye devam eder. Mıknatıslanma akımı ana akımın yanında küçüktür bu yüzden S_1 anahtarı yaklaşık ZCS ile kesime girer. Şekil 6.3(g)'de görüldüğü gibi yardımcı anahtar $t=T_6$ anında yaklaşık ZCS ile kesime girer ve i_M mıknatıslanma akımı yardımcı anahtarın parazitik kondansatörünü şarj etmeye başlar. Yardımcı anahtar uçlarındaki gerilim V_o+V_C değerine ulaştığında D_C diyonu iletme girer ve anahtar uçlarında gerilim klamp edilir. Mıknatıslanma akımı küçük olduğu için burada diyodun anahtarlama ve iletim kayıpları ihmal edilmiştir. Şekil 6.3(h)'de görüldüğü gibi V_C gerilimi, mıknatıslanma akımını aşağıda verilen oran ile resetler.

$$\frac{di_M}{dt} = -\frac{V_C}{L_M} \quad (6.14)$$

Mıknatıslanma akımı $t=T_8$ anında sıfır olur ve devre Şekil 6.3(i)'deki eşdeğer halini alır ve geleneksel yükseltici dönüştürücünün iletim durumu gibi çalışır. Şekil 6.3(j)'de görüldüğü gibi $t=T_9$ anında ana anahtar kesime girer ve giriş akımı C_{OSS} kondansatörünü deşarj eder. C_{OSS} gerilimi $t=T_{10}$ anında V_o değerini alır ve giriş akımı ana diyor üzerinden dolaşmaya başlar. Şekil 6.3(k)'da görüldüğü gibi devre S_1 anahtarı iletme geçmeden önceki durumunu alır ve bir anahtarlama periyodu bu şekilde tamamlanır.

Sunulan devrede, S ana anahtarının ve D ana diyodunun akım ve gerilim stresleri geleneksel yükseltici dönüştürücü ile aynıdır. Bununla beraber yardımcı anahtarın gerilim stresi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_{SI(MAX)} = V_o + V_C \quad (6.15)$$

Ana diyodun ters toparlanma akımı $i_{RR(PK)}$ ve mıknatıslanma akımı i_M ihmal edildiğinde yardımcı anahtar akım stresi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_{SI(MAX)} \cong (1-n) \left[i_{IN} + \frac{(1-n)V_o}{Z_C} \right] \quad (6.16)$$

Burada yardımcı anahtar gerilim stresi V_C tarafından kontrol edilmektedir. V_C gerilimi yardımcı anahtar iletimde iken L_M 'de depolanan enerjiye ve klamp direnci R_C ' ye bağlıdır. V_C gerilimi aşağıda verildiği hesaplanabilir.

$$\frac{1}{2} L_M \left(\frac{V_o}{L_M} D_{SI} T_s \right)^2 f_s = \frac{V_C^2}{R_C} \quad (6.17)$$

Burada D_{SI} , yardımcı anahtarın bağıl iletim süresi, T_s anahtarlama periyodu ve f_s anahtarlama frekansıdır. Buradan V_C ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir. Minimum V_C değeri maksimum L_M ile sağlanır ve böylece klamp devresi kayıpları ve R_C üzerinde harcanan kayıplar azalır.

$$V_C = \sqrt{\frac{R_C}{2f_s L_M}} (D_{SI} V_o) \quad (6.18)$$

Bastırma endüktansı L_S , ana diyodun istenen değerde akım azalma oranına göre aşağıda verildiği gibi belirlenir.

$$L_S = \frac{(1-n)V_o}{\frac{di_D}{dt}} \quad (6.19)$$

Burada L_S değerini minimize etmek için transformatör dönüştürme oranı n küçültülür. Fakat $n_{MAX}=0.5$ olacağı için dönüştürme oranının 0.3-0.5 arasında seçilmesi uygun olur. Maksimum transformatör dönüştürme oranının seçilmesi (6.16) eşitliğine göre yardımcı anahtar akım stresini minimum yapmaktadır.

6.3 Sonuç ve Değerlendirme

Bu bölümde yumuşak anahtarlama hücresinin kullanıldığı HPF bir AC-DC dönüştürücü incelenmiştir. Yumuşak anahtarlama hücresinin temel prensibi, ana anahtarın ZVT ile iletme girmesini, diyodun ters toparlanma akımının kontrol edilmesini ve yardımcı

anahtar akım stresinin minimum yapılmasını kapsamaktadır. Buna karşılık devrenin başlıca dezavantajları aşağıda sıralanmıştır.

1. Yardımcı anahtarın gerilim stresini azaltmak, klamp devresinin ve klamp direnci R_C 'nin kayıplarını azaltmak için mıknatıslama endüktansı büyük bir transformatör gerekmektedir.
2. Yardımcı anahtar üzerinde mıknatıslama akımı var iken kesime girer. Bu şekilde yardımcı anahtarın kesime girmesi kısmen sert gerçekleşir.
3. Mıknatıslama endüktansında depolanan enerjinin resetlenmesi için büyük değerli bir kondansatör ve bir direnç kullanılır.
4. Yardımcı anahtar ve yardımcı diyot üzerinde ilave bir gerilim stresi mevcuttur.

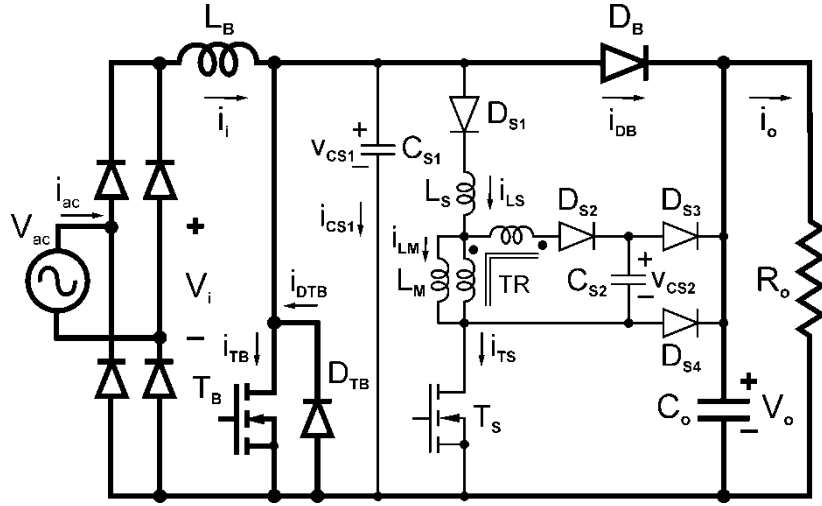
YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN İNCELENMESİ

7.1 Giriş

Bu bölümde geliştirilen yeni bir yüksek güç faktörlü ve yumuşak anahtarlama (SS-HPF) AC-DC dönüştürücünün çalışma prensibi ve etraflı bir kararlı durum analizi sunulmuştur. Aynı zamanda, dönüştürücünün tasarım parametreleri belirlenerek bir simülasyon çalışması yapılmıştır.

7.2 Tanım ve Kabuller

Sunulan yüksek güç faktörlü ve yumuşak anahtarlama AC-DC dönüştürücünün devre şeması Şekil 7.1’de görülmektedir. Ana akım devresinde, V_{ac} hat gerilimi, i_{ac} hat akımı, V_i doğrultulmuş giriş gerilimi, V_o çıkış gerilimi, L_B yükseltici endüktans, T_B yükseltici anahtar, D_{TB} ana anahtarın ters-paralel diyotu ve D_B yükseltici diyottur. Aktif bastırma hücresinde, T_S yardımcı anahtar, TR orta uçlu transformatör, L_S bastırma endüktansı, C_{S1} ve C_{S2} bastırma kondansatörleri ve D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} , D_{S4} yardımcı diyotlardır. C_{S1} kondansatörü, ana anahtar ve ana diyotun parazitik kondansatörlerini kapsar.



Şekil 7. 1 Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün devre şeması

7.3 Çalışma Prensipleri ve Analiz

Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün bir çalışma periyodu 11 aralıktan oluşmaktadır. Bu aralıklara ait eşdeğer devre şemaları Şekil 7.2’de ve temel dalga şekilleri Şekil 7.3’de verilmiştir. Sunulan devrenin detaylı analizi aşağıda sunulmuştur.

Aralık 1 $[t_0 < t < t_2]$: $t=t_0$ anında $v_{CS1}=V_o$, $v_{CS2}=0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=0$, $i_{DB}=I_i$, $i_{LS}=i_{LM}=0$ bağıntıları geçerlidir. Bu andan önce T_B ve T_S anahtarları kesimdedir ve giriş akımının tamamı D_B diyodu üzerinden geçmektedir. $t=t_0$ anında T_S ’e kontrol sinyalinin uygulanmasıyla L_S , L_M ve C_{S2} arasında bir rezonans başlar. Oluşan bu rezonans devresinde, i_{LS} akımı yükselir ve C_{S2} kondansatörü dolar. Bu aralığın analizi sonucunda elde edilen eşitlikler aşağıda verilmiştir.

$$i_{LS} = \frac{V_o}{L_S + L_M}(t - t_0) + \frac{V_o}{\omega_1 L_S} \frac{L_M}{L_S + L_M} \sin(\omega_1(t - t_0)) \quad (7.1)$$

$$i_{DB} = I_i - i_{LS} = I_i - \frac{V_o}{L_S + L_M}(t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_1 L_S} \frac{L_M}{(L_S + L_M)} \sin(\omega_1(t - t_0)) \quad (7.2)$$

$$i_{LM} = \frac{V_o}{L_S + L_M}(t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_1(L_S + L_M)} \sin(\omega_1(t - t_0)) \quad (7.3)$$

$$v_{CS2} = 2V_o \frac{L_M}{L_S + L_M} (1 - \cos(\omega_1(t - t_0))) \quad (7.4)$$

$t=t_1$ anında, i_{LS} akımı I_i giriş akımına ulaştığında, $i_{DB}=0$ olur. Daha sonra, D_B diyodundan ters akım geçmeye başlar. $t=t_2$ anında, $v_{CS2}=V_o$ olduğunda bu aralık son bulur ve D_{S3} diyodu SS ile ilettime geçer. Bu aralığın süresi,

$$t_{02} = \frac{1}{\omega_1} \frac{\pi}{2} \quad (7.5)$$

şeklinde bulunur. Bu aralıkta daima $i_{TS}=i_{LS}$ eşitliği geçerlidir. Yukarıda verilen eşitliklerde,

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_S + L_M}{4L_S L_M C_{S2}}} \quad (7.6)$$

bağıntısı mevcuttur. Bu aralıkta seri bağlı L_S endüktansı sayesinde, T_S anahtarı ZCS ile ilettime girer.

Aralık 2 [$t_2 < t < t_3$]: $t=t_2$ anında, $v_{CS1}=V_o$, $v_{CS2}=V_o$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=I_{TS2}$, $i_{DB}=I_i - I_{LS2}$, $i_{LS}=I_{LS2}$, $i_{LM}=I_{LM2}$, $i_{DS3}=0$ bağıntıları geçerlidir. D_B diyodundan ters toparlanma akımı geçmeye devam eder ve D_{S3} diyodu iletimdedir. Bu aralıkta, orta uçlu transformatörün iki ucu V_o gerilimi ile irtibatlıdır. Transformatörün her iki yarısında $V_o/2$ kadar eşit gerilim oluşur. Bu durumda, aşağıdaki bağıntılar bulunur.

$$i_{LS} = I_{LS2} + \frac{V_o}{2L_S}(t - t_2) \quad (7.7)$$

$$i_{LM} = I_{LM2} + \frac{V_o}{2L_M}(t - t_2) \quad (7.8)$$

$$i_{DB} = I_i - I_{LS2} - \frac{V_o}{2L_S}(t - t_2) \quad (7.9)$$

$$i_{DS3} = \frac{i_{LS} - i_{LM}}{2} \quad (7.10)$$

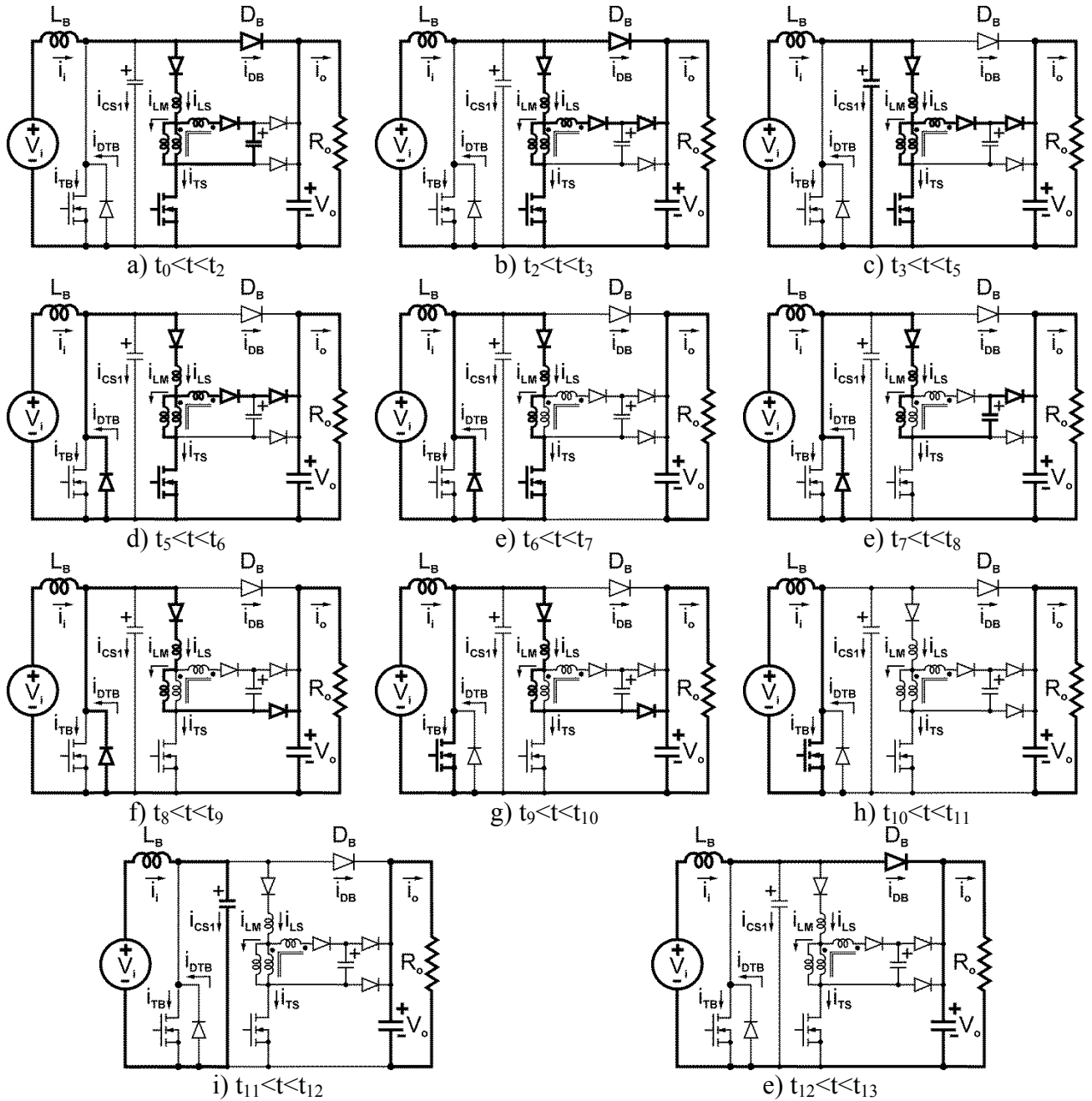
$$i_{TS} = i_{LS} - i_{DS3} = \frac{I_{LS2} + I_{LM2}}{2} + \frac{V_o}{2L_S}(t - t_2) \quad (7.11)$$

Bu aralıkta D_B diyodunun kesime girme işlemi sürerken, orta uçlu trafo vasıtasıyla çıkış gerilim kaynağına enerji aktarımı gerçekleşir. Bütün akım değişimleri lineerdir. $t=t_3$

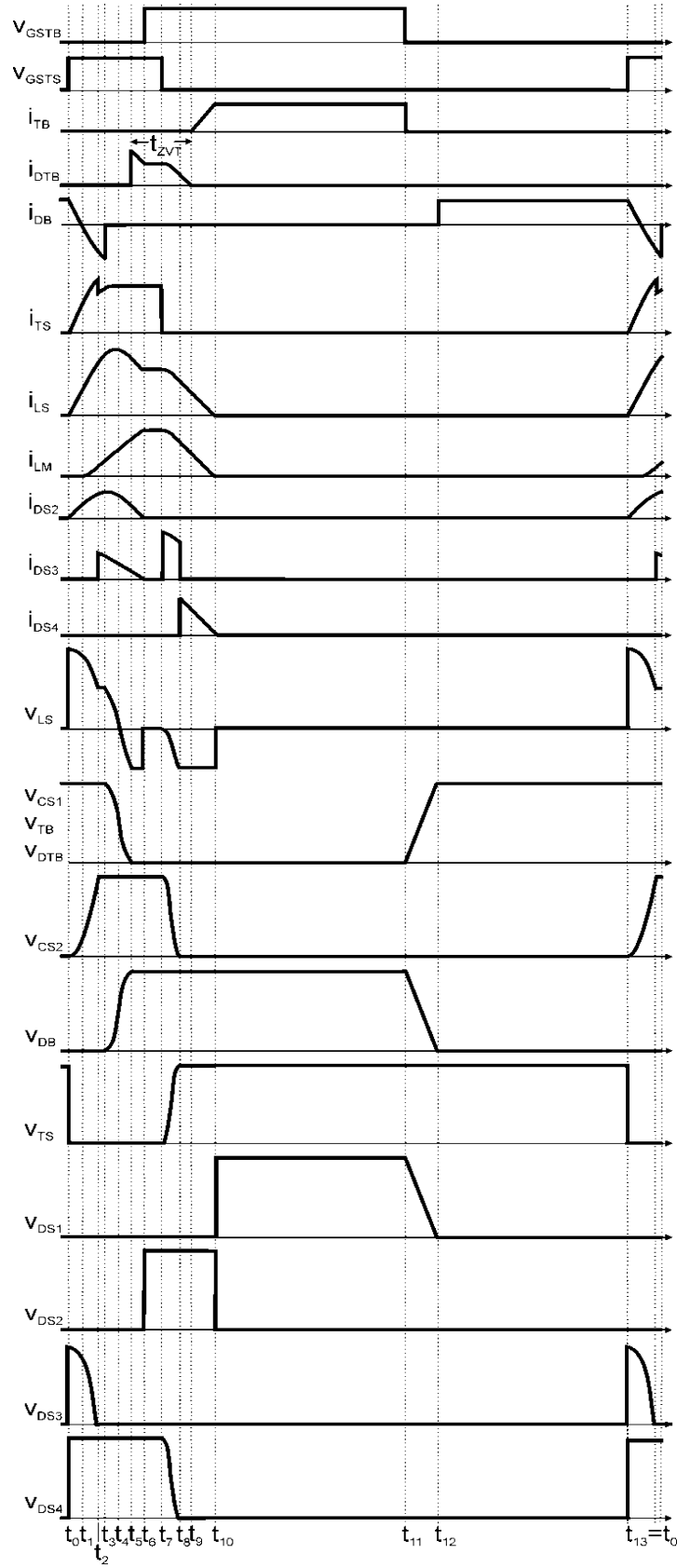
anında, ters akımı $-I_{\pi}$ değerine erişen D_B diyodunun yumuşak kesime girmesi ile bu aralık sona erer. Bu aralığın süresi,

$$t_{23} = \frac{2L_S}{V_o} (I_i + I_{\pi} - I_{LS2}) \quad (7.12)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 7. 2 Yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları



Şekil 7. 3 Yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün çalışma durumlarına ait temel dalga şekilleri

Aralık 3 [$t_3 < t < t_5$]: $t=t_3$ anında, $v_{CS1}=V_0$, $v_{CS2}=V_0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=I_{LS}-I_{DS3}$, $i_{DB}=0$, $i_{LS}=I_i+I_{rr}$, $i_{LM}=I_{LM3}$, $i_{DS3}=I_{DS33}$ bağıntıları geçerlidir. Bu aralıkta yine transformatörün iki yarısında eşit gerilim ve akım mevcuttur. D_B diyodunun kesime girmesi ile birlikte C_{S1} kondansatörü ve L_S arasında bir rezonans başlar. Oluşan bu rezonans ile i_{LS} akımı yükselir ve kondansatör gerilimi v_{CS1} azalır. Uçlarında sabit $V_0/2$ gerilimi bulunan L_M akımı lineer olarak yükselmeye devam eder. Bu değişimleri ifade eden denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_{LS} = I_{\pi} \cos(\omega_2(t - t_3)) + \frac{V_0}{2Z_2} \sin(\omega_2(t - t_3)) + I_i \quad (7.13)$$

$$i_{LM} = I_{LM3} + \frac{V_0}{2L_M}(t - t_3) \quad (7.14)$$

$$i_{DS3} = \frac{i_{LS} - i_{LM}}{2} \quad (7.15)$$

$$i_{TS} = i_{LS} - i_{DS3} = \frac{I_{\pi}}{2} \cos(\omega_2(t - t_3)) + \frac{V_0}{4Z_2} \sin(\omega_2(t - t_3)) + \frac{V_0}{4L_M}(t - t_3) + \frac{I_{LM3}}{2} + \frac{I_i}{2} \quad (7.16)$$

$$v_{CS1} = V_0 - \frac{V_0}{2}(1 - \cos(\omega_2(t - t_3))) - I_{\pi}Z_2 \sin(\omega_2(t - t_3)) \quad (7.17)$$

$t=t_4$ 'te $v_{CS1}=V_0/2$ olduğu zaman $I_{LS4}=I_{LSmax}$ olur. Bu durumda denklem (7.13) ve (7.17)'dan,

$$t_{34} = \frac{1}{\omega_2} \text{tg}^{-1}\left(\frac{V_0}{2I_{\pi}Z_2}\right) \quad (7.18)$$

$$i_{LS}(t_4) = I_{LSmax} = \sqrt{I_{\pi}^2 + \left(\frac{V_0}{2Z_2}\right)^2} \quad (7.19)$$

$$W_{LS}(t_4) = W_{LSmax} = \frac{1}{2}L_S I_{LSmax}^2 \quad (7.20)$$

bulunur. $t=t_5$ 'te $v_{CS1}=0$ olması ile D_{TB} SS ile iletme geçer ve bu aralık son bulur. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarımı sürer. Böylece bu aralığın süresi,

$$t_{35} < \frac{1}{\omega_2} \pi \quad (7.21)$$

şeklinde ifade edilebilir. Yukarıda verilen eşitliklerde,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_{S1}}} \quad (7.22)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_S}{C_{S1}}} \quad (7.23)$$

bağıntıları mevcuttur.

Aralık 4 [t_5 - t_6]: $t=t_5$ anında $v_{CS1}=0$, $v_{CS2}=V_0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=I_{TS5}$, $i_{DB}=0$, $i_{LS}=I_{LS5}$, $i_{LM}=I_{LM5}$, $i_{DS3}=I_{DS35}$, $i_{DTB5}=I_{LS5}-I_i$ bağıntıları geçerlidir. D_{TB} diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta, sabit olmak üzere, L_S üzerinde $-V_0/2$ ve L_M üzerinde $V_0/2$ gerilimi mevcuttur. Lineer olarak L_S akımı azalır ve L_M akımı artmaya devam eder. Bu aralık için değişim denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$i_{LS} = I_{LS5} - \frac{V_0}{2L_S}(t - t_5) \quad (7.24)$$

$$i_{LM} = I_{LM5} + \frac{V_0}{2L_M}(t - t_5) \quad (7.25)$$

$$i_{DS3} = \frac{i_{LS} - i_{LM}}{2} \quad (7.26)$$

$$i_{TS} = i_{LS} - i_{DS3} \quad (7.27)$$

$$i_{DTB} = i_{LS} - I_i \quad (7.28)$$

$t=t_6$ 'da $i_{LS}=i_{LM}$ ve orta uçlu transformatörün her iki yarısındaki akımlar, $i_{TRP}=i_{TRS}=0$ olur. Böylece D_{S3} diyodu SS ile kesime girer ve bu aralık son bulur. Bu aralıkta da çıkışa enerji aktarımı devam eder. Bu durumda bu aralık için geçen toplam süre (7.24) ve (7.25)'ten,

$$t_{56} = \frac{2(I_{LS5} - I_{LM5})L_M L_S}{V_0(L_M + L_S)} \quad (7.29)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Aralık 5 [t_6 - t_7]: $t=t_6$ anında $v_{CS1}=0$, $v_{CS2}=V_0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=I_{TS6}$, $i_{DB}=0$, $i_{LS}=i_{LM}=I_{LS6}$, $i_{DS3}=0$, $i_{DTB}=I_{LS6}-I_i$ bağıntıları geçerlidir. D_{TB} diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta, i_{LS} akımının I_i giriş akımından fazla olan kısmı serbest bir şekilde D_{TB} üzerinden dolaşır.

Bu aralık kontrolde esneklik sağlar. ZVT'yi sağlayabilmek için D_{TB} diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta T_B anahtarına kontrol sinyali uygulanır. Ancak içersinden akım geçmeyen T_B anahtarı, T_S yardımcı anahtarın sinyali kesilmeden iletme girmez.

$$i_{LS} = i_{LM} = i_{TS} = I_{LS6} \quad (7.30)$$

$$i_{DTB} = I_{LS6} - I_i \quad (7.31)$$

$t=t_7$ 'de T_S 'in kontrol sinyali kesilir ve bu aralık son bulur. ZVT süresi olarak tanımlanan bu aralığın süresi,

$$t_{67} = \text{seçilir} \quad (7.32)$$

şeklinde yazılabilir ve bu aralık serbest olarak seçilir.

Aralık 6 [t_7 - t_8]: $t=t_7$ anında $v_{CS1}=0$, $v_{CS2}=V_0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=0$, $i_{DB}=0$, $i_{LS}=i_{LM}=I_{LS7}$, $i_{DS3}=0$, $i_{DTB}=I_{LS7}-I_i$ bağıntıları geçerlidir. T_S anahtarının kesime girmesi ile L_S ve L_M 'nin ortak olan akımı C_{S2} ve D_{S3} üzerinden devresini tamamlar. Böylece L_S , L_M ve C_{S2} arasında bir rezonans meydana gelir. Bu rezonans ile V_0 gerilimi ile dolu olan C_{S2} kondansatörü deşarj olur. Böylece T_S anahtarı ZVS ile kesime girer. Bu aralığa ait eşitlikler aşağıda verilmiştir.

$$i_{LS} = i_{LM} = i_{DS3} = I_{LS7} \cos(\omega_3(t - t_7)) \quad (7.33)$$

$$i_{DTB} = i_{LS} - I_i \quad (7.34)$$

$$v_{CS2} = V_0 - I_{LS7} Z_3 \sin(\omega_3(t - t_7)) \quad (7.35)$$

$t=t_8$ 'de $v_{CS2}=0$ olur, SS ile D_{S4} 'ün iletme girmesi ile bu aralık biter. Bu aralık için geçen süre,

$$t_{78} = \frac{1}{\omega_3} \sin^{-1} \frac{V_0}{I_{LS7} Z_3} \quad (7.36)$$

şeklinde ifade edilebilir. Yukarıdaki eşitliklerde,

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{(L_S + L_M)C_{S2}}} \quad (7.37)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_S + L_M}{C_{S2}}} \quad (7.38)$$

bağıntıları mevcuttur. Bu aralıkta hem çıkışa enerji aktarımı hem de T_S 'nin ZVS ile kesime ve D_{S4} 'ün ZVS ile ilettime girmesi sağlanır.

Aralık 7 [t_8 - t_9]: $t=t_8$ anında $v_{CS1}=0$, $v_{CS2}=0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=0$, $i_{DB}=0$, $i_{LS}=i_{LM}=I_{LS8}$, $i_{DS3}=0$, $i_{DTB}=I_{LS8}-I_i$, $i_{DS4}=I_{LS8}$ bağıntıları geçerlidir. D_{S4} diyodunun ilettime girmesi ile L_S ve L_M endüktanslarına toplam ve ters olarak $-V_o$ gerilimi uygulanır. Böylece, i_{LS} veya i_{LM} akımı lineer olarak azalır ve çıkışa enerji aktarılır. Bu durumda, aşağıdaki bağıntılar bulunur.

$$i_{LS} = i_{LM} = I_{LS8} - \frac{V_o}{L_S + L_M} (t - t_8) \quad (7.39)$$

$$i_{DTB} = i_{LS} - I_i \quad (7.40)$$

$t=t_9$ 'da $i_{LS}=I_i$ olması ile D_{TB} SS ile kesime, T_B SS ile ilettime geçer ve bu aralık biter. Bu aralık için geçen süre,

$$t_{89} = \frac{(I_{LS8} - I_i)(L_S + L_M)}{V_o} \quad (7.41)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu aralıkta da çıkışa enerji aktarılır.

4.-7. aralıkların tamamında ana anahtarın diyodu iletimde olduğu için toplam ZVT süresi,

$$t_{ZVT} = t_{56} + t_{67} + t_{78} + t_{89} \quad (7.42)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Aralık 8 [t_9 - t_{10}]: $t=t_9$ anında $v_{CS1}=0$, $v_{CS2}=0$, $i_{TB}=0$, $i_{TS}=0$, $i_{DB}=0$, $i_{LS}=i_{LM}=I_i$, $i_{DS3}=0$, $i_{DTB9}=0$, $i_{DS4}=I_i$ bağıntıları geçerlidir. T_B 'nin ZVT ile ilettime geçmesi ile akımı lineer yükselmeye başlar. Bu durumda aşağıdaki bağıntılar bulunur.

$$i_{LS} = i_{LM} = I_i - \frac{V_o}{L_S + L_M} (t - t_9) \quad (7.43)$$

$$i_{TB} = \frac{V_o}{L_S + L_M} (t - t_9) \quad (7.44)$$

$t=t_{10}$ 'da $i_{LS}=0$ ve $i_{TB}=I_i$ olur. D_{S3} ve D_{S4} 'ün SS ile kesime girmesi ile bu aralık biter. Bu aralık için geçen süre,

$$t_{910} = \frac{I_{LS9}(L_S + L_M)}{V_o} \quad (7.45)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Aralık 9 [t₁₀-t₁₁]: t=t₁₀ anında v_{CS1}=0, v_{CS2}=0, i_{TB}=I_i, i_{TS}=0, i_{DB}=0, i_{LS}=i_{LM}=0, i_{DS3}=0, i_{DTB}=0, i_{DS4}=0 bağıntıları geçerlidir. Bu aralık temel yükseltici dönüştürücü iletim aralığıdır. T_B anahtar akımı,

$$i_{TB} = I_i \quad (7.46)$$

olur. t=t₁₁'de T_B anahtarının kontrol sinyalinin kesilmesi ile bu aralık son bulur.

Aralık 10 [t₁₁-t₁₂]: t=t₁₁ anında v_{CS1}=0, v_{CS2}=0, i_{TB}=I_i, i_{TS}=0, i_{DB}=0, i_{LS}=i_{LM}=0, i_{DS3}=0, i_{DTB}=0, i_{DS4}=0 bağıntıları geçerlidir. T_B anahtarının kesime girmesi ile bu anahtara paralel bağlı C_{S1} kondansatörünün gerilimi lineer bir şekilde yükselir. Bu duruma kondansatör gerilimin bağıntısı aşağıda verilmiştir.

$$v_{TB} = \frac{I_i}{C_{S1}}(t - t_{11}) \quad (7.47)$$

t=t₁₂'de v_{CS1}=V_o olması ve D_B diyodunun ZVS ile ilettime girmesi ile bu aralık biter. Bu aralık için geçen süre,

$$t_{1112} = \frac{V_o C_{S1}}{I_i} \quad (7.48)$$

şeklinde ifade edilebilir. Anahtara paralel bağlı C_{S1} kondansatörü sayesinde T_B anahtarı ZVS ile kesime girer.

Aralık 11 [t₁₂-t₁₃]: t=t₁₂ anında v_{CS1}=V_o, v_{CS2}=0, i_{TB}=I_i, i_{TS}=0, i_{DB}=0, i_{LS}=i_{LM}=0, i_{DS3}=0, i_{DTB}=0, i_{DS4}=0 bağıntıları geçerlidir. Yükseltici dönüştürücünün normal kesim aralığıdır. Bu aralık için aşağıdaki bağıntı geçerlidir.

$$i_{DB} = I_i \quad (7.49)$$

t₁₃=t₀ anında, T_S anahtarına tekrar kontrol sinyalinin verilmesiyle bir çalışma periyodu tamamlanır ve yeni bir çalışma periyodu başlar.

7.4 Dönüştürücünün Tasarımı

Dönüştürücünün tasarımı, güç devresi, bastırma devresi ve kontrol devresi tasarımından oluşmaktadır.

7.4.1 Güç Devresinin Tasarımı

Sunulan SS-HPF AC-DC dönüştürücü devresinde, güç devresinin tasarımı klasik yükseltici dönüştürücüye benzemektedir. Burada iyi bir PFC yapılabilmesi için kritik bir parametre olan yükseltici endüktansının belirlenmesi ve çıkış gerilimi depolama kondansatörünün belirlenmesi üzerinde durulmuştur.

1) Yükseltici endüktansı belirlenirken, istenen endüktans akımı değişimi göz önünde bulundurulur. Endüktans akımı değişimi, en düşük hat gerilimi ve maksimum yük akımına göre belirlenir. Endüktans akımının maksimum değeri, nominal güce ve en düşük hat gerilimine göre aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$I_{i(mak)} = \frac{2 \times P_i}{\sqrt{2} \times V_{ac(min)}} \quad (7.50)$$

Bu durumda endüktans akımı değişimi aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$\Delta I_i = I_{i(mak)} \times da \text{ lg alanma oranı} \quad (7.51)$$

Son olarak, minimum hat gerilimine göre dönüştürücünün maksimum bağlı iletim süresi aşağıdaki gibi belirlenerek yükseltici endüktansı değeri elde edilebilir.

$$D_{(mak)} = \frac{V_o - \sqrt{2} V_{i(min)}}{V_o} \quad (7.52)$$

$$L_B = \frac{V_{i(min)} \times D_{(mak)} \times T_s}{\Delta I_i} \quad (7.53)$$

Burada T_s , dönüştürücünün anahtarlama periyodunu ifade etmektedir.

2) C_o çıkış kondansatörünün seçiminde, yüksek frekanslı akım dalgalanmaları, 100 Hz'lik harmonik akım dalgalanmaları, DC çıkış gerilimi ve gerilim tutma süresi (hold-up time) gibi parametreler göz önünde bulundurulmaktadır. Tutma zamanı, çıkış gücünün,

kondansatörde depolanan enerjinin, çıkış geriliminin ve yükün çalışacağı minimum gerilimin bir fonksiyonu durumundadır. Bunlara bağlı olarak, kondansatör seçimi aşağıda verilen tutma zamanı ifadesine göre yapılabilir.

$$C_o = \frac{2 \times P_o \times t_H}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} \quad (7.54)$$

7.4.2 Bastırma Devresinin Tasarımı

ZVT-PWM yükseltici dönüştürücüler için sunulan yeni aktif bastırma hücresinin tasarımı, gerçekte daha önce sunulan ZVT dönüştürücülerden pek farklı değildir. Bu bastırma devresinin temel farkı, normalde gerekli olan L_S bastırma endüktansı ile aynı değerde bir L_M mıknatıslama endüktansına sahip olan orta uçlu bir TR transformatörünün kullanılmasıdır. Ana anahtar ve ana diyot ile yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlamalarına dayalı olarak yapılan tasarım kriterleri kısaca aşağıda sıralanmıştır.

1) Endüktans akımının maksimum hızla arttığı kabul edilerek, ZCS ile yardımcı anahtarın iletime ve ana diyodun kesime girebilmesi için, sırasıyla aşağıdaki bağıntıların sağlanması gerekir.

$$L_S \geq \frac{V_o}{I_i} t_{rTS} \quad (7.55)$$

$$L_S \geq \frac{V_o}{I_i} 3t_{tr} \quad (7.56)$$

Burada, t_{rTS} yardımcı anahtarın akım yükselme süresi ve t_{tr} ana diyodun ters toparlanma süresidir. L_S 'nin gereğinden büyük seçilmesi, geçici rejim aralıkları ile kayıpları artırır ve çıkış gerilimin kontrol aralığını sınırlar.

2) Orta uçlu trafonun mıknatıslama endüktansı, bastırma endüktansına eşit olarak seçilir.

$$L_M = L_S \quad (7.57)$$

Burada kısaca, $L_M > L_S$ olması durumunda D_{S2} diyodunun ek gerilim stresine maruz kalacağı ve $L_M < L_S$ durumunda trafonun enerji aktarımının zayıflayacağı ve akım stresinin artacağı söylenebilir.

3) Ana anahtarın ZVS ile kesime girebilmesi için, aşağıdaki bağıntının sağlanması gerekir.

$$C_{S1} \geq \frac{I_i}{V_o} t_{fTB} \quad (7.58)$$

Burada, t_{fTB} ana anahtarın akım düşme süresidir. C_{S1} 'in gereğinden büyük seçilmesi, yine geçici rejim aralıkları ile kayıpları artırır ve çıkış gerilimin kontrol aralığını sınırlar.

4) $t=t_7$ anında, $V_{CS2}=V_o$ ve $I_{LS}=I_{LM}$ iken yardımcı anahtarın sinyali kesildiğinde, L_S+L_M ile C_{S2} arasında bir rezonans oluşur. Bu rezonans ile C_{S2} gerilimi $t=t_8$ anında sıfır olur ve böylece yardımcı anahtar ZVS ile kesime girer. Bu durumda, yardımcı anahtarın ZVS ile kesime girebilmesi için, aşağıdaki bağıntının sağlanması gerekir.

$$t_{78} = \frac{1}{\omega_3} \sin^{-1} \frac{V_o}{I_{LS7} Z_2} > t_{fTS} \quad (7.59)$$

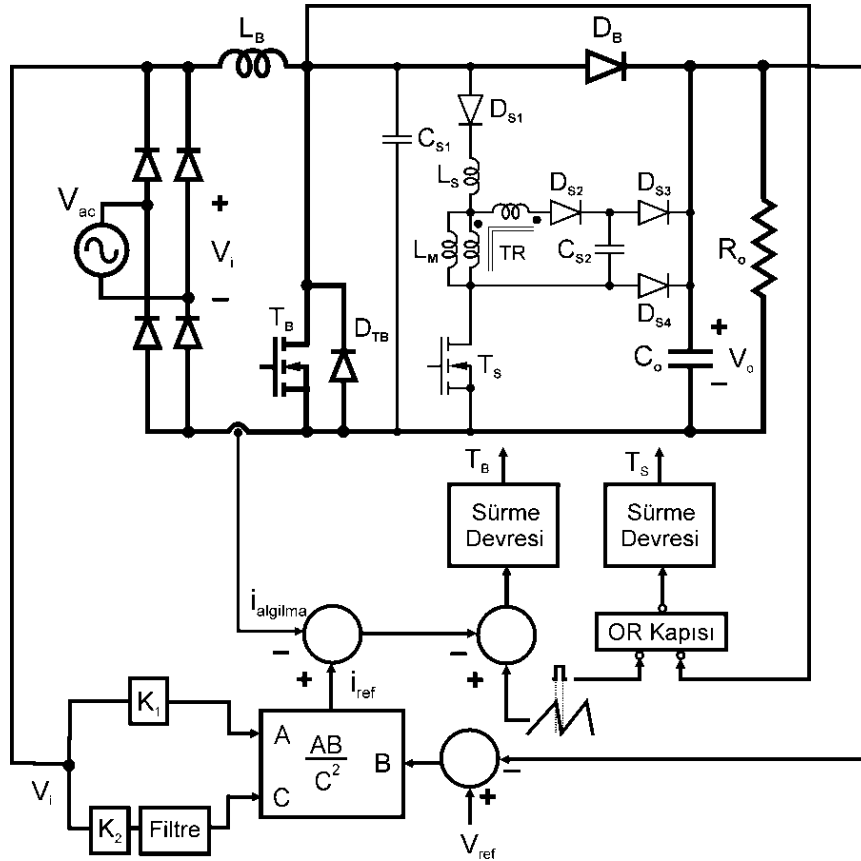
Burada, t_{fTS} yardımcı anahtarın akım düşme süresidir. L_S ve L_M endüktanslarında biriken enerjiye göre C_{S2} değeri oldukça küçük olduğundan, C_{S2} kondansatörü yaklaşık olarak sabit $I_{LS7}=I_{LM7}$ akımıyla deşarj olur. Bu akımın başlangıç değeri I_i giriş akımının çok az üzerinde olduğundan, bu kondansatörün değeri için aşağıdaki bağıntı da dikkate alınabilir.

$$C_{S2} \geq \frac{I_i}{V_o} t_{fTS} \quad (7.60)$$

7.4.3 Kontrol Devresinin Tasarımı

Bu çalışmada, sabit anahtarlama frekansında çalışması, gürültü hassasiyetinin az olması, referans akım ile ortalama akım arasındaki hatanın en az olduğu, endüktans akımının ortalama değerini takip eden ortalama akım modlu kontrol tercih edilmiştir. Kontrol devresinin tasarımı analog olarak yapılmış ve kontrolör olarak Texas Instruments firmasının ürünü olan UC3855A entegresi kullanılmıştır. UC3855A, entegresi birim güç faktörü sağlayan ana anahtarın kontrol sinyalini üretirken, aynı zamanda ana anahtarın ZVT ile ilettime girmesini sağlayan yardımcı anahtarın kontrol sinyalini de üretmektedir. Güç devresi ile birlikte basitleştirilmiş kontrol devresi blok diyagramı Şekil 7.4'de verilmiştir.

Giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüsoidal olmasını sağlamak için, doğrultucunun çıkışından bir gerilim bölücü ile bir doğrultulmuş sinüsoidal dalga örneği alınır. Akım referans sinyalini elde etmek için, bu giriş sinüsoidal dalga örneği ile çıkış geriliminin geri besleme çıkışı çarpılır ve giriş geriliminin ileri besleme çıkışının karesine bölünür. Bu çarpma/bölme işlemi referans akımın elde edildiği toplam kontrol çevirim kazancını sabit tutar ve çıkış geriliminin geri besleme çıkışı yüke aktarılan gücü kontrol eder. Bu bölme işlemi olmasaydı toplam kontrol çevirim kazancı giriş gerilimin karesi ile değişirdi. Elde edilen sinüsoidal akım referansı ile bir direnç üzerinden algılanan giriş akımı karşılaştırılır ve akım hatası yükselteciye uygulanır. Akım hata yükselteci çıkışından elde edilen genliği artırılmış sinyal bir testere dişi sinyal ile karşılaştırılarak anahtarın tetikleme sinyali üretilir.



Şekil 7. 4 Kontrol devresinin blok diyagramı

Ana anahtarın yumuşak anahtarlanması amacıyla, bu anahtarın gerilimi algılanır. Yardımcı anahtarın tetikleme sinyali, ana anahtar sinyalini üretmek için kullanılan testere dişi sinyalin düşme süresinde üretilir. Algılanan anahtar gerilimi ile testere dişi sinyalin düşme süresi boyunca var olan kare dalga sinyal bir OR kapısına uygulanır.

Yardımcı anahtar tetikleme sinyali, ana anahtar iletime girmeden bir süre önce başlar ve ana anahtarın iletime girmesinden bir süre sonra sona erer.

7.5 Dönüştürücünün Özellikleri

Sunulan yeni aktif bastırma hücresine sahip AC-DC dönüştürücüde, orta uçlu bir TR transformatörü yardımıyla, T_S yardımcı anahtarını ZVS ile kesime sokan C_{S2} kondansatörünün V_o gerilimi ile dolması, SS enerjilerinin çıkışa aktarılması ve böylece T_S üzerindeki akım stresinin önemli ölçüde azalması sağlanır. Yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün özellikleri kısaca aşağıda sıralanmıştır.

- 1) Orta uçlu bir TR transformatörü yardımıyla, T_S yardımcı anahtarının akım stresini artırmadan, D_B ana diyodunun kesime girme süresi içerisinde, T_S anahtarını ZVS ile kesime sokan C_{S2} kondansatörünün şarjı sağlanır.
- 2) Yine TR yardımıyla, D_B ana diyodunun kesime girmesi ile C_{S1} kondansatörünün deşarjı esnasında, bastırma enerjilerinin çıkışa aktarılması ve böylece T_S anahtarı üzerindeki akım stresinin önemli ölçüde düşmesi sağlanır.
- 3) Yine TR trafosunun enerji aktarımı sayesinde, T_B ana anahtarının ZVS ile kesime girmesini sağlayan yeterince büyük bir C_{S1} kondansatörünün kullanılması başarılıdır.
- 4) Ana anahtarın ZVT ile iletime ve ZVS ile kesime girmesi ve yardımcı anahtarın ZCS ile iletime ve ZVS ile kesime girmesi sağlanır.
- 5) Ana diyot ile diğer diyotların tamamı yumuşak anahtarlama ile çalışır.
- 6) Ana anahtar ve ana diyot üzerinde ek bir akım stresi oluşmaz.
- 7) Ana ve yardımcı yarı iletkenlerin hiçbirisinde ilave bir gerilim stresi oluşmaz.
- 8) Ana akım yolunda ilave bir eleman mevcut değildir.
- 9) ZVT işlemindeki geçici rejim aralıkları toplam süresinin çok düşük olduğu söylenebilir.
- 10) Yardımcı anahtarda bir ters-akım diyoduna gerek yoktur.
- 11) Yumuşak anahtarlama geniş bir hat gerilimi ve yük akımı aralığında korunur.
- 12) Kullanılan transformatörün kaçak endüktanslarının SS üzerinde olumsuz bir etkisi yoktur.

13) Mıknatıslama endüktansı çok küçük olan trafonun maliyeti düşüktür.

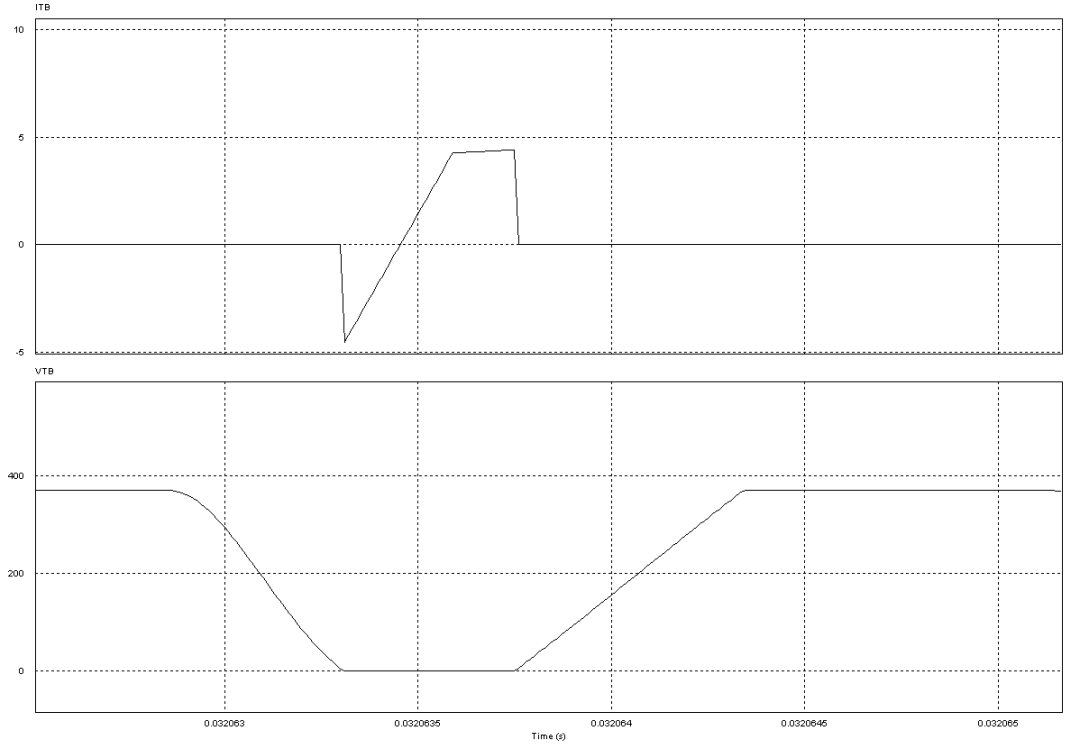
7.6 Simülasyon Sonuçları

Detaylı kararlı durum analizi sunulan, aktif bir bastırma hücreğine sahip yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün çalışmasını doğrulamak amacıyla bir simülasyon çalışması yapılmıştır. PowerSim simülasyon programı kullanılarak devrenin çalışması test edilmiştir. $85 V_{ac}$ - $265 V_{ac}$ uluslararası hat gerilimi aralığında, 100 kHz anahtarlama frekansında çalışan 385 V çıkış gerilimine sahip, 1 kW'lık bir sistem tasarlanmıştır. Devre kullanılan eleman değerleri yukarıda belirlenen tasarım parametreleri doğrultusunda, Çizelge 7.1'deki gibi elde edilmiştir. Eleman değerleri belirlenirken, endüktans akımı değişimi $\Delta I_f = \%20$, tutma zamanı (hold-up time) 8 ms ve minimum çıkış gerilimi $V_{o(min)} = 365 V$ olarak kabul edilmiştir. 220 V / 50 Hz giriş gerilimi için alınan sonuçlar aşağıda verilmiştir.

Çizelge 7. 1 Simülasyon çalışması için belirlenen devre elemanlarının değerleri

L_B	C_o	L_S	L_M	C_{S1}	C_{S2}
200 μH	940 μF	6 μH	6 μH	3.3 nF	2.2 nF

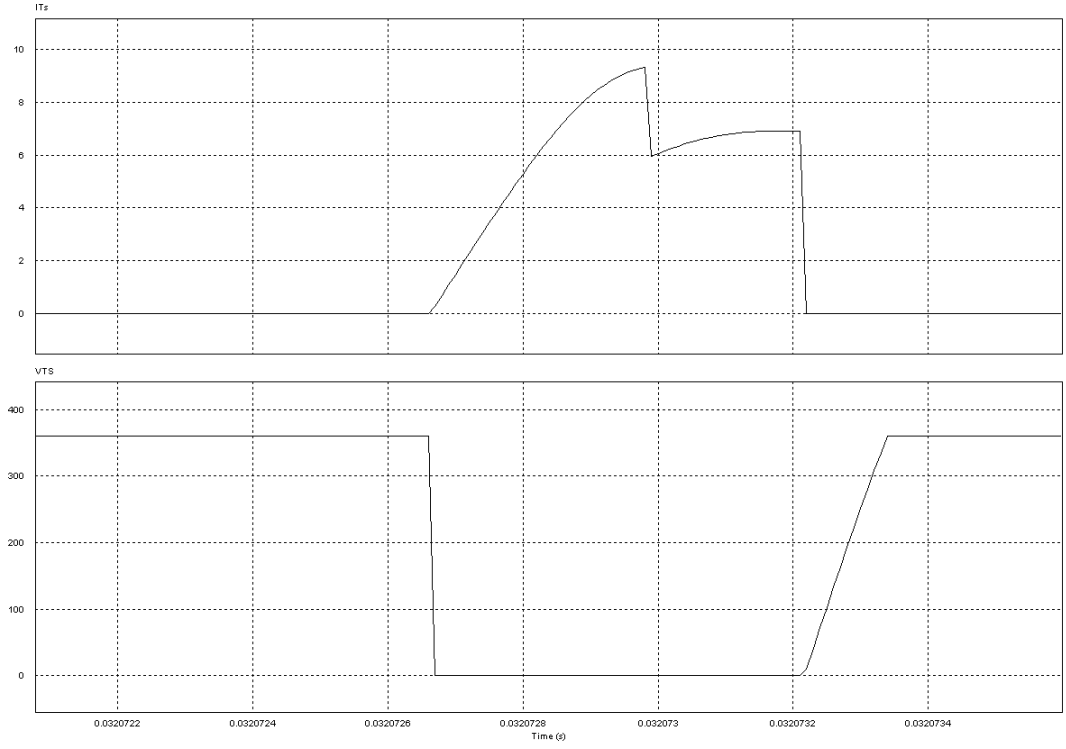
Şekil 7.5'de ana anahtara ait akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü gibi anahtar gerilimi sıfır olduktan sonra anahtar akımı yükselmeye başlamıştır. Bu şekilde ana anahtar ZVT ile ilettime geçmektedir. Anahtar kesime girerken anahtara paralel bağlı C_{S1} kondansatörü sayesinde, gerilim yükselme hızı azaltılarak anahtarın ZVS ile kesime girmesi sağlanmıştır.



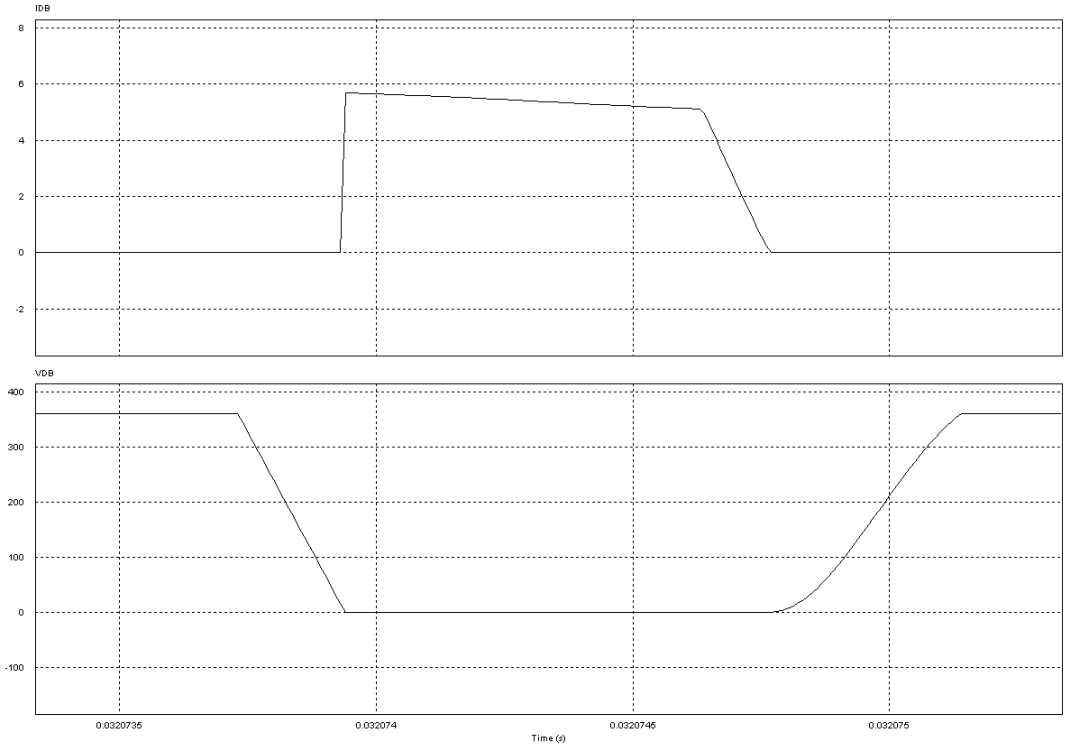
Şekil 7. 5 Ana anahtarın akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 7.6' da yardımcı anahtar akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü gibi yardımcı anahtar akım stresi yük akımının biraz üzerindedir, fazla enerjilerin çıkışa aktarılması ile yardımcı anahtar akım stresi azaltılmıştır. L_S endüktansı sayesinde yardımcı anahtar akım yükselme hızı azaltılarak anahtarın ZCS ile ilettime geçmesi sağlanmıştır. Anahtarın ilettime geçmesi sırasında akım ve gerilim arasında bir çakışma görülmemektedir. Kesime girme sırasında, yardımcı anahtarın akımı, V_o gerilimi ile dolu olan C_{S2} kondansatörünü deşarj eder ve bu şekilde ZVS ile kesime girme işlemi sağlanmış olur.

Şekil 7.7' de ana diyot akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Ana anahtara paralel bağlı C_{S1} kondansatörü sayesinde ana diyodun gerilim azalma hızı sınırlanır ve diyodun ZVS ile ilettime girmesi sağlanır. Kesime girme işleminde; L_S endüktansı, diyodun akım azalma hızını düşürür ve diyodun ZCS ile kesime girmesi sağlanır. Şekilden görüldüğü gibi, anahtarlama anlarında, akım ve gerilim arasında bir çakışma olmamaktadır.



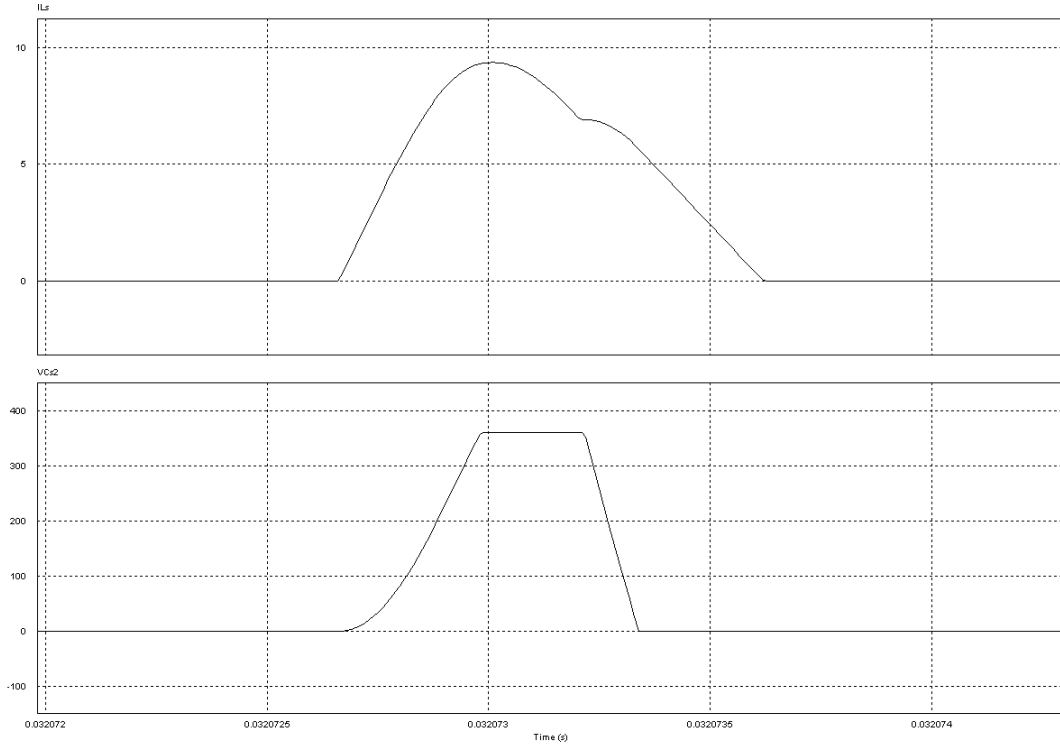
Şekil 7. 6 Yardımcı anahtarın akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 7. 7 Ana diyodun akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 7.8’de, L_S endüktansının akımı ve C_{S2} kondansatörünün gerilimi görülmektedir. L_S endüktansı sayesinde yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve ana diyot kesime

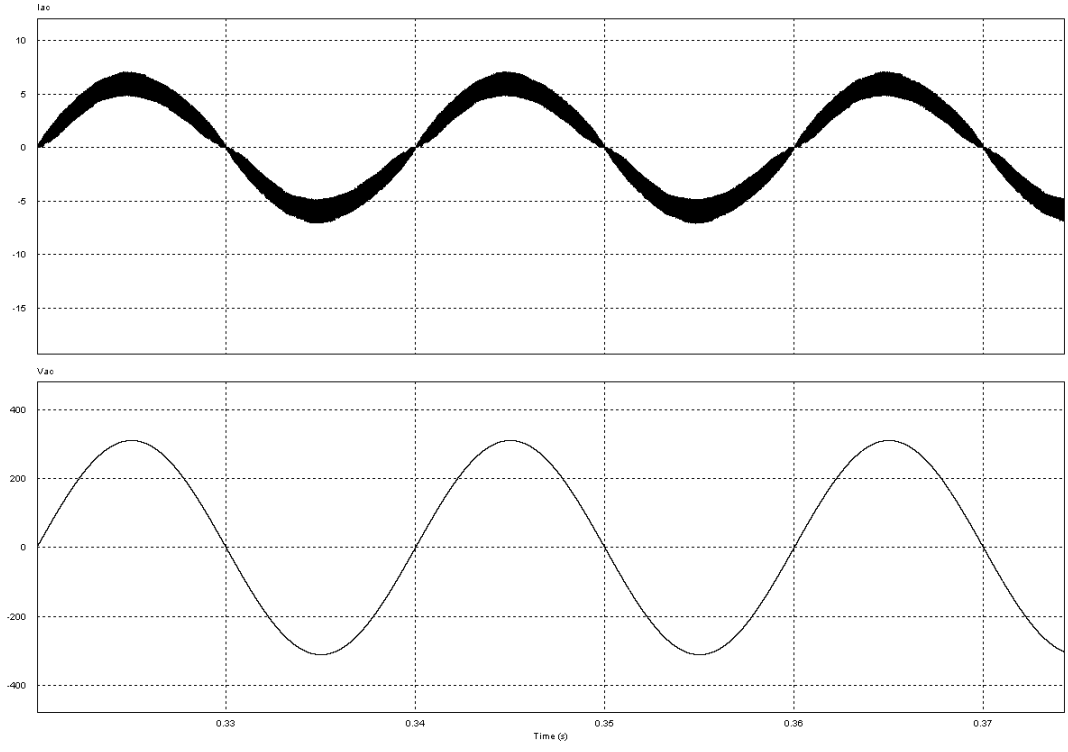
girmektedir. Yardımcı anahtar kesime girmeden önce C_{S2} kondansatörü V_o gerilimi ile dolu olduğu için yardımcı anahtarın ZVS ile kesime girmesi sağlanır.



Şekil 7. 8 L_s akım ve C_{S2} geriliminin dalga şekilleri

Şekil 7.9’ da AC hattan çekilen giriş akımı ve gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Şekilden, giriş akımının, giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüsoidal formda olduğu görülmektedir. 220 V 50 Hz’de ölçülen güç faktörünün yaklaşık 0.99 olduğu tespit edilmiştir.

Geliştirilen yeni bir SS-HPF AC-DC dönüştürücünün teorik çalışmasını doğrulamak amacıyla, 220 V AC giriş geriliminde çalışan, 100 kHz ve 1 kW için oluşturulan simülasyon devresinin sorunsuz bir şekilde çalıştığı yukarıda verilen şekillerden açıkça görülmektedir. Uygulama çalışmasına geçmeden önce, devrenin teorik çalışma prensibi bu simülasyon sonuçları ile hızlı bir şekilde test edilmiştir.



Şekil 7. 9 AC giriş akım ve geriliminin dalga şekilleri

YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI VE YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMASI

8.1 Giriş

7. Bölümde SS-HPF AC-DC dönüştürücünün ayrıntılı olarak teorik analizi yapılmış ve bu teorik analizi doğrulayan bir simülasyon çalışması verilmiştir. Bu teorik analizi ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak için sunulan dönüştürücünün laboratuvar uygulaması yapılmıştır. Bu bölümde, deneysel prototip devresinden alınan uygulama sonuçları ayrıntılı bir şekilde sunulmuştur. Elde edilen bu sonuçlarından, PFC uygulamaları için sunulan SS-HPF AC-DC dönüştürücünün ayrıntılı olarak sunulan teorik analizi ile uygulama sonuçlarının tam bir uyum içinde olduğu görülmektedir.

8.2 Devre Şeması

Sunulan SS-HPF AC-DC dönüştürücünün teorik analizini doğrulamak için tasarlanan 100 kHz ve 1 kW'lık deneysel devre şeması Şekil 8.1'de ve fotoğrafı Şekil 8.2'de verilmiştir. Ana devre; giriş V_{ac} gerilim kaynağı, doğrultucu, L_B yükseltici endüktansı, T_B ana anahtarı, D_B ana diyodu ve C_o kondansatöründen oluşurken, yardımcı devre; T_S yardımcı anahtarı, L_S bastırma endüktansı, TR orta uçlu trafosu, C_{S1} ve C_{S2} bastırma kondansatörleri, D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} ve D_{S4} yardımcı diyotlarından oluşmaktadır.

hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar yapılırken endüktans akımının dalgalanma oranı isteğe bağlı olarak %20 eçilmiştir.

$$I_{i(\text{mak})} = \frac{2 \times P_i}{\sqrt{2} \times V_{ac(\text{min})}} = \frac{2 \times 1000}{\sqrt{2} \times 85} = 16,64 \text{ A} \quad (8.1)$$

$$\Delta I_i = I_{i(\text{mak})} \times \text{da lg alanma oranı} \Rightarrow 16,64 \times \%20 = 3,33 \approx 4 \quad (8.2)$$

$$D_{(\text{mak})} = \frac{V_o - V_{i(\text{min})}}{V_o} \Rightarrow \frac{385 - 85\sqrt{2}}{385} = 0,68 \quad (8.3)$$

$$L_B = \frac{V_{i(\text{min})} \times D_{(\text{mak})} \times T_s}{\Delta I_i} \Rightarrow \frac{\sqrt{2} \times 85 \times 0,68 \times 10 \times 10^{-6}}{4} = 204 \mu\text{H} \approx 200 \mu\text{H} \quad (8.4)$$

C_o kondansatörü (7.54) eşitliği doğrultusunda, tutma süresi t_H 8 ms, $V_o=385$ V ve $V_{o(\text{min})}=365$ V olarak kabul edildiğinde, aşağıda olduğu gibi 1066 μF olarak hesaplanır. Bu uygulamada 940 μF /450V değerinde bir kondansatör kullanılmıştır.

$$C_o = \frac{2 \times P_o \times t_H}{V_o^2 - V_{o(\text{min})}^2} \Rightarrow \frac{2 \times 1000 \times 8 \times 10^{-3}}{385^2 - 365^2} = 1066 \mu\text{F} \quad (8.5)$$

Tasarım kriterleri doğrultusunda, L_S bastırma endüktansı (7.55) ve (7.56) eşitlikleri doğrultusunda aşağıda verilen hesaplamalarda görüldüğü gibi 6 μH olarak belirlenmiştir.

$$L_S \geq \frac{V_o}{I_i} t_{rTS} \Rightarrow \frac{385}{5} \times 20 \times 10^{-9} = 1,54 \mu\text{H} \quad (8.6)$$

$$L_S \geq \frac{V_o}{I_i} 3t_{rr} \Rightarrow \frac{385}{5} \times 3 \times 30 \times 10^{-9} = 5,8 \mu\text{H} \quad (8.7)$$

ve orta uçlu transformatör değerleri (7.57) eşitliği göz önünde bulundurularak $L_{TRP}=L_{TRS}=L_M=6 \mu\text{H}$ olarak belirlenmiştir.

Bastırma kondansatörleri (7.58) ve (7.59) eşitlikleri ile yapılan hesaplamalarda, $C_{S1}=3.3$ nF ve $C_{S2}=2.2$ nF olarak seçilmiştir.

$$C_{S1} \geq \frac{I_i}{V_o} t_{fTB} \Rightarrow \frac{5}{385} \times 60 \times 10^{-9} \Rightarrow 0,78 \text{ nF} \quad (8.8)$$

$$C_{S2} \geq \frac{I_i}{V_o} t_{rTS} \Rightarrow \frac{5}{385} \times 20 \times 10^{-9} \Rightarrow 0,26 \text{ nF} \quad (8.9)$$

Sunulan devrede kullanılan yarı iletken anahtarların nominal değerleri Çizelge 1’de verilmiştir.

Çizelge 8. 1 SS-HPF AC-DC dönüştürücüde kullanılan yarı iletkenlerin nominal değerleri

Yarıiletken Sürücüler	V (V)	I (A)	tr (ns)	tf (ns)	trr (ns)
T_B (IXFK36N60)	600	36	45	60	250
T_S (IXFH20N60Q)	600	20	20	20	250
D_B (DSEP30-06B)	600	30	-	-	30
$D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}$ (DSEP30-06B)	600	30	-	-	30

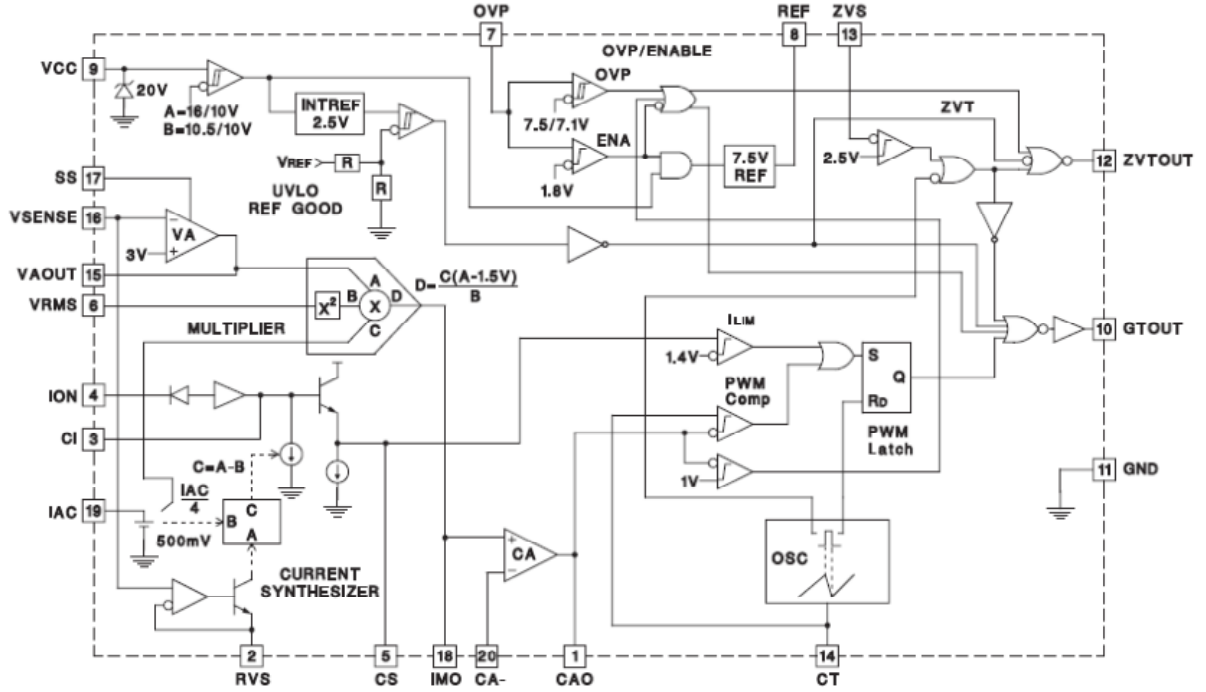
8.3.2 Kontrol Devresi

Sunulan dönüştürücüde gürültü hassasiyetinin az olduğu, sabit anahtarlama frekansında çalışan ortalama akım modlu kontrol tercih edilmiştir. Günümüzde farklı firmalar tarafından üretilen popüler analog kontrol entegreleri mevcuttur. Bunlardan Texas Instruments firmasının ürettiği UC3855A/B analog kontrol entegresi yumuşak anahtarlama devreleri için tasarlanmıştır geliştirilmiştir. PFC uygulaması yanında yardımcı anahtar kontrol sinyalinin de üretilmesini sağlamaktadır. Bu şekilde yüksek frekanslarda yüksek güç faktörü ile çalışmalar yapılabilir.

UC3855A/B yüksek güçte yüksek frekanslı PFC uygulamaları için bütün özellikleri sağlamaktadır. Ortalama akım modlu kontrol yöntemini kullanmaktadır. Ayrıca aktif snubber uygulamaları için ana anahtar yanında yardımcı anahtar kontrol sinyalini üretmektedir. Giriş akımının algılanması bir direnç veya akım transformatörü ile yapılabilir. Akım transformatörü kullanılması durumunda entegre dahili olarak içerdiği akım sentez devresini kullanır. Akım sentez devresi anahtar iletimdeyken endüktans akımını depolar ve bunu kullanarak anahtar kesimdeyken endüktans akımını üretir.

UC3855A/B aşırı akım ve aşırı gerilim korumasına sahiptir. Çıkış gerilimi belli bir değerin üstüne çıktığında her iki anahtarın sinyali kesilir. Düşük şebeke gerilimlerinde

pik akım seviyesine ulaşıldığında, akım seviyesini sınırlayarak çıkış gücünü düşürür. Düşük başlama akımı, histerezis çalışma gerilimine (UVLO) sahip olması, yumuşak çalışmaya başlama (softstart) gibi özelliklere sahiptir. Entegrenin çalışma fonksiyonlarını oluşturan blok diyagramı Şekil 8.3’ de görülmektedir.



Şekil 8. 3 UC3855A/B blok diyagramı

1. Osilatör

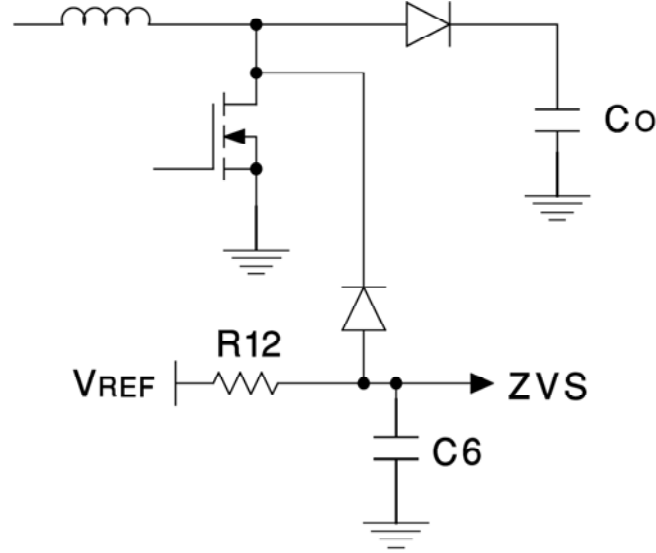
Kontrol entegresi dahili bir akım kaynağına sahiptir ve osilatör frekansını belirlemek için bir kondansatör bağlamaya ihtiyaç vardır. Osilatör çalışma frekansı (8.1) eşitliğine göre belirlenir. Osilatörün deşarj zamanı toplam periyodun %6’ sına eşittir ve maksimum ZVT süresini tanımlamaktadır. Bu uygulama 100 kHz’de çalışmak üzere tasarlandığı için CT kondansatör değeri yaklaşık 1 nF olarak aşağıda görüldüğü gibi hesaplanır.

$$CT = \frac{1}{11200 \times f_s} = \frac{1}{11200 \times 100 \times 10^3} = 0,89 \text{ nF} \approx 1 \text{ nF} \quad (8.10)$$

2. ZVT Kontrol Devresi

Yardımcı anahtar kontrol sinyali bir sıfır gerilim algılama devresi ile kontrol edilmektedir. Ana anahtar gerilimi sıfır olunca yani ana anahtar iletme girince, yardımcı anahtar sinyali kesilmektedir. Bu sıfır gerilim algılama devre şeması Şekil 8.4’

de görülmektedir. ZVS pin gerilimi 2.5 V' un üstüne çıktığında yardımcı anahtar iletime geçer ve yardımcı anahtarın maksimum iletim süresi osilatörün deşarj süresine eşittir. Maksimum ZVS pin voltajı V_{REF} 7.5 V ile sınırlıdır. Anahtar iletime geçtiğinde ZVS pin gerilimi yaklaşık 0.7 V' dur ve 2.5 V' un altında kaldığı için yardımcı anahtar sinyali kesilir.



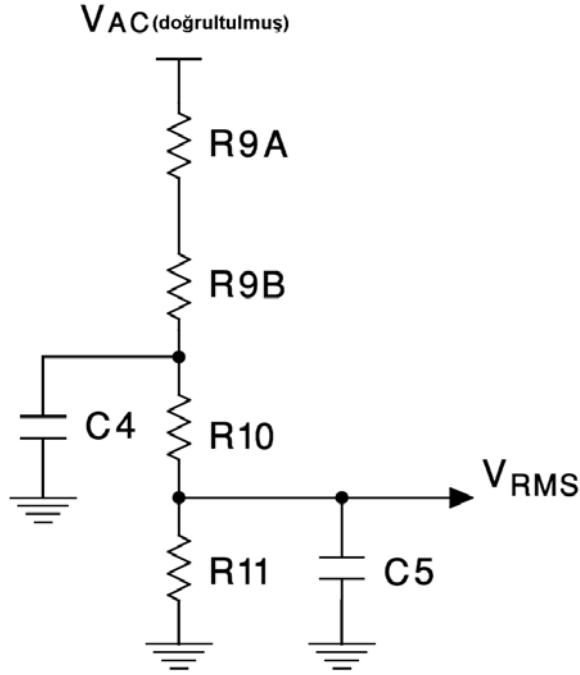
Şekil 8. 4 Sıfır gerilim algılama devresi

3. Çarpma / Bölme Devresi

Şekil 8.3'de verilen kontrol blok diyagramında görüldüğü gibi çarpma/bölme devresinin çıkışından elde edilen referans akım aşağıda verildiği gibidir.

$$I_{IMO} = \frac{I_{AC} \times (V_{EA} - 1)}{V_{RMS}^2} \quad (8.11)$$

Eşitlikten anlaşılacağı üzere, giriş gerilimin değişimi ile çarpıcı çıkış kazancı değişmez, V_{RMS}^2 ye bölme işlemi bu sabitliği korunur. Burada güç, gerilim hata amplifikatörünün çıkışı ile kontrol edilir. Amplifikatörün maksimum çıkış gerilimi (6 V), gücün sınırlanmasını sağlar. V_{RMS} pin gerilimi minimum ve maksimum hat gerilimine göre değişir. Çarpıcı devre genellikle, maksimum gücü sınırlamak için düşük hat gerilimine ve maksimum hata amplifikatörü çıkış gerilimine göre tasarlanır. 85 V_{ac} 'de maksimum çarpıcı çıkış akımının hattın çekilen akımın 2 katı olduğu kabul edilir ve 6 V hata gerilimi çıkışına göre V_{RMS} değeri 1,5 V olarak hesaplanır. Bu sınırı aşmamak üzere, direnç bölücülerle doğrultucu çıkışından alınan gerilim Şekil 8.5' de görüldüğü gibi V_{RMS} pinine bağlanır.



Şekil 8. 5 İleri besleme devresi

V_{RMS} pin gerilimi minimum $85 V_{ac}$ 'de 1.5 V olacak şekilde ayarlandığında, aşağıdaki formül doğrultusunda,

$$\frac{85 V_{RMS} \times (0,9)}{1.5 V} = 51:1 \quad (8.12)$$

$R9A=R9B=390 \text{ k}\Omega$, $R10=120 \text{ k}\Omega$ ve $R11=18 \text{ k}\Omega$ olarak hesaplanır. Aynı zamanda ileri besleme cevabında %66.7 oranında 2. harmonik bulunmaktadır. Bu harmonik giriş akımında aynı oranda 3. harmoniği oluşturur. Bunu önlemek için alçak geçiren bir filtre kullanılması önerilir. Giriş akımındaki bozulma için %1.5'luk bir oran kabul edildiğinde frekans kazancı,

$$\frac{\%1,5}{\%66,7} = 0.0025 \quad (8.13)$$

olarak bulunur. Bu durumda, kesim frekansı f_c aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\frac{f_c}{f} = \sqrt{0.0025} \Rightarrow 100 \text{ Hz} \times (0.15) = 15 \text{ Hz}$$

Bu frekans için kondansatör değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C4 = \frac{1}{2\pi \times f_c \times R11} = \frac{1}{2\pi \times 15 \text{ Hz} \times 117 \text{ k}\Omega} = 75 \text{ nF} \quad (8.14)$$

$$C5 = \frac{1}{2\pi \times f_c \times R10} = \frac{1}{2\pi \times 15 \text{ Hz} \times 18 \text{ k}\Omega} = 0,58 \mu\text{F} \quad (8.15)$$

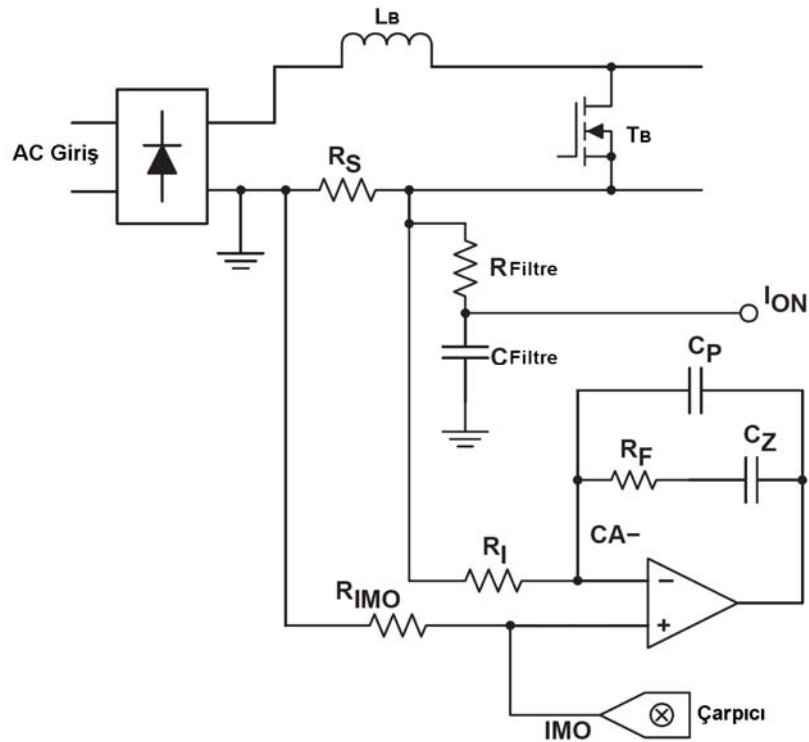
I_{AC} değeri için, doğrultulmuş hat gerilimi çıkışından alınan gerilim bölücüler ile I_{AC} pinine bağlantı yapılır. Bu gerilim bölücüler, en yüksek hat geriliminde I_{AC} pinine giren akım $500 \mu\text{A}$ olacak şekilde ayarlanır. Bu durumda doğrultucu çıkışın bağlanan direnç değeri $766 \text{ k}\Omega$ olur.

Çarpıcı devre çıkış direnci (R_{IMO}) üzerindeki gerilim, entegrenin içinde dahili olarak bulunan akım koruma sınırını (1.4 V) aşmamak üzere 1 V olacak şekilde belirlenir. Bu durumda, en düşük hat gerilimi 85 V_{ac} 'de $I_{AC}=156 \mu\text{A}$ ve $V_{RMS}=1.5 \text{ V}$ olduğu için, R_{IMO} direnci aşağıdaki eşitlik doğrultusunda, $3.2 \text{ k}\Omega$ olarak hesaplanır.

$$\frac{1\text{V}}{R_{IMO}} = \frac{I_{AC} \times (V_{EA} - 1,5)}{V_{RMS}^2} \quad (8.16)$$

4. Akım Algılama Devresi

Akım algılama işlemi, akım trafosuyla veya direnç ile yapılabilir. Burada basit olması sebebiyle direnç kullanılmıştır. Şekil 8.6 direnç ile akım algılama bağlantısını göstermektedir.



Şekil 8. 6 Direnç ile akım algılama devresi

Algılanan giriş akımının sinüsoidal akım referansını takip etmesi akım hata amplifikatörü ile sağlanmaktadır. Şekil’de görüldüğü gibi amplifikatör pozitif girişi çarpıcının çıkışıdır ve negatif girişi ölçülen giriş akımı girişidir. Elde edilen akım hatası, amplifikatörden geçirilerek kazancı yükseltilir. Amplifikatör çıkışı testere dişi sinyal ile karşılaştırılarak ana anahtar için PWM sinyali üretilir. Akım referans örneğine göre anahtarın iletimde kalma süresi değiştirilerek PFC yapılması sağlanır. Ana ve yardımcı anahtarlar entegrenin içinde dahili olarak bulunan sürme devreleri ile doğrudan sürülebilmektedir.

Burada akım okuma direnci seçilirken aşırı akım koruma devresi göz önünde bulundurulmaktadır. Akım okuma direnci üzerindeki gerilim değeri 1.4 V’a eriştiğinde aşırı akım koruması devreye girmektedir. Bu yüzden en düşük hat geriliminde ve maksimum güçte direnç üzerindeki gerilim en fazla 1 V olacak şekilde belirlenir. Burada maksimum yük akımı değeri (8.1) ve (8.2)’de hesaplandığı gibi akım değişim oranı da göz önünde bulundurulduğunda yaklaşık olarak 20 A kabul edilebilir. Bu durumda akım okuma direnci

$$R_s = \frac{1V}{20A} = 0,05\Omega \quad (8.17)$$

olarak belirlenir.

5. Akım Hata Amplifikatörü Devresi

Akım hata amplifikatörü giriş akımının sinüsoidal olması için anahtarlama oranını belirlemektedir. Amplifikatörün hata kazancı aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Burada V_{SE} osilatörün genliğidir ve kesim frekansı f_c anahtarlama frekansı f_s ’nin en az yaklaşık 1/6’sı olacak şekilde seçilir. Buradaki hesaplamalarda 10 kHz seçilmiştir.

$$G_{ID(s)} = \frac{V_o \times R_s}{s \times L_B \times V_{SE}} \Rightarrow \frac{385 \times 0,05}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-6} \times 5,2} = 0.26 \quad (8.18)$$

Bu durumda Şekil 8.6’ da R_F , C_Z ve C_P ifadelerinin değerleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$R_F = \frac{R_i}{G_{ID(s)}} \Rightarrow \frac{3.3 \times 10^3}{0.26} \Rightarrow 12,7\text{ k}\Omega \quad (8.19)$$

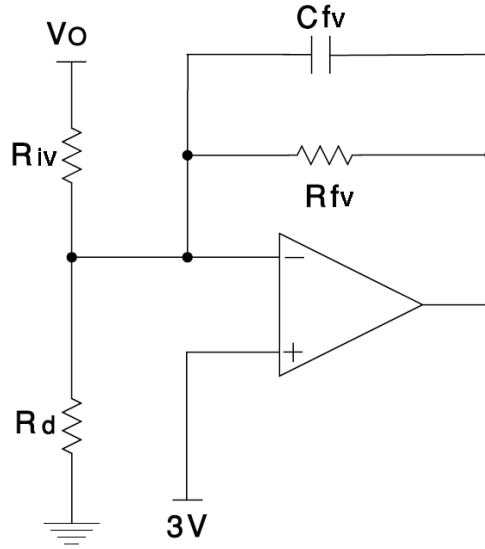
$$C_Z = \frac{1}{2\pi \times f_c \times R_F} \Rightarrow \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 12,7 \times 10^3} = 1.2\text{ nF} \quad (8.20)$$

Anahtarlama gürültüsünün azaltmak için anahtarlama frekansının yarı değerine bir kutup yerleştirilir.

$$C_p = \frac{1}{2\pi \times R_F \times (f_s / 2)} \Rightarrow \frac{1}{2\pi \times 12,7 \times 10^3 \times 50 \times 10^3} = 265 \text{ pF} \quad (8.21)$$

6. Gerilim Hata Amplifikatörü Devresi

PFC işlemi ile birlikte gerilim regülasyonunu sağlamak için gerilim hata amplifikatörü kullanılmıştır. Fakat burada asıl amaç PFC olduğu için gerilim regülasyonunun PFC işlemini bozmadan belirli oranda yapılmasına müsaade edilmiştir. 100 Hz'lik dalgalanmaya sahip doğrultulmuş giriş gerilimi, yükseltici dönüştürücüye uygulandığı için çıkış geriliminde de bu dalgalanma aynı şekilde görülür. Hata amplifikatörü elemanları 100 Hz' e göre tasarlandığında, çıkış gerilimini regüle edebilmek için giriş akımı bozulur ve istenen güç faktörü elde edilemez. Bunu önlemek için kontrol gerilimin 100 Hz boyunca değişimine müsaade edilememelidir. Bunun için kontrol çevrimi bant genişliği 100 Hz' den daha küçük seçilir. Aynı zamanda çıkış gerilimi giriş geriliminden 90° geride olduğu için bu faz farkını da iyi bir PFC için elimine etmelidir. Gerilim hata amplifikatörünün devre şeması Şekil 8.7' de görülmektedir.



Şekil 8. 7 Gerilim hata amplifikatörü devresi

Amplifikatör tasarımında ilk adım çıkış gerilimindeki dalgalanmanın belirlenmesidir. Çıkış gerilimin maksimum değeri V_{op} ve tepeden tepeye değişimi V_{opp} , giriş gücüne bağlı olarak aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$V_{op} = \frac{P_i \times X_{Co}}{V_o} = \frac{1000}{385 \times 2\pi \times 100 \times 940 \times 10^{-6}} = 4,69 \text{ V} = 9,38 \text{ V} \quad (8.22)$$

Bu durumda, gerilim hata amplifikatörünün kazancı, amplifikatör çıkışının maksimum değerinin V_{EAp} , V_{pp} değerine oranı şeklinde yazılabilir. Burada amplifikatör çıkış gerilimin dalgalanma oranı PFC işlemini bozmaması için % 1.5 olarak seçilmiştir. V_{EA} değerinin değişimi entegrenin katoloğunda 6 V olarak verilmiştir.

$$G_{VEA} = \frac{V_{EAp}}{V_{opp}} = \frac{\% \text{ da lg. or.} \times V_{EA}}{V_{opp}} = \frac{0,015 \times (6-1)}{9,38} = 8 \times 10^{-3} \quad (8.23)$$

Şekil 8.7' ye göre C_{Fv} değeri G_{VEA} ifadesinden hareketle aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$G_{VEA} = \frac{X_{Cfv}}{R_{iv}} \Rightarrow C_{fv} = \frac{1}{2\pi \times f \times G_{VEA} \times R_i} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 8 \times 10^{-3} \times 1,28 \times 10^6} = 155 \text{ nF} \quad (8.24)$$

Burada R_{iv} değeri, çıkış geriliminden örnek almak için kullanılan gerilim bölücünün değerini gösterir. Entegrenin V_{sense} pinine gelen bu gerilim 3 V' u aşmayacak şekilde tasarlanmıştır. Buna göre Şekil 8.7' de görüldüğü gibi gerilim bölücü olarak R_{iv} için 2 adet 642 k Ω ve R_d yerine 10 k Ω dirençleri bağlanmıştır.

Yükseltici devrenin çarpma, bölme işleminin de dahil olduğu toplam çevirim kazancı G_B , çıkış gerilimi tepe değerinin, gerilim hata amplifikatörünün çıkışındaki gerilimin değişimi ΔV_{EA} 'ya oranı şeklinde ifade edilebilir. Güç devresinin kazancı ile gerilim hata amplifikatörü kazancının çarpımı 1'e eşitlenerek kesim frekansı bulunabilir.

$$G_B = \frac{V_{op}}{\Delta V_{EA}} \quad (8.25)$$

$$\begin{aligned} G_{VEA} \times G_B = 1 &\Rightarrow \frac{X_{Cf}}{R_{iv}} \times \frac{V_{op}}{\Delta V_{EA}} = 1 \Rightarrow f_{cv} = \sqrt{\frac{P_i}{\Delta V_{EA} \times V_o \times R_{iv} \times C_o \times C_f \times 2\pi}} \\ &= \sqrt{\frac{1000}{5 \times 385 \times 1.28 \times 10^6 \times 940 \times 10^{-6} \times 155 \times 10^{-9} \times 4\pi^2}} = 8,65 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (8.26)$$

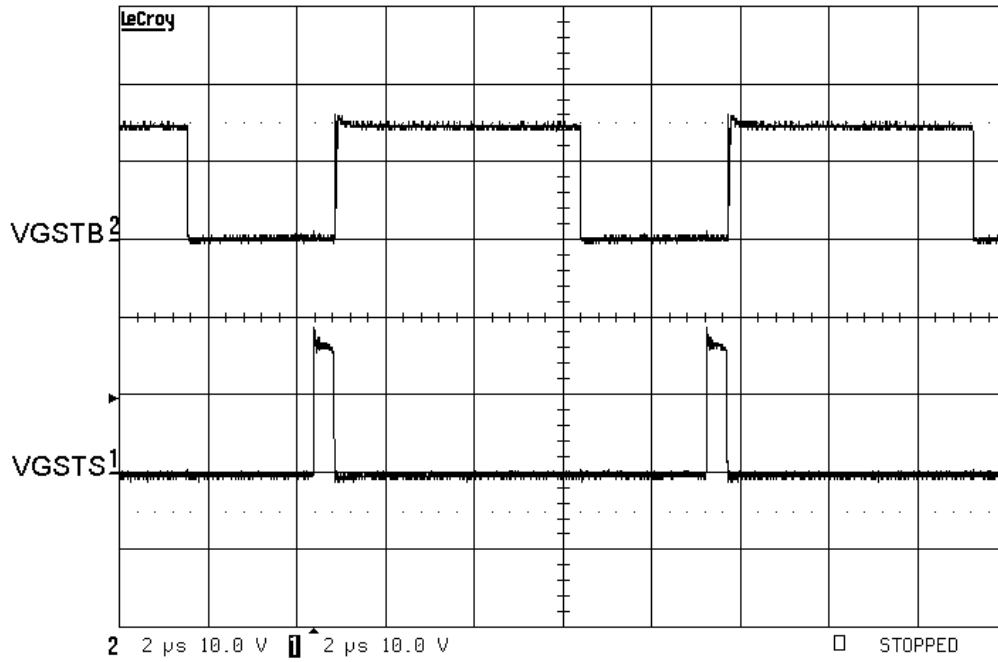
Sistemin kararlılığını artıran faz sınırı genel olarak 45° seçilmektedir. Hesaplanan kesim frekansına bir kutup yerleştirilirse 45°' lik bir faz sınırı elde edilmiş olur.

$$R_{fv} = \frac{1}{2\pi \times f_{cv} \times C_{fv}} = \frac{1}{2\pi \times 8,65 \times 155 \times 10^{-9}} = 118 \text{ k}\Omega \quad (8.27)$$

8.4 Uygulama Sonuçları

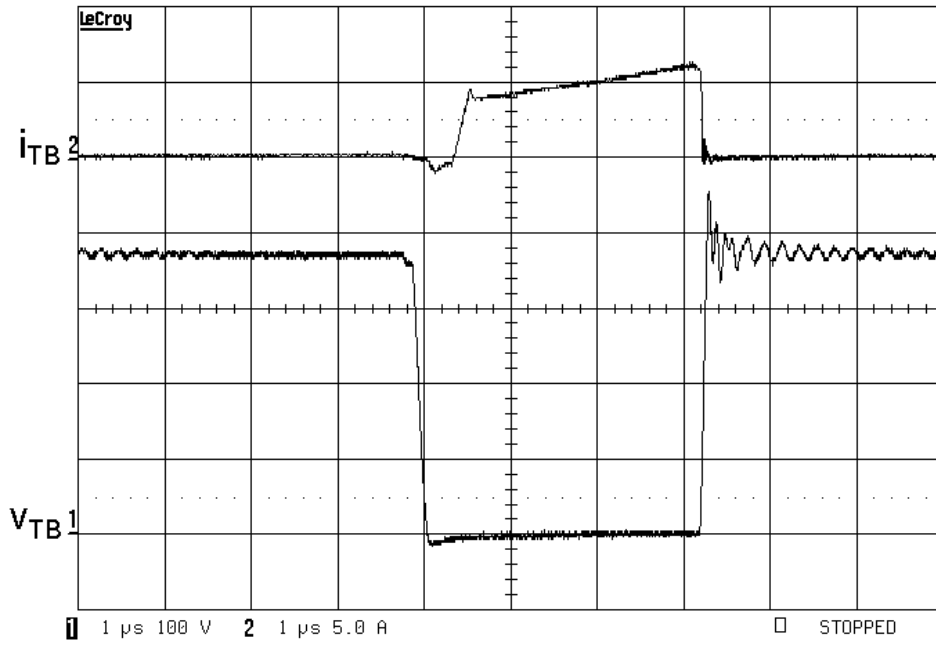
Labaratuarda gerçekleştirilen SS-HPF AC-DC dönüştürücü devresinin, 220 V/50 Hz AC giriş gerilimi ile çalışan prototipinden elde edilen dalga şekilleri aşağıda verilmiştir.

Şekil 8.8’de ana anahtar ve yardımcı anahtara ait kontrol sinyalleri görülmektedir. Görüldüğü gibi yardımcı anahtar ana anahtar ilettime girmeden önce başlamış ve ana anahtar ilettime geçtikten sonra kesime gitmiştir.



Şekil 8. 8 Ana ve yardımcı anahtar kontrol sinyalleri

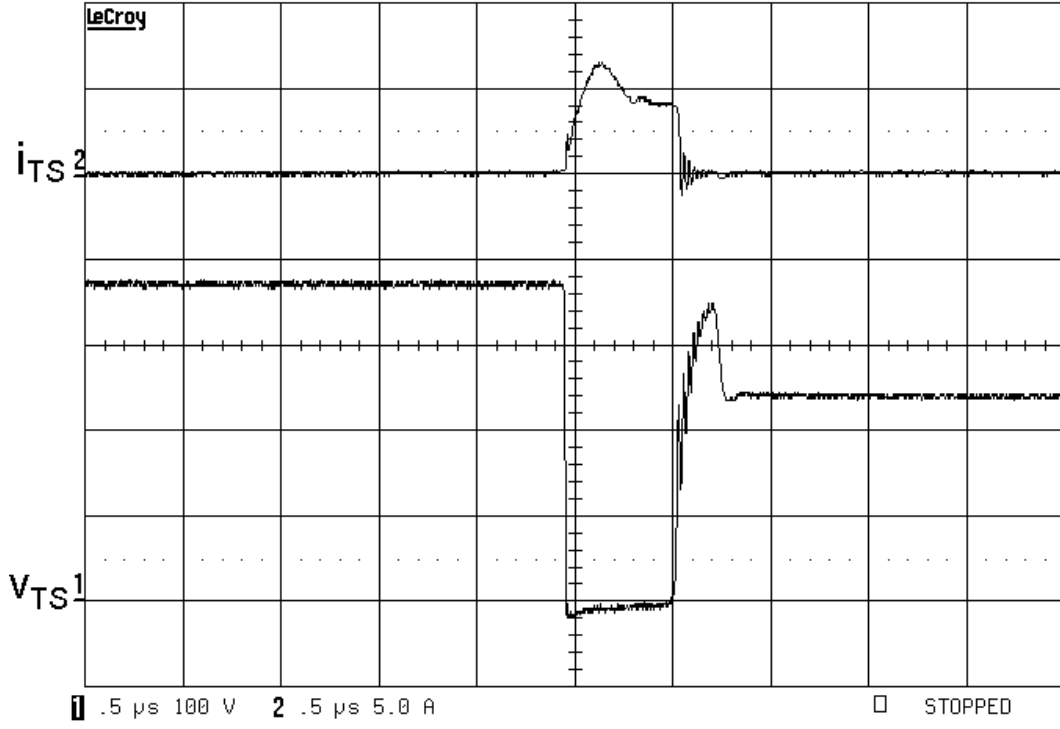
Şekil 8.9’da görüldüğü gibi, T_B ana anahtarı ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. T_B ilettime girmeden önce onun dahili diyodu iletimde olduğu için, T_B için mükemmel bir şekilde ZVT ile ilettime girme işlemi sağlanmaktadır. ZVS ile kesime girme işleminde akım ve gerilim arasında düşük değerde bir çakışma görülmektedir. Aynı zamanda, ana anahtar üzerinde ilave bir akım ve gerilim stresi görülmemektedir.



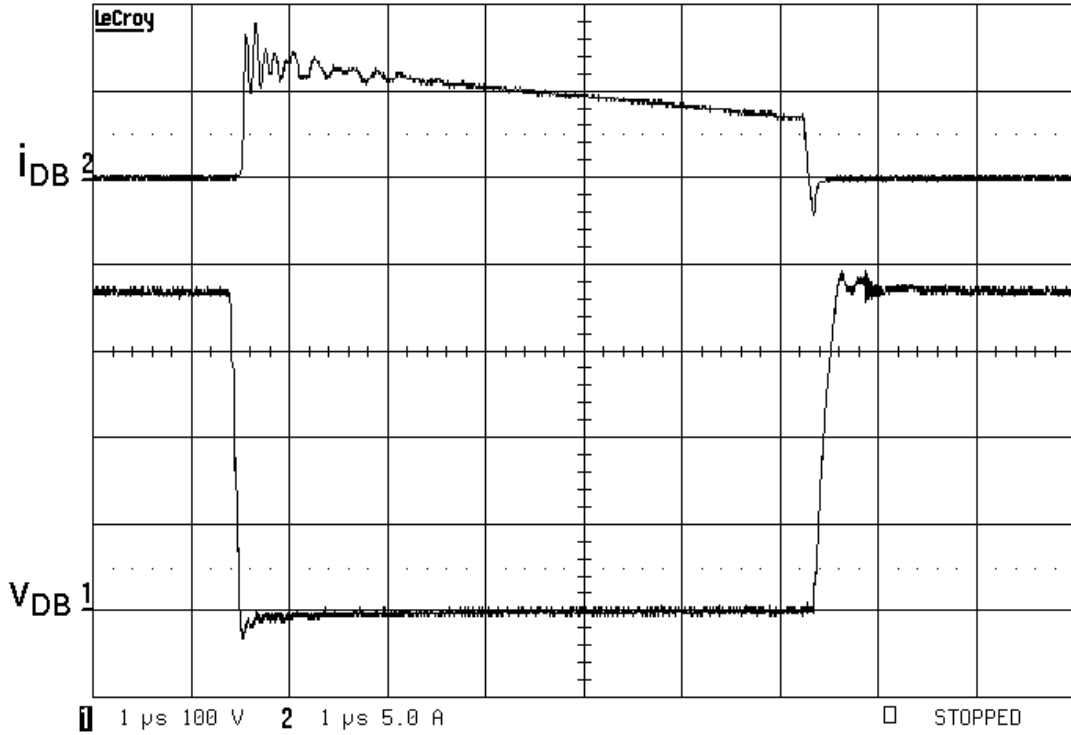
Şekil 8. 9 Ana anahtarın akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 8.10'da T_S yardımcı anahtarına ait dalga şekilleri görülmektedir. Ana anahtar T_B iletme geçmeden önce, T_B için ZVT işlemini sağlayabilmek üzere, yardımcı anahtar T_S çok kısa bir süre iletimde kalmaktadır. Şekilden görüldüğü gibi, yardımcı anahtar T_S , ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir. T_S üzerinde ilave bir gerilim stresi yoktur. Ayrıca, bastırma enerjilerinin azalan bir şekilde çıkışa aktarılması sayesinde, yardımcı anahtar oldukça düşük bir akım stresine sahiptir. Bununla birlikte, hat geriliminin sıfır geçişlerinde ve hafif yüklerde, akım seviyesi düştüğü için C_{S2} kondansatörünün gerilimi çıkış gerilimi değerine ulaşmaz, bu durumda T_S 'nin SS ile kesime girmesi zayıflar.

Şekil 8.11'de ana diyodun akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Ana diyot ZCS ile kesime girerken, ZVS ile iletme girmektedir. Aynı zamanda, diyot üzerinde ilave bir akım ve gerilim stresi yoktur.



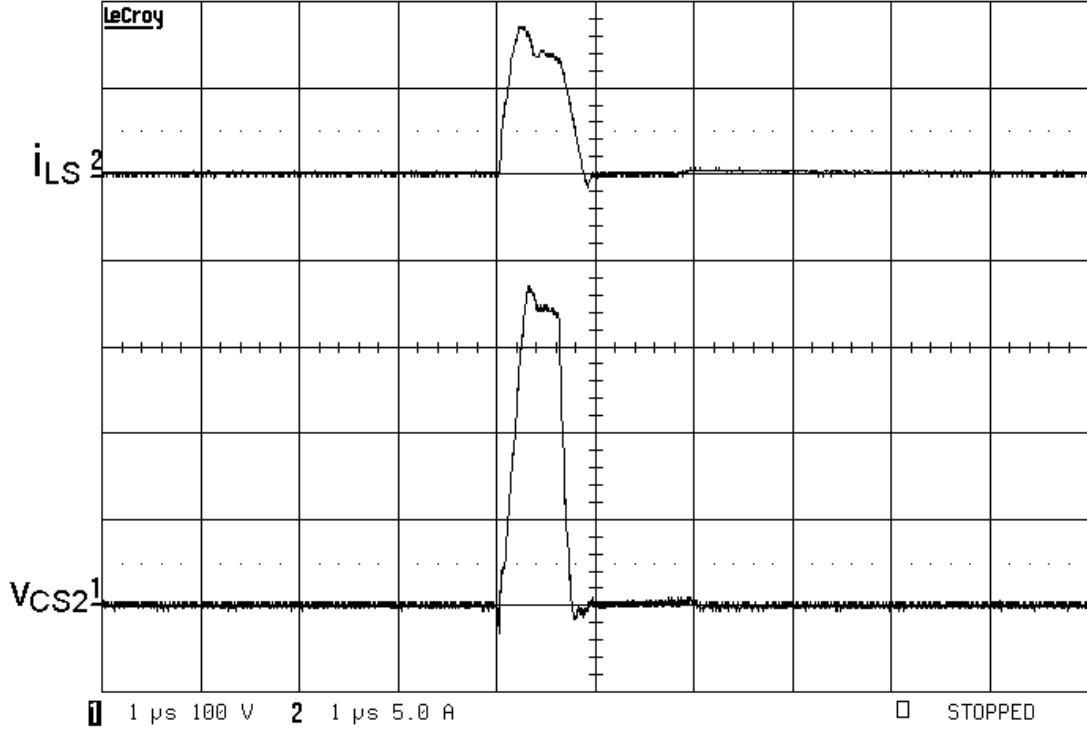
Şekil 8. 10 Yardımcı anahtarın akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 8. 11 Ana diyodun akım ve gerilim dalga şekilleri

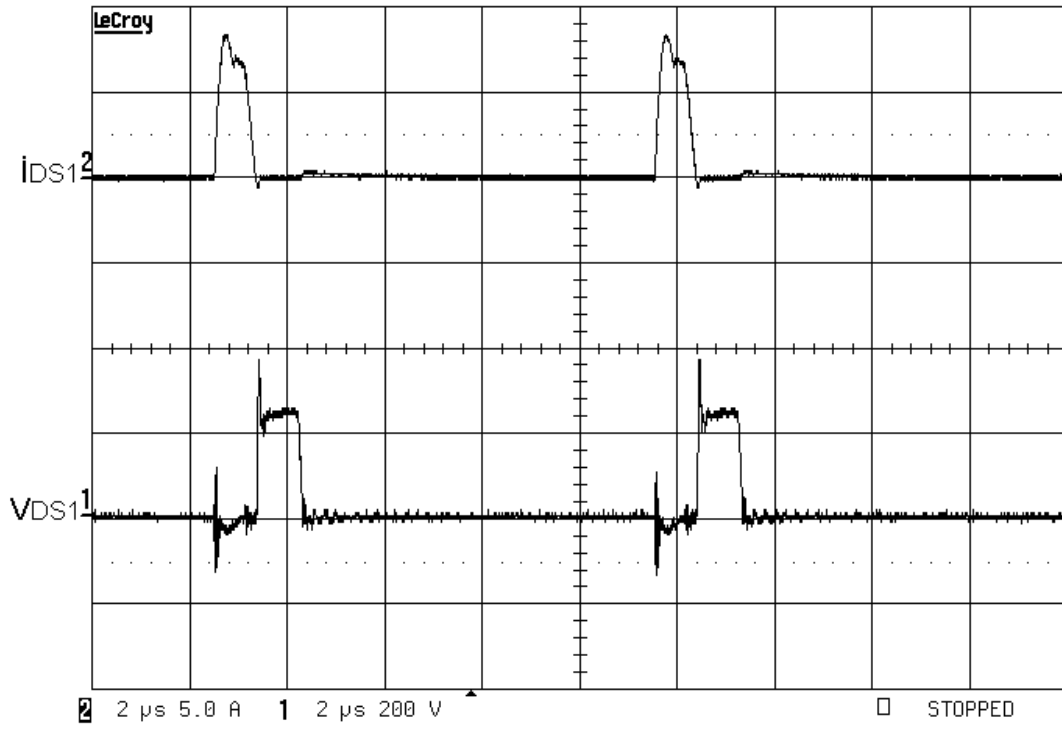
Şekil 8.12’de L_S endüktansının akımı ve C_{S2} kondansatörünün gerilimi görülmektedir. L_S endüktansının, ZCS ile yardımcı anahtarın iletme ve ana diyodun kesime girmesini C_{S1} kondansatörünün deşarj olmasının ve ana anahtarın ZVT ile iletme geçmesini

sağlar. Yardımcı anahtar iletimde iken, SS enerjilerinin büyük bir kısmı TR trafosu vasıtasıyla çıkışa aktarılır. Böylece, yardımcı anahtarın akım stresi büyük ölçüde azalır. Yardımcı anahtar kesime girdiğinde ise, geriye kalan SS enerjileri çıkışa aktarılır. Şekilden görüldüğü gibi, C_{S2} kondansatörü, yardımcı anahtar kesime girmeden önce çıkış gerilimi ile dolduğu için, bu anahtar için ZVS ile kesime girme işlemi sağlanır.

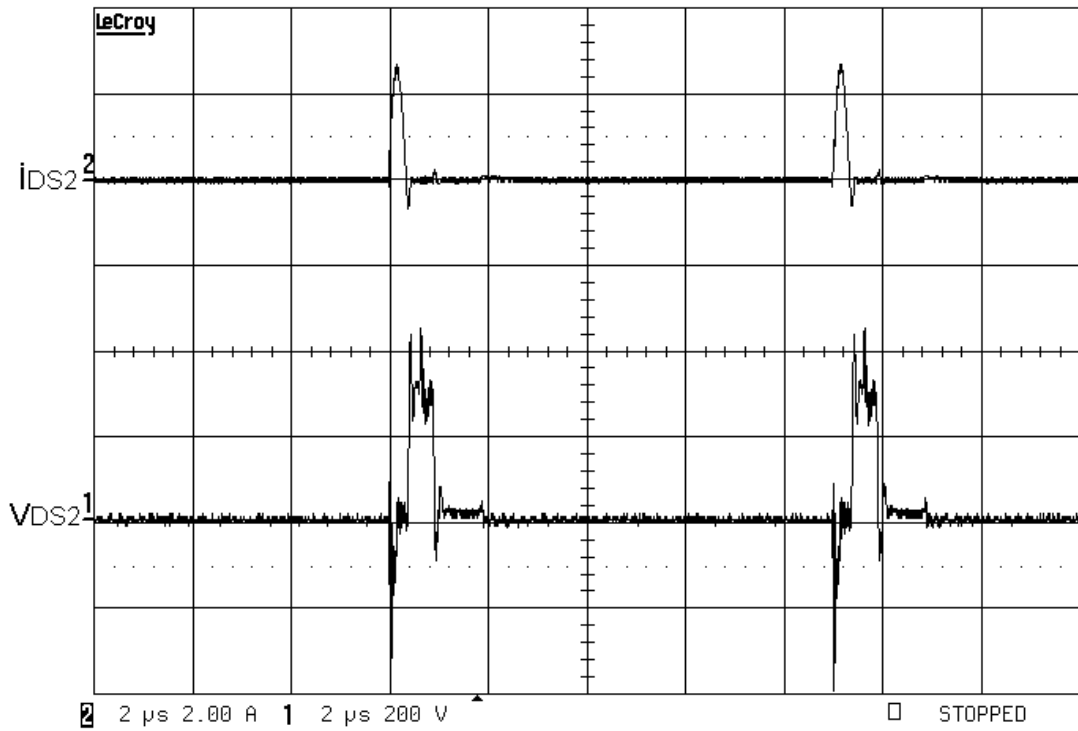


Şekil 8. 12 L_S endüktans akımı ve C_{S2} kondansatör geriliminin dalga şekilleri

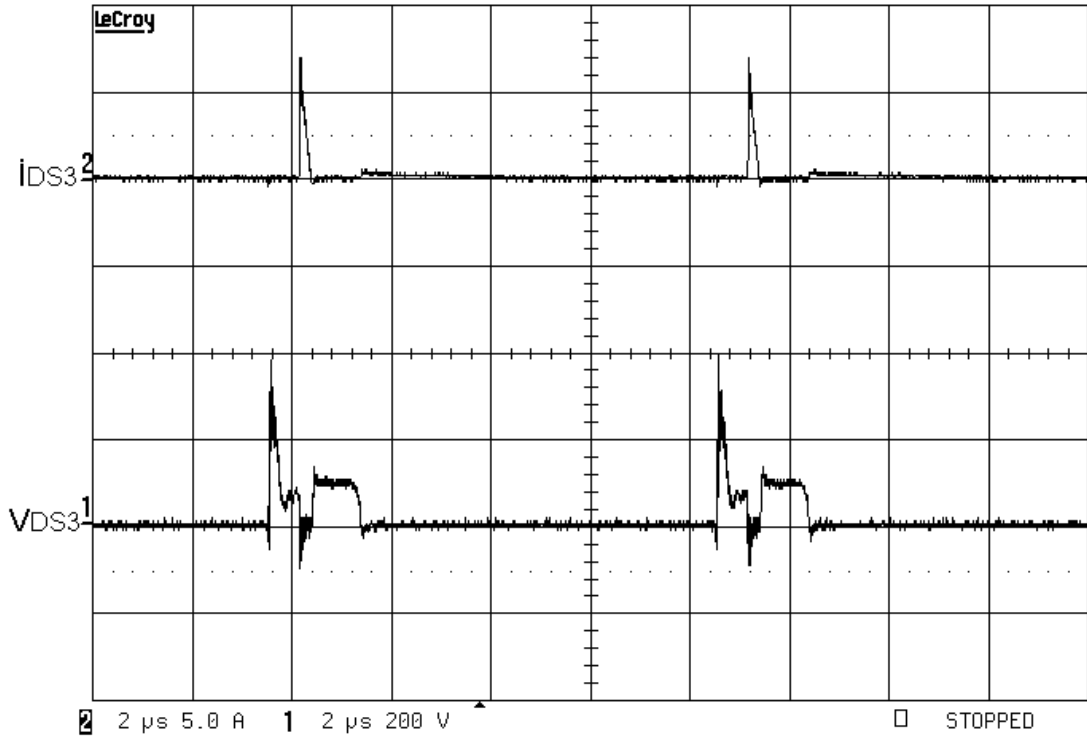
Şekil 8.13, Şekil 8.14, Şekil 8.15 ve Şekil 8.16'da yardımcı diyotların akım ve gerilim değişimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi hiçbir diyot ilave bir gerilim stresine maruz kalmamaktadır. Aynı zamanda iletme kesime girmeleri SS ile gerçekleşmektedir.



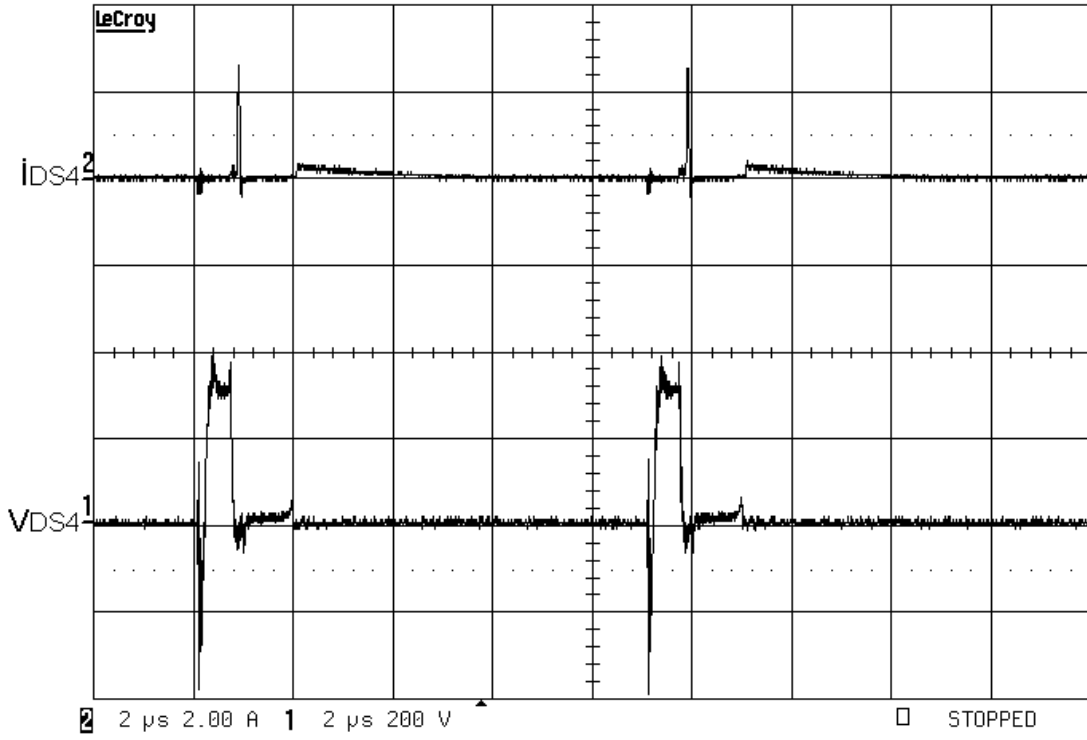
Şekil 8. 13 D_{S1} diyodunun akım ve gerilimi



Şekil 8. 14 D_{S2} diyodunun akım ve gerilimi



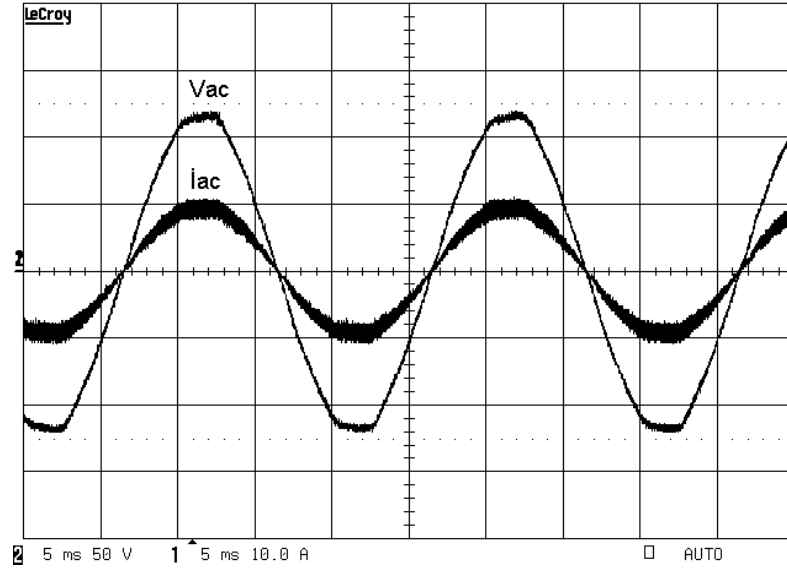
Şekil 8. 15 D_{S3} diyodunun akım ve gerilimi



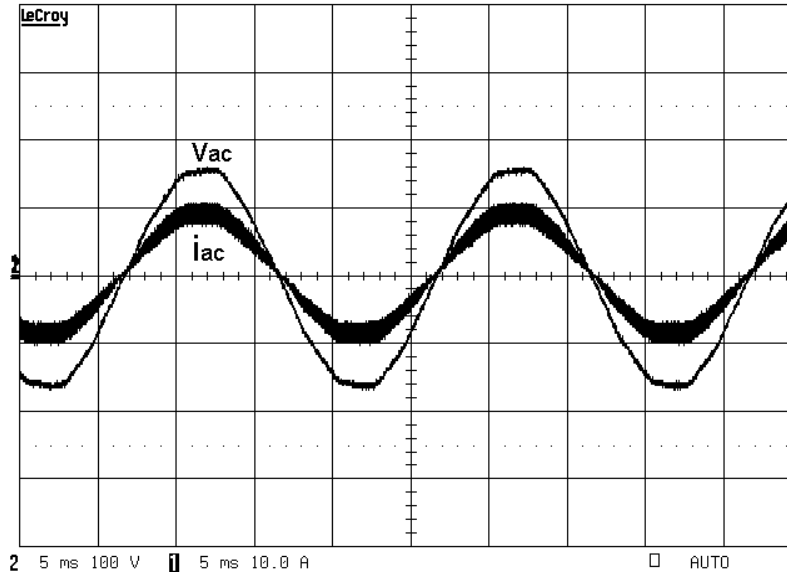
Şekil 8. 16 D_{S4} diyodunun akım ve gerilimi

85 V / 50 Hz, 110 V / 50 Hz, 220 V / 50 Hz ve 265 V / 50 Hz giriş gerilimleri için, giriş gerilim ve akımının dalga şekilleri Şekil 8.17, Şekil 8.18, Şekil 8.19 ve Şekil 8.20’de

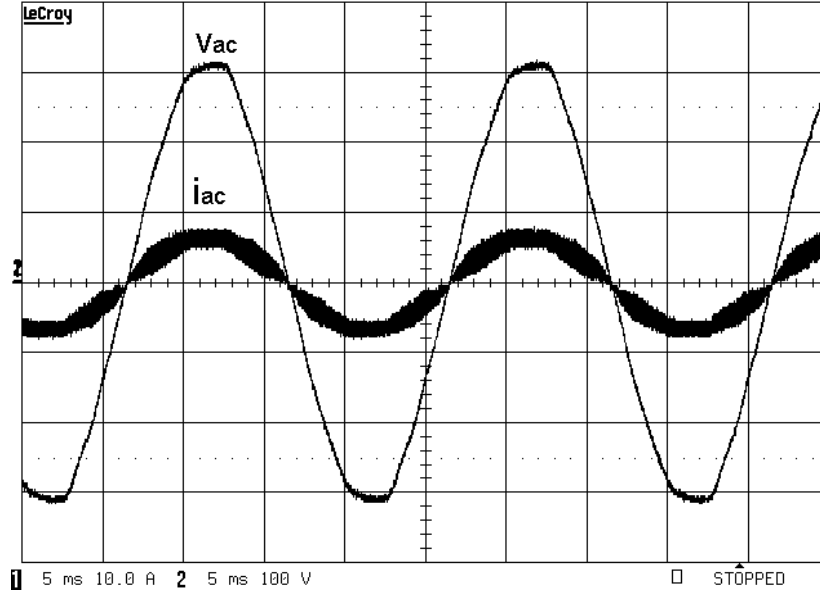
verilmiştir. Farklı AC giriş gerilimi için, yapılan ölçümlerde güç faktörünün yaklaşık 0.99 olduğu tespit edilmiştir.



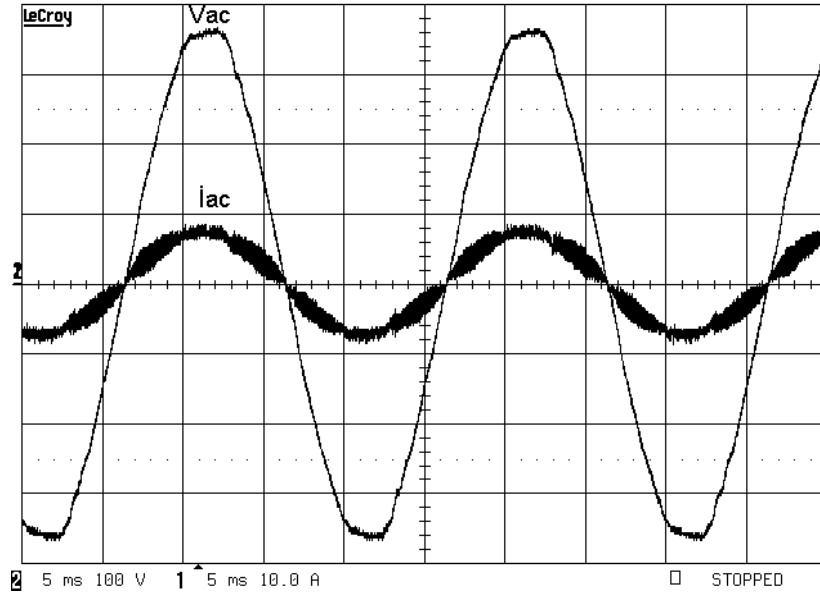
Şekil 8. 17 85 V / 50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalga şekilleri



Şekil 8. 18 110 V / 50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalga şekilleri



Şekil 8. 19 220 V / 50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalga şekilleri



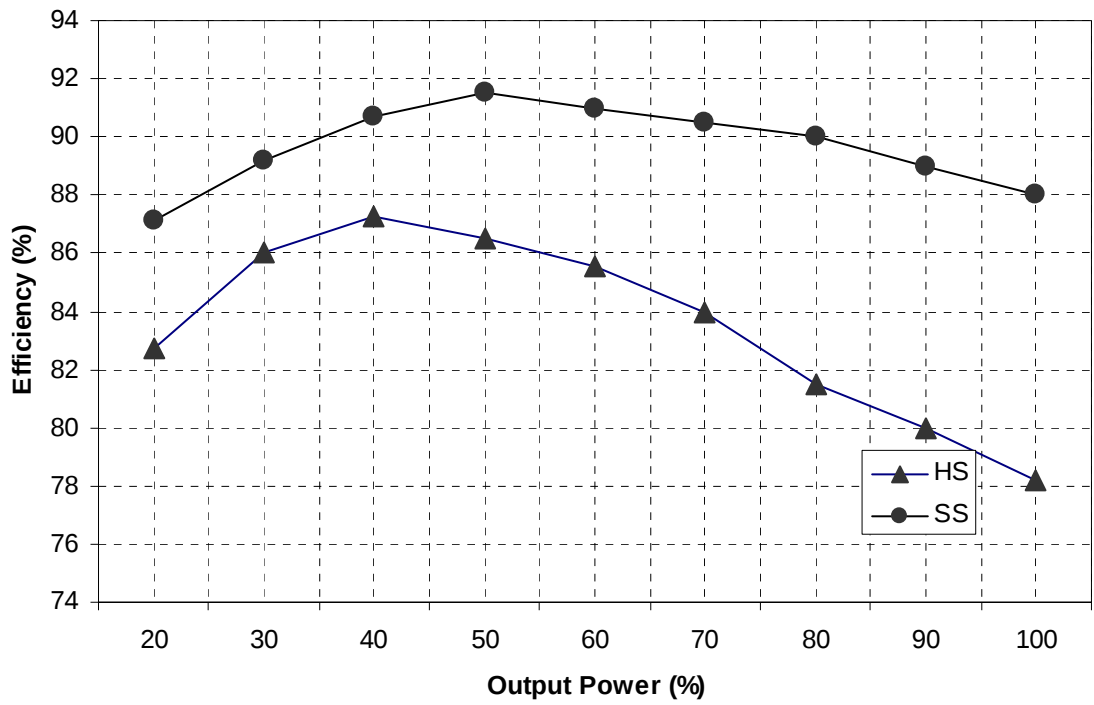
Şekil 8. 20 265 V / 50 Hz için, AC Giriş gerilim (V_{ac}) ve akımının (i_{ac}) dalga şekilleri

Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücünün, 85-265 V_{ac} AC giriş gerilimi aralığında ve bütün yük koşullarında, yumuşak anahtarlama ile çalıştığı test edilmiştir. Yalnızca, çok düşük yük akımlarında ve hat gerilimin sıfır geçişlerinde, yardımcı anahtarın SS ile kesime girmesinin biraz zayıfladığı gözlenmiştir.

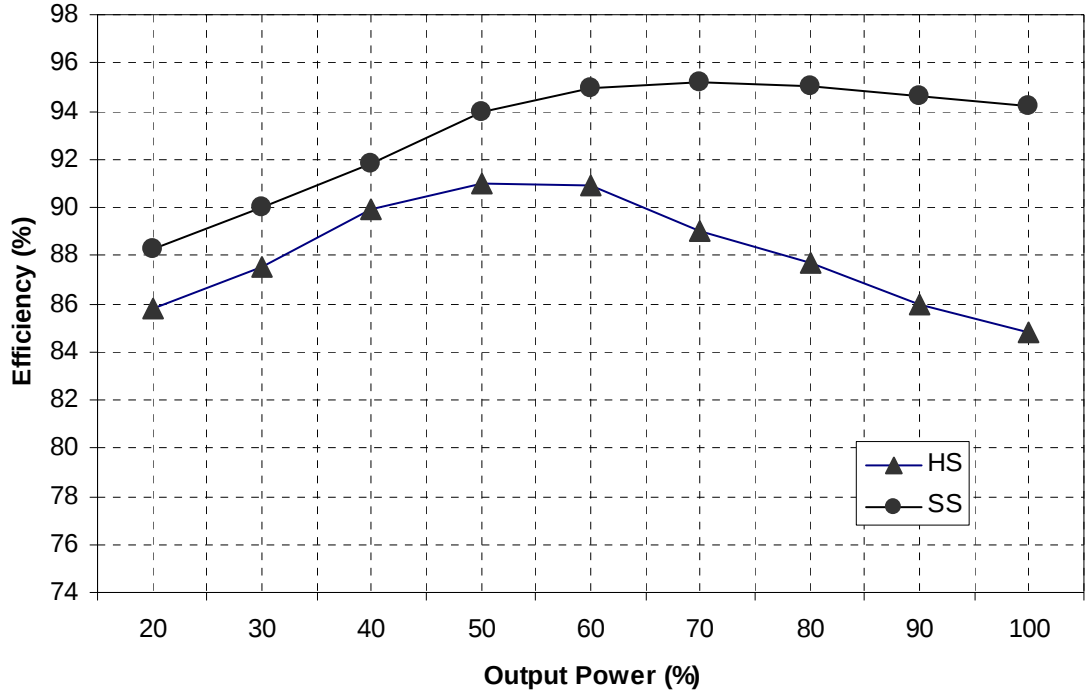
Şekil 8.21, Şekil 8.22, Şekil 8.23 ve Şekil 8.24’de, geliştirilmiş SS-HPF AC-DC dönüştürücünün 85 V_{ac} , 110 V_{ac} , 220 V_{ac} ve 265 V_{ac} hat gerilimleri için verim

değişimleri verilmiştir. Her dört gerilim için de, SS çalışma verim değerlerinin, eşdeğer HS ile çalışma verim değerlerinden oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Dönüştürücülerde kayıplar temel olarak akıma bağlıdır. Aynı çıkış gücünün elde edilebilmesi için, AC giriş gerilimi düştükçe AC giriş akımı artar. Buna bağlı olarak, 85 V_{ac} ve 110 V_{ac} giriş gerilimi değerlerinde, akımın yükselmesiyle iletim kayıpları arttığı için verim değerleri belli bir çıkış gücünden sonra azalmaya başlar. Ayrıca 220 V_{ac} ve 265 V_{ac} gibi daha yüksek giriş gerilimlerine göre verim değerleri daha düşüktür.

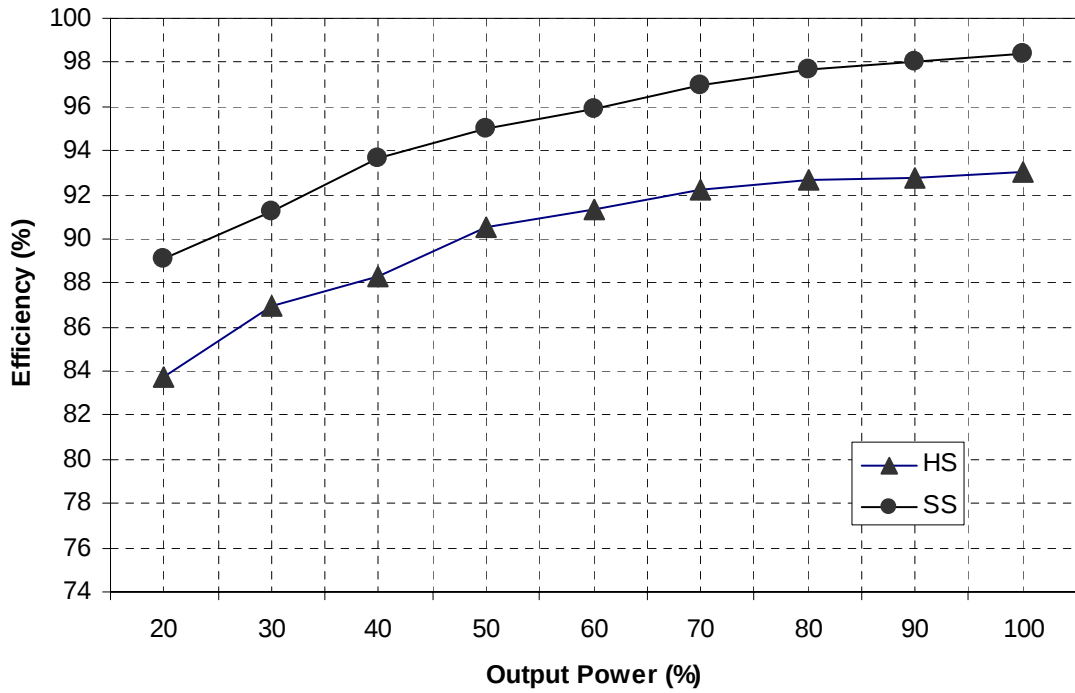
220 V_{ac} ve 265 V_{ac} giriş gerilimlerinde elde edilen verim değerleri Şekil 8.23 ve Şekil 8.24’de görüldüğü gibi nominal çıkış gücünde maksimum değerine ulaşır ve 85 V_{ac} ve 110 V_{ac} giriş gerilimlerine göre daha yüksek değerdedir. 265 V_{ac}’de akım değeri en düşük olduğu için iletim kayıpları da minimum olmaktadır ve bu durumda Şekil 8.24’de görüldüğü gibi maksimum verim değeri yaklaşık % 98.5 olarak tespit edilmiştir.



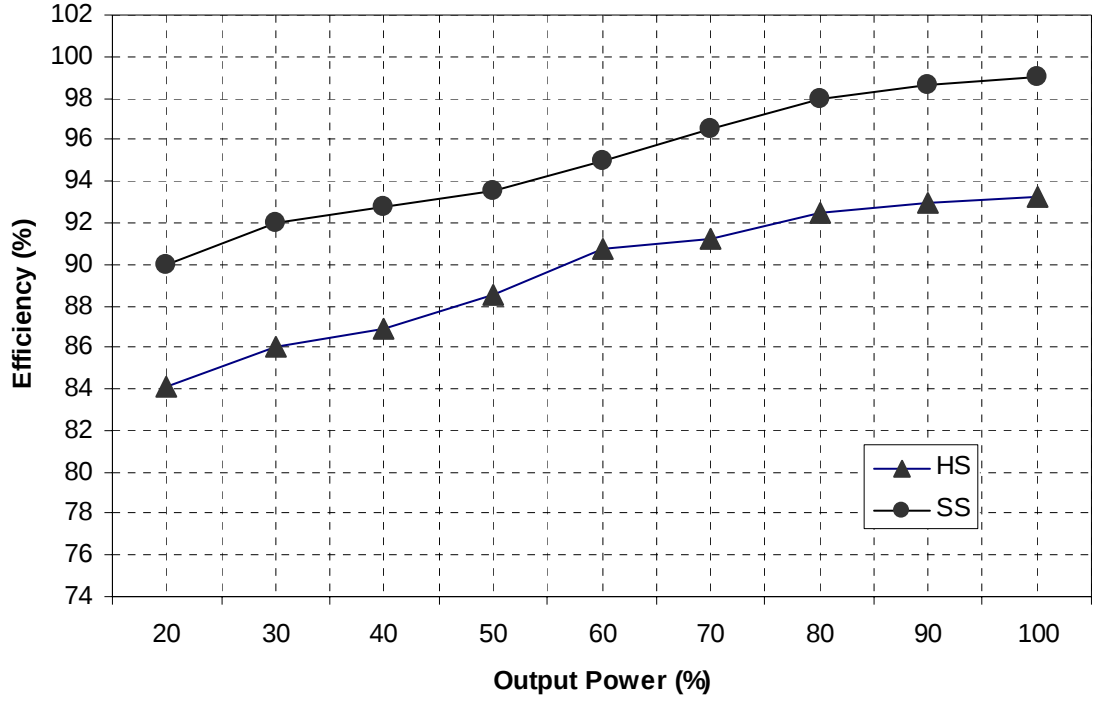
Şekil 8. 20 Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 85 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri



Şekil 8. 21 Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 110 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri



Şekil 8. 22 Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 220 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri



Şekil 8. 23 Sunulan yeni bir SS-HPF ve HS AC-DC dönüştürücünün, 265 V AC giriş gerilimi için, verim değişimleri

SONUÇ VE ÖNERİLER

PFC, giriş akımının giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüsoidal formda olması fonksiyonlarını kapsar. PFC devreleri, anahtarlama ve kesintisiz güç kaynakları, elektronik balastlar, haberleşme ve bilgisayar sistemleri gibi cihaz üretimi yapan birçok firma tarafından kullanılmaktadır. Bu firmaların cihazlarını üretirken ulusal ve uluslararası giriş gerilimi standartlarına göre üretim yapmaları zorunluluk haline gelmiştir. Bu sebeple, PFC devreleri üzerine yapılan çalışmalar önem kazanmıştır. Bu tez çalışmasında, PFC uygulamalarında kullanılmak üzere yeni bir SS-HPF AC-DC dönüştürücü geliştirilmiştir. Sunulan dönüştürücüde, yeni bir aktif bastırma hücresi sayesinde, hem yüksek güç faktörü hem de yüksek verim ve güç yoğunluğu sağlanmıştır.

Geliştirilen yeni bastırma hücresinin kullanıldığı SS-HPF AC-DC dönüştürücünün kararlı durum analizi detaylı bir şekilde sunulmuştur. Önerilen yeni bastırma hücresi, literatürde mevcut olan benzer devrelere göre, arzu edilen özelliklerin daha çoğunu sağlamakta ve istenmeyen özelliklerin daha çoğunu elimine etmektedir.

Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücüde, bütün yarı iletken elemanlar yumuşak anahtarlama ile çalışır. Ana anahtar, ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girer. Yardımcı anahtar, ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girer. Diğer yardımcı elemanlar da yumuşak anahtarlama ile çalışır. Ana anahtar ilave bir akım ve gerilim stresine sahip değildir. Yardımcı anahtar üzerinde ilave bir gerilim stresi yoktur. Yardımcı anahtarın akım stresi, kullanılan orta uçlu bir transformatörün enerji aktarımı ile düşürülmüştür. Ana diyot ve diğer yardımcı diyotlar ilave bir gerilim stresine sahip değildir. Ana diyot üzerinde ilave bir akım stresi de yoktur.

Sunulan dönüştürücü geniş bir AC giriş gerilimi ve yük akımı aralığında yumuşak anahtarlama çalışmasını sürdürmektedir. AC giriş geriliminin sıfır geçişlerine yakın yerlerde ve çok düşük akım seviyelerinde, yardımcı anahtarın ZVS ile kesime girmesi biraz zayıflamaktadır. Ayrıca, sunulan devre, daha önceden sunulan benzer devrelerin çoğuna göre, daha ucuz ve daha basit bir yapıya sahiptir.

Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücü için teorik analizi doğrulamak üzere, PSim simülasyon programı ile bir simülasyon çalışması ve laboratuvar ortamında bir uygulama çalışması gerçekleştirilmiştir. 1 kW ve 100 kHz’lik bir devre için yapılan simülasyon ve prototip devresinden alınan sonuçların, teorik sonuçlar ile tam bir uyum içinde olduğu gözlenmiştir. Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücüde, ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girdiği, üzerinde ilave bir akım ve gerilim stresinin olmadığı görülmüştür. Yardımcı anahtarın ise, ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girdiği, herhangi bir gerilim stresine maruz kalmadığı ve akım stresinin oldukça düşük olduğu gözlemlenmiştir. Ana diyot ve yardımcı diyotların tamamı SS ile çalışmaktadır. Sunulan yeni SS-HPF AC-DC dönüştürücüde, geniş bir AC giriş gerilimi ve yük aralığında yumuşak anahtarlama ile çalışmanın sürdürüldüğü tespit edilmiştir. Ayrıca, nominal çıkış gücünde dönüştürücü veriminin yaklaşık %98.5’e ulaştığı tespit edilmiştir.

Doktora tezi süresinde, doğrudan bu çalışmadan uluslararası 1 adet makale ve 1 adet bildiri ile 1 adet ulusal bildiri gerçekleştirilmiştir. Bu yayınların listesi aşağıda verilmiştir.

- 1) Bodur, H., Cetin, S., Yanık, G., “A New ZVT-PWM Boost Converter”, IET Power Electronics, Vol. 4, No. 7, pp. 816-826, August 2011.
- 2) Bodur, H., Cetin, S., Yanık, G., “A New ZVT-PWM Boost Converter with Active Snubber Cell” SDEMPED 2011 International Symposium, 5-8 September, 2011, Bologna, Italy.
- 3) Bodur, H., Cetin, S., Yanık, G., “Tek Aşamalı PFC Devrelerinin İncelenmesi”, ELECO Ulusal Sempozyumu, 2-5 Aralık 2010, pp. 142-146, Bursa, Türkiye.

Bu doktora çalışmasının, daha sonra yapılacak olan benzer çalışmalar için iyi bir referans olacağı düşünülmektedir. Daha sonraki çalışmalarda, daha yüksek frekans ve güç yoğunluğuna sahip olan daha basit ve ucuz AC-DC dönüştürücülerin

geliştirilmesine devam edilmesi beklenmektedir. Aynı zamanda, geliştirilen PFC amaçlı devreye, iyi bir çıkış gerilimi regülasyonu sağlayan yumuşak anahtarlama ikinci bir devre ilave edilerek, daha yüksek güçler için iki aşamalı bir dönüştürücü geliştirilebilir. Sunulan bu devrenin, kesintisiz ve anahtarlama güç kaynakları, elektronik balastlar, inverter devreleri gibi girişinde doğrultucu bulunduran cihazlarda uygulanması beklenmektedir.

KAYNAKLAR

-
- [1] Garcia, O., Cobos, J.A., Prieto, R., Alou, P. ve Uceda, J., (2001). "Power Factor Correction: A survey", Power Electronics Specialists Conference (PESC), 17-21 June, Vancouver, 8-13.
 - [2] Garcia, O., Cobos, J.A., Prieto, R., Alou, P. ve Uceda, J., (2003). "Single Phase Power Factor Correction: A Survey", IEEE Transactions on Power Electronics, 18 (3): 749-755.
 - [3] Qiao, C., Smedley ve K.M., (2001). "A topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input Current Shapper", IEEE Transactions on Power Electronics, 16 (3): 360-368.
 - [4] Liu, H.F. ve Chang, L.K., (2008). "Flexible and Low Design for a Flyback AC/DC Converter With Harmonic Current Correction", IEEE Transactions on Power Electronics, 20 (1): 17-24.
 - [5] Luo, S., Qiu, W., Wu, W. ve Batarseh, I., (2005). "Flyboost Power Factor Correction Cell and a New Family of Single Stage AC/DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 20 (1): 25-34.
 - [6] Lazaro, A., Barrado, A., Sanz, M., Salas, V. ve Olias, E., (2007). "New Power Factor Correction AC-DC Converter With Reduced Storage Capacitor Voltage", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54 (1): 384-397.
 - [7] Lu, D.D.C., Iu, H.H.C. ve Pjevalica, V., (2008). "A Single Satge AC/DC Converter With High Power Factor, Regulated Bus Voltage, and Output Voltage", IEEE Transactions on Power Electronics, 23 (1): 218-228.
 - [8] Lee, J.J., Kwon, J.M., Kim, E.H., Choi, W.Y. ve Kwon, B.H., (2008). "Single-Stage Single-Switch PFC Flyback Converter Using A Synchronous Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (3): 1352-1365.
 - [9] Ismail, E.H., Sabzali, A.J. ve Al-Saffar, M.A., (2008). "Buck-Boost-Type Unity Power Factor Rectifier with Extended Voltage Conversion Ratio", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (3): 1123-1132.
 - [10] Alonso, J.M., Dalla Costa, M.A. ve Ordiz, C., (2008). "Integrated Buck-Flyback Converter as a High-Power-Factor Off-Line Power Supply", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (3): 1090-1100.
 - [11] Huber, L., Jang, Y. ve Jovanovic, M.M., (2008). "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, 23 (3): 1381-1390.

- [12] Jang, Y. ve Jovanovic, M.M., (2009). "A Bridgeless PFC Boost Rectifier with Optimized Magnetic Utilization", IEEE Transactions on Power Electronics, 24 (1): 85-93.
- [13] Ismail, E.H., (2009). "Bridgeless SEPIC Rectifier with Unity Power Factor and Reduced Conduction Losses", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56 (4): 1147-1157.
- [14] Hua, G., Leu, C.S., Jiang, Y. ve Lee, F. C., (1994). "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 9 (2): 213-219.
- [15] Hua, G., Yang, E. X., Jiang, Y. ve Lee, F. C., (1994). "Novel Zero-Current-Transition PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9 (6): 601-606, Nov. 1994.
- [16] Mao, H., Lee, F. C., Zhou, X., Dai, H., Cosan, M. ve Boroyevich, D., (1997). "Improved Zero-Current-Transition Converters for High-Power Applications", IEEE Transactions on Industrial Applications, 33 (5): 1220-1232.
- [17] Cho, J. G., Baek, J. W., Rim, G. H. ve Kang, I., (1998). "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Multiphase Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 13 (1): 152-159.
- [18] Tseng, C. J. ve Chen, C. L., (1998). "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers", IEEE Transactions on Power Electronics, 13 (5): 861-869.
- [19] Grigore, V. ve Kyrya, J., (1998). "A New Zero-Voltage-Transition PWM Buck Converter," 9th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON'98), 18-20 May, Tel Aviv, 1241-1245.
- [20] Menegaz, J. M. P., Co., M. A., Simonetti, D. S. L. ve Vieira, L. F., (1999). "Improving the operation of ZVT DC-DC Converters," 30th Power Electronics Specialist Conference (PESC'99) , 27 June-1 July, Charleston, USA, 293-297.
- [21] Smith, K.M. ve Smedley, K.M., (1999). "Properties and Synthesis of Passive Lossless Soft-Switching PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 14 (5): 890-899.
- [22] Lee, D. Y., Lee, B. K., Yoo, S. B. ve Hyun, D.S., (2000). "An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter with Zero-Voltage / Zero-Current Switching of The Auxiliary Switches", IEEE Transactions on Industrial Applications, 36 (2): 558-566.
- [23] Stein, C. M. D. O. ve Hey, H. L., (2000). "A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 15 (1): 185-193.
- [24] Kim, T. W., Kim, H. S. ve Ahn, H. W., (2000). "An Improved ZVT PWM Boost Converter", 31th Power Electronics Specialist Conference (PESC'00), 18-23 June, Galway, 615-619.
- [25] Bodur, H. ve Bakan, A. F., (2002). "A New ZVT-PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 17 (1): 40-47.
- [26] Yu, H., Song, B. M. ve Lai, J.S., (2002). "Design of a Novel ZVT Soft-Switching Chopper", IEEE Transactions on Power Electronics, 17 (1): 101-108.

- [27] Lee, D.Y., Lee, M.K., Hyun, D.S. ve Choy, I., (2003). "New Zero-Current-Transition PWM DC/DC Converters Without Current Stress", IEEE Transactions on Power Electronics, 18 (1): 95-104.
- [28] Bodur, H. ve Bakan, A.F., (2004). "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 19 (3): 676-684.
- [29] Bakan, A.F., Bodur, H. ve Aksoy, I., (2005). "A Novel ZVT-ZCT PWM DC-DC Converter", 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2005), 11-14 September, Dresden, 1-8.
- [30] Jang, Y., Jovanovic, M.M., Fang, K.H. ve Chang, Y.M., (2006). "High-Power-Factor Soft-Switched Boost Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 21 (1): 98-104.
- [31] Wang, C.M., (2006). "Novel Zero-Voltage-Transition PWM DC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53 (1): 254-262.
- [32] Huang, W. ve Moschopoulos, G., (2006). "A New Family of Zero-Voltage-Transition PWM Converters with Dual Active Auxiliary Circuits", IEEE Transactions on Power Electronics, 21 (2): 370-379.
- [33] Kim, T.S., Koo, G.B., Moon, G.W. ve Youn, M.J., (2006). "A Single-Stage Power Factor Correction AC/DC Converter Based on Zero Voltage Switching Full Bridge Topology With Two Series-Connected Transformers", IEEE Transactions on Power Electronics, 21 (1): 89-97.
- [34] Jang, Y., Jovanovic, M.M. ve Dillman, D.L., (2006). "Soft-Switched PFC Boost Rectifier With Integrated ZVS Two-Switch Forward Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 21 (1): 1600-1606.
- [35] Jang, Y. ve Javanovic, M.M., (2008). "Fully Soft-Switched Three-Stage AC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 23 (6): 2884-2892.
- [36] Park, S. ve Choi, S., (2010). "Soft-Switched CCM Boost Converter With High Voltage Gain for High-Power Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 25 (5): 1211-1217.
- [37] Wang, C.M., (2005). "A Novel Zero-Voltage-Switching PWM Boost Rectifier With High Power Factor and Low Conduction Losses", IEEE Transaction on Industrial Electronics, 52 (6): 427-435.
- [38] Aksoy, İ., Bodur, H. ve Bakan, F.B., (2010). "A New ZVT-ZCT PWM DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 25 (8): 2093-2105.
- [39] Aksoy, İ., (2007). Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama DC-DC PWM Dönüştürücünün Tasarım, Analiz ve Uygulaması, YTU Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, İstanbul.
- [40] IEC 31000-3-2, (2001). Electromagnetic Compatibility (EMC), IEC, 2.1 Baskı, Genova, Switzerland.
- [41] Redl, R. ve Erisman, B.P., (1994). "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor-Correctors" Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 13-17 February, Orlando, 576-583.

- [42] Rossetto, L., Spiazzi, G. ve Tenti, P., (1994). "Control Techniques for Power Factor Correction Converters" PEMC Proceeding, 20-22 Septamber, Warsaw, 1310-1318.
- [43] Balogh, L. ve Redl, R., (1993). "Power Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current-Mode" Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 7-11 March, San Diego, 168-174.
- [44] Dixon, L. "Avarage Current Mode Control of Switching Power Supplies", Unitrode Application Note, 356-369.
- [45] L. Dixon, (2003). "High Power Factor Preregulator for Off-Line Power Supplies", Texas Instruments, 1-16.
- [46] J. Noon, (2004). "UC3855A/B High Performance Power Factor Preregulator" Texas Instruments, 1-32.
- [47] J. Qian, (1997). Advanced Single-Stage Power Factor Correction Techniques, Doktora tezi, Virginia Politechnic University and State University, Blacksburg.
- [48] W. Jewell ve D.J. Ward, (2002). "Single Phase Harmonic Limits", PSERC, EMI, Power Quality, and Safety Workshop, 18-19 April 2002.
- [49] Bodur, H. (2010). Güç Elektroniği, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [50] Kazimierczuk, M.K. (2008). Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters John Wiley and Sons, Ltd, Publication, Sussex.
- [51] Erickson, R.W. (2004). Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, Colorado, Norwell.
- [52] Hart, D.W. (1997). Introduction to Power Electronics, Prentice Hall Inc., New Jersey.
- [53] Bodur, H., Aksoy, İ. ve Akın, B. (2002). "Anahtarlama ve Rezonanslı dönüştürücüler", Kaynak Elektrik, 158, 100-108.

EK-A

UC3855A/B

High Performance Power Factor Preregulator

FEATURES

- Controls Boost PWM to Near Unity Power Factor
- Fixed Frequency Average Current Mode Control Minimizes Line Current Distortion
- Built-in Active Snubber (ZVT) allows Operation to 500kHz, improved EMI and Efficiency
- Inductor Current Synthesizer allows Single Current Transformer Current Sense for Improved Efficiency and Noise Margin
- Accurate Analog Multiplier with Line Compensator allows for Universal Input Voltage Operation
- High Bandwidth (5MHz), Low Offset Current Amplifier
- Overvoltage and Overcurrent protection
- Two UVLO Threshold Options
- 150µA Startup Supply Current Typical
- Precision 1% 7.5V Reference

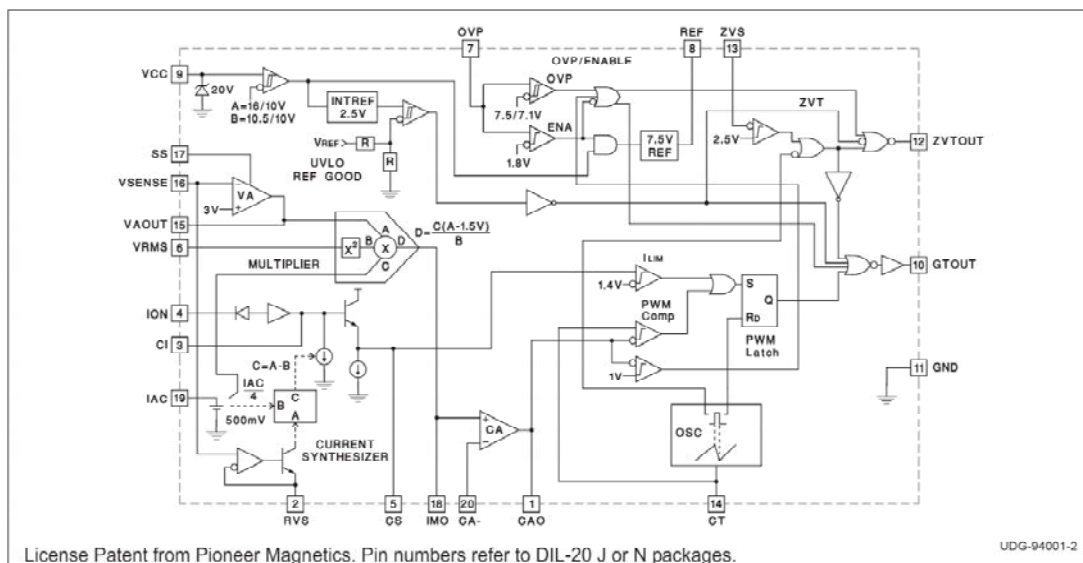
DESCRIPTION

The UC3855A/B provides all the control features necessary for high power, high frequency PFC boost converters. The average current mode control method allows for stable, low distortion AC line current programming without the need for slope compensation. In addition, the UC3855 utilizes an active snubbing or ZVT (Zero Voltage Transition technique) to dramatically reduce diode recovery and MOSFET turn-on losses, resulting in lower EMI emissions and higher efficiency. Boost converter switching frequencies up to 500kHz are now realizable, requiring only an additional small MOSFET, diode, and inductor to resonantly soft switch the boost diode and switch. Average current sensing can be employed using a simple resistive shunt or a current sense transformer. Using the current sense transformer method, the internal current synthesizer circuit buffers the inductor current during the switch on-time, and reconstructs the inductor current during the switch off-time. Improved signal to noise ratio and negligible current sensing losses make this an attractive solution for higher power applications.

The UC3855A/B also features a single quadrant multiplier, squarer, and divider circuit which provides the programming signal for the current loop. The internal multiplier current limit reduces output power during low line conditions. An overvoltage protection circuit disables both controller outputs in the event of a boost output OV condition.

Low startup supply current, UVLO with hysteresis, a 1% 7.5V reference, voltage amplifier with softstart, input supply voltage clamp, enable comparator, and overcurrent comparator complete the list of features. Available packages include: 20 pin N, DW, Q, J, and L.

BLOCK DIAGRAM



SLUS328A JUNE 1998 - REVISED MAY 2004

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise specified: VCC = 18V, R_T = 15k, R_{VS} = 23k, C_T = 470pF, C_I = 150pF, V_{RMS} = 1.5V, I_{AC} = 100μA, I_{SENSE} = 0V, C_{AOUT} = 4V, V_{AOUT} = 3.5V, V_{SENSE} = 3V. -40°C to 85°C (UC2855A/B), 0°C to 70°C (UC3855A/B).

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Amplifier					
Input Offset Voltage	V _{CM} = -2.5V	-4		4	mV
Input Bias Current (Sense)	V _{CM} = 2.5V	-500		500	nA
Open Loop Gain	V _{CM} = 2.5V, V _{OUT} = 2 to 6V	80	110		dB
V _{OUT} High	I _{LOAD} = -500μA		6		V
V _{OUT} Low	I _{LOAD} = 500μA		0.3	0.5	V
Output Short Circuit Current	V _{OUT} = 0V		1	3	mA
Common Mode Range		-0.3		5	V
Gain Bandwidth Product	F _{IN} = 100kHz, 10mV, P-P, T _A = 25°C	2.5	5		MHz
Reference					
Output Voltage	I _{REF} = 0mA, T _A = 25°C	7.388	7.5	7.613	V
	I _{REF} = 0mA	7.313	7.5	7.688	V
Load Regulation	I _{REF} = 1 to 10 mA	-15		15	mV
Line Regulation	V _{CC} = 15 to 35V	-10		10	mV
Short Circuit Current	REF = 0V	20	45	65	mA
Oscillator					
Initial Accuracy	T _A = 25°C	170	200	230	kHz
Voltage Stability	V _{CC} = 12 to 18V		1		%
Total Variation	Line, Temp.	160		240	kHz
Ramp Amplitude (P-P)	Outputs at 0% duty cycle	4.7		5.7	V
Ramp Valley Voltage		1.1		1.6	V
Enable/OVP/Current Limit					
Enable Threshold			1.8	2.2	V
OVP Threshold			7.5	7.66	V
OVP Hysteresis		200	400	600	mV
OVP Propagation Delay			200		ns
OVP Input Bias Current	V = 7.5V		1	10	μA
PKLIMIT Threshold		1.25	1.5	1.75	V
PKLIMIT Input Current	V _{PKLIMIT} = 1.5V		100		μA
PKLIMIT Prop. Delay			100		ns
Multiplier					
Output Current - IAC Limited	IAC = 100μA, V _{RMS} = 1V	-235	-205	-175	μA
Output Current - Zero	IAC = 0μA	-2	-0.2	2	μA
Output Current - Power Limited	V _{RMS} = 1.5V, V _{AOUT} = 5.5V	-250	-209	-160	μA
Output Current	V _{RMS} = 1.5V, V _{AOUT} = 2V		-26		μA
	V _{RMS} = 1.5V V _{AOUT} = 5V		-190		μA
	V _{RMS} = 5V, V _{AOUT} = 2V		-3		μA
	V _{RMS} = 5V, V _{AOUT} = 5V		-17		μA
Gain Constant	Refer to Note 1	-0.95	-0.85	-0.75	1/V
Gate Driver Output					
Output High Voltage	I _{OUT} = -200mA, V _{CC} = 15V	12	12.8		V
Output Low Voltage	I _{OUT} = 200mA		1	2.2	V
Output Low Voltage	I _{OUT} = 10mA		300	500	mV
Output Low (UVLO)	I _{OUT} = 50mA, V _{CC} = 0V		0.9	1.5	V
Output RISE/FALL Time	C _{LOAD} = 1nF		35		ns
Output Peak Current	C _{LOAD} = 10nF		1.5		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise specified: VCC = 18V, RT = 15k, RVS = 23k, CT = 470pF, CI = 150pF, VRMS = 1.5V, IAC = 100μA, ISENSE = 0V, CAOUT = 4V, VAOUT = 3.5V, VSENSE = 3V. -40°C to 85°C (UC2855A/B), 0°C to 70°C (UC3855A/B).

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ZVT					
Reset Threshold		2.3	2.6	2.9	V
Input Bias Current	V = 2.5V, VCT = 0		6	20	μA
Propagation Delay	Measured at ZVTOUT		100		ns
Maximum Pulse Width			400		ns
Output High Voltage	IOUT = -100mA, VCC = 15V	12	12.8		V
Output Low Voltage	IOUT = 100mA		1	2.2	V
	IOUT = 10mA		300	900	mV
Output Low (UVLO)	IOUT = 50mA, VCC = 0V		0.9	1.5	V
Output RISE/FALL Time	CLOAD = 1nF		35		ns
Output Peak Current	CLOAD = 10nF		0.75		A
Current Synthesizer					
ION to CS Offset	VION = 0V		30	50	mV
CI Discharge Current	IAC = 50μA	105	118	140	μA
	IAC = 500μA		5		μA
IAC Offset Voltage		0.3	0.65	1.1	V
ION Buffer Slew Rate			10		V/μs
ION Input Bias Current	VION = 2V		2	15	μA
RVS Output Voltage	23k from RVS to GND	2.67	3	3.13	V

Note 1: Gain constant (K) = $\frac{IAC \cdot (VAOUT - 1.5V)}{(VRMS^2 \cdot IMO)}$ at VRMS = 1.5V, VAOUT = 5.5V.

PIN DESCRIPTIONS

CA This is the inverting input to the current amplifier. Connect the required compensation components between this pin and CAOUT. The common mode operating range for this input is between -0.3V and 5V.

CAO This is the output of the wide bandwidth current amplifier and one of the inputs to the PWM duty cycle comparator. The output signal generated by this amplifier commands the PWM to force the correct input current. The output can swing from 0.1V to 7.5V.

CI The level shifted current sense signal is impressed upon a capacitor connected between this pin and GND. The buffered current sense transformer signal charges the capacitor when the boost switch is on. When the switch is off, the current synthesizer discharges the capacitor at a rate proportional to the di/dt of the boost inductor current. In this way, the discharge current is approximately equal to

$$\frac{3V}{RRVS} - \frac{IAC}{4}$$

Discharging the CI capacitor in this fashion, a "reconstructed" version of the inductor current is generated using only one current sense transformer.

CS The reconstructed inductor current waveform generated on the CI pin is level shifted down a diode drop to this pin. Connect the current amplifier input resistor between CS and the inverting input of the current amplifier. The waveform on this pin is compared to the multiplier output waveform through the average current sensing current amplifier. The input to the peak current limiting comparator is also connected to this pin. A voltage level greater than 1.5 volts on this pin will trip the comparator and disable the gate driver output.

CT A capacitor from CT to GND sets the PWM oscillator frequency according to the following equation:

$$f \approx \frac{1}{11200 \cdot CT}$$

Use a high quality ceramic capacitor with low ESL and ESR for best results. A minimum CT value of 200pF insures good accuracy and less susceptibility to circuit layout parasitics. The oscillator and PWM are designed to provide practical operation to 500kHz.

GND All voltages are measured with respect to this pin. All bypass and timing capacitors connected to GND should have leads as short and direct as possible.

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

GTOUT: The output of the PWM is a 1.5A peak totem pole MOSFET gate driver on GTOUT. A series resistor between GTOUT and the MOSFET gate of at least 10 ohms should be used to limit the overshoot on GTOUT. In addition, a low Vf Schottky diode should be connected between GTOUT and GND to limit undershoot and possible erratic operation.

IAC: This is a current input to the multiplier. The current into this pin should correspond to the instantaneous value of the rectified AC input line voltage. This is accomplished by connecting a resistor directly between IAC and the rectified input line voltage. The nominal 650mV level present on IAC negates the need for any additional compensating resistors to accommodate for the zero crossings of the line. A current equal to one fourth of the IAC current forms one of the inductor current synthesizer inputs.

IMO: This is the output of the multiplier, and the non-inverting input of the current amplifier. Since this output is a current, connect a resistor between this pin and ground equal in value to the input resistor of the current amplifier. The common mode operating range for this pin is -0.3V to 5V.

ION: This pin is the current sensing input. It should be connected to the secondary side output of a current sensing transformer whose primary winding is in series with the boost switch. The resultant signal applied to this input is buffered and level shifted up a diode to the CI capacitor on the CI pin. The ION buffer has a source only output. Discharge of the CI cap is enabled through the current synthesizer circuitry. The current sense transformer termination resistor should be designed to obtain a 1V input signal amplitude at peak switch current.

OVP: This pin senses the boost output voltage through a voltage divider. The enable comparator input is TTL compatible and can be used as a remote shutdown port. A voltage level below 1.8V, disables VREF, oscillator, and the PWM circuitry via the enable comparator. Between 1.8V and VREF (7.5V) the UC is enabled. Voltage levels above 7.5V will set the PWM latch via the hysteretic OVP comparator and disable both ZVTOUT and GTOUT until the OVP level has decayed by the nominal hysteresis of 400mV. If the voltage divider is designed to initiate an OVP fault at 5% of OV, the internal hysteresis enables normal operation again when the output voltage has reached its nominal regulation level. Both the OVP and enable comparators have direct logical connections to the PWM output and exhibit typical propagation delays of 200ns.

REF: REF is the output of the precision reference. The output is capable of supplying 25mA to peripheral circuitry and is internally short circuit current limited. REF is disabled and low whenever VCC is below the UVLO threshold, and when OVP is below 1.8V. A REF "GOOD" comparator senses REF and disables the stage until REF has attained approximately 90% of its nominal value. Bypass REF to GND with a 0.1μF or larger ceramic capacitor for best stability.

RVS: The nominal 3V signal present on the VSENSE pin is buffered and brought out to the RVS pin. A current proportional to the output voltage is generated by connecting a resistor between this pin and GND. This current forms the second input to the current synthesizer.

VAO: This is the output of the voltage amplifier. At a given input RMS voltage, the voltage on this pin will vary directly with the output load. The output swing is limited from approximately 100mV to 6V. Voltage levels below 1.5V on this pin will inhibit the multiplier output.

VCC: Positive supply rail for the IC. Bypass this pin to GND with a 1μF low ESL, ESR ceramic capacitor. This pin is internally clamped to 20V. Current into this clamp should be limited to less than 10mA. The UC3855A has a 15.5V (nominal) turn on threshold with 6 volts of hysteresis while the UC3855B turns on at 10.5V with 500mV of hysteresis.

VRMS: This pin is the feedforward line voltage compensation input to the multiplier. A voltage on VRMS proportional to the AC input RMS voltage commands the multiplier to alter the current command signal by $1/VRMS^2$ to maintain a constant power balance. The input to VRMS is generally derived from a two pole low pass filter/voltage divider connected to the rectified AC input voltage. This feature allows universal input supply voltage operation and faster response to input line fluctuations for the PFC boost preregulator. For most designs, a voltage level of 1.5V on this pin should correspond to low line, and 4.7V for high line. The input range for this pin extends from 0 to 5.5V.

VSENSE: This pin is the inverting input of the voltage amplifier and serves as the output voltage feedback point for the PFC boost converter. It senses the output voltage through a voltage divider which produces a nominal 3V. The voltage loop compensation is normally connected between this pin and VAO. The VSENSE pin must be above 1.5V at 25°C, (1.9V at -55°C) for the current synthesizer to work properly.

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

ZVS: This pin senses when the drain voltage of the main MOSFET switch has reached approximately zero volts, and resets the ZVT latch via the ZVT comparator. A minimum and maximum ZVTOUT pulse width are programmable from this pin. To directly sense the $\approx 400\text{V}$ drain voltage of the main switch, a blocking diode is connected between ZVS and the high voltage drain. When the drain reaches 0V , the level on ZVS is $\approx 0.7\text{V}$ which is below the 2.6V ZVT comparator threshold. The maximum ZVTOUT

pulse width is approximately equal to the oscillator blanking period time.

ZVTOUT: The output of the ZVT block is a 750mA peak totem pole MOSFET gate driver on ZVTOUT. Since the ZVT MOSFET switch is typically 3X smaller than the main switch, less peak current is required from this output. Like GTOUT, a series gate resistor and Schottky diode to GND are recommended. This pin may also be used as a high current synchronization output driver.

For more information see Unitrode Applications Note U-153.

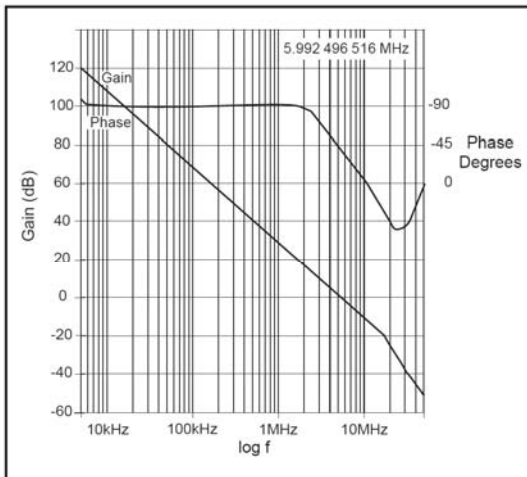


Figure 1. Current Amplifier Frequency Response

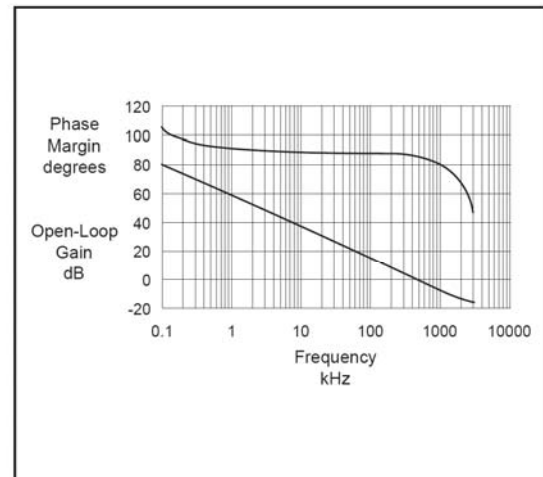


Figure 2. Voltage Amplifier Gain Phase vs Frequency

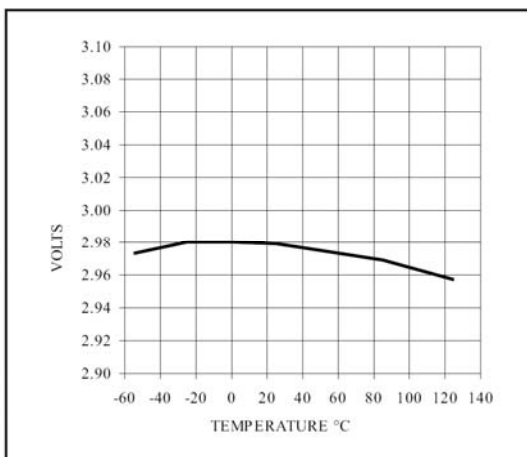


Figure 3. Voltage Amplifier Input Threshold

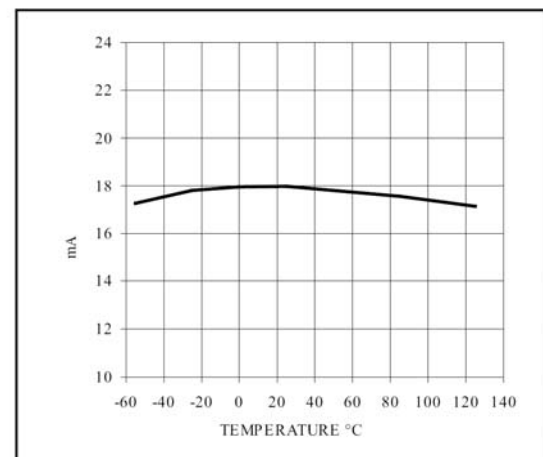


Figure 4. Supply Current ON

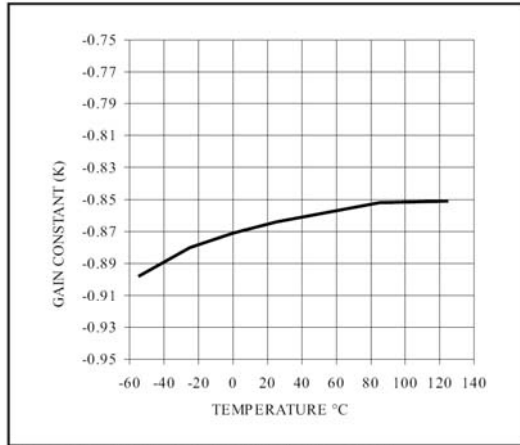


Figure 5. Multiplier Current Gain Constant

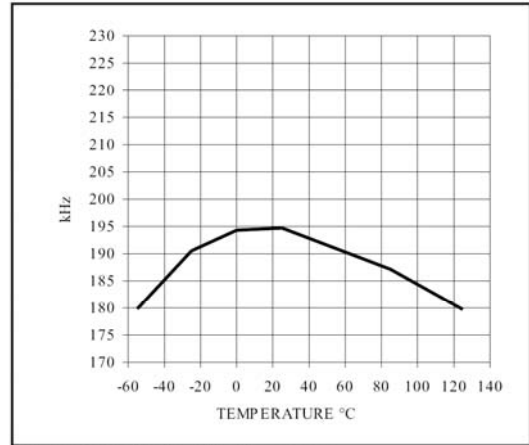


Figure 6. Oscillator Initial Accuracy

Figure 7. Typical Application

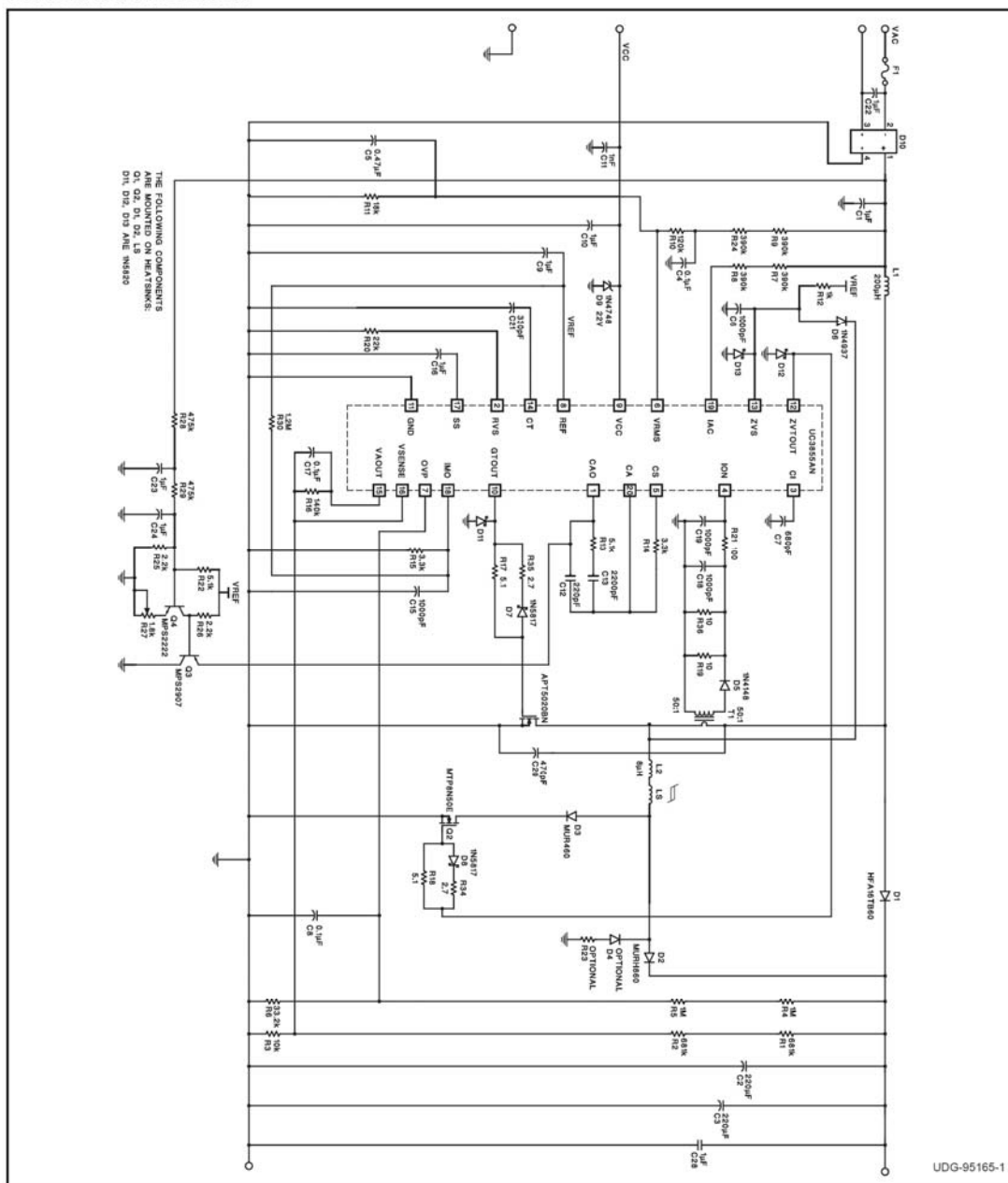


Figure 7. Typical Application

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UC2855ADW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC2855ADWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC2855AN	ACTIVE	PDIP	N	20	20	None	CU SNPB	Level-NA-NA-NA
UC2855BDW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC2855BDWG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2855BDWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC2855BN	ACTIVE	PDIP	N	20	20	None	CU SNPB	Level-NA-NA-NA
UC3855ADW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC3855ADWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC3855AN	ACTIVE	PDIP	N	20	20	None	CU SNPB	Level-NA-NA-NA
UC3855BDW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC3855BDWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	None	CU SNPB	Level-2-220C-1 YEAR
UC3855BN	ACTIVE	PDIP	N	20	20	None	CU SNPB	Level-NA-NA-NA

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBsolete: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - May not be currently available - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

None: Not yet available Lead (Pb-Free).

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean "Pb-Free" and in addition, uses package materials that do not contain halogens, including bromine (Br) or antimony (Sb) above 0.1% of total product weight.

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Sevilay ÇETİN
Doğum Tarihi ve Yeri :22/03/1980 Denizli
Yabancı Dili :İngilizce
E-posta :secetin@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Doktora	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği	Yıldız Teknik Üniversitesi	Devam
Y. Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Pamukkale Üniversitesi	2005
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Pamukkale Üniversitesi	2001
Lise	Fen Bilimleri	Denizli Lisesi	1997

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2007-	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2001-2007	Pamukkale Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Makale

1. Bodur, H., **Cetin, S.**, Yanık, G., “A New ZVT-PWM Boost Converter”, IET Power Electronics, Volume: 4, No: 7, pp. 827-834, August 2011.
2. Yilmaz, S., Sazak B.S., **Cetin S.**, “Design and Implementation of Web-Based Training Tool for A Single Switch Induction Cooking System Using PHP”, Electronics and Electrical Engineering, Volume:3, No:99, pp. 89-92, March 2010.
3. **Cetin S.**, Sazak B.S., "Triple Half Bridge Series Resonant Inverter for Home Cooking Applications", International Review of Electrical Engineering (IREE), Volume:4, No:2, pp.168-193, March-April 2009.
4. Sazak B.S., **Cetin S.**, Oncu S., "A Simplified Procedure For The Optimal Design Of Induction Cooking Appliances", International Journal of Electronics, Volume:94, No:3, pp.197-208, March 2007.

Bildiri

1. Bodur, H., **Cetin, S.**, Yanık, G., “Tek Aşamalı PFC Devrelerinin İncelenmesi”, ELECO Ulusal Sempozyumu, 2-5 Aralık 2010, pp. 142-146, Bursa.
2. Bodur, H., **Cetin, S.**, Yanık, G., “A New ZVT-PWM Boost Converter with Active Snubber Cell” SDEMPED 2011 International Symposium, 5-8 September, 2011, Bologna, Italy.
3. Sazak, B.S., **Cetin, S.**, “Affect of Operation Conditions of Triple Half Bridge Series Resonant Inverter for Harmonic Distortion and Power Factor”, 13. International Symposium on Mechatronics, pp.18-20, 2-4 June 2010, Trencianske Teplice/Slovakia.
4. Sazak, B.S., **Cetin, S.**, “Reducing The Number of Measurements in Induction Cooker Design”, International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 16-19 August 2009, Beijing/China.
5. Sazak, B.S., **Cetin, S.**, Oncu, S., “Computer Aided Instruction for Electrical Engineering”, International Conference on the Role of Universities in Hands-On Education, 23-29 August 2009, Chiang Mai/Thailand.
6. Sazak, B.S., Yilmaz S., **Cetin, S.**, "Interactive Web-Based Training Tool for A Single Switch Induction Cooking System", ECTI-CARD 2009, Vol:1., pp.133-136, 3-5 May 2009, Bangkok/Thailand.
7. **Cetin, S.**, Sazak, B.S., Bodur H., "A Comparative Study of Dual Half-Bridge Inverter Topologies Used in Induction Cooking", ECTI-CON 2009, Vol.1, pp.314-317, 6-9 May 2009, Pattaya/Thailand.
8. **Cetin, S.**, Sazak, B.S., An Induction Cooking Appliance for Alternative Loads, Applied Electronics 2007 International Conference (APPEL2007), Cilt: 1, pp.29-32, 5-6 September 2007, Pilsen/Czech Republic.

- 9 Sazak, B.S., **Cetin, S.**, Oncu, S. Evaluation of An Induction Heated Cooking Application, Applied Electronics 2007 International Conference (APPEL2007), Cilt:1, pp.187-190, 5-6 September 2007, Pilsen/Czech Republic.
- 10 Oncu, S., **Cetin, S.**, Sazak, S."Analysis and Simulation of Voltage Fed Class E Inverter", International Conference on Modeling and Simulation (AMSE'06), Cilt 1, pp.49-51, 28-30 August 2006, Konya/Türkiye.
- 11 **Cetin, S.**, Oncu, S., Sazak, S."Computer Aided Design of A Three Output Induction Cooking Appliance for Home Cooking Applications", International Conference on Modeling and Simulation (AMSE'06), Cilt 1, pp.39-41, 28-30 August 2006, Konya/Türkiye.
- 12 **Çetin, S.**, Sazak, B.S. "Mutfak Tipi Isıtma Uygulamaları İçin Üç Yarım Köprü Seri Rezonans İnverter", IV. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu, Cilt:1, pp.278-282, 28-30 Eylül 2005, Konya/Türkiye.

Proje

1. 29-04-02 Nolu BAPK Projesinde araştırmacı olarak çalışmaya devam etmektedir.