

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTIMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	x
ÖNSÖZ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiii
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNDE KULLANILAN AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	6
2.1 Giriş	6
2.2 Temel İzolasyonsuz AC-DC Dönüştürücülerin Sınıflandırılması	6
2.2.1 Tek Yönlü Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler	7
2.2.2 Çift yönlü Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler	9
2.2.3 Tek Yönlü Düşük Çıkışlı Dönüştürücüler	9
2.2.4 Çift Yönlü Düşük Çıkışlı Dönüştürücüler	11
2.2.5 Tek Yönlü Düşük-Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler	11
2.2.6 Çift Yönlü Düşük-Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler	13
3. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ İLE İLGİLİ GENEL ÖZELLİKLER	14
3.1 Giriş	14
3.2 Kontrol Yöntemleri	15
3.3 Kontrol Yöntemlerine Göre Sürekli veya Kesintili Akımda Çalışma	16
3.4 Güç Faktörü Düzeltme Devreleri için Eleman Seçimi	17
3.5 Uygulamaya Göre Seçilecek Dönüştürücünün Kriterleri	19
3.6 Güç Faktörü Düzeltme Devrelerindeki Son Gelişmeler	20
4. YUMUŞAK ANAHTARLAMA VE BASTIRMA HÜCRESİ KAVRAMI	22
4.1 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	23
4.1.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)	23
4.1.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)	23
4.1.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)	24
4.1.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)	25

4.2	Bastırma Hücrelerinin Sınıflandırılması.....	25
4.3	Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması	27
4.4	Sonuç	28
5.	TEMEL ZVT-PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	29
5.1	Giriş	29
5.2	Tanım ve Kabuller	29
5.3	Çalışma Aralıkları.....	30
5.4	Sonuç	34
6.	TEMEL ZCT-PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ	36
6.1	Giriş	36
6.2	Tanım ve Kabuller	36
6.3	Çalışma Aralıkları.....	36
6.4	Sonuç	41
7.	AKTİF BASTIRMALI GELİŞTİRİLMİŞ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ZVT DÖNÜŞTÜRÜCÜ	42
7.1.1	Giriş	42
7.1.2	Devre Topolojisi ile Kabuller ve Açıklamalar	42
7.1.3	Çalışma Aralıkları.....	42
7.1.4	Sonuç	45
8.	AKTİF YARDIMCI DEVRELİ YENİ BİR ZVT PWM DÖNÜŞTÜRÜCÜ	46
8.1.1	Giriş	46
8.1.2	Devre Topolojisi ile Kabuller ve Açıklamalar	46
8.1.3	Çalışma Aralıkları.....	47
8.1.4	Sonuç	49
9.	ZVT-ZCT-PWM YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	50
9.1	Giriş	50
9.2	Tanım ve Kabuller	50
9.3	Çalışma Aralıkları.....	51
9.4	Sonuç	56
10.	YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN GELİŞTİRİLMESİ.....	57
10.1	Giriş	57
10.2	Tanım ve Kabuller	57
10.3	Çalışma Aralıkları.....	58
10.4	Yumuşak Anahtarlama Şartları	67
10.4.1	Ana Anahtarın ZVT ile İletime Girmesi.....	68
10.4.2	Ana Anahtarın ZCT ile Kesime Girmesi	68
10.4.3	Yardımcı Anahtarın ZCS ile İletime Girmesi.....	68
10.4.4	Yardımcı Anahtarın ZCS ile Kesime Girmesi.....	68
10.5	Bastırma Hücresinin Tasarımı	68
10.6	Dönüştürücünün Özellikleri	70

11.	YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN UYGULAMASI.....	71
11.1	Giriş	71
11.2	Devre Şeması	71
11.3	Uygulama Devresi	74
11.4	Uygulama Sonuçları	74
11.5	Dönüştürücünün Yüklenmesi ve Verim Eğrilerinin Çıkartılması	90
12.	SONUÇLAR ve ÖNERİLER	92
	KAYNAKLAR.....	94
	ÖZGEÇMİŞ.....	98

SİMGE LİSTESİ

λ	Bağlı iletim süresi
ΔI_L	Endüktans akımı dalgalanma miktarı
Δt	Çıkış yükü besleme süresi
C_0	Çıkış filtre kondansatörü
C_S	Eşdeğer parazitik kondansatör
C_R	Bastırma kondansatörü
$\cos\phi$	Kayma faktörü
D_{S1}	Ana anahtarın dahili diyodu
D_1	Yardımcı diyot
D_2	Yardımcı diyot
D_3	Yardımcı diyot
D_4	Yardımcı diyot
D_F	Ana diyot
f_p	Anahtarlama frekansı
GF	Güç faktörü
I_{Lmax}	Maksimum endüktans akımı
I_s	Efektif giriş akımı
I_{s1}	Giriş akımının efektif temel bileşeni
I_o	Yük akımı
$L_{\check{c}k}$	Çıkış endüktans toplamı
L_e	Eşdeğer endüktans
L_F	Ana endüktans
L_{gk}	Giriş kaçak endüktansı
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
L_{R1}	Üst bastırma endüktansı
L_{R2}	Alt bastırma endüktans toplamı
L_s	Toplam seri endüktans
P	Aktif güç
P_0	Çıkış gücü
R	Yük direnci
S	Görünür güç
S_1	Ana anahtar
S_2	Yardımcı anahtar

T_p	Anahtarlama periyodu
t_f	Düşme süresi
t_r	Yükselme süresi
V_{ef}	Efektif giriş gerilimi
$V_{0(min)}$	Minimum çıkış gerilimi
$V_{in(min)}$	Minimum giriş gerilimi
ω_e	Açısal frekans
Z_e	Eşdeğer empedans

KISALTMA LİSTESİ

AC-DC	Alternatif Akım- Doğru Akım (Alternative Current- Direct Current)
AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
BJT	Bipolar Transistör (Bipolar Junction Transistor)
CCM	Sürekli Akımda Çalışma (Continous Current Mode)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DCM	Kesintili Akımda Çalışma (Discontinuous Current Mode)
DSP	Dijital Sinyal İşleyici (Digital Signal Processing)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electro Magnetic Interference)
FLC	Bulanık Mantık Kontrolü (Fuzzy Logic Control)
GTO	Kapı Sönümlü Tristör (Gate Turn-off Thyristor)
IEC	Uluslararası Elektrik Komisyonu (International Electrical Commission)
IEEE	Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
NN	Yapay Sinir Ağları (Neural Networks)
PFC	Güç Faktörü Düzeltme (Power Factor Correction)
PID	Oransal İntegral Türevsel (Proportional Integral Derivative)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RFI	Radyo Frekans Girişimi (Radio Frequency Interference)
SIC	Silikon Karbid (Silicon Carbide)
SMC	Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode Control)
SS	Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 AC-DC dönüştürücülerin sınıflandırması.	7
Şekil 2.2 Yüksek çıkışlı dönüştürücü.	7
Şekil 2.3 Gerilim beslemeli çift yönlü yüksek çıkışlı dönüştürücü.	9
Şekil 2.4 Düşük çıkışlı dönüştürücü.	10
Şekil 2.5 Çift yönlü düşük çıkışlı dönüştürücü.	11
Şekil 2.6 Tek yönlü düşük yüksek çıkışlı dönüştürücü.	12
Şekil 2.7 Çift yönlü düşük- yüksek çıkışlı dönüştürücüye ait bir örnek.	13
Şekil 3.1 a) DCM çalışma b) CCM çalışma.	16
Şekil 4.1 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS, (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri (Bodur vd., 2002).	24
Şekil 4.2 Bastırma hücrelerinin genel olarak sınıflandırılması (Bodur vd., 2002).	26
Şekil 4.3 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması (Bodur vd., 2002).	26
Şekil 5.1 Temel ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün devre şeması (Hua vd., 1994).	29
Şekil 5.2 Temel ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün eşdeğer çalışma aralıkları.	31
Şekil 5.3 Temel ZVT dönüştürücünün temel dalga şekilleri.	32
Şekil 6.1 Temel ZCT PWM DC-DC dönüştürücünün devre şeması (Hua vd., 1994).	36
Şekil 6.2 Temel ZCT PWM DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıkları.	38
Şekil 6.3 Temel ZCT dönüştürücünün temel dalga şekilleri.	39
Şekil 7.1 Tek fazlı CCM ZVT PFC yüksek çıkışlı dönüştürücü.	42
Şekil 7.2 Çalışma aralıkları.	43
Şekil 7.3 İlgili dalga şekilleri.	44
Şekil 8.1 Aktif yardımcı devreli ZVT PWM DC-DC yükseltici.	46
Şekil 8.2 Çalışma Aralıkları.	47
Şekil 8.3 İlgili dalga şekilleri.	48
Şekil 9.1 ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü.	50
Şekil 9.2 Dönüştürücü çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri.	52
Şekil 9.3 Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.	53
Şekil 10.1 Geliştirilen yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi.	58
Şekil 10.2 Dönüştürücü çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri.	61
Şekil 10.3 Sunulan dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.	63
Şekil 11.1 Yeni bir yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi.	73

Şekil 11.2 Yeni bir yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin uygulaması.	73
Şekil 11.3 Sert anahtarlama ana anahtarın iletme girme anındaki gerilim ve akım değişimleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 50ns/kare olarak ölçeklidir.	75
Şekil 11.4 Sert anahtarlama ana anahtarın kesime girme anındaki gerilim ve akım değişimleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 100ns/kare olarak ölçeklidir.	75
Şekil 11.5 Sert anahtarlama ana anahtarın gerilim ve akım değişimleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 5µs/kare olarak ölçeklidir.	76
Şekil 11.6 Ana anahtar S_1 ve yardımcı anahtar S_2 'nin kontrol sinyalleri. 5 V/kare, 2 µs/kare olarak ölçeklidir.	77
Şekil 11.7 Ana anahtar S_1 'in IR1150 çıkış ile sürme sinyali arasındaki gecikme. 5 V/kare, 200 ns/kare olarak ölçeklidir.	77
Şekil 11.8 Ana anahtar S_1 'in gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 1 µs/kare olarak ölçeklidir.	78
Şekil 11.9 Ana anahtar S_1 'in iletme girme durumundaki (ZVT) gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100 ns/kare olarak ölçeklidir.	78
Şekil 11.10 Ana anahtar S_1 'in kesime girme durumundaki (ZCT) gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100ns/kare olarak ölçeklidir.	79
Şekil 11.11 Ana diyot D_F 'in gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 1 µs/kare olarak ölçeklidir.	79
Şekil 11.12 Ana diyot D_F 'in iletme girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 500 ns/kare olarak ölçeklidir.	80
Şekil 11.13 Ana diyot D_F 'in kesime girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100 ns/kare olarak ölçeklidir.	80
Şekil 11.14 Yardımcı anahtar S_2 'nin iletme kesim anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 500ns/kare olarak ölçeklidir.	81
Şekil 11.15 S_2 anahtarının iletme girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100 ns/kare olarak ölçeklidir.	82
Şekil 11.16 S_2 anahtarının kesime girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 1 µs/kare olarak ölçeklidir.	82
Şekil 11.17 C_R kondansatörünün gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 2 µs/kare olarak ölçeklidir.	83
Şekil 11.18 L_{R2} endüktansının gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 0.5 µs/kare olarak ölçeklidir.	83

Şekil 11.19 L_{R1} endüktansının gerilim ve akım dalga şekilleri. 50 V/kare, 2 A/kare ve 1 μ s/kare olarak ölçeklidir.	84
Şekil 11.20 D_3 diyodunun gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 1 μ s/kare olarak ölçeklidir.	84
Şekil 11.21 D_4 diyodunun gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 0.2 μ s/kare olarak ölçeklidir.	85
Şekil 11.22 AC şebekenin gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 5 ms/kare olarak ölçeklidir.....	86
Şekil 11.23 AC şebekenin bir periyot içerisindeki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.....	86
Şekil 11.24 Ana anahtar S_1 'in şebekenin bir periyodu içerisindeki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.	87
Şekil 11.25 Ana anahtarın gerilim ve L_F endüktansının akım değişimi. 100 V/kare, 5 A/kare ve ms/kare olarak ölçeklidir.....	87
Şekil 11.26 Çıkıştaki akım, gerilim ve güç değerleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.	88
Şekil 11.27 Girişteki akım, gerilim, güç ve güç faktörü değerleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.....	88
Şekil 11.28 Şebeke girişindeki akım, gerilim ve güç faktörü değerleri.	89
Şekil 11.29 Şebeke girişindeki akım ve gerilim dalga şekilleri.	89
Şekil 11.30 Şebeke girişindeki toplam akım harmoniği.....	89
Şekil 11.31 Yarı yük için çıkıştaki akım, gerilim ve güç değerleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.....	90
Şekil 11.32 Yarı yük için girişteki akım, gerilim, güç ve güç faktörü değerleri. 100 V/kare, 1 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.....	91
Şekil 11.33 Dönüştürücünün yumuşak ve sert anahtarlama durumlarındaki verim eğrileri. ...	91

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 Klasik ve modern bastırma hücrelerinin karşılaştırılması (Bodur vd., 2002).	27
Çizelge 5.1 Devrede kullanılan aktif ve pasif yarı iletken elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldıkları maksimum gerilim ve akım değerleri.	34
Çizelge 6.1 Devrede kullanılan aktif ve pasif yarı iletken elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldıkları maksimum gerilim ve akım değerleri.	41
Çizelge 7.1 Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodu anahtarlama şekli ve üzerindeki akım-gerilim stresleri.	45
Çizelge 8.1 Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodu anahtarlama şekli ve üzerindeki akım-gerilim stresleri.	49
Çizelge 9.1 Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodu anahtarlama şekli ve üzerindeki akım-gerilim stresleri.	56
Çizelge 11.1 Uygulamada kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri.	74

ÖNSÖZ

Yüksek lisans ve doktora dönemlerinde alınan dersler ile yapılan literatür taramaları sonucu, gerek teorik gerekse pratik anlamda çok faydalı olacağı düşünülen bu doktora tez konusuna karar verilmiştir. Doktora tez konusu “Yeni Bir Yumuşak Anahtarlamalı Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresinin Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi” adını taşımaktadır.

Teorik anlamda güç faktörünün iyileştirilmesi ve birim güç faktörüne ulaşılması mümkün olup, bunu gerçekleştirmek için gelişmiş güç elektroniği devreleri ve kontrol sistemleri kullanılmış ve bu sayede piyasadaki talebe de karşılık verilmiştir. Bu tezde önce teorik çalışmalar yapılmış, daha sonra da pratik uygulama devresinden sonuçlar alınmıştır. Alınan sonuçlar sayesinde teorik çalışmalar doğrulanmıştır.

Bütün çalışmalarım boyunca beni yönlendiren ve destekleyen tez danışmanım Prof. Dr. Hacı BODUR’a ve çok yardımlarını gördüğüm Y. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN’a, deneysel çalışmalarda yardımcı olan Arş. Gör. Dr. İsmail AKSOY’a teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca, eşim Yasemin AKIN’a da çok teşekkür ederim.

YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

ÖZET

Son yıllarda daha da sık kullanılan güç elektroniği sistem ve cihazlarının şebekeden çektiği harmonikli akımlar, şebekeyi bozmakta ve güç faktörü değerini düşürerek şebekeyi gereksiz yere yüklemektedir. Harmonikler, aynı şebekeden beslenen diğer alıcıların çalışmasını da olumsuz olarak etkilemektedir. Bu sebeple harmonik standartlarıyla ilgili yönetmelikler her geçen gün gelişmekte ve sınırlamalar artmaktadır.

Güç faktörünün değeri, kayma faktörü ile şebekeden çekilen akımdaki harmonik bozulmanın çarpımına bağlıdır. Kayma faktörü, akım ile gerilim arasındaki faz farkından ortaya çıkar ve omik yük için “1” değerini alır. Bu durumda güç faktörünü iyileştirmek için yapılması gereken, şebekeden çekilen akımdaki harmonik içeriği azaltmaktır. Bu sebeple geliştirilen yumuşak anahtarlamalı tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinde, diyot köprüsünden sonra yumuşak anahtarlamalı yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücü kullanılmıştır. Uygun algoritmalar ile kontrol edilen dönüştürücünün, şebekeden düşük harmonikli sinüzoidal bir akımın çekmesi sağlanmıştır.

Geliştirilen dönüştürücü devresi ile, ana anahtar ZVT ile iletme ZCT ile kesime girmekte ve üzerinde hiçbir ilave akım veya gerilim stresi oluşmamaktadır. Yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve ZCS ile kesime girer ve anahtarın üzerinde hiçbir gerilim stresi oluşmaz. Yardımcı anahtarın üzerinden akacak olan rezonans akımının bir kısmı kuplajlı endüktans ile çıkışa yönlendirilerek, yardımcı koldaki akım stresi azaltılmıştır. Bu topoloji kullanılarak çalıştırılan 300 W ve 100 kHz’lik sistemdeki toplam verim %98 değerini alırken, güç faktörü de 0.99 değerinde olmakta ve şebekeden sinüzoidal bir akım çekilmektedir.

Anahtar kelimeler: Güç faktörü, harmonik, yumuşak anahtarlama, yüksek çıkışlı dönüştürücü, ZCS, ZCT, ZVT.

DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF A NEW SINGLE PHASE SOFT SWITCHING POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT

ABSTRACT

Nowadays, power electronics systems and equipments are more crowdedly used. These systems use harmonic currents and require from AC line and so AC line current and voltage waveforms are distorted and overload the system by decreasing the power factor (PF) ratings. Harmonics affect badly other participants from the same AC line. Because of these facts, day by day harmonic standards are developing by legislations.

Power factor rating is related with the multiplication of displacement factor and AC line current harmonic ratio. Displacement factor is the cosines of phase angle between AC line voltages and current, for the resistive load it will take the value of "1". For Power Factor Correction (PFC), AC line current harmonic content have to be decreased. For this reason, single phase AC-DC ZVT-ZCT PWM converter designed with diode bridge and boost converter which is controlled for maximum load current in every condition by requiring less harmonic sinusoidal current from the AC line.

The proposed converter works with soft switching. Main switch turns on with ZVT, turns off with ZCT and there is no extra current or voltage spike. Auxiliary switch operates both ZVT and ZCT times. Auxiliary switch turns on with ZCS and turns off with ZCS without voltage stress however there is also current stress comes from the resonant current but it is diverted to the output side by coupling inductance. So, auxiliary switch current stress is lowered by diverting this resonant current to the load. With this topology total efficiency can reach 98% from 300 W and 100 kHz switching frequency with 0.99 power factor in sinusoidal current shape.

Key Words: Boost converter, harmonic, power factor, soft switching, ZCS, ZCT, ZVT.

1. GİRİŞ

Klasik AC-DC dönüştürücüler, şebekeden yüksek harmonikli bir akım çekerek güç faktörünü düşürür ve hatların gereksiz yere yüklenmesine sebep olurlar. 1980'lerden beri birim güç faktörlü AC-DC dönüştürücüler büyük merak uyandırmış ve üzerinde çalışmalar yapılmış, tek fazlı güç faktörü düzeltme (GFD) teknikleri üzerine olan ilgi artmıştır. Tek fazlı yüksek güç faktörlü düşük harmonikli bu dönüştürücüler kullanılarak, sistemin güç faktörü iyileştirildiği gibi şebekeden çekilecek akım dalga şekilleri de düzeltilmektedir. Ayrıca yüksek frekansta anahtarlama yapılması beraberinde yumuşak anahtarlamanın sağladığı faydalar sebebiyle sistemin güç yoğunluğu artarak, devrede kullanılan elemanların boyut ve hacimleri küçülmüş, dönüştürücünün güvenilirliği artmış, anahtarlama kaybını ortadan kaldıracak devre topolojileri ile verim yüksek değerlere çıkartılmıştır.

Anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim (EMI) de artar. Bu sorunlar ancak sert anahtarlama (HS) yerine bastırma hücreleriyle elde edilen yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılması ile sağlanabilmektedir (Hua vd., 1994; Bodur ve Bakan, 2002). Endüstride kullanılan tek fazlı AC-DC dönüştürücülere olan ihtiyaç, geliştirilecek devrelerle karşılanacak olup, bu dönüştürücülerin kullanıldığı sistemlerdeki verim ve sistemin kalitesi arttırılacak, şebeke kirliliği azaltılacaktır.

Son yıllarda daha da sık kullanılan güç elektroniği sistem ve cihazlarının oluşturduğu harmonikler elektrik şebekelerini kirleterek akım ve gerilim dalga şekillerini bozmakta ve güç faktörünü kötüleştirerek şebekeyi gereksiz yere yüklemektedir. Harmonikler, aynı şebekeden beslenen diğer alıcıların çalışmasını da olumsuz olarak etkilemektedir. Bazı hassas cihazlar hiç çalışmamakta veya hatalı olarak çalışmaktadır. Bu sebeple harmonik standartlarıyla ilgili yönetmelikler gittikçe gelişmekte ve sınırlamalar artmaktadır. Günümüzde bir taraftan mevcut sistemlerin çektikleri akımların harmonik içeriklerinin azaltılması, diğer taraftan da yeni planlanan güç elektroniği devrelerinin, özellikle hemen her elektronik cihaz için gerekli olan AC-DC dönüştürücülerin, bu yeni teknoloji ile tasarlanması gerekmektedir. Son yıllarda yayınlanan makalelerde güç faktörünün düzeltilmesi (GFD) konusuyla ilgili gelişmeler göze çarpmaktadır.

Uygulamalı olarak hazırlanan bu doktora tezinin konusu, şu an piyasada bulunan birçok kesintisiz güç kaynağı (UPS) firması tarafından üretimde kullanılabilir. Firmalar ürettikleri dönüştürücüleri yasal zorunluluklar, rekabet ve tüketici talepleri gereği birim güç faktörü ile üretmek durumundadırlar. Yapılan araştırmalar ve incelenen makaleler sonucunda uygun

topoloji ve sistemler incelendiğinde öne çıkan bazı yayınlar dikkat çekmiştir.

Doğrultucular olarak bilinen AC-DC dönüştürücüler, diyot ve tristör ile geliştirilmeye başlamış ve bu sayede sırasıyla kontrolsüz ve kontrollü DC gücün iki yönlü olarak akışı sağlanmıştır. Ancak bu doğrultucuların harmonikli akım çekmelerinden dolayı güç faktörü düşük değerli olup, giriş şebeke geriliminde de bozulmalara yol açmaktadır. Klasik AC-DC dönüştürücüler ve genel olarak tüm güç elektroniği sistemleri, şebekeden sinüzoidal olmayan harmonikli bir akım çekerler ve bu harmonikli akımlar da şebekeyi kirletir.

İzolasyonsuz AC-DC dönüştürücüler, doğrultucu çıkışına yerleştirilen düşük çıkışlı, yüksek çıkışlı ve düşük ve yüksek çıkışlı olmak üzere topolojik olarak sınıflandırılabilir. Tüm bu dönüştürücü topolojileri prensip olarak yarıiletken anahtar, diyot ve endüktans elemanlarının farklı kombinasyonlarından ibarettir (Singh vd., 2003). Bu dönüştürücülerde amaç şebekeden yüksek verim altında sinüzoidal bir akımı birim güç faktöründe çekmektir.

Güç faktörü (GF) aktif gücün görünür güce oranıdır. Aktif güç bir periyot boyunca sürekli ölçülen güç toplamı, görünür güç ise bir periyottaki akım ve gerilimin efektif değerlerinin çarpımıdır. Güç faktörü ifadesi iki kısımdan oluşur, birinci kısım temel akım bileşenin toplam akıma oranı, ikinci kısım ise akım gerilim arasındaki açının cosinusüdür. Yükün tam omik olması halinde, akım ile gerilim arasındaki açı sıfır olacağından, $\cos(0) = 1$ olur. Bu durumda sadece temel akım bileşenin toplam akıma oranı güç faktörü değerini oluşturur. Aktif güç değerinin görünür güce eşit olması durumunda $GF = 1$ değerini alır. Güç faktörü düzeltme (GFD) devrelerinde amaçlanan şebekeden birim güç faktöründe enerji çekilmesi ve böylece şebekenin gereksiz yere yüklenmesini engellemektir. Kontrol yöntemi ve kontrol edilecek büyüklüklerin belirlenmesi ve buna göre şebekeden çekilecek akımın sinüzoidal formda olması için enerjiyi depolayan L endüktansının tasarlanması önem kazanır. Sistemin yüksek verim ve güç yoğunluğunda çalışabilmesi ve anahtarlama güç kaybının azaltılabilmesi yumuşak anahtarlama teknikleri ile sağlanabilir (Singh vd., 2003).

Temel olarak anahtarlama güç kayıpları, yarıiletken elemanların anahtarlama sırasındaki akım ve gerilimin üst üste binme enerji kaybı, güç diyodunun ters toparlanma enerji kaybı ile anahtarın parazitik kondansatörün deşarj enerji kaybından oluşur. Rezonans devrelerinde anahtarlama sırasında oluşan akım ve gerilim dalga şekillerindeki geçişler yumuşak olduğundan, PWM dönüştürücülere rezonans bastırma hücreleri eklenerek, PWM kontrol altında yumuşak anahtarlama sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde geçiş (ZVT) veya sıfır akımda geçiş (ZCT) olmak üzere 4 temel gruba

ayrılmıştır (Bodur ve Bakan, 2002). ZVS ve ZCS yaklaşık değerler altında bir yumuşak anahtarlama sağlar, ancak ZVT ve ZCT ileri düzeyde yumuşak anahtarlama teknikleridir ve anahtarlama güç kaybı tamamen yok edilebilmekte veya giriş ya da çıkışa yönlendirilebilmektedir.

DC-DC dönüştürücülerde anahtarlama elemanı olarak MOSFET'in kullanılması durumunda, iletme girme esnasında parazitik kondansatörünün deşarjı, ilave kayıplara neden olmaktadır. Yüksek güçlü dönüştürücülerde, anahtar olarak MOSFET kullanılması durumunda, iletim durumundaki iç direncinden dolayı iletim güç kayıplarının yüksek olduğu bilinmektedir. (Hua vd., 1994).

Orta ve yüksek güçlü uygulamalarda anahtarlama elemanı olarak yaygın olarak IGBT'nin kullanılmasının sebebi, MOSFET'e göre yüksek anahtarlama gücü ve düşük iletim kaybına sahip olmasıdır. Ancak IGBT elemanı kesime girerken kuyruk akımından dolayı oluşan kesime girme anahtarlama güç kaybı oldukça yüksektir (Hua vd., 1994).

Temel ZVT-PWM dönüştürücüde, ana anahtar, paralel rezonanslı bir bastırma hücresi yardımıyla ZVT ile iletme girer. Ana diyot ZVS ile iletim ve kesime girer. Yük akımı, ana diyodun ters toparlanma akımı ve ana anahtarın parazitik kondansatörünü kapsayan rezonans kondansatörünün enerjisi, bir yardımcı anahtar vasıtasıyla rezonans endüktansına aktarılır. Buna karşılık, ana anahtar sadece yaklaşık ZVS altında kesime ve yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile iletme girer. Yardımcı anahtar sert anahtarlama ile kesime girer. Ayrıca, devrenin çalışması büyük ölçüde hat ve yük şartlarına bağlıdır. (Hua vd., 1994; Bodur ve Bakan, 2002).

Temel ZCT-PWM dönüştürücüde, ana anahtar, seri rezonanslı bir bastırma hücresi yardımıyla ZCS ve ZVS altında kesime girer. Yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile iletme girer. Devrenin çalışması hat ve yük şartlarına çok az bağlıdır. Buna karşılık, eşzamanlı ve sert anahtarlama ile ana anahtar iletme ve ana diyot kesime girer, böylece aynı zamanda bir kısa devre oluşur. Büyük değerlerde kayıplara ve EMI gürültüye neden olan bu kısa devrenin önlenmesi, oldukça zordur. Ayrıca, yardımcı anahtar sert anahtarlama ile kesime girer ve anahtarların parazitik kondansatörleri anahtarlar üzerinden boşalır (Hua vd., 1994; Bodur ve Bakan, 2002).

Lin vd. (1998) tarafından yayınlanan bastırma devresinde, kuplajlı endüktans kullanılarak temel ZVT topolojisinin verimini artırılmıştır. Bu teknik kullanılarak iletme girme anındaki ZVT performansını artırmanın yanında kesime girme anındaki anahtarlama güç kaybını da azaltmaktadır. Bu topolojinin veriminin, temel ZVT topolojisinden alınan verim sonuçlarına göre daha yüksek olduğu gözlenmiştir. Bu topolojide temel ZVT topolojisinden farklı olarak

kuplajlı endüktans, rezonans kondansatörü ve akımı yönlendiren diyotlar bulunmaktadır. Ancak ana anahtar ve diyot üzerinde gerilim stresi, yardımcı anahtar üzerinde ise akım stresi bulunmaktadır.

Huang vd. (2006) tarafından yayınlanan makalede, devrenin en önemli özelliği yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve kesime girmesiyle birlikte ana anahtar üzerinde hiçbir ekstra akım stresi oluşturmamasıdır. Bu topoloji ile diğer makalelerde sunulan yardımcı anahtarın sert anahtarlanması ya da akım stresi oluşturmasının önüne geçilmiş olunur. Ana anahtar ZVT ile iletme ZVS ile kesime girer, yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve kesime girer. Ana anahtarın iletim güç kaybı ZVT ile sıfırlanmasına rağmen, kesime girme işleminde ileri düzeyde bir yumuşak anahtarlama söz konusu değildir.

Aksoy (2007) tarafından yapılan çalışmada, ana anahtarın ZVT ile iletme ZCT ile kesime, yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve ZCT ile kesime sokulduğu görülmüştür. Bu devre topolojisinin çalışmasının büyük bir kısmında ileri düzeyde yumuşak anahtarlama teknikleri kullanıldığı gözlenmiştir.

Bu yapılan çalışmada, geliştirilmiş ZVT ve ZCT dönüştürücülerdeki problemleri yok etmek için, bu iki tekniğin birleştirilmesi ile elde edilen yüksek çıkışlı dönüştürücü devresine kuplajlı endüktans eklenmiştir. Kuplajlı endüktans ile yardımcı anahtardan geçen akım stresi azaltılmış ve yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama ile iletme girmesi sağlanmıştır. Kuplajlı endüktansta biriken enerji çıkışa aktararak bastırma hücresinin kayıpları azaltılmıştır. Ayrıca yardımcı anahtara ters akım diyodu eklenerek, ana anahtardan geçecek akım stresi önlenmiştir. Bu devrenin güç faktörünü düzeltmek üzere uygun olarak anahtarlanması ile şebekeden yüksek güç faktörlü sinüzoidal bir akım çekilmesi amaçlanmıştır.

Önerilen yeni bir yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi ile ana anahtarın ZVT ile iletme ZCT ile kesime, yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve ZCS ile kesime girdiği gözlenmiştir. Kuplajlı endüktans sayesinde yardımcı anahtarın akım stresinin azaldığı ve ters akım diyodu yardımıyla da ana anahtarda ilave bir akım stresinin oluşmadığı görülmüştür. Geliştirilen topolojinin güç faktöre düzeltme devresine uygulanması ile şebekeden birim güç faktöründe sinüzoidal bir akım çekilmesi sağlanmıştır. Güç faktörü düzeltme devresinin, 100 kHz ve 300 W'lık bir yükü beslemesi durumunda, sistemin toplam veriminin %98 olduğu ve şebekeden 0.99 güç faktörü ile sinüzoidal bir akım çektiği gözlenmiştir.

Bölüm 2’de güç faktörü düzeltme devrelerinde kullanılan AC-DC dönüştürücüler genel olarak anlatılmıştır.

Bölüm 3’te güç faktörünün tanımı ve gerekli teorik açıklamaları yanında tasarlama aşamasında dikkat edilmesi gereken hususlar belirtilmiş ve güç faktörü düzeltme devresinin önemi ve geleceği hakkında bilgi verilmiştir.

Bölüm 4’te yumuşak anahtarlama kavramı anlatılarak sınıflandırılması yapılmış, uygulamalardaki önemi belirtilmiştir. Bölüm 5’de temel ZVT devresi, Bölüm 6’da temel ZCT devresi detaylı olarak sunulmuştur. Bölüm 7’de temel ZVT’den geliştirilen tek aktif bastırmalı ZVT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücü devresinin çalışma prensibi anlatılmıştır.

Bölüm 8’de çift aktif bastırmalı ZVT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücü devresinin çalışma prensibi anlatılmıştır.

Bölüm 9’da ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücü devresinin çalışma prensibi sunulmuştur.

Bölüm 10’da tasarlanan yeni bir yumuşak anahtarlmalı tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin analiz, tasarım ve incelemesi sunulmuştur.

Bölüm 11’de tasarlanan yeni bir yumuşak anahtarlmalı tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin uygulama devresi gerçekleştirilmiş ve alınan sonuçlar sunulmuştur.

Son bölüm olan 12. bölümde ise yapılan çalışmalar özetlenmiş ve sistemin çalışma şartları avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır.

2. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNDE KULLANILAN AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

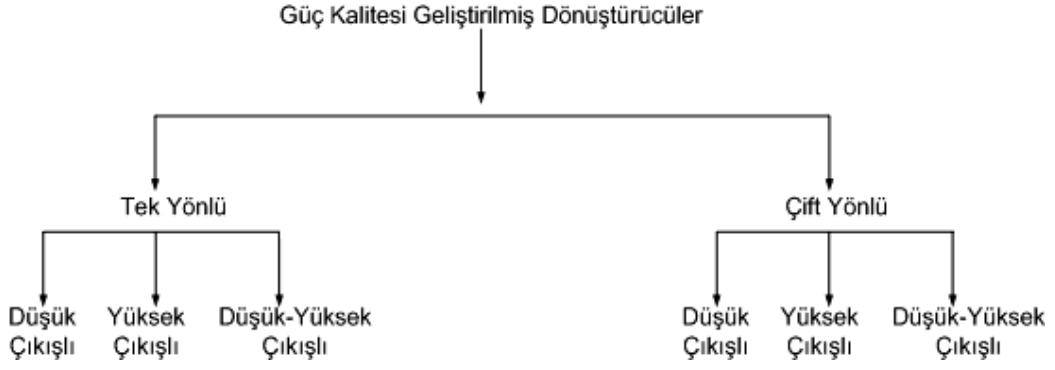
2.1 Giriş

AC-DC dönüştürücüler günümüzde sayısız uygulamada kullanılmaktadır. Bunlara örnek olarak, DC motor kontrolü, çeşitli elektronik cihazların (TV, haberleşme cihazı, vs) güç katları, akü şarj cihazları, kesintisiz güç kaynakları verilebilir (Gülgün, 2002). Doğrultucular olarak bilinen AC-DC dönüştürücüler, diyot ve tristör ile geliştirilmeye başlamış ve bu sayede sırasıyla kontrolsüz ve kontrollü DC gücün tek veya iki yönlü olarak akışı sağlanmıştır. Bu doğrultucuların şebekeden harmonikli akım çekmesinden dolayı güç faktörü düşük değerli olup, giriş şebeke geriliminde de bozulmalara yol açmaktadır. Genel olarak AC-DC dönüştürücüler ve tüm güç elektroniği sistemleri, şebekeden sinüzoidal olmayan harmonikli bir akım çekerler ve bu harmonikli akımlar hem şebekeyi kirletir hem de gereksiz yere yükler.

Diyot ve tristör elemanlarının sıkça kullanılmasından sonra MOSFET, IGBT ve GTO gibi yeni yarı iletken elemanlar geliştirilmiştir. Bu elemanların her birinin farklı bir özelliği mevcuttur. MOSFET elemanı düşük güçlerde çok yüksek anahtarlama frekansına belirli bir kayıpla çıkabilir, IGBT elemanı orta güç ve orta frekans ile yüksek güç ve yüksek frekanslı uygulamalarda sıkça kullanılır, GTO ise ters gerilim tutma özelliği ile düşük frekanslı, yüksek güçlü uygulamalarda sıkça kullanılır. Birçok üretici maliyet ve küçük yapısı sebebiyle bu elemanları IPM (Intelligent Power Module) olarak geliştirmiştir (Singh vd., 2003).

2.2 Temel İzolasyonsuz AC-DC Dönüştürücülerin Sınıflandırılması

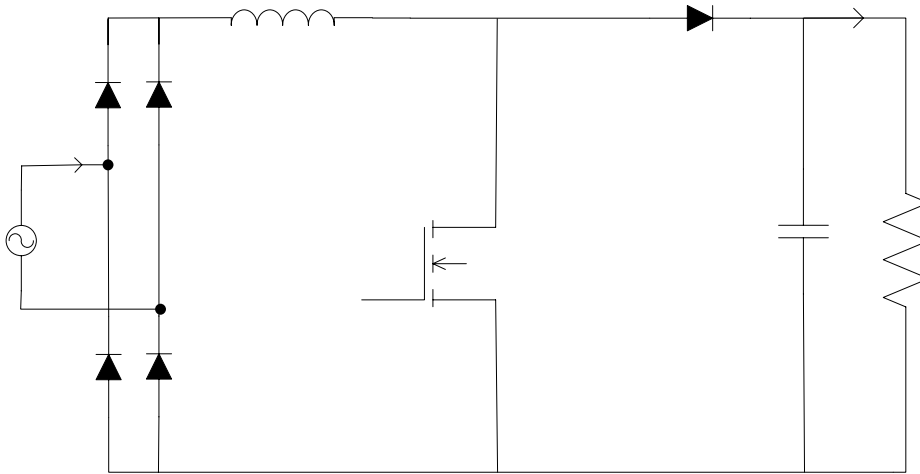
Güç faktörü düzeltme devrelerinde kullanılan izolasyonsuz dönüştürücüler temel olarak, düşük çıkışlı, yüksek çıkışlı ve düşük ve yüksek çıkışlı olarak sınıflandırılabilir. Şekil 2.1'de bu sınıflandırma gösterilmiştir. Tüm bu dönüştürücü devreleri prensip olarak yarıiletken anahtar, diyot ve endüktans elemanlarının farklı kombinasyonlarından ibarettir.



Şekil 2.1 AC-DC dönüştürücülerin sınıflandırması.

2.2.1 Tek Yönlü Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler

Bu dönüştürücü tipinde güç anahtarı iletimde iken girişteki kaynak endüktansta ekstra bir enerji depolar, bu esnada yük çıkıştaki kondansatör tarafından beslenir. Anahtar kesime sokulunca endüktanstaki enerji çıkışa aktarılır, böylece hem kondansatör hem de çıkış beslenir. Bu dönüştürücüde, çıkış gerilimi giriş geriliminden her zaman yüksek olup, kararlı rejimde çalışır. Güç anahtarı çıkış gerilimine, endüktans ise giriş akımına maruz kalır, bu sebeple çıkış gerilimini süzen kondansatör ve giriş endüktans değerleri önemlidir. Giriş akımı endüktanstan geçtiği için dalgalanma azdır ancak aynı durum çıkış akımı için geçerli değildir. Çıkış gerilimindeki dalgalanma çıkış kondansatörünün yüksek değerde seçilmesi ile önlenir. Sistem topolojisi gereği, çıkış gerilimi artacağından bu dönüştürücü boşa çalıştırılmaz (Bodur, 2003). Yüksek çıkışlı dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Yüksek çıkışlı dönüştürücü.

Bu dönüştürücünün çalışmasındaki matematiksel bağıntılar incelenirse,

T_1 : Ana anahtarın iletim süresi,

T_2 : Ana anahtarın kesim, güç diyodunun iletim süresi,

T_p : Anahtarlama (Darbe) periyodu,

$$T_p = T_1 + T_2 \quad (2.1)$$

f_p : Anahtarlama (Darbe) frekansı,

$$f_p = \frac{1}{T_p} \quad (2.2)$$

λ : Bağlı iletim süresi

$$\lambda = \frac{T_1}{T_p} \quad (2.3)$$

T_1 aralığında (Ana anahtar iletimde iken),

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \quad (2.4)$$

T_2 aralığında (Ana anahtar kesimde iken),

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc} - V_s}{L_s} \quad (2.5)$$

Bu ifadelerden,

$$V_s \cdot T_1 = (V_{dc} - V_s) T_2 \quad (2.6)$$

elde edilir. (2.1) ve (2.3) ifadeleri denklemde yerine yazılırsa çıkış gerilimi ifadesi,

$$V_{dc} = \frac{1}{1 - \lambda} V_s \quad (2.7)$$

olarak elde edilir. Giriş akımı da benzer eşitlikler kullanılarak,

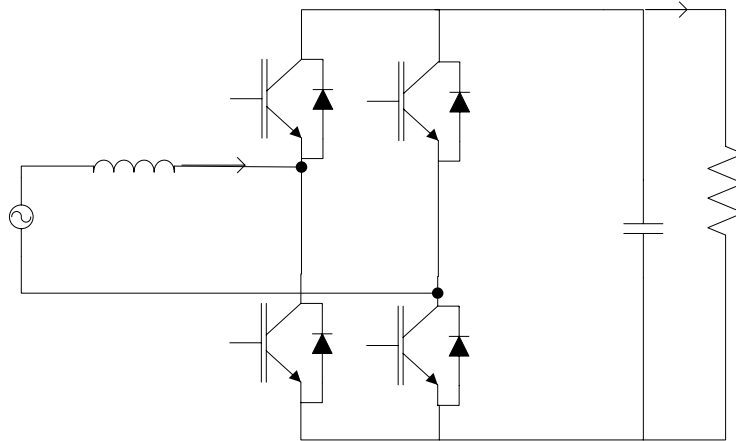
$$I_s = \frac{1}{1 - \lambda} I_{dc} \quad (2.8)$$

bağıntısı bulunur.

Bu tip dönüştürücülerde yüksek frekanslı PWM ve histerezis akım kontrolü akım çevriminde, geniş bantlı kapalı çevrim kontrolörler de gerilim kontrolünde hızlı cevap ve AC giriş ile DC çıkışta yüksek güç kalitesini sağlamada kullanılır (Singh vd., 2003). Bu kontrolörler sayesinde giriş gerilim (90 - 300 V) ve frekansının (40 - 70 Hz) çok değişken değerlerinde bile regüleli çıkış gerilimi elde edilebilir. Tek yönlü yüksek çıkışlı dönüştürücüler elektronik balast, güç kaynakları ile pompa ve fan gibi değişken hızlı AC motor sürücülerinin giriş katlarında sıkça kullanılmaktadır.

2.2.2 Çift yönlü Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler

Tek yönlü yüksek çıkışlı dönüştürücülerin başarılı uygulamaları sonucunda çift yönlü yüksek çıkışlı dönüştürücüler geliştirilerek çift yönlü güç akışı ve gelişen güç kalitesi ile AC girişte yüksek güç faktörü ve düşük toplama harmonik bozulma, dönüştürücü çıkışında ise regüleli DC gerilim elde edilmiştir (Singh vd., 2003). Şekil 2.3'de gösterilen bu devre topolojisi, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), akü şarj-deşarj devrelerinde, metro-tramvay gibi taşıma araçlarının giriş güç katlarında kullanıldığı gibi, güneş enerji pilleri (solar PV) ve rüzgar enerjisi gibi geleneksel olmayan enerji kaynaklarında da regüleli çıkış elde etmek için kullanılabilir. Şekil 2.3'deki topolojide PWM temelli gerilim beslemeli inverter giriş AC filtre endüktansı ve çıkış DC kondansatöründen oluşmaktadır.

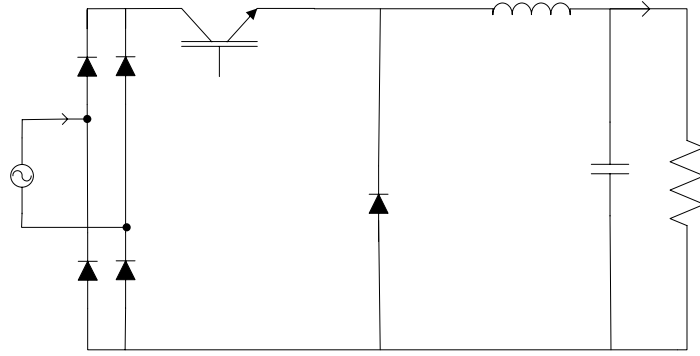


Şekil 2.3 Gerilim beslemeli çift yönlü yüksek çıkışlı dönüştürücü.

2.2.3 Tek Yönlü Düşük Çıkışlı Dönüştürücüler

Bu tip dönüştürücüler, diyotlu doğrultucu ile düşük çıkışlı dönüştürücünün birleşmesiyle oluşmuştur. Güç anahtarı iletimde iken, giriş gerilim kaynağı hem endüktansı hem de çıkışı

besler, güç diyodu iletimde iken endüktanstaki ekstra enerji çıkışı besler. Çıkış gerilimi sıfır ile giriş gerilimi arasında kontrol edilebilir ve sistem kararlıdır. Güç elemanı giriş gerilimine çıkış endüktansı çıkış akımına maruz kalır. Çıkış akımı az, giriş akımı ise çok dalgalıdır ve çıkış kondansatörü en fazla giriş gerilimine kadar şarj olduğundan sistem boşa çalıştırılabilir. Şekil 2.4’de düşük çıkışlı dönüştürücüye örnek olan bir topoloji gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Düşük çıkışlı dönüştürücü.

Bu dönüştürücünün çalışmasındaki matematiksel bağıntılar aşağıda verilmiştir.

T_1 aralığında (Ana anahtar iletimde iken),

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_{dc}}{L_s} \quad S_1 \quad I_s \quad (2.9)$$

T_2 aralığında (Ana anahtar kesimde iken),

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{dc}}{L_s} \quad AC \quad V_s \quad (2.10)$$

bu ifadelerden yararlanılarak çıkış gerilimi,

$$V_{dc} = \lambda \cdot V_s \quad (2.11)$$

giriş akımı,

$$I_s = \lambda \cdot I_{dc} \quad (2.12)$$

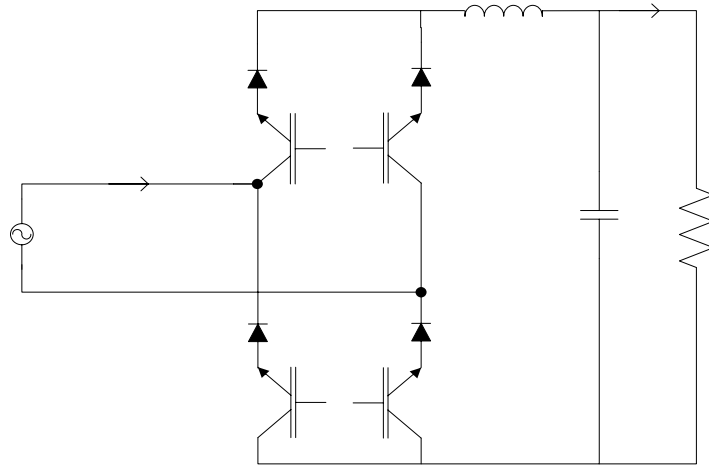
bağıntıları geçerlidir.

Bu dönüştürücü klasik tristörlü AC-DC dönüştürücülerin yerini almak üzere geliştirilmiştir. AC girişte yüksek güç faktörü değeri ve düşük harmonik akım sağlanır, ayrıca çıkış gerilimi

kontrollü olarak değiştirilebilir. Klasik dönüştürücülere göre cevap süresi daha hızlı olup, AC taraf ve DC taraftaki filtreler, yük ve diğer devre elemanlarında daha az strese yol açar. Düşük çıkışlı dönüştürücüler, küçük güçlü DC motor hız kontrollerinde, akü şarjında, izole ve regüleli güç kaynaklarında sıkça kullanılır. Yüksek güçlü uygulamalarda GTO elemanından faydalanılır.

2.2.4 Çift Yönlü Düşük Çıkışlı Dönüştürücüler

Bu tür dönüştürücüler topoloji olarak PWM temelli akım beslemeli inverter devresidir. MOSFET, IGBT ve BJT elemanlarının ters gerilim tutma özelliği olmadığından, kontrollü güç elemanlarına seri olarak bir diyot ilave edilir. Örnek devre Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Bu güç elemanları yerine GTO kullanılırsa fazladan konan bir diyoda gerek kalmaz ancak devre yüksek PWM frekanslarında çalışamaz.



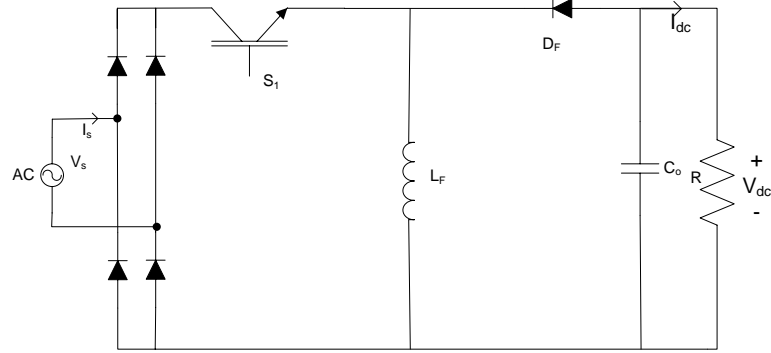
Şekil 2.5 Çift yönlü düşük çıkışlı dönüştürücü.

Bu tip dönüştürücüler DC motor sürücülerinde, akü şarjında ve AC motor sürücülerini için akım beslemeli inverter devrelerine akım kaynağı olarak beslemede kullanılır.

2.2.5 Tek Yönlü Düşük-Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler

Bu dönüştürücüler diyot doğrultucu ile düşük-yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücünün izoleli veya izolesiz olarak birleştirilmesi ile meydana gelmiştir. Bu sebeple düşük-yüksek çıkışlı, flyback, Sepic, Zeta ve Cuk gibi çok sayıda topoloji geliştirilmiştir. Şekil 2.6'da tek yönlü düşük-yüksek çıkışlı dönüştürücü devreye örnek gösterilmiştir. Bu devrede güç anahtarı devrede iken giriş gerilim kaynağı sadece endüktansta ekstra enerji depolar, yükü kondansatör besler, güç diyodu iletimde iken endüktanstaki enerji yüke aktarılır. Güç anahtarı giriş ve çıkış

gerilimleri toplamına maruz kalır. Giriş ve çıkış akımları dalgalı olan bu devre boşa çalıştırılmaz. Ayrıca çıkış gerilimi ters polaritededir.



Şekil 2.6 Tek yönlü düşük yüksek çıkışlı dönüştürücü.

Bu dönüştürücünün çalışmasındaki matematiksel bağıntılar aşağıda verilmiştir.

T_1 aralığında (Ana anahtar iletimde iken),

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \quad (2.13)$$

T_2 aralığında (Ana anahtar kesimde iken),

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{dc}}{L_s} \quad (2.14)$$

bu ifadelerden yararlanarak çıkış gerilimi,

$$V_{dc} = \frac{\lambda}{1-\lambda} V_s \quad (2.15)$$

giriş akımı,

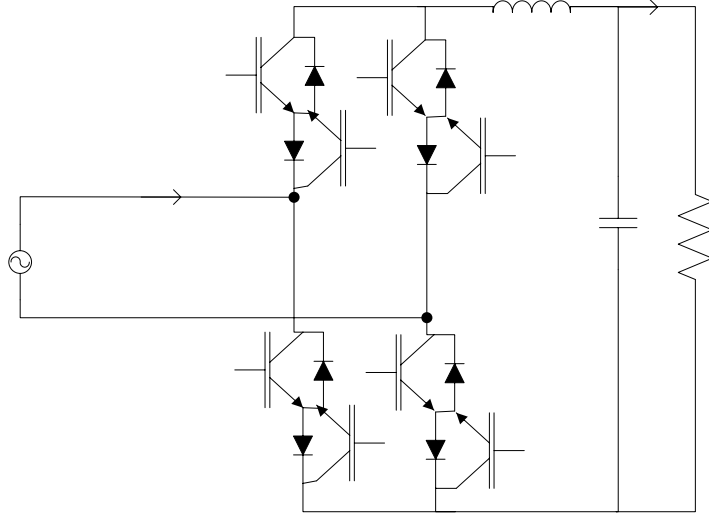
$$I_s = \frac{\lambda}{1-\lambda} I_{dc} \quad (2.16)$$

bağıntıları geçerlidir.

Bu tür dönüştürücüler anahtarlamalı güç kaynaklarında (SMPS), akü şarjında, UPS'lerin giriş güç katlarında sıkça kullanılır.

2.2.6 Çift Yönlü Düşük-Yüksek Çıkışlı Dönüştürücüler

Çift yönlü düşük-yüksek çıkışlı dönüştürücü devresi Şekil 2.7’de gösterilmiştir. Bu dönüştürücü tipi çift yönlü güç akışı için idealdir. Akım veya gerilim beslemeli doğrultucu ve inverter olarak çalışabilir ki bu da dört bölgeli dönüştürücü anlamına gelmektedir. Anahtarlama frekansı arttırılarak giriş ve çıkış filtrelerinin boyutları küçültülebilir. Çok yüksek güçlerde IGBT ve diyot yerine GTO kullanılır (Bhim Singh, 2003).



Şekil 2.7 Çift yönlü düşük- yüksek çıkışlı dönüştürücüye ait bir örnek.

AC V_s I_s

3. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ İLE İLGİLİ GENEL ÖZELLİKLER

Güç faktörü düzeltme (GFD) devrelerinde kontrol yöntemi, eleman seçimi ve çalışma kriterleri aşağıda incelenmiştir.

3.1 Giriş

Aktif ve görünür güçler ile güç faktörü (GF) ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_s I_s dt \quad (3.1)$$

$$S = V_{sef} \cdot I_{sef} \quad (3.2)$$

$$GF = \frac{\text{Aktif Güç (P)}}{\text{Görünür Güç (S)}} \quad (3.3)$$

$$GF = \frac{V_{ef} I_{1ef} \cos(\varphi)}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cos(\varphi) \quad (3.4)$$

V_{ef} =Şebeke gerilimi efektif değeri

I_{ef} =Şebeke akımı efektif değeri

I_{1ef} =Şebeke akımı temel bileşeni

φ =Akım ve gerilim arasındaki açı

Denklem 3.4'deki güç faktörü ifadesi iki kısımdan oluşur. Birinci kısım $\frac{I_{1ef}}{I_{ef}}$ olan temel akım

bileşenin toplam akıma oranı (harmonik bozulma), ikinci kısım ise akım gerilim arasındaki açının kosinüsü (kayma faktörü) olup, yükün tam omik olması halinde akım gerilim

arasındaki açı sıfır olacağından, $\cos(0) = 1$ olur. Bu durumda sadece $\frac{I_{1ef}}{I_{ef}}$ güç faktörü

değerini oluşturur. Aktif güç değerinin görünür güce eşit olması durumunda $GF = 1$ değerini alır. GFD devrelerinde amaçlanan şebekeden birim güç faktöründe enerji çekilmesi ve böylece şebekenin gereksiz yere yüklenmesini engellemektir. THD ise, ilgili dalga şeklindeki bozulma hakkında bilgi verir.

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{efn}^2} \quad (3.5)$$

$$THD = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_{ef1}^2}}{I_{ef1}} \quad (3.6)$$

Temel akım bileşeninin değeri efektif olan akım değerine ne kadar yakınsa THD_i değeri o kadar düşük olur. Bu da akım dalga şeklindeki bozulmanın ne kadar az olduğunun bir işaretidir.

3.2 Kontrol Yöntemleri

AC-DC dönüştürücülerin en önemli kısmı kontrol yöntemidir ve genel olarak üç kısımdan oluşur. İlk kısımda, kontrol için gerekli değişkenlerin belirlenmesi gerekir. Geri besleme için kullanılacak değişkenlerin belirlenmesi, ölçeklendirilmesi ve anahtarlamaı sağlayacak olan işlemciye gönderilmesi gerekir. Bu değişkenler giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve bazı durumlarda da kullanılabilecek olan endüktans akımıdır. AC giriş gerilimi, gerilim trafoları (PT) ile algılanır. Çıkış DC gerilimi ise hall-effect gerilim sensörleri, izolasyon amplifikatörleri ve düşük maliyetli opto-kuplörlerle algılanır. Bu büyüklükler uygun olarak ölçeklendirilip analog-dijital dönüştürücü (ADC) elemanlar veya sıfır geçiş algılayıcıları ile işlemciye gönderilir. Akım sinyalleri akım trafoları (CT), hall-effect akım sensörleri, düşük maliyetli şönt dirençler veya endüktans üzerinden izoleli sarılan sargılar ile algılanır. Kontrolde gürültü probleminden kurtulmak için bazen algılanan sinyaller analog devreler veya işlemci içersindeki yazılımla filtrelenir. Hall-effect gibi sensörlerin üretici rekabetinden dolayı gün geçtikçe fiyatı düşmektedir. Ayrıca MOSFET ve IGBT elemanlarından oluşan birleştirilmiş güç modüllerinde (IPM), maliyet işletme emniyeti ve güvenilirliği arttırmak için bu sinyal algılayan sensörler modüller içersine yerleştirilir ve terminallerden çıkış alınır.

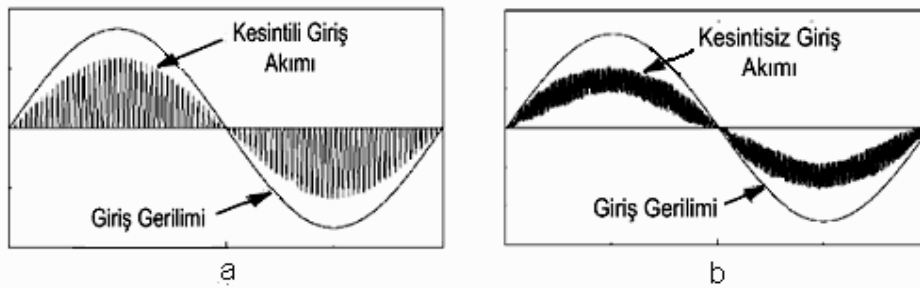
Kontrolün ikinci kısmı ise kontrol stratejisinin kalbi olan kontrol algoritmasının seçimidir. Kontrol algoritması analog kontrolörler, düşük maliyetli mikroişlemciler, dijital sinyal işlemciler (DSP), uygulamaya özel geliştirilen işlemciler (ASICs) gibi elemanlarla müşteri talepleri, maliyet ve dönüştürücü tipine göre uygulanır. Çıkış DC gerilimi kapalı çevrimde geri besleme olarak kullanılır. PI, PID (proportion- integral-derivate), SMC (Sliding Mode Control), FLC (Fuzzy Logic Control), adaptif kontrol veya NN (Neural Networks) gibi kontrolörden biri seçilir.

Kontrol yönteminin üçüncü aşaması ise, dönüştürücü içerisinde bulunan yarıiletken elemanlar için tetikleme sinyallerinin üretilmesidir. Giriş akımından üretilen referans akım, akım kontrolör tarafından kullanılarak, anahtarlama sinyalleri üretilir. Histerezis, PWM kontrol, P, PI, PID, SMC, FLC ve NN gibi akım kontrolörler analog veya dijital elemanlarla ya da DSP ve mikroişlemci içindeki yazılımla tetikleme sinyallerini üretir. Günümüzde sadece güç elektroniği uygulamalarına özel işlemciler üretilmektedir. AC-DC dönüştürücülerin geçici ve kararlı hal performanslarını iyileştirmek için tüm bu üç aşamanın birleştirilmesi çalışmaları devam etmektedir.

AC-DC dönüştürücülerdeki yarıiletken elemanlara tetikleme sinyalleri verilmeden önce, işlemciden elde edilen çıkış opto elemanlara gönderilerek izole edilir ve daha sonra istenen oranda kuvvetlendirilir. GFD için üretilen entegrelerle, güç elemanları ile kontrol sistemi arasında küçük yapılı ve güvenilir bir geçiş sağlanır. Kontrol entegrelerinin gelişmesinde, küçük yapılı olması, maliyeti, güvenilirliği, ağırlığı ve verimi önemlidir. Birçok firma rekabet ederek çok yoğun uygulama alanları olan AC-DC dönüştürücüler için entegreler üretmiştir. Örneğin Unitrode (UC3854), Motorola (MC34261), Analog Devices (ADMC401), Siemens (TDA16888), Texas (TMS320F240) ve IR(IR1150) gibidir.

3.3 Kontrol Yöntemlerine Göre Sürekli veya Kesintili Akımda Çalışma

Sürekli Akımda Çalışma (CCM) ve Kesintili Akımda Çalışma (DCM), L endüktansından geçen akım dalga şeklinin sürekli veya kesintili olması durumuna göre değişir. L endüktansının değeri bir iletim aralığında içinden geçen akımı sürdürmeye yetmeyecek kadar küçük olduğu zaman DCM, içinden geçen akımı sürdürmeye yetecek yeterli büyüklükte olduğunda ise, CCM çalışır. Endüktanstan geçen akım kesintili veya sürekli olması durumu için DCM veya CCM çalışma Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 a) DCM çalışma

b) CCM çalışma

Esas olarak CCM ve DCM histerezis kontrolün özel bir halidir. DCM'de her anahtarlama periyodu sonunda şebekeden çekilen i_L akımı ve dolayısıyla endüktans akımı mutlaka sıfır değerini alır. CCM çalışmada ise i_L akımının referans akımı tam olarak izleyebilmesi için, devre parametreleri ve devre elemanları arasında uygun bir ilişkinin bulunması gerekir. Burada özellikle L endüktansının değeri büyük önem taşır.

Arzu edilen genlikte sinüzoidal bir giriş akımı elde edebilmek için, anahtarın uygun şekilde kontrol edilen bir bağıl iletim süresi λ ile açılıp kapatılması gerekir. Burada giriş akımının genliği aynı zamanda dönüştürücünün giriş gücünü temsil etmektedir. Fakat elde edilebilecek olan çıkış gerilimi ve çıkış gücünün bazı sınırları vardır. Eğer bu sınırlar zorlanacak olursa, giriş akımında bozulmalar meydana gelir. Bazı anahtarlama periyotları içinde anahtar tamamen kapalı ($\lambda=1$) veya tamamen açık tutulsa ($\lambda=0$) bile, şebekeden çekilen akım, arzu edilen referans akım değerini izleyemez. Bu da giriş akımının sinüzoidal olma özelliğini kaybederek bozulmasına sebep olur. Bu durumun ortaya çıkması, akımın genliğine ve L'nin değerine bağlıdır. Zira akımın yükselme veya düşüş hızını belirleyen en önemli faktörlerden biri L'nin değeridir. Yukarıda sözü edilen akım bozulmalarının ortaya çıkmaması için, maksimum çıkış gücü ve minimum çıkış gerilimi belirli sınırlar arasında kalmalıdır.

DCM çalışma türünde kontrol daha kolaydır. Fakat giriş akımı darbelerden oluştuğu için daha etkili ve karmaşık bir giriş filtresine ihtiyaç vardır. Ayrıca yarı iletken elemanlar daha fazla zorlanır. Bu nedenlerle DCM, 150-200W gibi düşük güçlü uygulamalarda tercih edilir, CCM ise yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilir. Ayrıca CCM çalışmada güç anahtarının parazitik kondansatörü sadece anahtarlama kaybına sebep olur, DCM çalışmada ise bu parazitik kondansatör bir kaynak gibi davranarak sistemin kararlılığını etkiler ve giriş akımının bozulmasına sebep olur. CCM çalışmada giriş akımının kontrolüne gerek yoktur ancak, DCM çalışmada güç anahtarı üzerindeki stres artar ve giriş akımının kontrol edilmesi gerekir (Gusseem vd., 2003). CCM kontrol sadece tepe akım stresini azaltmaz bu akımın kolay filtrelenmesini de sağlar. (Hodge, 2004)

3.4 Güç Faktörü Düzeltme Devreleri için Eleman Seçimi

Güç faktörü düzeltme devreleri için eleman seçiminde yüksek bir performans sağlanması çok önemlidir. Yarı iletken güç elemanları bu tip dönüştürücülerde en pahalı elemanlardır. Düşük güçlerde MOSFET, orta güçlerde IGBT, yüksek güçlerde GTO'lar kullanılarak birbirine göre üstünlükleri dönüştürücülerin performansını artırır.

IPM gibi modüller, küçük yapısı, ucuz maliyeti, düşük gürültüsü ve yüksek veriminden dolayı, dönüştürücülerin gelişmesinde büyük rol oynamıştır. Bu modüllerin içerisinde yer alan tetikleme ve koruma devreleri ile hafif ağırlıklı ve düşük hacimli dönüştürücü modülleri birçok uygulama için uygundur.

Güç faktörü düzeltme devreleri için önemli olan diğer elemanlar, filtrelerde kullanılan ve enerji depolayan L ve C elemanlarıdır. Dönüştürücü tasarımında L değeri büyük önem arz etmektedir. L değerinin küçük olması durumunda şebekeden dalgalı akım çekilir, L değerinin büyük olması durumunda ise AC şebekeden çekilen akımın şekillendirilmesi imkansız olur. L değerinin uygun değerde seçilmesi dönüştürücü performansı için çok önemlidir. Ayrıca L endüktansının tasarımı da doyum ve kayıplar açısından önemlidir. Yüksek çıkışlı dönüştürücülerde DC bara kondansatörü değeri, düşük çıkışlı dönüştürücülerde L-C filtre değerleri sistem cevabı, stabilitesi maliyeti boyut ve verimi açısından çok önemlidir. Düşük C değerinde kararlı rejimde dalgalanma, geçici rejimde ani çöküntü ve pikler oluşur. Yüksek C değeri DC gerilim dalgalılığını azaltır, ancak maliyet boyut ve ağırlığı artırır.

Buna göre seçilecek giriş endüktansı L_F ve çıkış kondansatörü C_0 değerlerini belirlemek için (3.7) - (3.16) eşitliklerinden yararlanılır.

$$P_{in(max)} = \frac{P_{0(max)}}{\eta_{min}} \quad (3.7)$$

Maksimum giriş akımı,

$$I_{in(max)} = \frac{P_{0(max)}}{\eta_{min} (V_{in(min)})GF} \quad (3.8)$$

giriş akımının maksimum değeri,

$$I_{in(PK)max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{0(max)}}{\eta_{min} (V_{in(min)})} \quad (3.9)$$

giriş akımının ortalaması,

$$I_{in(AVG)max} = \frac{2 \cdot I_{in(PK)max}}{\pi} \quad (3.10)$$

olarak yazılır. L_F endüktansının tasarımında güç anahtarı bağlı iletim süresi λ , $V_{in(pk)min}$ 'e göre belirlenir ve maksimum endüktans akımı hesaplanır.

$$V_{in(pk)min} = \sqrt{2} \cdot V_{in(rms)min} \quad (3.11)$$

$$\lambda = \frac{V_0 - V_{in(pk)min}}{V_0} \quad (3.12)$$

Giriş akımında izin verilen maksimum akım dalgalanmasının %20 olması durumunda,

$$\Delta I_L = 0,2 I_{in(pk)max} \quad (3.13)$$

$$I_{L(pk)max} = I_{in(pk)max} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.14)$$

$$L_F = \frac{V_{in(pk)min} \cdot \lambda}{f_s \cdot \Delta I_L} \quad (3.15)$$

olarak hesaplanır. Akımdaki dalgalanmanın %20'den az olması durumunda, çıkış kondansatörü akım dalgalanması ve güç anahtarından geçen akımın maksimum değeri de azalacağından sistemin performansı artar.

L endüktansının değerinin büyük olması maliyet ve boyutun artmasına, giriş akımın şekillendirilmesinin güçleşmesine neden olur. Buna karşın L endüktansının küçük olması durumunda dalgalanma büyük olur ve sistemin DCM çalışmada performansı olumsuz etkilenir.

Çıkış kondansatörünün hesabında bekleme süresi önemlidir. GFD uygulamalarında çıkış kondansatörünün değeri, pratik olarak watt başına 1-2 μ F arasında seçilir.

$$C_{out(min)} = \frac{2 \cdot P_0 \cdot \Delta t}{V_0^2 - V_{0(min)}^2} \quad (3.16)$$

Kondansatörün toleransından dolayı %20 daha büyük bir kondansatör seçilebilir.

3.5 Uygulamaya Göre Seçilecek Dönüştürücünün Kriterleri

Uygulama mühendisleri için seçilecek dönüştürücü büyük önem taşımaktadır. Uygulama için seçilecek dönüştürücülerde aranan kriterlerden bazıları:

- Girişte istenen güç kalite seviyesi (izin verilen GF, THD)
- Çıkış DC gerilim tipi (değişken veya sabit)

- Güç akışı (tek yönlü, iki yönlü)
- DC çıkış özelliği (izole, izolesiz)
- Çıkış geriliminde istenenler (düşük çıkışlı, yüksek çıkışlı, düşük-yüksek çıkışlı)
- DC çıkışta istenen güç kalite seviyesi (dalgalanma, regülasyon, çöküntü)
- DC yük tipi (lineer, lineer olmayan)
- Maliyet
- Boyut
- Ağırlık
- Verim
- Gürültü seviyesi (EMI, RFI)
- Güç Değeri (W, kW, MW)
- Güvenilirlik
- Çalışma koşulları (sıcaklık, yükseklik, nem)

Bunların dışında yarıiletken tipi, manyetik malzeme çeşidi gibi kriterler de bulunur.

3.6 Güç Faktörü Düzeltme Devrelerindeki Son Gelişmeler

Birçok alanda uygulaması olan AC-DC dönüştürücülerdeki son gelişmelerden biri de, anahtarlama kayıplarını yüksek frekanslarda bile azaltan ve böylece L ve C elemanlarının değeri ve boyutlarını azaltan yumuşak anahtarlama tekniğidir. Tek aşamalı dönüştürücüler, verimi ve güvenilirliği artırır ve dönüştürücünün küçük boyutlu olmasını sağlar.

Gelişmiş uygulamaya özel entegreler ile (ASICs) sensör sayısı ve buna bağlı olarak da maliyetler azalmış, güvenilirlik artmıştır. Yarıiletken elemanlardaki yeni teknolojik gelişmelerle, iletim kayıpları azaltılmış, daha yüksek çalışma frekanslarına çıkılmış, sürme işlemi kolaylaştırılmış, azaltılmış iletim gerilim düşümü ve anahtarlama kayıplarındaki azalma ile AC-DC dönüştürücülerin düşük gerilimli yüksek frekanslı uygulamalarını büyük oranda arttırmıştır. Gelişmiş güç modüllerinde (IPM) kullanılan sensör, kontrol, sürme ve koruma elemanları sayesinde bu tip dönüştürücülerin kullanılmasında hız artmıştır. Yakın

gelecekte ASICs ve özel işlemcilerdeki gelişmeler, maliyet, kolay kontrol, küçük boyutlu ve verimli AC-DC dönüşümünde önemli rol oynayacaktır. Yumuşak anahtarlama tekniği ise bu noktada kendisinden çok şey beklenen bir uygulamadır.

4. YUMUŞAK ANAHTARLAMA VE BASTIRMA HÜCRESİ KAVRAMI

Yumuşak anahtarlama kavramı yarıiletkenlerin sert anahtarlama dolaylı oluşan anahtarlama güç kaybını azaltmak, akım ve gerilim geçişlerini düzenlemek için ortaya çıkartılmıştır. Yarıiletken elemanları ek bir düzenek kullanmadan doğal olarak anahtarlama sert anahtarlama (HS), bu anahtarlama problemlerinin çözülmesi arzusu ile geliştirilen ek devrelerle anahtarlama yumuşak anahtarlama (SS) denilmektedir.

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. Yayınlarında bastırma hücreleri, yumuşak anahtarlama, stres azaltma, bastırma, yük hattını şekillendirme gibi terimlerle ifade 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 (Bodur vd., 2002).

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

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üstüste 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.

4.1 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 temel gruba ayrılır. Şekil 4.1’de, bir anahtarlama elemanının kontrol sinyali ile sert anahtarlama (HS) ve yumuşak anahtarlama (SS) teknikleriyle ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir. ZCS ile ZVS temel ve ZCT ile ZVT ileri yumuşak anahtarlama teknikleridir (Bodur vd., 2002).

4.1.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

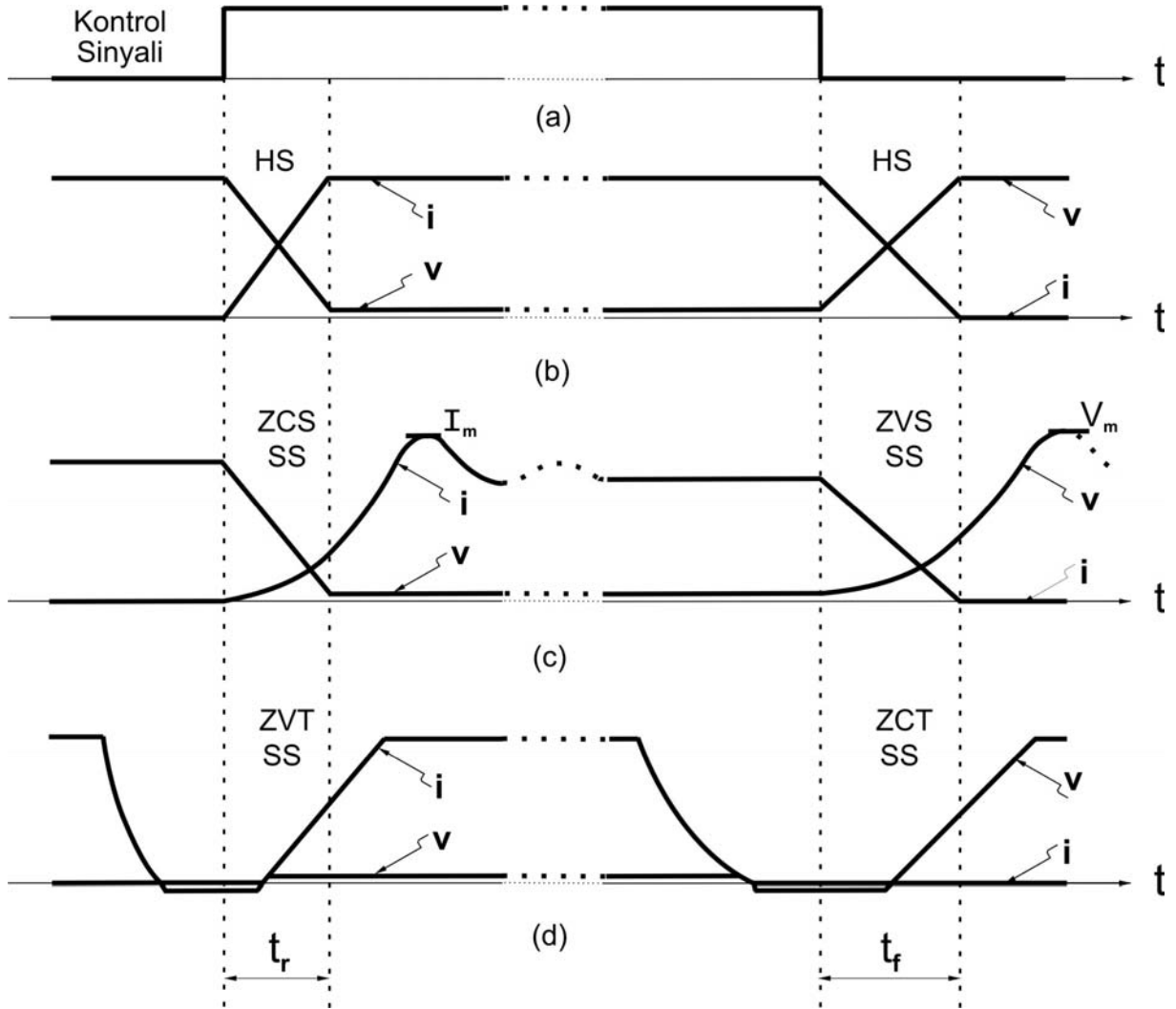
Sıfır akımda anahtarlama (ZCS), iletme girme işleminde gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Bu teknikte, temel olarak güç anahtarına küçük değerli bir endüktans seri bağlanarak, iletme girme işleminde elemandan geçen akımın yükselme hızı sınırlanır. Böylece, akım ile gerilimin üstüste binmesi ve anahtarlama 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.

4.1.2 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. Şekil 4.1'de ZCS, ZVS, ZVT ve ZCT ile ilgili dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 4.1 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS, (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarına ilişkin temel dalga şekilleri (Bodur vd., 2002).

4.1.3 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 üstüste 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 öne alınarak gerçekleştirilen bir SS tekniğidir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik, ancak modern hücrelerle sağlanabilir ve bir yardımcı veya ilave yarı iletken anahtar gerektirir.

4.1.4 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 öne 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.

Sadece bu teknikte güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj enerji kaybı geri kazanılır. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu SS tekniği büyük önem taşır.

4.2 Bastırma Hücrelerinin Sınıflandırılması

Bastırma hücreleri, genel olarak Şekil 4.2'te görüldüğü gibi, anahtarlama türüne, boyuta, yön ve rezonans ile ilave bir anahtarın olup olmamasına göre sınıflandırılır. Ayrıca, gelişmişlik ölçüsüne göre bastırma hücreleri Şekil 4.3'te verildiği gibi sınıflandırılabilir (Bodur vd., 2002).

Bir bastırma hücresi, genellikle ya iletim ya da kesime girme işleminde yumuşak anahtarlama sağlanmasını sağlamak üzere tasarlanır. 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.

Rezonansız 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 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 elemanın 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 4.2 Bastırma hücrelerinin genel olarak sınıflandırılması (Bodur vd., 2002).



Şekil 4.3 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması (Bodur vd., 2002).

4.3 Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması

Klasik ve modern bastırma hücreleri Çizelge 4.1’de etraflı olarak karşılaştırılmıştır. Özet olarak, klasik hücreler, rezonanssız, kayıplı ve pasif hücrelerdir. Modern hücreler ise, kısmi rezonanslı, kayıpsız ve aktif veya pasif hücrelerdir (Bodur vd., 2002).

Çizelge 4.1 Klasik ve modern bastırma hücrelerinin karşılaştırılması (Bodur vd., 2002).

Klasik Bastırma Hücreleri	Modern Bastırma Hücreleri
<ul style="list-style-type: none"> ▪ 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. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ 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. <p>Ayrıca,</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ 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.

4.4 Sonuç

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 üstüste binme kaybı ile güç diyodunun ters toparlanma kaybı ve anahtarın parazitik kondansatörünün deşarj kaybından oluşmaktadır. SS sağlayan ve ilave devreler olarak bilinen 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.

Sonuç olarak, devrenin güç yoğunluğunu arttırmanın ana amaç olduğu daima göz önünde tutulmalı, bir bastırma hücresinin sağladığı SS yararları ile devreye yüklediği külfetler iyice karşılaştırılmalı ve nihai seçim yapılmalıdır.

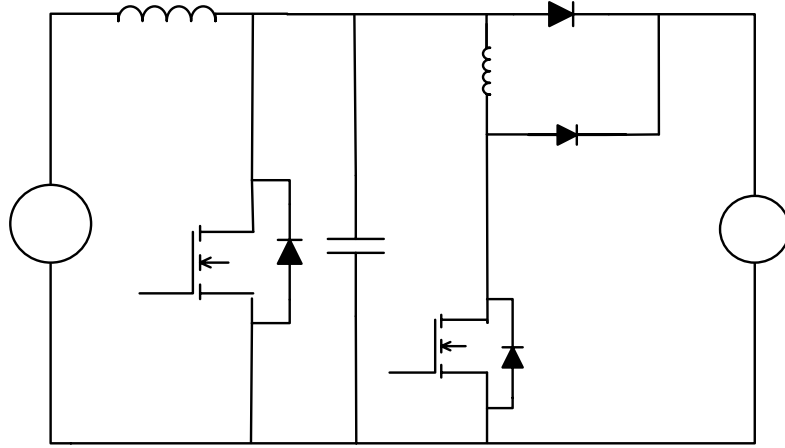
5. TEMEL ZVT-PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

5.1 Giriş

Bu bölümde, güç faktörü düzeltme (GFD) devrelerinde kullanılmak üzere ZVT yumuşak anahtarlama devrelerine giriş için Hua vd. (1994)'i tarafından önerilen temel ZVT PWM dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiştir. Temel ZVT topolojisi ve çalışma aralıkları detaylı olarak incelenmiş ve genel bir özet olarak sunulmuştur.

5.2 Tanım ve Kabuller

Yüksek çıkışlı ZVT-PWM dönüştürücünün devre şeması Şekil 5.1'de verilmiştir. Bu devrenin normal yüksek çıkışlı PWM dönüştürücüden farkı ek bir rezonans devresi içermesi ve bu sayede ZVT yumuşak anahtarlamaı sağlamasıdır. Bu rezonans devresi bir rezonans endüktansı (L_r), bir yardımcı anahtar (S_1) ve bir yardımcı diyot (D_1) içermektedir. C_r rezonans kondansatörü, güç anahtarının parazitik kondansatörüdür ve ek olarak konulmamıştır. GFD devrelerinin DC-DC dönüştürücü katında kullanılabilecek olan bu devre hakkında genel incelemeler yapılmıştır.



Şekil 5.1 Temel ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün devre şeması (Hua vd., 1994).

Analizi basitleştirmek için, giriş filtre bobinin (L_F) ideal bir DC akım kaynağı I_i olarak kabul edilebilecek kadar büyük olduğu ve çıkıştaki filtre kondansatörünün sabit bir V_o gerilim kaynağı olarak kabul edilebilecek kadar büyük olduğu kabul edilmiştir.

5.3 Çalışma Aralıkları

Temel ZVT PWM dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasında yedi aralık oluşur. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları Şekil 5.2’de verilmiştir. Bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 5.3’de görülmektedir. Aşağıda sırasıyla bütün çalışma aralıklarının detaylı analizi sunulmuştur.

Aralık 1 (t_0-t_1):

Bu devrede t_0 ’dan önce ana anahtar (S) ve yardımcı anahtar (S_1) kesimdedir ve ana diyot (D) iletime halindedir. $t=t_0$ anında kontrol sinyalinin yardımcı anahtarına uygulanmasıyla, S_1 ZCS ile iletime girer. i_{Lr} akımı lineer olarak yükselerek t_1 anında I_i değerine ulaşır ve D diyodu yumuşak anahtarlama ile kesime girmesiyle bu aralık sona erer. Kesim esnasındaki kontrollü dv/dt ve di/dt ’den dolayı, hızlı bir diyot kullanıldığında D diyodunun ters toparlanma akımı ihmal edilebilir. Bu aralıkta,

$$i_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (5.1)$$

$$i_D = I_i - i_{Lr} = I_i - \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (5.2)$$

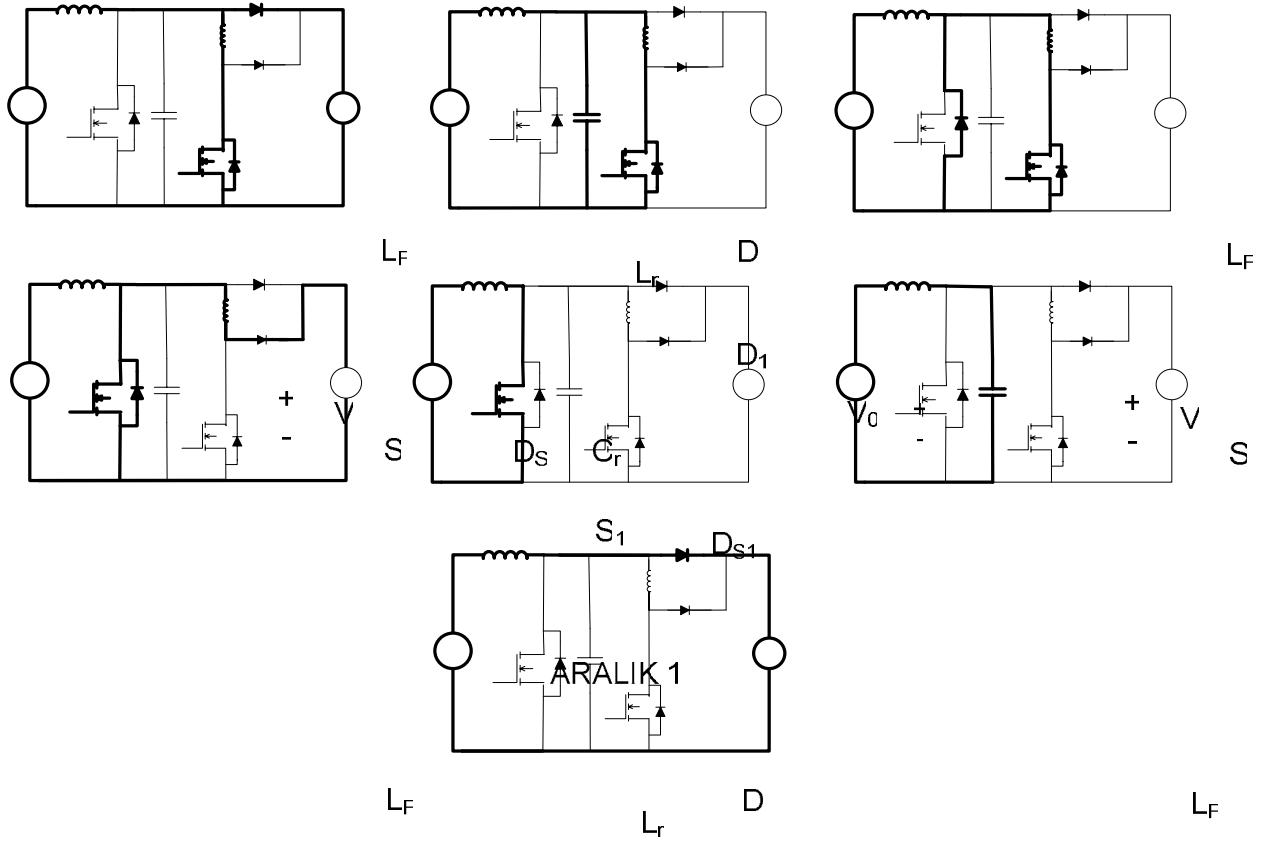
$$v_{Cr} = V_o \quad (5.3)$$

bağıntıları geçerlidir. t_{01} süresi aşağıdaki eşitlikten bulunabilir.

$$t_{01} = \frac{L_r}{V_o}(I_i) \quad (5.4)$$

Aralık 2 (t_1-t_2):

$t=t_1$ anında i_{Lr} akımının I_i ’ye yükselmesiyle birlikte başlayan bu aralıkta C_r ve L_r arasında bir rezonans başlar. Rezonans nedeniyle i_{Lr} akımı artmaya devam eder. C_r kondansatörünün gerilimi rezonans ile azalarak $t=t_2$ anında sıfır olur ve i_{Lr} akımı maksimum değerine erişir. S’nin ters paralel diyodu D_S ’nin iletime girmesiyle bu aralık sona erer. C_r ’deki enerji L_r ’ye aktarılmış olur. Bu aralık için,



Şekil 5.2 Temel ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün eşdeğer çalışma aralıkları.

$$i_{Lr} = i_{S_1} = \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) + I_i$$

$$v_{Cr} = v_S = V_o \cos \omega_r (t - t_1)$$

bağıntıları geçerlidir. Bu bağıntılarda,

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

eşitlikleri geçerlidir. Bu bağıntılardan aşağıdaki eşitlikler çıkarılır.

$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r}$$

$$I_{Lrmax} = \frac{V_o}{Z} + I_i$$

$$V_0 \quad + \quad - \quad V \quad (5.5)$$

$$S_1 \quad D_{S1} \quad (5.6)$$

ARALIK 4

$$(5.7) \quad L_F$$

$$(5.8)$$

$$+ \quad V \quad - \quad S$$

$$(5.9)$$

$$(5.10)$$

Aralık 3 (t_2 - t_3):

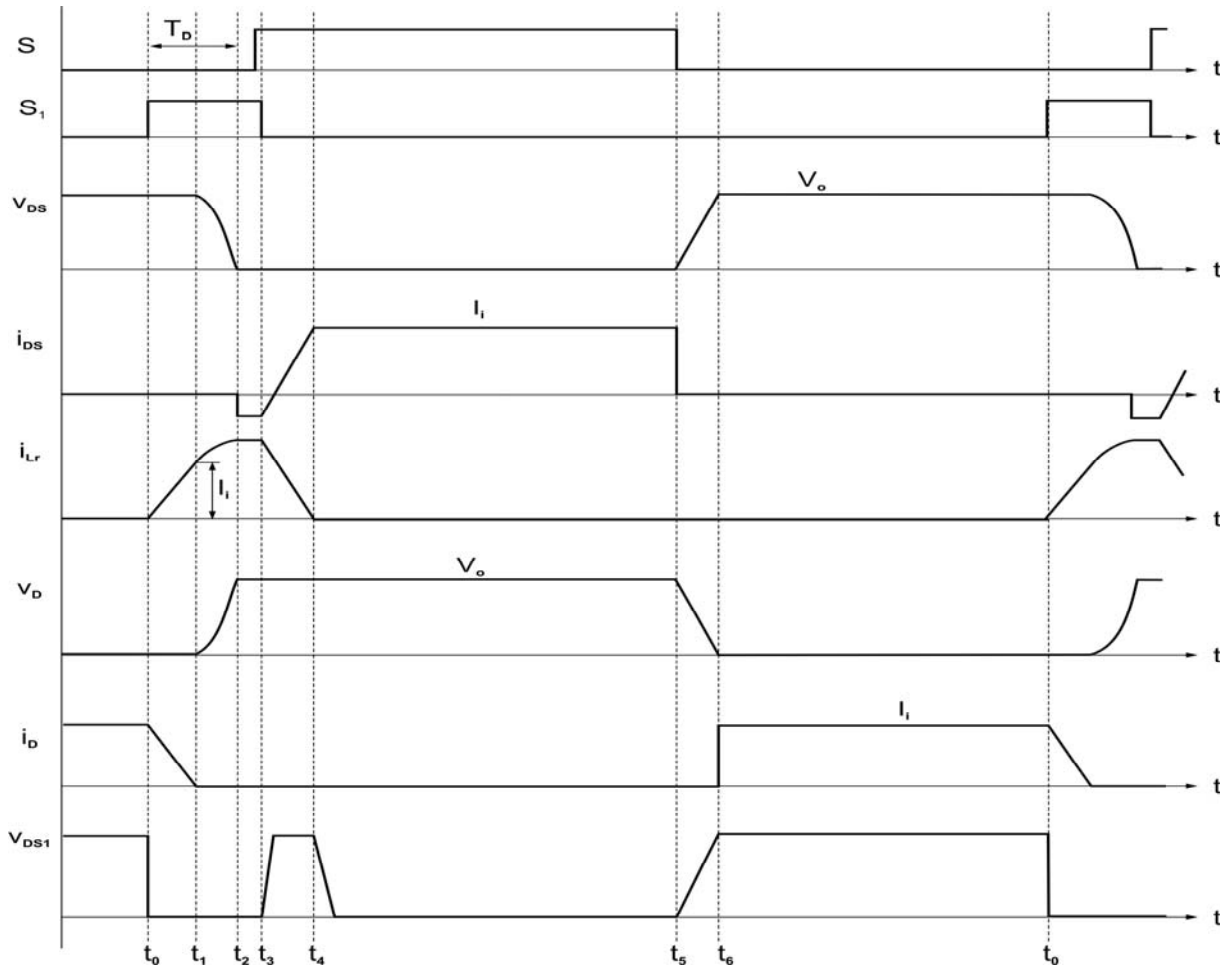
D iletimdedir ve $I_{Lrmax}-I_i$ akımını geçirmektedir. Bu aralıkta D_S diyodu iletimini sürdürür ve S gerilimi sıfırda tutulur. ZVT'nin gerçekleştirilmesi için S'nin kontrol sinyali D_S iletimde iken verilmelidir. Ayrıca, S_1 ve S'nin kontrol sinyalleri arasındaki T_D gecikme süresi aşağıdaki şartı sağlamalıdır. $t=t_3$ anında, yardımcı anahtar S_1 'in sinyali kesilmesiyle bu aralık sona erer. Bu aralıkta,

$$i_{Lr} = i_{S1} = I_{Lrmax} \quad (5.11)$$

$$i_S = I_i - I_{Lrmax} \quad (5.12)$$

$$T_D \geq t_{01} + t_{12} = \frac{I_i}{V_o} L_r + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.13)$$

t_{34} =seçilir, eşitlikleri geçerlidir.



Şekil 5.3 Temel ZVT dönüştürücünün temel dalga şekilleri.

Aralık 4 (t₃-t₄):

t=t₃ anında, S₁'in kontrol sinyalinin kesilmesiyle, S₁ sert olarak kesime ve D₁ ilettime girer. Rezonans bobininde depo edilen enerji bu aralıkta yüke aktarılır. i_{Lr} lineer olarak azalır. i_{Lr} akımının I_i'ye düşmesiyle birlikte D_S akımı 0'a düşer. D_S söner ve S anahtarı ZVS ile ilettime girer. i_{Lr} akımı lineer olarak azalmaya devam eder ve i_S akımı da lineer olarak artar. t=t₄ anında i_S akımının I_i'ye eriştiğinde, i_{Lr} akımı 0'a düşer. Böylece L_r'de biriken enerjilerinin çıkışa aktarılması tamamlanır. Bu aralıkta,

$$i_{Lr} = I_{Lrmax} - \frac{V_o}{L_r}(t - t_3) \quad (5.14)$$

$$i_S = I_i - i_{Lr} = I_i - I_{Lrmax} + \frac{V_o}{L_r}(t - t_3) \quad (5.15)$$

bağıntıları elde edilir. Bu bağıntılardan,

$$t_{34} = \frac{I_{Lrmax}}{V_o} L_r \quad (5.16)$$

elde edilir.

Aralık 5 (t₄-t₅):

Bu aralık boyunca, ana anahtar S giriş akımı I_i'yi geçirmeye devam eder. Bu aralık süresi, normal PWM dönüştürücünün iletim durumunun büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu aralık için,

$$i_S = I_i \quad (5.17)$$

$$t_{45} = f(\lambda) \quad (5.18)$$

yazılabilir.

Aralık 6 (t₅-t₆):

t=t₅ anında ana anahtarın kontrol sinyalinin kesilmesiyle başlayan bu aralıkta sabit giriş akımı I_i altında C_r kondansatörü şarj olur. C_r'nin gerilimi lineer olarak artar ve V_o çıkış gerilimine ulaştığında D ilettime girer ve bu aralık sona erer. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$v_{Cr} = \frac{I_i}{C_r}(t - t_5) \quad (5.19)$$

$$t_{56} = \frac{V_o}{I_i} C_r \quad (5.20)$$

Aralık 7 (t_6-t_7):

Bu kademe boyunca, ana diyot D giriş akımı I_i akımını geçirmeye devam eder. Bu aralığın süresi, normal PWM dönüştürücünün kesim aralığının büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu kademe için,

$$i_D = I_i \quad (5.21)$$

$$t_{67} = f(\lambda) \quad (5.22)$$

yazılabilir.

Böylece, $t=t_7=t_0$ anında, bir anahtarlama periyodu tamamlanır ve başka bir anahtarlama periyodu başlar.

Çizelge 5.1 Devrede kullanılan aktif ve pasif yarı iletken elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldıkları maksimum gerilim ve akım değerleri.

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Elemanların Maruz Kaldığı	
			Maksimum Gerilim	Maksimum Akım
S	ZVT (ZCS, ZVS)	ZVS	V_o	I_i
S_1	ZCS	Sert	V_o	$\frac{V_o}{Z} + I_i$
D	ZVS	ZCS, ZVS	V_o	I_i

5.4 Sonuç

ZVT tekniği, rezonans devreleri ve PWM tekniklerinin iyi yönlerinin birleştirilmesi düşüncesi ile ortaya çıkarılmıştır. Temel prensibi, kısa süreli bir rezonans ile anahtar uçlarındaki gerilimin önceden sıfıra düşürülmesi, bu gerilimin bir süre sıfırda tutulması ve ters diyodu iletimde iken anahtara kontrol sinyali verilerek anahtarın ZVS ile ilettime sokulmasıdır. ZVT tekniği, modern ve mükemmel bir ilettime girme işlemi sağlar. Ayrıca, ZVT tekniğinde ana diyodun ters toparlanma ve parazitik kondansatörün deşarj enerjileri de geri kazanılır. Ana ve yardımcı anahtarların kesime girme işlemlerinin iyileştirilmesi, gelişmiş ZVT devrelerinin temel konusudur. Devrenin başlıca mahsurları aşağıda sıralanmıştır.

1. Yardımcı anahtar S_1 sert anahtarlama ile kesime girer.
2. Ana anahtar S 'nin kesime girme işlemi uçlarındaki paralel rezonans kondansatörü C_r 'nin sabit akımla şarjı ile sağlanır. Bu süre yük akımına bağlıdır. Hafif yüklerde çalışma özelliği kötüdür.
3. t_4 anında $i_{L_r}=0$ olduğunda yardımcı anahtarın gerilimi ani olarak V_o 'dan 0'a düşer. S_1 'in parazitik kondansatörü ile L_r arasında yüksek frekanslı bir salınım oluşur.

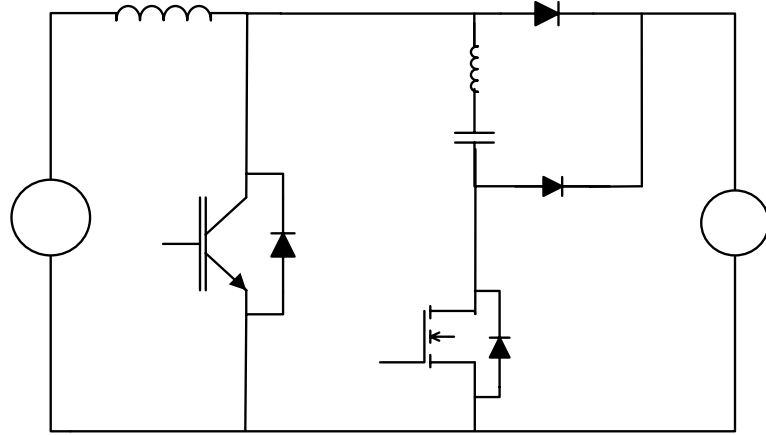
6. TEMEL ZCT-PWM DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

6.1 Giriş

Bu bölümde, güç faktörü düzeltme (GFD) devrelerinde kullanılmak üzere ZCT yumuşak anahtarlama devrelerine giriş için Hua vd. (1994) tarafından önerilen temel ZCT PWM dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiştir. Temel ZCT topolojisi ve çalışma aralıkları detaylı olarak incelenmiş ve genel bir özet olarak sunulmuştur.

6.2 Tanım ve Kabuller

Yüksek çıkışlı ZCT-PWM dönüştürücünün devre şeması Şekil 6.1’de verilmiştir. Bu devrenin normal yüksek çıkışlı PWM dönüştürücüden farkı ek bir rezonans devresi içermesidir. Bu rezonans devresi bir rezonans endüktansı (L_r), rezonans kondansatörü (C_r), bir yardımcı anahtar (S_1) ve bir yardımcı diyot (D_1) içermektedir.



Şekil 6.1 Temel ZCT PWM DC-DC dönüştürücünün devre şeması (Hua vd., 1994).

Analizi basitleştirmek için, giriş filtre bobinin ideal bir DC akım kaynağı I_i olarak kabul edilebilecek kadar büyük olduğu ve çıkıştaki filtre kondansatörünün sabit bir V_o gerilim kaynağı olarak kabul edilebilecek kadar büyük olduğu kabul edilmiştir.

6.3 Çalışma Aralıkları

Temel ZCT PWM dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasında beş aralık oluşur. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları sırasıyla Şekil 6.2’de verilmiştir. Bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 6.3’te görülmektedir.

Aralık 1 (t_0 - t_1):

Devrede t_0 anından önce, S ana anahtarı iletimdedir ve C_r rezonans kondansatörü $-V_{Crmax}$ gerilimi ile doludur. $t=t_0$ anında, S_1 'e kontrol sinyalinin uygulanmasıyla birlikte S_1 anahtarı yumuşak anahtarlama ile ilettime girer ve L_r ile C_r arasında bir rezonans başlar. Sinüsoidal olarak i_{Lr} artar ve i_s akımı düşer. i_{Lr} akımının I_i 'ye erişmesiyle i_s akımı 0'a düşer. Ana anahtar S kesime ve dahili diyodu D_s ilettime girer. Rezonans akımının sinüsoidal değişimi sürer. D_s diyodu i_{Lr} - I_i akımını üstlenir. Çeyrek rezonans periyodu t_{d1} sonunda, i_{Lr} akımı maksimum olur, bu anda S'nin kontrol sinyali kesilir. $t=t_1$ anında, i_{Lr} akımı I_i 'ye geri düşer, D_s akımı 0 olur, D_s kesime girer ve S_1 'in kontrol sinyali kesilir. Aynı anda, S_1 sert olarak kesime ve D_1 ile D ilettime girer. Ana anahtar için ZCT ile kesime girmeyi sağlayabilmek için I_{Lrmax} 'ın değeri I_i 'den büyük olmalıdır. Bu aralıkta,

$$i_{Lr} = i_{S1} = \frac{V_{Crmax}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (6.1)$$

$$v_{Cr} = -V_{Crmax} \cos \omega_r (t - t_0) \quad (6.2)$$

$$I_{Lrmax} = \frac{V_{Crmax}}{Z_r} \quad (6.3)$$

$$t_{d1} = \frac{1}{4} T_r \quad (6.4)$$

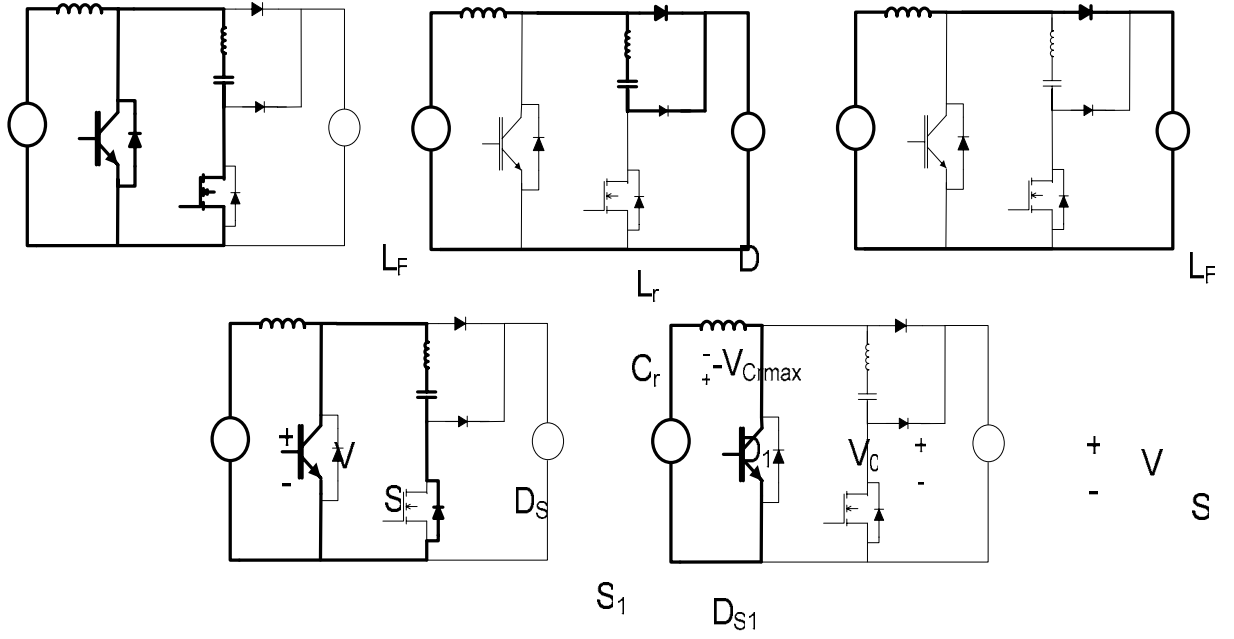
eşitlikleri geçerlidir. Bu eşitliklerde,

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_r} \quad (6.5)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.6)$$

$$T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r} \quad (6.7)$$

bağıntıları geçerlidir.



Şekil 6.2 Temel ZCT PWM DC-DC dönüştürücünün çalışma aralıkları.

ARALIK 1

Aralık 2 (t_1-t_2):

L_r ve C_r arasındaki rezonans, $L_r-C_r-D_1-D$ yolu ile devam eder. t_4 anında, i_{L_r} akımının sıfır olmasıyla D_1 kesime girer ve bu aralık sona erer. D akımı I_i 'ye ve V_{C_r} gerilimi $V_{C_r \max}$ 'a erişir.

Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_{L_r} = \frac{V_{C_r \max}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1)$$

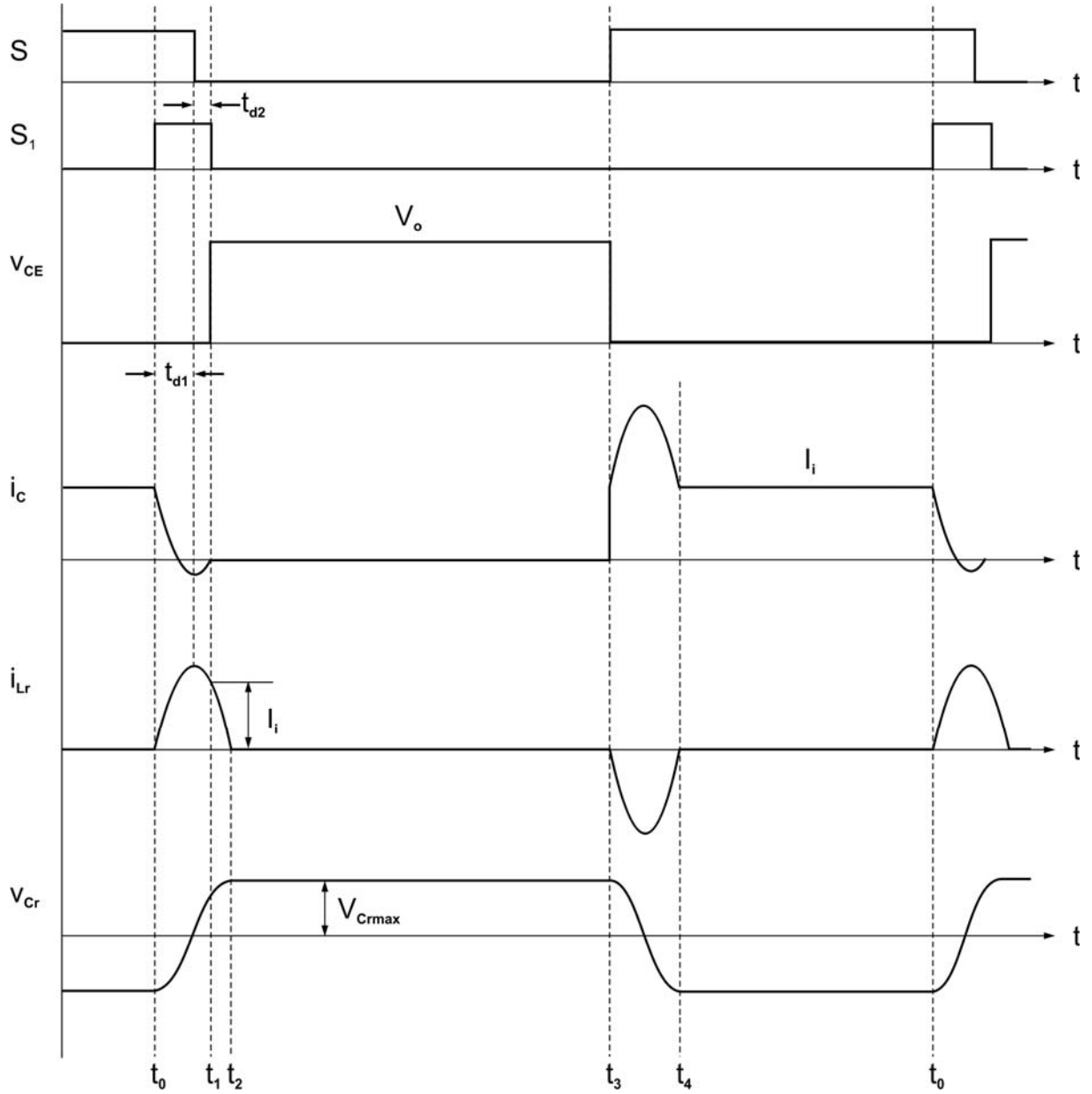
$$v_{C_r} = -V_{C_r \max} \cos \omega_r (t - t_1)$$

$$C_r \quad -V_{C_r \max}$$

$$\begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \quad V \quad \begin{matrix} D \\ S \end{matrix} \quad \begin{matrix} D \\ S \end{matrix} \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \quad V_c \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} S_1 \\ D_{S1} \end{matrix} \quad (6.9)$$

ARALIK 4



Şekil 6.3 Temel ZCT dönüştürücünün temel dalga şekilleri.

$$i_{DF} = I_i - i_{Lr} \quad (6.10)$$

$$t_{12} = \sqrt{L_r C_r} \arcsin \frac{Z_r \cdot I_i}{V_{Cr \max}} \quad (6.11)$$

Aralık 3 (t_2 - t_3):

Bu kademe boyunca, ana diyot D giriş akımı I_i 'yi geçirmeye devam eder. Bu aralığın süresi, normal PWM dönüştürücünün kesim aralığının büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu kademe için,

$$i_D = I_i \quad (6.12)$$

$$t_{23} = f(\lambda) \quad (6.13)$$

yazılabilir.

Aralık 4 (t₃-t₄):

t=t₃ anında ana anahtarın kontrol sinyalinin uygulanması ile D kesime girer. Bu aralıkta L_r-C_r arasında L_r-C_r-S-D_{S1} yolu ile bir rezonans başlar. S anahtarından giriş akımı ve rezonans akımı geçer. C_r'nin gerilimi yön değiştirerek -V_{Crmax} olur ve devre başlangıç koşuluna geri döner. Bu aralıkta,

$$i_{L_s} = \frac{V_{Cr \max}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_3) \quad (6.14)$$

$$v_{C_s} = -V_{Cr \max} \cos \omega_r (t - t_3) \quad (6.15)$$

$$t_{34} = \sqrt{L_r C_r} \arcsin \frac{Z_r I_i}{V_{Cr \max}} \quad (6.16)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 5 (t₄-t₅):

Bu aralık boyunca, ana anahtar S giriş akımı I_i'yi iletmeye devam eder. Bu kademe süresi, normal PWM dönüştürücünün iletim durumunun büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu aralık için,

$$i_s = I_i \quad (6.17)$$

$$t_{45} = f(\lambda) \quad (6.18)$$

yazılabilir.

Çizelge 6.1 Devrede kullanılan aktif ve pasif yarı iletken elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldıkları maksimum gerilim ve akım değerleri.

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Elemanların Maruz Kaldığı	
			Maksimum Gerilim	Maksimum Akım
S	Sert	ZCT (ZCS, ZVS)	V_o	$\frac{V_{Cr \max}}{Z_r} + I_i$
S_1	ZCS	Sert	V_o	$\frac{V_{Cr \max}}{Z_r}$
D	ZCS	Sert	V_o	I_i

6.4 Sonuç

ZCT tekniği, rezonans ve PWM tekniklerinin iyi yönlerinin birleştirilmesi düşüncesi ile ortaya çıkarılmıştır. Temel prensibi, kısa süreli bir rezonans ile anahtar içinden geçen akımın önceden sıfıra düşürülmesi, bu akımın bir süre sıfırda tutulması, sonra sinyal kesilerek anahtarın ZCS altında kesime sokulmasıdır. ZCT tekniği, modern ve mükemmel bir kesime girme işlemi sağlar. Ana anahtarların ilettime ve yardımcı anahtarın kesime girme işlemlerinin iyileştirilmesi, gelişmiş ZCT devrelerinin temel konusudur. ZCT tekniğinde, rezonans devresi S_1 'in SS ile ilettime ve S'nin ZCS ile kesime girmesini sağlar. Devrenin çalışması yük akımına bağlı değildir. Devrenin başlıca mahsurları aşağıda sıralanmıştır.

1. Yardımcı anahtar sert anahtarlama ile kesime girer.
2. Ana anahtarda ilave bir akım stresi mevcut.
3. Ana anahtarın ilettime ve ana diyodun kesime girmesi serttir.

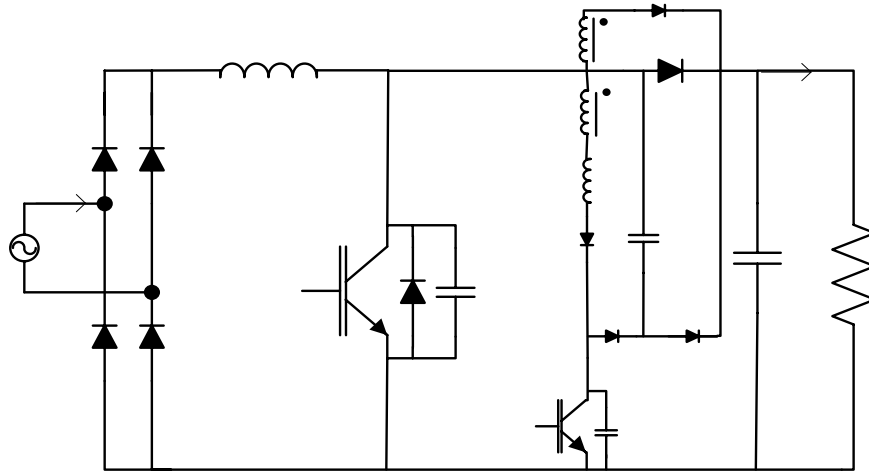
7. AKTİF BASTIRMALI GELİŞTİRİLMİŞ YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ZVT DÖNÜŞTÜRÜCÜ

7.1.1 Giriş

Bu bölümde güç faktörü düzeltme (GFD) devrelerinde kullanılmak üzere Lin vd. (1998) tarafından önerilen “Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber” adlı yayında yer alan dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiştir. Bu topolojiden elde edilen bilgiler ayrıntılı olarak incelenerek genel bir özet sunulmuştur.

7.1.2 Devre Topolojisi ile Kabuller ve Açıklamalar

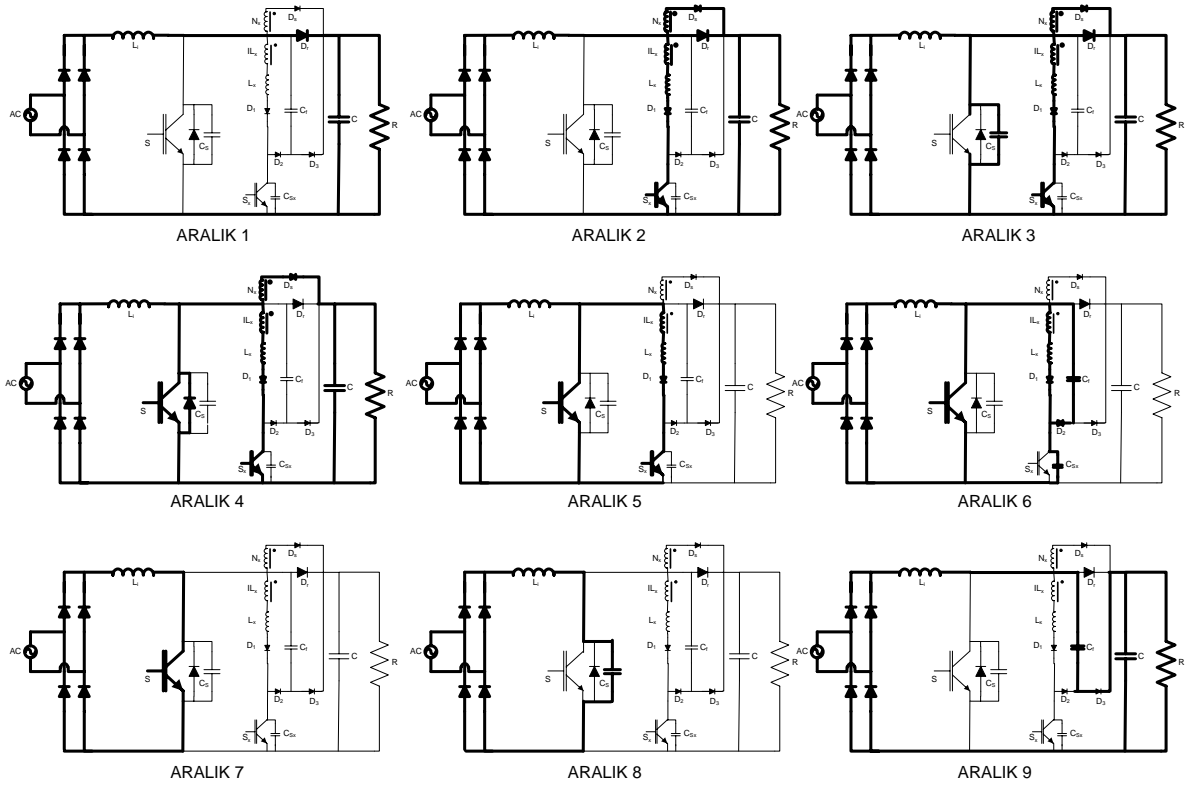
Bu devrenin en önemli özelliği kuplajlı endüktans kullanılarak, temel ZVT topolojisinin verimini artırma amacını taşımaktadır. Bu teknik kullanılarak iletme girme anındaki ZVT performansının yanında kesime girme anındaki anahtarlama güç kaybını da azaltılmaktadır. Bu amaçla CCM moda çalışan bir devre Şekil 7.1’deki gibi gerçekleştirilmiştir. Alınan sonuçlar temel ZVT topolojisinden alınan verim sonuçlarına göre daha yüksek olduğu gözlenmiştir. Bu topolojide temel ZVT topolojisinden farklı olarak kuplajlı endüktans (N_x), rezonans kondansatörü (C_f) ve akımı yönlendiren diyotlar (D_1, D_2, D_3, D_s) bulunmaktadır.



Şekil 7.1 Tek fazlı CCM ZVT PFC yüksek çıkışlı dönüştürücü

7.1.3 Çalışma Aralıkları

Aralık 1 (t_0): t_0 anından önce L_i giriş endüktansı D_f üzerinden çıkışı besler bu sırada C_f deşarj olmuş ve tüm manyetik enerji çıkışa aktarılmıştır. Şekil 7.2’de çalışma aralıkları ile ilgili devre şekilleri verilmiştir.



Şekil 7.2 Çalışma aralıkları

Aralık 2 (t_0-t_1): S_x anahtarının iletme sokulması ile C_s kondansatörü enerjisini IL_x endüktansına aktarır. Bu rezonans anında IL_x 'den geçen akım, kuplajlı endüktansın N_x tarafında da bir akım akıtarak D_s üzerinden yükü besler. Bu şekilde S_x anahtarı üzerinden daha az akım geçirir ancak D_r diyodu üzerinden geçen akım akmaya devam eder.

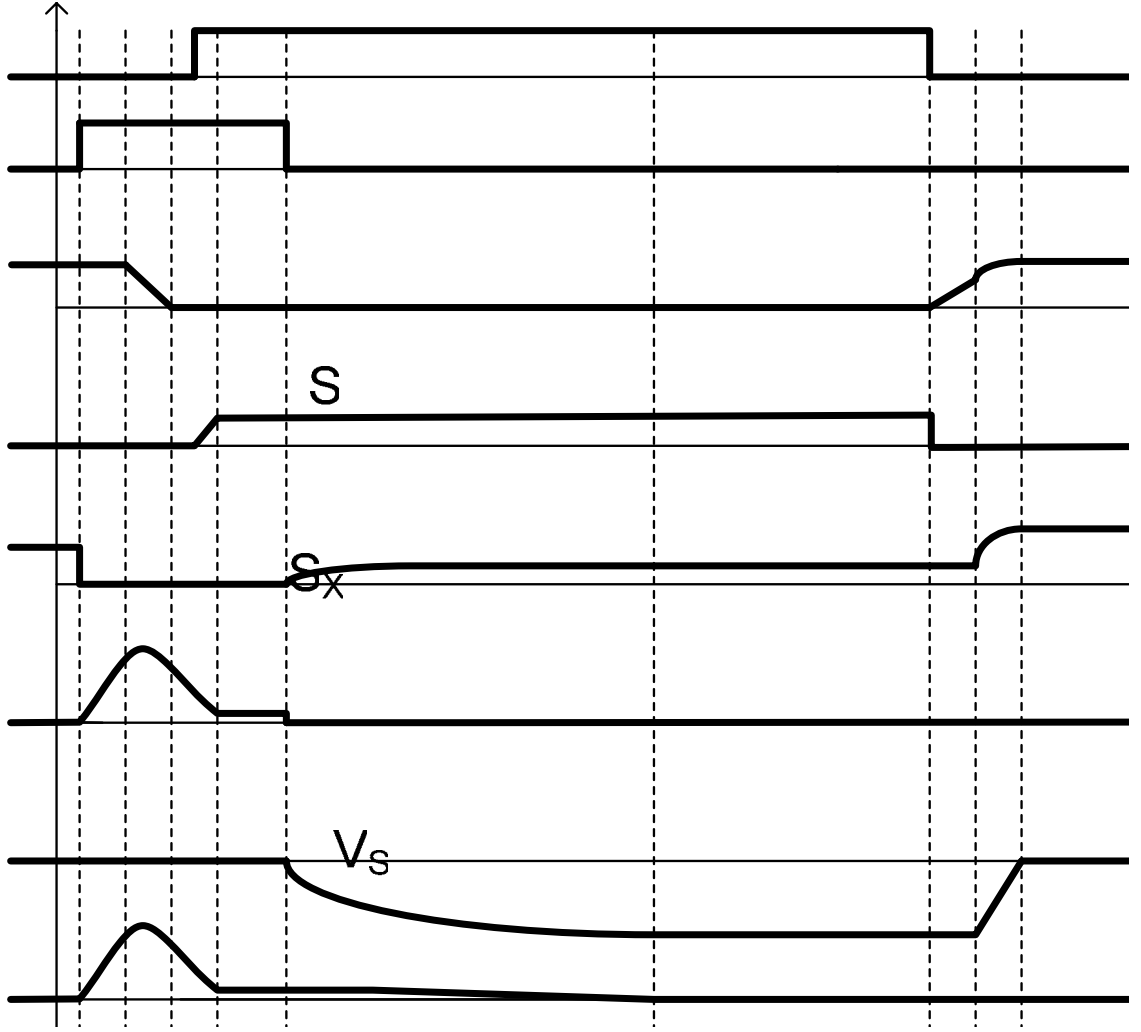
Aralık 3 (t_1-t_2): Ana anahtarın C_s kondansatörü deşarj olup enerjisini bitirince S anahtarının uçlarındaki gerilim sıfıra doğru düşmeye başlar. t_2 anında D_r diyodu tamamen söner ve S uçlarındaki gerilim ZVT'yi sağlamak için sıfıra düşmüş olur.

Aralık 4 (t_2-t_3): S anahtarı için ZVT şartları sağlandığından S anahtarı iletme sokulur ve içinden geçen akım artmaya başlar.

Aralık 5 (t_3-t_4): Bu aralık da S ve S_x iletimde olup, L_i endüktansı giriş gerilimi ile şarj olmaya başlar.

Aralık 6 (t_4-t_5): S_x anahtarı kesime sokulduktan sonra, IL_x kuplajlı endüktasındaki akım C_f ve C_{sx} kondansatörlerini enerjisi bitene kadar şarj eder. Bu sırada C_f kondansatörünün polaritesi yön değiştirerek negatif olur. Böylece C_f ve C_{sx} kondansatörleri S_x için snubber kondansatörü gibi davranarak gerilim yükselme hızını sınırlar. Çalışma aralıkları sonucunda oluşan dalga

şekilleri Şekil 7.3'de verilmiştir.



Şekil 7.3 İlgili dalga şekilleri

I_s

Aralık 7 (t_5-t_6): Bu aralıkta giriş L_i endüktansı S anahtarı üzerinden şarj olur.

Aralık 8 (t_6-t_7): S anahtarı kesime sokulduğunda giriş L_i endüktansı C_s kondansatörünü şarj ederek S anahtarı üzerindeki gerilimin artmasını sağlar.

Aralık 9 (t_7-t_8): C_s üzerindeki gerilim çıkış gerilimi V_o ile rezonans kondansatörü C_f gerilimleri toplamını geçtiğinde D_3 diyodu ile yük üzerine deşarj olur. C_f kondansatörünün deşarjı S anahtarının gerilim yükselme hızını yavaşlatarak kesime girmede bastırma hücresi olarak görev yapar.

Aralık 10 (t_8-t_0): S anahtarı üzerindeki gerilim V_o geriliminden yüksek olduğu andan itibaren D_r diyodu iletime girerek L_i üzerinden geçen akımı yüke aktarır.

V

Bu devrenin çalıştırılması sonucunda Ana anahtar S, yardımcı anahtar S_x ve güç diyodu üzerindeki akım ve gerilim stresleri Çizelge 7.1’de gösterilmiştir.

Çizelge 7.1 Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodu anahtarlama şekli ve üzerindeki akım-gerilim stresleri

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Gerilim Stresi	Akım Stresi
S	ZVT	ZVS	V_0	I_i
S_x	ZCS	ZCS	V_0	$I_i + \frac{V_0}{L_x}$
D_R	ZVS	ZCS	V_0	I_0

Yapılan uygulama devresi sonuçlarına göre, 50 kHz’de çalıştırılan devre 2kW’lık yükü 390 V ile beslemekte ve giriş gerilimi 170 V değerinde olup bu koşullar altında %97.5 verim elde edilmiştir.

7.1.4 Sonuç

Temel ZVT topolojisine göre en önemli farkı geri beslemeli bir endüktans kullanılarak yardımcı kol üzerindeki akım stresinin bir kısmını yüke aktararak hem dönüştürücünün verimini arttırmak, hem de maruz kalınan akım stresini azaltmak olarak açıklanabilir. Rezonans devresinde kullanılan C_f kondansatörü, hem S hem de S_x ’in kesime girme anındaki gerilim yükselme hızını sınırlar.

8. AKTİF YARDIMCI DEVRELİ YENİ BİR ZVT PWM DÖNÜŞTÜRÜCÜ

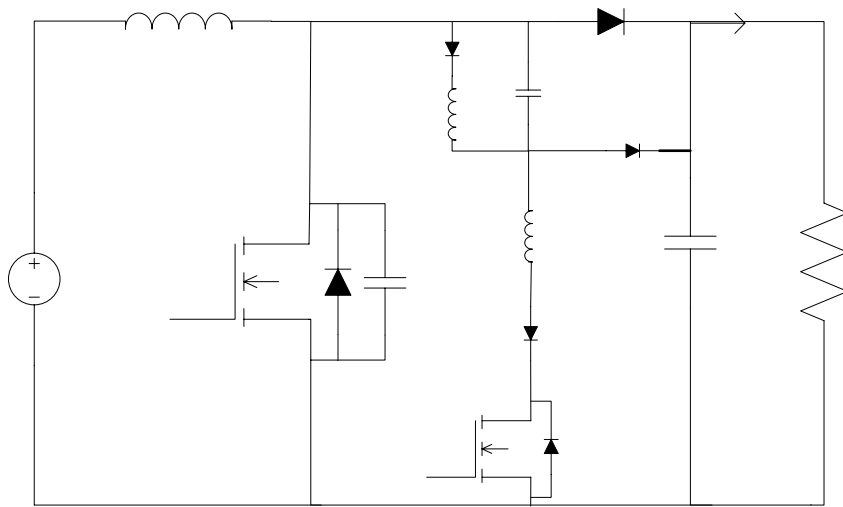
8.1.1 Giriş

Bu bölümde Huang vd. (2006) tarafından yayınlanan “ A New Family of Zero Voltage Transition PWM Converters with Dual Active Auxiliary Circuits” adlı makaleden, yeni geliştirilmiş ZVT PWM devresi ele alınmış ve dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiş ve analiz sonuçları genel bir özet olarak sunulmuştur.

8.1.2 Devre Topolojisi ile Kabuller ve Açıklamalar

Bu devrenin en önemli özelliği yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve kesime girmesiyle birlikte ana anahtar üzerinde hiçbir ekstra akım akıtmaması ve böylece ana anahtar akım stresini etkilemesi ve giriş akımı seviyesinde kalmasını sağlamasıdır. Bu topoloji ile diğer makalelerde sunulan yardımcı anahtarın sert anahtarlanması ya da akım stresi oluşturmasının önüne geçilmiş olunur.

Bu devrede temel yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücüye eklenen ve rezonansı sağlayan yardımcı kol üzerinde D_3 diyodu, rezonans endüktansı L_{r1} , rezonans kondansatörü C_r , rezonans endüktansı L_{r2} , akımı yönlendiren D_4 diyodu, S_2 anahtarı ve D_2 diyodundan oluşmuştur. Bu devrede giriş L_{in} endüktansı akım kaynağı gibi davranabilecek yeteri kadar büyüklüktedir. Çıkış C_0 kondansatörü ile çıkış V_0 gerilim kaynağı olduğu kabul edilecektir. Bu topoloji devresi Şekil 8.1’de gösterilmiştir.



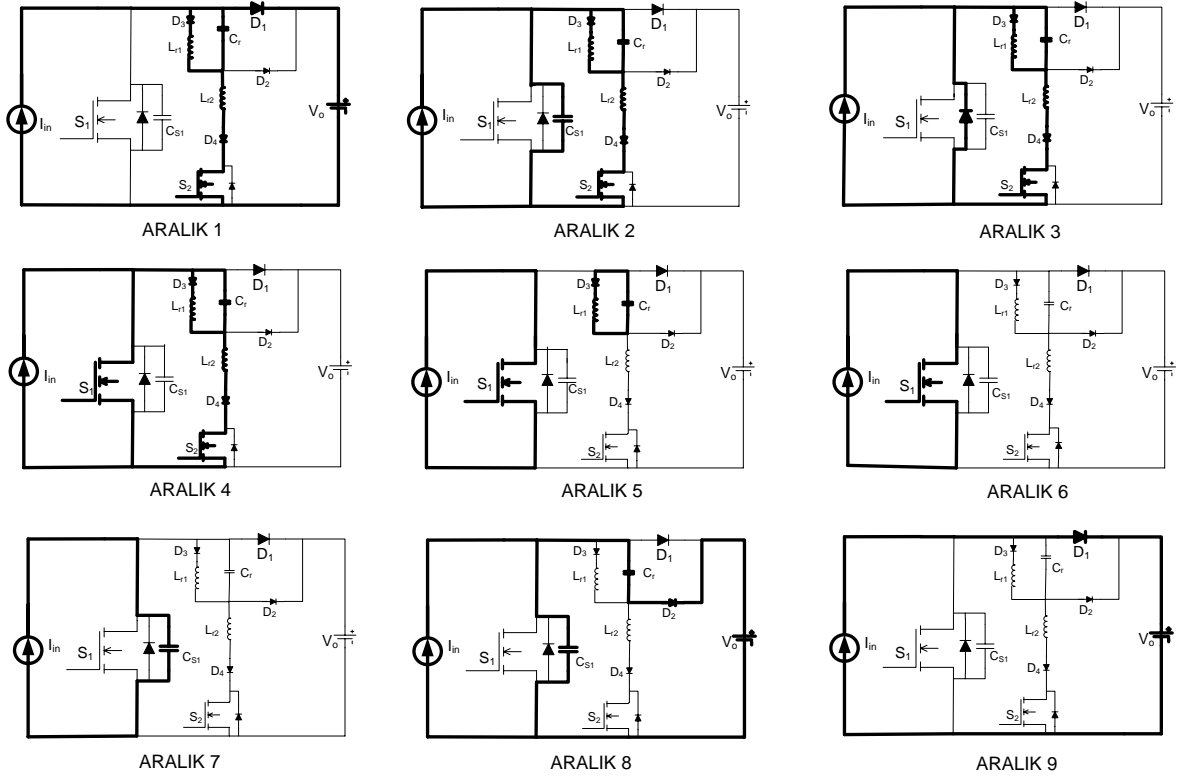
Şekil 8.1 Aktif yardımcı devreli ZVT PWM DC-DC yükseltici

8.1.3 Çalışma Aralıkları

Aralık 1 (t_0-t_1): t_0 anında S_2 anahtarı ZCS ile ilettime sokulur. L_{r1} - L_{r2} ve C_r yoluyla geçen akım artar ve D_1 çıkış gücü diyodunun akımı azalmaya başlar. Bu kısım $t=t_1$ anında D_1 'den geçen akımın 0 olmasıyla sona erer.

Aralık 2 (t_1-t_2): t_1 anından itibaren S_1 anahtarı C_{S1} kondansatörü yardımcı kol üzerinden deşarj olur. Bu işlem sırasında L_{r1} , L_{r2} , C_r , C_{S1} , D_3 , D_4 ve S_2 'den akım akmaktadır. i_{Lr1} akımı artmaya başlar $t=t_2$ anına kadar C_S deşarj olmaya devam eder, ardından da S_1 anahtarı ters akım diyodu ilettime girer. Şekil 8.2'de çalışma aralıkları ile ilgili devre şekilleri verilmiştir.

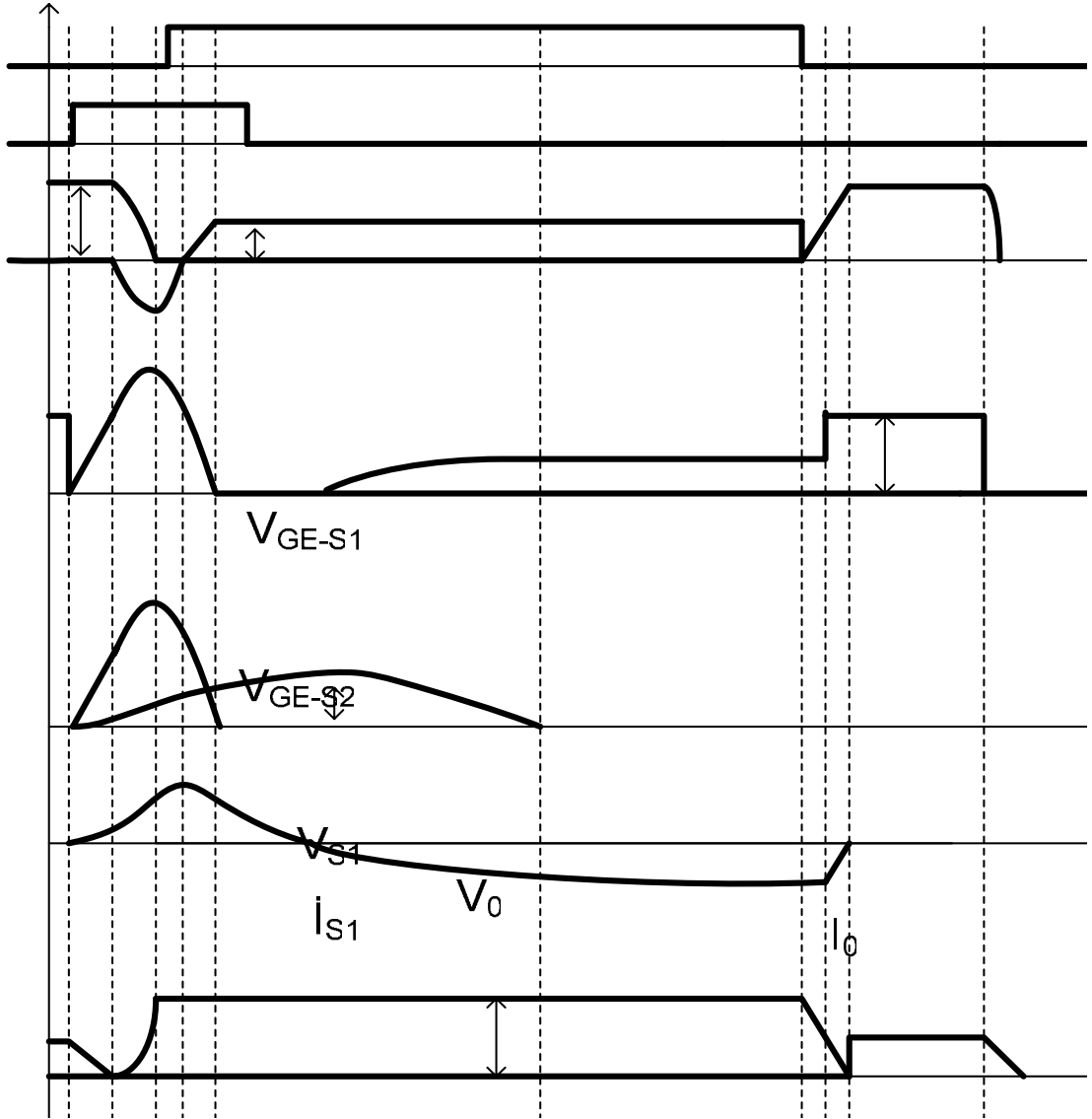
Aralık 3 (t_2-t_3): t_2 anından itibaren S_1 anahtarı ters akım diyodu (D_{S1}) I_{Lr2} akımı, I_i 'den büyük olduğu sürece fark akımı geçirir. i_{Lr1} akımı ve v_{Cr} gerilimi artmaya devam eder. Bu aralık içerisinde i_{Cr} ve i_{Lr2} akımı azalmaya başlar. S_1 'in ZVS ile ilettime girmeye hazırlandığı t_3 anına kadar bu süreç devam eder.



Şekil 8.2 Çalışma Aralıkları

Aralık 4 (t_3-t_4): t_4 anında S_1 anahtarı ZVS ile ilettime girer, bu sırada 3. aralıktaki rezonans devam eder. L_{r1} akımı ve C_r gerilimi artmaya, C_r ve L_{r2} akımı t_4 anına kadar azalmaya devam eder. $t=t_4$ anında i_{Lr2} akımı 0 olur ve D_4 diyodu negatif rezonansı engellediğinden $i_{Lr1}=i_{Cr}$ olur.

Aralık 5 (t_4-t_5): Yardımcı anahtar ZCS ile kesime girer. S_1 anahtarından geçen akım giriş akımına eşit olup, L_{r1} 'deki enerji C_r 'ye transfer edilir ve bu aralık $t=t_5$ anında L_{r1} akımının 0 olması D_3 diyodunun ters akımı engellemesi ile son bulur. Çalışma aralıkları sonucunda oluşan dalga şekilleri Şekil 8.3'de verilmiştir.



Şekil 8.3 İlgili dalga şekilleri

Aralık 6 (t_5-t_6): Bu aralıkta S_2 anahtarı standart PWM yükseltici olarak çalışır.

Aralık 7 (t_6-t_7): $t=t_6$ anında S_1 anahtarı ZVS ile kesime ve C_{S1} kondansatörü I_{in} akımı ile şarj olmaya başlar. Bu aralık V_{S1} ve V_{Cr} 'nin toplam geriliminin V_o 'a ulaşması ile son bulur.

Aralık 8 (t_7-t_8): $t=t_7$ anında D_2 ilettime girer ve I_{in} akımı, C_{S1} ve C_r 'yi şarj eder. C_r gerilimi düşer C_{S1} gerilimi artar. Bu aralık $t=t_8$ anında $V_{CS1}=V_o$ ve $V_{Cr}=0$ olması ile son bulur C_r 'de

biriken rezonans enerjisi D_2 ile çıkışa aktarılır.

Aralık 9 (t_8-t_9): $t=t_8$ anında I_i akımı D_1 'den akmaya başlar ve dönüştürücü standart PWM dönüştürücü gibi çalışır.

Giriş gerilimi 100-250 V, çıkış gerilimi 400 V, maksimum çıkış gücü 500 W olan dönüştürücü 100 kHz'de çalıştırıldığında %95 oranında bir verim elde edilmiştir. Ana anahtar, yardımcı anahtar ve güç diyodunun anahtarlama şekli ve maruz kaldığı akım ve gerilim stresleri Çizelge 8.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 8.1 Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodu anahtarlama şekli ve üzerindeki akım-gerilim stresleri

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Gerilim Stresi	Akım Stresi
S_1	ZVT	ZVS	V_0	I_i
S_2	ZCS	ZCS	V_0	$I_i + \frac{V_0}{L}$
D_1	ZVS	ZCS	V_0	I_i

8.1.4 Sonuç

Diğer topolojilerden farklı olarak, yardımcı koldaki S_2 kesime girince L_{r1} enerjisini C_r kondansatörüne aktarır. Standart PWM yükselticiden farklı bu topolojide S_1 anahtarı üzerinde fazladan bir akım stresi oluşmamasıdır. Ana anahtarın iletme ve yardımcı anahtarın kesime girme işlemleri yumuşak anahtarlama ile olur ve güç elemanları çıkış geriliminden daha büyük bir gerilime maruz kalmazlar.

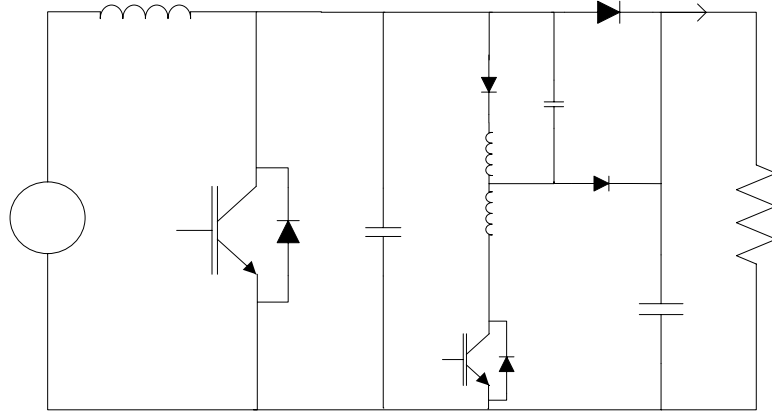
9. ZVT-ZCT-PWM YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

9.1 Giriş

Bu bölümde, Aksoy (2007) tarafından yapılan çalışmada, “ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücü devresi” incelenmiştir. Yeni geliştirilmiş bastırma hücresinin çalışma prensibi sunulmuştur.

9.2 Tanım ve Kabuller

Bu devrenin en önemli özelliği ana anahtarın ZVT ile iletme, ZCT ile kesime, yardımcı anahtarın ise ZCS ile iletme ve ZCT ile kesime girmesiyle birlikte ileri düzeydeki yumuşak anahtarlamanın büyük ölçüde sağlanmasıdır. Bu devrede temel yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücüye eklenen ve rezonansı sağlayan yardımcı kol üzerinde D_3 diyodu rezonans endüktansları L_{sa} ve L_{sb} , rezonans kondansatörü C_S , D_4 diyodu, S_2 anahtarı ve D_2 diyodundan oluşmuştur. C_P kondansatörü S_1 anahtarının eşdeğer parazitik kondansatörü olup ekstradan konulmamıştır. Bu devrede giriş L_{in} endüktansı akım kaynağı gibi davranabilecek yeteri kadar büyüklüktedir. Çıkış C_F kondansatörü ile çıkış V_0 gerilim kaynağı olduğu kabul edilmiş, D_F ana diyodu ile diğer diyotların ters toparlanma süreleri dikkate alınmamıştır. Bu topoloji devresi Şekil 9.1’de gösterilmiştir.



Şekil 9.1 ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü.

9.3 Çalışma Aralıkları

Sunulan ZVT-ZCT-PWM dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasında on iki aralık oluşmaktadır. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları Şekil 9.2’de verilmiştir. Bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 9.3’te görülmektedir. Aşağıda sırasıyla bütün çalışma aralıklarının detaylı analizi sunulmuştur.

Aralık 1 (t_0-t_1):

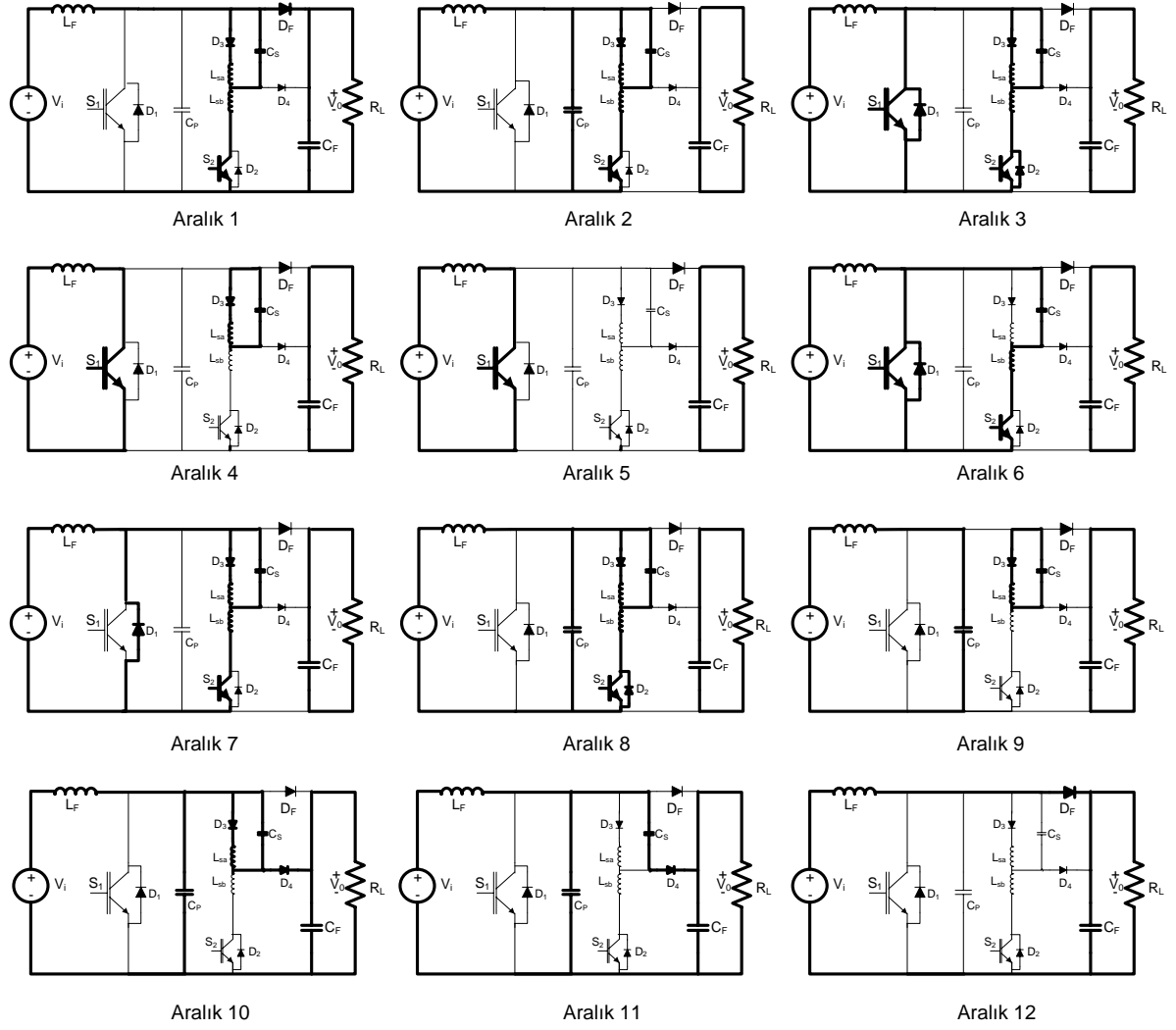
Bu aralık başında, ana anahtar S_1 ve yardımcı anahtar S_2 kesimdedir. Ana diyot D_F iletimdedir ve giriş akımı I_i 'yi geçirmektedir. $t=t_0$ 'da S_2 yardımcı anahtarının kapısına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla başlayan bu aralıkta, üst ve alt bastırma endüktansları L_{sa} ve L_{sb} ile bastırma kondansatörü C_s arasında bir rezonans başlar. Eşzamanlı olarak S_2 akımı artar ve D_F akımı azalır. Seri bağlı bastırma endüktanslarından dolayı S_2 ve D_3 yaklaşık ZCS ile ilettime girer. Bu aralıkta, önce $t=t_1$ anında, S_2 akımı I_i 'ye erişir ve D_F akımı sıfıra düşer. D_F diyodunun yaklaşık ZCS ile kesime girmesiyle bu aralık sona erer.

Aralık 2 (t_1-t_2):

Ana anahtar S_1 ve ana diyot D_F kesimdedir. Yardımcı anahtar S_2 iletimdedir ve I_i akımını geçirmektedir. $t=t_1$ anında, $C_p-L_{sa}-L_{sb}-C_s$ arasında bir rezonans başlar. $t=t_2$ 'de, C_p kondansatöründe depolanan enerji tamamen rezonans devresine aktarılır ve v_{Cp} gerilimi 0 olur. v_{Cp} geriliminin 0 olmasıyla birlikte D_1 diyodu yaklaşık ZVS ile ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 3 (t_2-t_5):

Üst ve alt bastırma endüktansları L_{sa} ve L_{sb} ile bastırma kondansatörü C_s arasındaki rezonans devam eder.

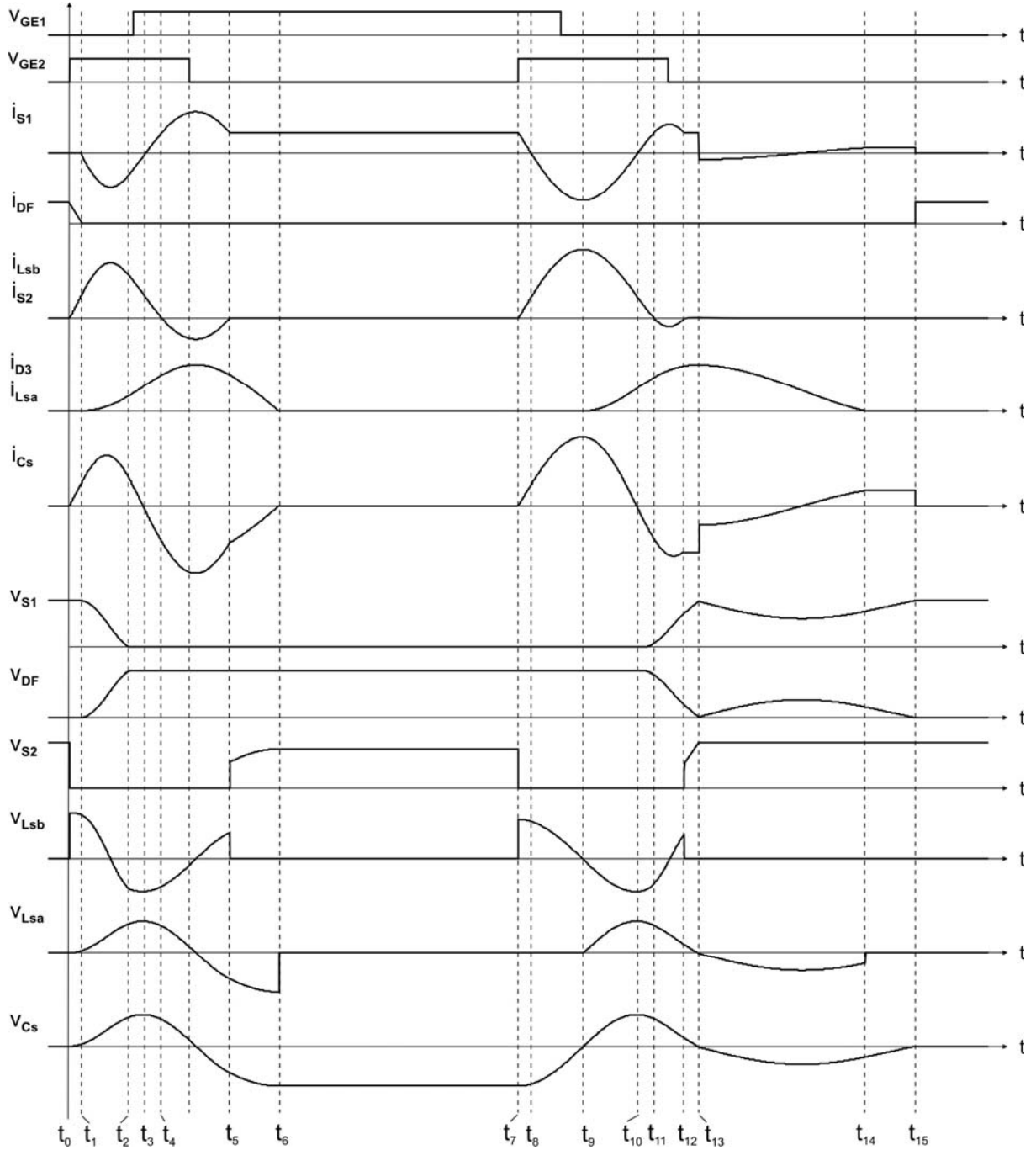


Şekil 9.2 Dönüştürücü çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri.

Bu aralıkta üç farklı çalışma durumu oluşur. C_p kondansatörü geriliminin 0 olmasıyla, D_1 diyodu iletme girer ve $i_{L_{sb}}$ yardımcı anahtar akımının I_1 giriş akımının üstünde kalan kısmını geçirir. D_1 'in iletimde olduğu bu aralık ana anahtar S_1 'in sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile iletme girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZVT süresi denilir. D_1 iletimde iken S_1 'in kapısına iletim sinyali uygulanır. $t=t_3$ anında $i_{L_{sb}}$ alt endüktans akımı I_1 giriş akımı seviyesine düştüğünde D_1 diyodu kesime girer. D_1 'in kesime girmesiyle birlikte S_1 ana anahtarı ZVT ile iletme girer. Ana anahtar S_1 'in iletme girmesiyle akımı artmaya başlar ve bu akım $t=t_4$ 'te giriş akımı I_1 'ye ulaştığında alt endüktans akımı sıfır olur. Yardımcı anahtar S_2 akımının sıfıra düşmesiyle S_2 kesime ve D_2 iletme girer. D_2 diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir, böylece S_2 yardımcı anahtarı ZCT ile kesime girer. $t=t_5$ 'te içinden geçen akımın tekrar sıfır olmasıyla D_2 diyodu da kesime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 4 (t_5-t_6):

$t=t_5$ anında D_2 diyodunun kesime girmesiyle başlayan bu aralıkta, ana anahtar S_1 giriş akımını geçirirken, üst bastırma endüktansı L_{sa} ve bastırma kondansatörü C_S arasında $L_{sa}-C_S-D_3$ yolu ile bir seri rezonans oluşur. L_{sa} üst endüktansında biriken enerji bu rezonans ile C_S bastırma kondansatörüne aktarılır.



Şekil 9.3 Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.

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

Aralık 5 (t_6-t_7):

Bu aralık boyunca ana anahtar S_1 giriş akımı I_i 'yi iletmeye devam eder ve bu aralıkta bastırma devresi aktif değildir. Bu aralık süresi normal PWM dönüştürücünün anahtarın iletim aralığının büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir.

Aralık 6 (t_7-t_9):

$t=t_7$ anında, S_2 yardımcı anahtarının kapısına iletim sinyalinin uygulanmasıyla, bastırma kondansatörü C_S ve alt bastırma endüktansı L_{sb} arasında $C_S-L_{sb}-S_2-S_1$ yolu ile yeni bir rezonans başlar. Burada, yardımcı anahtar S_2 , alt bastırma endüktansı L_{sb} üzerinden ZCS ile iletme girer. Oluşan rezonans ile eşzamanlı olarak S_2 'nin akımı artar ve S_1 'in akımı azalır. $t=t_8$ anında yardımcı anahtar akımının I_i 'ye ulaşmasıyla S_1 akımı sıfıra düşer. S_1 akımının sıfır olmasıyla birlikte D_1 diyodu iletime girer. D_1 'in iletimde olduğu bu aralık, ana anahtar S_1 'in sıfır akımda geçiş (ZCT) ile kesime girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZCT süresi denilir. D_1 iletimde iken S_1 'in kapısına uygulanan kontrol sinyali kesilir. Bastırma kondansatörü C_S ve alt bastırma endüktansı L_{sb} arasındaki rezonans $C_S-L_{sb}-S_2-D_1$ yolu ile devam eder. D_1 diyodu $i_{L_{sb}}$ akımının giriş akımı I_i 'den fazla olan kısmını geçirir. $t=t_9$ 'da v_{C_S} geriliminin sıfır olması ve $i_{L_{sb}}$ akımının maksimum değerine ulaşmasıyla bu aralık sona erer.

Aralık 7 (t_9-t_{10}):

v_{C_S} bastırma kondansatörü gerilimi $t=t_9$ anında pozitif olmaya başladığında D_3 diyodu iletime girer ve bu aralık başlar. Alt bastırma endüktansı L_{sb} , üst bastırma endüktansı L_{sa} ve bastırma kondansatörü C_S arasında bir rezonans oluşur. Alt bastırma endüktansı L_{sb} akımı $i_{L_{sb}}$ 'nin I_i 'ye düşmesiyle birlikte D_1 diyodunun akımı sıfır olur. $t=t_{10}$ anında D_1 diyodu kesime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 8 ($t_{10}-t_{12}$):

Alt bastırma endüktans akımı $i_{L_{sb}}$ 'nin I_i 'ye düşmesiyle başlayan bu aralıkta $C_P-L_{sa}-L_{sb}-C_S$ arasında sabit akım kaynağı altında bir rezonans oluşur. Oluşan rezonans ile alt bastırma endüktans akımı $i_{L_{sb}}$ azalmaya devam eder. $t=t_{11}$ anında alt bastırma endüktans akımının sıfır olmasıyla yardımcı anahtar S_2 kesime ve D_2 diyodu iletime girer. D_2 diyodunun iletimde olduğu bu aralıkta S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir, böylece S_2 yardımcı anahtarı ZCT ile kesime girer. $t=t_{12}$ 'de içinden geçen akımın sıfır olmasıyla D_2 diyodu kesime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 9 (t_{12} - t_{13}):

Bu aralıkta iki farklı kapalı devre oluşur. Bir devrede C_p kondansatörü giriş akımı I_i ile lineer olarak şarj olur. Diğer devrede L_{sa} ve C_s arasında L_{sa} - C_s - D_3 yolu ile bir rezonans oluşur. $t=t_{13}$ 'te v_{Cp} ve v_{Cs} gerilimlerinin toplamı çıkış gerilimi V_o 'a eşit olduğunda D_4 diyodu ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 10 (t_{13} - t_{14}):

Bu aralıkta üst bastırma endüktansı L_{sa} , parazitik kondansatörü C_p ve bastırma kondansatörü C_s arasında I_i giriş akımı altında rezonans oluşur. $t=t_{14}$ anında, i_{Lsa} akımı 0 olur ve bu kademe sona erer. Bu aralığın sonunda, bobinde depo edilen enerji tamamen kapasitelere ve yüke aktarılır.

Aralık 11 (t_{14} - t_{15}):

Bu aralıkta sabit giriş akımı I_i altında lineer olarak C_p parazitik kondansatörü şarj olur ve C_s bastırma kondansatörü ise deşarj olur. $t=t_{15}$ anında C_p kondansatörünün gerilimi çıkış gerilimi V_o 'a ulaştığında C_s kondansatörünün gerilimi 0'a düşer ve D_F diyodu ilettime girer. D_F diyodunun ZVS altında ilettime girmesiyle bu aralık sona erer.

Aralık 12 (t_{15} - t_{16}):

Bu kademe boyunca, ana diyot D_F giriş akımı I_i 'yi iletmeye devam eder ve bastırma devresi aktif değildir. Bu kademe süresi, normal PWM dönüştürücünün kesim aralığının büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Böylece, $t=t_{16}=t_0$ anında, bir anahtarlama periyodu tamamlanır ve başka bir anahtarlama periyodu başlar.

Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodunun anahtarlama şekli ve maruz kaldığı akım ve gerilim stresleri Çizelge 9.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 9.1 Güç anahtarı, yardımcı anahtar ve güç diyodu anahtarlama şekli ve üzerindeki akım-gerilim stresleri

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Gerilim Stresi	Akım Stresi
S_1	ZVT	ZCT	V_0	$I_i + \frac{V_{cs}}{Z_e}$
S_2	ZCS	ZCT	V_0	$I_i + \frac{V_{cs \max}}{Z_2}$
D_1	ZCS	ZVS	V_0	I_i

9.4 Sonuç

ZVT-ZCT-PWM dönüştürücüde, giriş gerilimi 200 V, çıkış gerilimi 400 V, maksimum çıkış gücü 500 W için, 100 kHz'de çalıştırıldığında %98.3'lük bir verim elde edilmiştir. Yeni dönüştürücünün özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Dönüştürücüde bütün yarıiletken elemanlar yumuşak anahtarlama ile çalışır. Ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girer. Yardımcı anahtar ise ZCS ile ilettime ve ZCT ile kesime girer
- Ana anahtar hiçbir ilave gerilime maruz kalmaz.
- Ana diyot hiçbir ilave gerilim ve akıma maruz kalmaz.
- Yardımcı anahtar üzerinde hiçbir ilave gerilim stresi yoktur.

10. YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN GELİŞTİRİLMESİ

10.1 Giriş

Güç Faktörü düzeltme (GFD) ile ilgili çalışmalar ve geliştirilen devreler önceki bölümlerde incelenmiştir. Bu bölümde, yeni bir yumuşak anahtarlamalı tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin genel yapısı, çalışma prensibi ve detaylı bir kararlı durum analizi sunulmuştur.

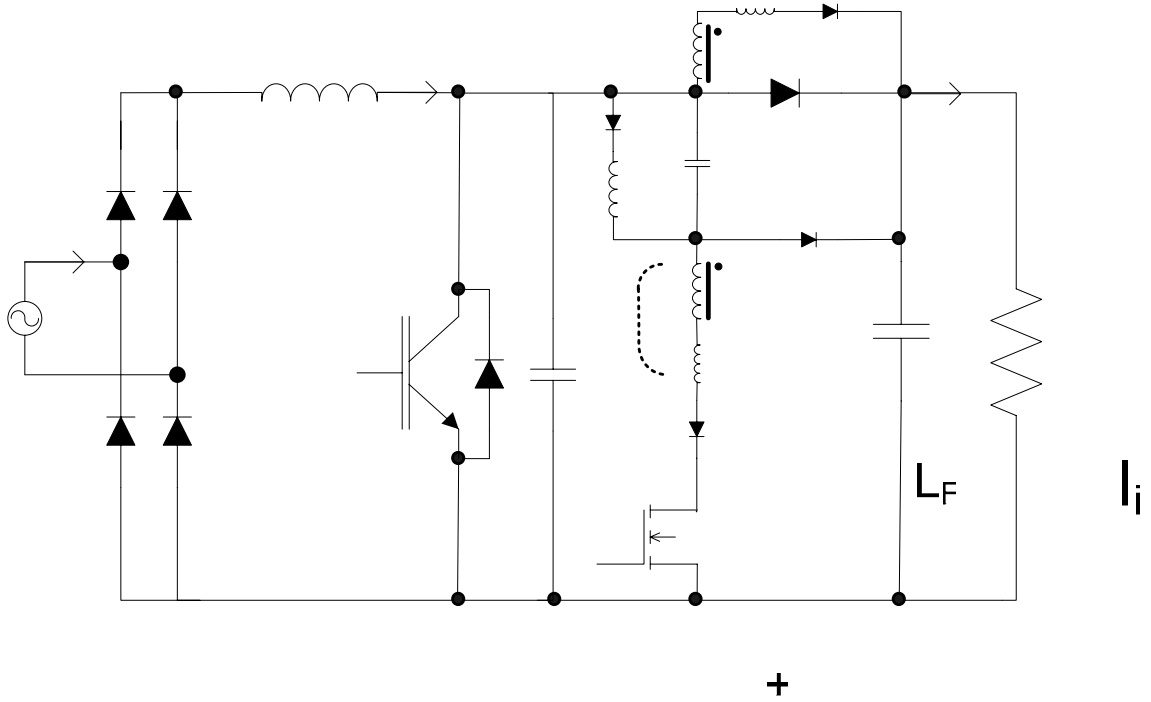
10.2 Tanım ve Kabuller

Bu çalışmada geliştirilen yumuşak anahtarlamalı tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin genel şeması Şekil 10.1’de verilmiştir. Bu devrede prensip olarak, geliştirilmiş ZVT ve ZCT dönüştürücülerdeki problemleri çözmek için, bu iki tekniğin birleştirilmesi ile elde edilen yüksek çıkışlı dönüştürücü devresine bir kuplajlı endüktans ile bir diyot eklenmiştir. Kuplajlı endüktans ile yardımcı anahtarın akım stresi azaltılmış ve yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama ile iletme girmesi sağlanmıştır. Ayrıca, bastırma enerjisinin bir kısmı çıkışa aktararak bastırma hücresinin kayıpları azaltılmıştır. Yardımcı anahtara ters seri olarak bağlanan diyot ile yardımcı koldan kaynaklanan anahtarın ek akım stresi de önlenmiştir. Bu dönüştürücüde, ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime, yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve ZCS ile kesime girmesi ve şebekeden sinüzoidal formda birim güç faktörlü bir akımın çekilmesi sağlanmıştır.

Yüksek çıkışlı temel DC-DC dönüştürücüye eklenen bastırma hücresi, prensip olarak, üst ve alt bastırma endüktansları L_{R1} ve L_{R2} , bastırma kondansatörü C_R , yardımcı anahtar S_2 , yardımcı diyotlar D_1 , D_2 , D_3 ve D_4 elemanlarından oluşmaktadır. Alt bastırma endüktansı olarak manyetik kuplajlı bir endüktans veya transformatör kullanılmıştır. Burada, transformatörün mıknatıslanma endüktansı L_m ve sırasıyla giriş ve çıkışın kaçak endüktansları L_{gk} ve $L_{çk}$ olarak tanımlanmıştır. Transformatörün hava aralığı ve kaçak endüktansları, mıknatıslanma endüktansına göre oldukça yüksektir. Ayrıca, D_{S1} diyodu S_1 ana anahtarının dahili diyodu, C_S kondansatörü ise ana anahtar eşdeğer parazitik kondansatörüdür.

S_1 ana anahtarı olarak bir IGBT ve S_2 yardımcı anahtarı olarak ise ana anahtarın iki katı bir frekans ile çalışması nedeniyle bir MOSFET tercih edilmiştir. L_F giriş endüktansı akım kaynağı kabul edilebilecek kadar büyük değerde, çıkış kondansatörü C_0 ise, bir gerilim kaynağı kabul edilebilecek kadar büyük değerli seçilmiştir.

Ters toparlanma akımı ve kayıplarının azaltılması amacıyla ana ve yardımcı diyotlar olarak, ters toparlanma süresi 10 ns'den küçük olan SIC diyotlar kullanılmıştır.



Şekil 10.1 Geliştirilen yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi.

10.3 Çalışma Aralıkları

Sunulan dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisindeki kararlı durum çalışmasında on iki aralık oluşmaktadır. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları Şekil 10.2'de verilmiştir. Bu aralıklarla ilgili temel dalga şekilleri Şekil 10.3'te görülmektedir. Aşağıda sırasıyla bütün çalışma aralıklarının detaylı analizi sunulmuştur.

Aralık 1 (t_0-t_1):

S_1

Bu aralık başında, ana anahtar S_1 ve yardımcı anahtar S_2 kesimdedir. Ana diyot D_F iletimdedir ve giriş akımı I_i 'yi geçirmektedir. $t=t_0$ 'da S_2 yardımcı anahtarının kapısına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla başlayan bu aralıkta, üst ve alt bastırma endüktansları L_{R1} ve L_{R2} ile bastırma kondansatörü C_R arasında bir rezonans başlar. Eşzamanlı olarak S_2 akımı artar ve D_F akımı azalır. Seri bağlı L_{R2} bastırma endüktansından dolayı S_2 ve D_1 yaklaşık ZCS ile iletme girer. Bu aralık için,

$$i_{LR1} = i_{D1} = \frac{V_o}{L_S}(t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_e L_S} \sin(\omega_e(t - t_0)) \quad (10.1)$$

$$i_{LR2} = i_{S2} = \frac{V_o}{L_S}(t - t_0) + \frac{V_o}{\omega_e L_S L_{R2}} \sin(\omega_e(t - t_0)) \quad (10.2)$$

$$v_{CR} = V_o \frac{L_{R1}}{L_S} (1 - \cos(\omega_e(t - t_0))) \quad (10.3)$$

bağıntıları elde edilir. Bu eşitliklerde, transformatörün dönüştürme oranı $a = N_1/N_2$ olmak üzere,

$$i_{L_{\zeta k}} = i_{D4} = i_{LR2} \frac{aL_m}{L_m + a^2 L_{\zeta k}} \quad (10.4)$$

$$L_{R2} = L_{gk} + \frac{L_m a^2 L_{\zeta k}}{L_m + a^2 L_{\zeta k}} \quad (10.5)$$

$$L_S = L_{R1} + L_{R2} \quad (10.6)$$

$$L_e = \frac{L_{R1} L_{R2}}{L_{R1} + L_{R2}} \quad (10.7)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_R}} \quad (10.8)$$

bağıntıları geçerlidir. Bu aralıkta a dönüşüm oranına bağlı olarak transformatörün giriş ve çıkış sargılarından geçen akımlar artarken, ana diyottan geçen akım azalır. $t=t_1$ anında, transformatör giriş ve çıkış akımlarının toplamı I_i 'ye eriştiğinde, ana diyodun akımı sıfır olur ve ZCS ile kesime girer.

Aralık 2 (t_1-t_2):

Ana anahtar S_1 ve ana diyot D_F kesimdedir. Yardımcı anahtar S_2 iletimdedir. $t=t_1$ anında, C_S - L_{R1} - L_{R2} - C_R arasında bir rezonans başlar. Bu aralık için, aşağıdaki durum denklemleri yazılabilir.

$$L_{R1} \frac{di_{LR1}}{dt} = V_{CR} \quad (10.9)$$

$$L_{R2} \frac{di_{LR2}}{dt} = V_{CS} - V_{CR} \quad (10.10)$$

$$C_R \frac{dv_{CR}}{dt} = i_{LR2} - i_{LR1} \quad (10.11)$$

$$C_S \frac{dv_{CS}}{dt} = I_i - i_{LR2} - i_{L\zeta k} = I_i - i_{LR2} \left(1 + \frac{aL_m}{L_m + a^2 L_{\zeta k}}\right) \quad (10.12)$$

Bu aralıkta, bir taraftan C_S kondansatörü deşarj olurken, aynı zamanda bastırma enerjisinin bir kısmı transformatörün çıkış sargısı ile çıkışa aktarılır. $t=t_2$ anında, V_{CS} geriliminin sıfırlanmasıyla ZVS ile D_{S1} diyodu ilettime girer ve bu aralık sona erer. Aynı zamanda D_4 diyodunun kesime girdiği kabul edilir.

Aralık 3 (t_2-t_4):

Üst ve alt bastırma endüktansları L_{R1} ve L_{R2} ile bastırma kondansatörü C_R arasındaki rezonans devam eder. Bu aralıktan itibaren L_{R2} değeri, L_{gk} ve L_m değerlerinin toplamıdır. Bu aralık için,

$$\begin{aligned} i_{LR1} = & \frac{L_e}{L_{R1}} I_{LR22} (1 - \cos(\omega_e (t - t_2))) + \frac{L_e}{L_{R2}} I_{LR12} (1 - \cos(\omega_e (t - t_2))) \\ & + I_{LR12} \cos(\omega_e (t - t_2)) - \frac{V_{CR2}}{\omega_e L_{R1}} \sin(\omega_e (t - t_2)) \end{aligned} \quad (10.13)$$

$$\begin{aligned} i_{LR2} = & \frac{L_e}{L_{R1}} I_{LR22} (1 - \cos(\omega_e (t - t_2))) + \frac{L_e}{L_{R2}} I_{LR12} (1 - \cos(\omega_e (t - t_2))) \\ & + I_{LR22} \cos(\omega_e (t - t_2)) - \frac{V_{CR2}}{\omega_e L_{R2}} \sin(\omega_e (t - t_2)) \end{aligned} \quad (10.14)$$

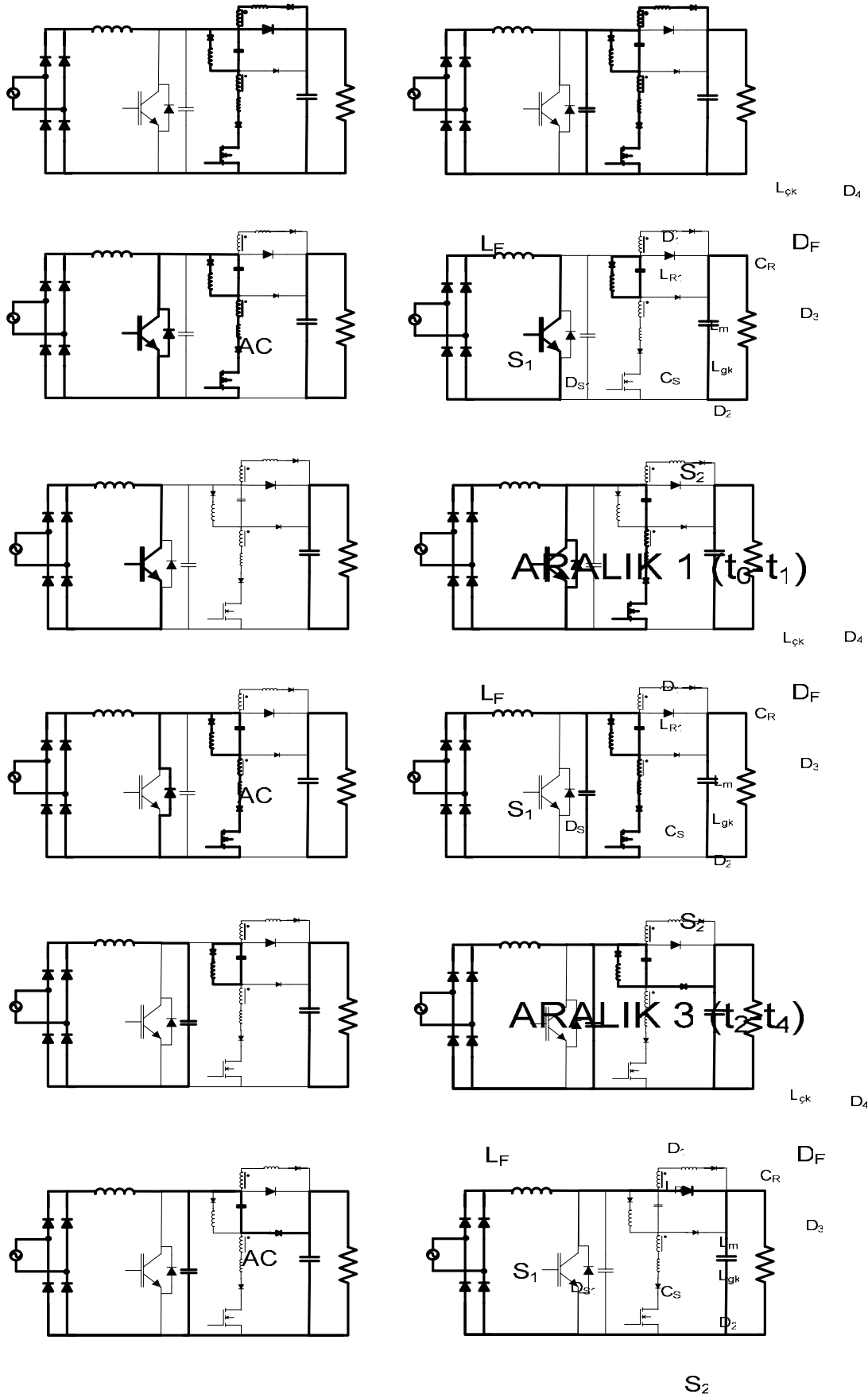
$$v_{CR} = V_{CR2} \cos(\omega_e (t - t_2)) + Z_e (I_{LR22} - I_{LR12}) \sin(\omega_e (t - t_2)) \quad (10.15)$$

bağıntıları yazılabilir. Burada,

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_R}} \quad (10.16)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_R}} \quad (10.17)$$

eşitlikleri geçerlidir.



Şekil 10.2 Dönüştürücü çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri.
ARALIK 5 (t_5-t_6)

$L_{çk}$ D_4
 L_F D_1 D_F

Bu aralıkta C_S kondansatörü geriliminin 0 olmasıyla, ilettime giren D_{S1} diyodu, I_{LR2} yardımcı anahtar akımının I_i giriş akımının üstünde kalan kısmını geçirir. D_{S1} 'in iletimde olduğu aralık, ana anahtar S_1 'in sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile ilettime girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZVT süresi denilir. D_{S1} iletimde iken S_1 'in kapısına iletim sinyali uygulanır. $t=t_3$ anında, I_{LR2} alt endüktans akımı I_i giriş akımı seviyesine düştüğünde, D_{S1} diyodu kesime girer ve S_1 ana anahtarı ZVT ile ilettime girer. Ana anahtar S_1 'in ilettime girmesiyle akımı artmaya başlar ve bu akım $t=t_4$ 'te giriş akımı I_i 'ye ulaştığında alt endüktans akımı sıfır olur. $t=t_4$ anında, S_2 akımı sıfır olduğunda, bu elemanın kontrol sinyali kesilir ve böylece ZCS ile kesime girer. Böylece bu aralık tamamlanmış olur.

Aralık 4 (t_4-t_5):

$t=t_4$ anında S_2 yardımcı anahtarının kesime girmesiyle başlayan bu aralıkta, ana anahtar S_1 giriş akımını geçirirken, üst bastırma endüktansı L_{R1} ve bastırma kondansatörü C_R arasında $L_{R1}-C_R-D_1$ yolu ile bir rezonans oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{LR1} = I_{LR14} \cos(\omega_1(t - t_4)) + \frac{V_{CR4}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_4)) \quad (10.18)$$

$$v_{CR} = V_{CR4} \cos(\omega_1(t - t_4)) - Z_1 I_{LR14} \sin(\omega_1(t - t_4)) \quad (10.19)$$

Yukarıdaki denklemlerde,

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{R1}}{C_R}} \quad (10.20)$$

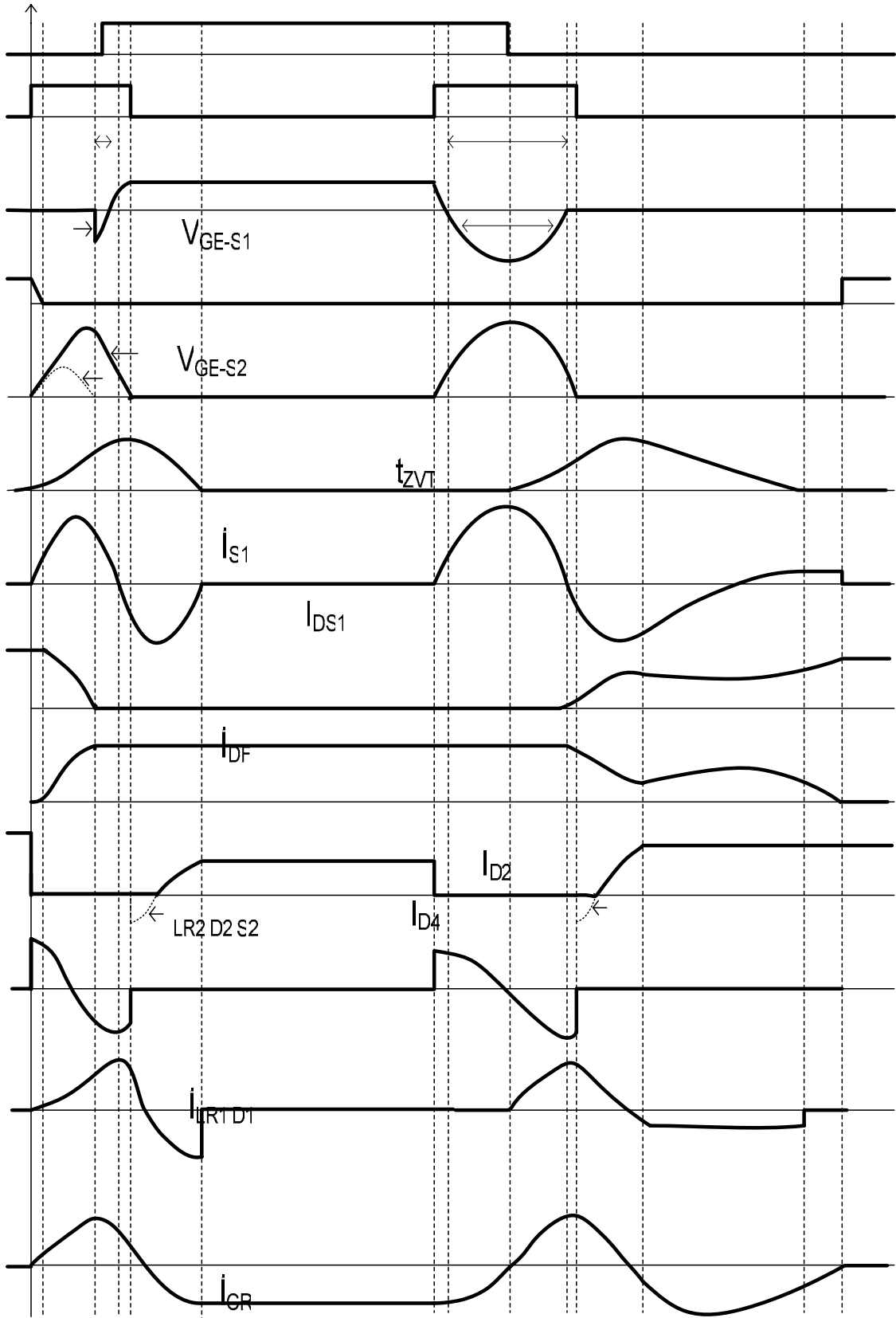
$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_{R1} C_R}} \quad (10.21)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Bu aralıkta L_{R1} üst bastırma endüktansındaki mevcut enerji C_R bastırma kondansatörüne aktarılır. $t=t_5$ anında, endüktans akımının sıfır ve kondansatör geriliminin maksimum olmasıyla, bu aralık biter. C_R kondansatörünün maksimum değeri,

$$V_{CR \max} = \sqrt{V_{CR4}^2 + (Z_1 I_{LR14})^2} \quad (10.22)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 10.3 Sunulan dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.

V_{S1}

Aralık 5 (t_5-t_6):

Bu aralık boyunca ana anahtar S_1 giriş akımı I_1 'yi iletmeye devam eder ve bu aralıkta bastırma devresi aktif değildir. Bu aralık süresi normal PWM dönüştürücünün anahtarın iletim aralığının büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu aralıkta,

$$i_{S1}=I_1 \quad (10.23)$$

eşitliği geçerlidir.

Aralık 6 (t_6-t_8):

$t=t_6$ anında, S_2 yardımcı anahtarının kapısına iletim sinyalinin uygulanmasıyla, bastırma kondansatörü C_R ve alt bastırma endüktansı L_{R2} arasında $C_R-L_{R2}-S_2-S_1$ yolu ile yeni bir rezonans başlar. Bu aralık için,

$$i_{LR2} = i_{S2} = \frac{V_{CR\max}}{Z_2} \sin(\omega_2(t-t_6)) \quad (10.24)$$

$$v_{CR} = V_{CR\max} \cos(\omega_2(t-t_6)) \quad (10.25)$$

bağıntıları elde edilir. Bu bağıntılarda,

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_{R2}}{C_R}} \quad (10.26)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_{R2} C_R}} \quad (10.27)$$

eşitlikleri geçerlidir. Burada, yardımcı anahtar S_2 , alt bastırma endüktansı L_{R2} üzerinden ZCS ile ilettime girer. Oluşan rezonans ile eşzamanlı olarak S_2 'nin akımı artar ve S_1 'in akımı azalır. $t=t_7$ anında yardımcı anahtar akımının I_1 'ye ulaşmasıyla S_1 akımı sıfıra düşer. S_1 akımının sıfır olmasıyla birlikte DS_1 diyodu ilettime girer. DS_1 iletimde iken S_1 'in kapısına uygulanan kontrol sinyali kesilir. Bastırma kondansatörü C_R ve alt bastırma endüktansı L_{R2} arasındaki rezonans $C_R-L_{R2}-S_2-DS_1$ yolu ile devam eder. DS_1 diyodu i_{LR2} akımının giriş akımı I_1 'den fazla olan kısmını geçirir. $t=t_8$ 'de v_{CR} geriliminin sıfır olması ve i_{LR2} akımının maksimum değerine ulaşmasıyla bu aralık sona erer. i_{LR2} akımının maksimum değeri için,

$$I_{LR2\max} = \frac{V_{CR\max}}{Z_2} \quad (10.28)$$

ifadesi yazılabilir.

Aralık 7 (t_8-t_9) :

v_{CR} bastırma kondansatörü gerilimi $t=t_8$ anında pozitif olmaya başladığında D_1 diyodu iletime girer ve bu aralık başlar. Alt bastırma endüktansı L_{R2} , üst bastırma endüktansı L_{R1} ve bastırma kondansatörü C_R arasında bir rezonans oluşur. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{LR1} = \frac{L_e}{L_{R1}} I_{LR2\max} (1 - \cos(\omega_e(t - t_8))) \quad (10.29)$$

$$i_{LR2} = \frac{L_e}{L_{R1}} I_{LR2\max} (1 - \cos(\omega_e(t - t_8))) + I_{LR2\max} (1 - \cos(\omega_e(t - t_8))) \quad (10.30)$$

$$v_{CR} = \frac{I_{LR2\max}}{\omega_e C_R} \sin(\omega_e(t - t_8)) \quad (10.31)$$

$$L_S = L_{R1} + L_{gk} + L_m \quad (10.32)$$

$$L_e = \frac{L_{R1} (L_{gk} + L_m)}{L_{R1} + L_{gk} + L_m} \quad (10.33)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_R}} \quad (10.34)$$

Alt bastırma endüktansı L_{R2} akımı i_{LR2} 'nin I_i 'ye düşmesiyle birlikte D_{S1} diyodunun akımı sıfır olur. $t=t_9$ anında D_{S1} diyodu kesime girer ve bu aralık sona erer. Önceki aralıkta $t=t_7$ anında iletime giren D_{S1} diyodu, bu aralığın sonunda $t=t_9$ anında kesime girer. D_{S1} 'in iletimde olduğu aralık, ana anahtar S_1 'in sıfır akımda geçiş (ZCT) ile kesime girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZCT süresi denilir.

Aralık 8 (t_9-t_{10}):

Alt bastırma endüktans akımı i_{LR2} 'nin I_i 'ye düşmesiyle başlayan bu aralıkta $C_S-L_{R1}-L_{R2}-C_R$ arasında sabit akım kaynağı altında bir rezonans oluşur. Bu aralık için,

$$L_{R1} \frac{di_{LR1}}{dt} = v_{CR} \quad (10.35)$$

$$L_{R2} \frac{di_{LR2}}{dt} = v_{CS} - v_{CR} \quad (10.36)$$

$$C_R \frac{dv_{CR}}{dt} = i_{LR2} - i_{LR1} \quad (10.37)$$

$$C_S \frac{dv_{CS}}{dt} = I_i - i_{LR2} \quad (10.38)$$

durum denklemleri yazılabilir. Oluşan rezonans ile alt bastırma endüktans akımı i_{LR2} azalmaya devam eder. $t=t_{10}$ anında alt bastırma endüktans akımının sıfır olmasıyla yardımcı anahtar S_2 kesime girer. $t=t_{10}$ anında S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir, böylece S_2 yardımcı anahtarı ZCS ile kesime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 9 (t_{10} - t_{11}) :

Bu aralıkta iki farklı kapalı devre oluşur. Bir devrede C_S kondansatö-trü giriş akımı I_i ile lineer olarak şarj olur. Diğer devrede L_{R1} ve C_R arasında L_{R1} - C_R - D_1 yolu ile bir rezonans oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler çıkarılır.

$$i_{LR1} = I_{LR110} \cos(\omega_1(t - t_{10})) + \frac{V_{CR10}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_{10})) \quad (10.39)$$

$$V_{CR} = V_{CR10} \cos(\omega_1(t - t_{10})) - Z_1 I_{LR110} \sin(\omega_1(t - t_{10})) \quad (10.40)$$

$$v_{CS} = \frac{I_i}{C_S} (t - t_{10}) \quad (10.41)$$

$t=t_{11}$ 'de v_{CS} ve v_{CR} gerilimlerinin toplamı çıkış gerilimi V_o 'a eşit olduğunda D_3 diyodu ilettime girer ve bu aralık sona erer.

Aralık 10 (t_{11} - t_{12}) :

D_3 diyodunun ilettime girmesiyle başlayan bu aralıkta, üst bastırma endüktansı L_{R1} , ana anahtar uçlarındaki eşdeğer parazitik kondansatör C_S ve bastırma kondansatörü C_R arasında I_i giriş akımı altında rezonans oluşur. $t=t_{12}$ anında, i_{LR1} akımı 0 olur ve bu kademe sona erer. Aralık sonunda, endüktansta depo edilen enerji tamamen kondansatörlere ve yüke aktarılır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{LR1} = (I_{LR111} - I_i) \cos(\omega_3(t - t_{11})) + \frac{V_{CR11}}{Z_3} \sin(\omega_3(t - t_{11})) + I_i \quad (10.42)$$

$$v_{CR} = V_o - v_{CS} = V_{CR11} \cos(\omega_3(t - t_{11})) - Z_3 (I_{LR111} - I_i) \sin(\omega_3(t - t_{11})) \quad (10.43)$$

Bu eşitliklerde;

$$C_3 = C_S + C_R \quad (10.44)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_{R1} C_3}} \quad (10.45)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_{R1}}{C_3}} \quad (10.46)$$

bağıntıları geçerlidir.

Aralık 11 (t_{12} - t_{13}) :

Bu aralıkta sabit giriş akımı I_i altında lineer olarak C_S parazitik kondansatörü şarj olur ve C_R bastırma kondansatörü isedeşarj olur. Bu kademe için,

$$v_{CR} = V_{CR12} - \frac{I_i}{C_3}(t - t_{12}) \quad (10.47)$$

yazılabilir. $t=t_{13}$ anında C_S kondansatörünün gerilimi çıkış gerilimi V_o 'a ulaştığında C_R kondansatörünün gerilimi 0'a düşer ve D_F diyodu ilettime girer. D_F diyodun ZVS altında ilettime girmesiyle bu aralık sona erer.

Aralık 12 (t_{13} - t_{14}):

Bu kademe boyunca, ana diyot D_F giriş akımı I_i 'yi iletmeye devam eder ve bastırma devresi aktif değildir. Bu kademe süresi, normal PWM dönüştürücünün kesim aralığının büyük bir kısmıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu kademe için,

$$i_{DF} = I_i \quad (10.48)$$

yazılabilir.

Böylece, $t=t_{14}=t_0$ anında, bir anahtarlama periyodu tamamlanır ve başka bir anahtarlama periyodu başlar.

10.4 Yumuşak Anahtarlama Şartları

Ana ve yardımcı anahtarlar için yumuşak anahtarlamanın sağlanabilmesi için aşağıdaki şartların sağlanması gerekmektedir.

10.4.1 Ana Anahtarın ZVT ile İletime Girmesi

Ana anahtar kesimdeyken, yardımcı anahtara kontrol sinyali uygulandığında, ana anahtar uçlarındaki parazitik kondansatörün tamamen deşarj olması ve dahili diyodu D_{S1} 'in ilettime girmesi gerekmektedir. Diyodun iletimde olduğu aralık (t_{ZVT}) içerisinde ana anahtara kontrol sinyali uygulandığında ZVT ile ilettime girme sağlanmış olur.

10.4.2 Ana Anahtarın ZCT ile Kesime Girmesi

Ana anahtar iletimde ve giriş akımını geçirmekte iken yardımcı anahtara kontrol sinyali uygulandığında oluşan rezonans devresinde maksimum akımın giriş akımından büyük olması rezonans akımının giriş akımından büyük olduğu kısmı D_{S1} diyodunun geçirmesi, D_{S1} diyodunun iletim süresinin (t_{ZCT}) ana anahtarın düşme süresinden (t_{FS1}) büyük olması ve D_{S1} diyodu iletimde iken ana anahtarın kontrol sinyalinin kesilmesi gerekmektedir.

10.4.3 Yardımcı Anahtarın ZCS ile İletime Girmesi

Yardımcı anahtar, kendisine seri bağlı olan L_{R2} endüktansının akım yükselme hızını sınırlandırması nedeniyle ZCS ile ilettime girer. L_{R2} endüktansı, içerisinden geçen akımı, anahtarın akım yükselme süresi (t_{FS2}) kadar bir zamanda en fazla giriş akımına erişecek şekilde sınırlandırmalıdır.

10.4.4 Yardımcı Anahtarın ZCS ile Kesime Girmesi

Yardımcı anahtarın ZCS ile kesime girebilmesi için, bu anahtar iletimde iken oluşan rezonans ile anahtar akımının sıfıra düşmesi ve akımın sıfır olduğunda kontrol sinyalinin kesilmesi gerekmektedir. C_S parazitik kondansatörü ihmal edildiğinde, yardımcı anahtar akımının sıfıra düşebilmesi için, üst bastırma endüktansı L_{R1} değerinin alt bastırma endüktansı L_{R2} değerinin en az 2 katı olması gerekmektedir. Gerçekte, daha küçük değerlerde olabilmektedir. Burada, sıfıra düşen akımın en az anahtarın akım düşme süresi (t_{FS2}) kadar sıfırda tutulması nedeniyle, yardımcı anahtarın yaklaşık ZCS ile kesime girdiği söylenebilir.

10.5 Bastırma Hücresinin Tasarımı

Devredeki yarı iletken elemanların yumuşak anahtarlama ile çalışabilmesi için, L_{R1} , L_{R2} ile C_R bastırma hücresi elemanlarının seçiminde, aşağıda sıralanan kriterlerin dikkate alınması gerekmektedir.

1. C_S kondansatörü, S_1 ana anahtarının parazitik kondansatörü ile ona katılan diğer parazitik kondansatörlerin toplamı olarak kabul edilmiştir. Bu kondansatörün değeri 1-

2 nF civarındadır.

2. L_{R2} alt bastırma endüktansının değeri, S_2 yardımcı anahtarının ZCS ile iletme girebilmesi için, anahtarın akım yükselme süresi (t_{rS2}) kadar bir zamanda, en fazla maksimum giriş akımı kadar bir akımın geçmesine müsaade etmek üzere seçilir. Bu durum,

$$\frac{V_o}{L_{LR2}} t_{rS2} \leq I_{i\max} \quad (10.48)$$

şeklinde ifade edilebilir.

3. L_{R1} üst bastırma endüktansının değeri, S_2 yardımcı anahtarının yaklaşık ZCT ile kesime girebilmesi için L_{R2} alt bastırma endüktansı değerinin en az 2 katı olmalıdır. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$L_{R1} \geq 2L_{R2} \quad (10.49)$$

4. t_{ZCT} sıfır akımda geçiş süresi, S_1 ana anahtarın ZCT ile kesime girebilmesi için, bu anahtarın sönme veya düşme süresi (t_{fS1}) kadar olmak üzere seçilmelidir. Bu durum,

$$t_{ZCT} \geq t_{fS1} \quad (10.50)$$

şeklinde ifade edilir.

5. C_R bastırma kondansatörünün değeri, bastırma endüktansları L_{R1} ve L_{R2} ile eşdeğer parazitik kondansatörü C_S değerine bağlı olmak üzere, rezonans akımının maksimum değerinin giriş akımından büyük olması, yukarıda verilen t_{ZCT} değerinin sağlanması, toplam geçici rejim süresinin mümkün olduğunca küçük olması ve PWM çalışmanın bozulmaması kriterleri dikkate alınarak seçilmelidir.
6. N_2 transformatörünün çıkış sarım sayısı, pratik olarak N_1 giriş sarım sayısının 1-1.5 katı seçilir. Bu değer arttıkça, çıkışa aktarılan akım ve enerji miktarı düşer ve çıkış sargısının maruz kaldığı gerilim değeri yükselir.
7. Bastırma hücresi elemanlarının seçimi için bir fikir vermek üzere, C_S değerinin 2 nF ve L_{R1}/L_{R2} oranının 2 olduğu kabul edilerek yapılan simülasyon çalışmalarında, 2-6 μ H aralığındaki L_{R1} değerlerinde i_{LR2} akımının sıfıra düşebilmesi ve yeterli bir ZCT aralığının elde edilebilmesi için C_R değerlerinin 2-6 nF aralığında seçilmesi gerektiği, endüktans değerleri arttıkça içlerinden geçen akımların düştüğü, C_R değerleri arttıkça

i_{LR2} akımının arttığı ancak i_{LR1} akımının pek etkilenmediği görülmüştür.

10.6 Dönüştürücünün Özellikleri

Geliştirilen ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücünün kullanıldığı GFD devresi, daha önce sunulan ilgili dönüştürücülerdeki istenen özelliklerin çoğuna sahiptir ve bu dönüştürücülerdeki problemlerin çoğunu taşımaz. Yeni dönüştürücünün özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Dönüştürücüde bütün yarıiletken elemanlar yumuşak anahtarlama ile çalışır. Ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girer. Yardımcı anahtar ise ZCS ile ilettime ve ZCS ile kesime girer. Diğer elemanlar da yumuşak anahtarlama ile çalışır.
- Ana anahtar hiçbir ilave gerilim ve akım stresine maruz kalmaz.
- Ana diyot hiçbir ilave gerilim ve akıma maruz kalmaz.
- Yardımcı anahtar üzerinde ilave bir gerilim stresi yoktur. Rezonans devresi akımının bir kısmı kuplajlı endüktans ile yüke aktarıldığından, yardımcı anahtarın akım stresi azaltılmıştır.
- Hafif yük şartlarında, ZVT aralığında, ana anahtarın gerilimi t_{01} süresinin azalmasıyla daha önce sıfır olur ve bu da ana anahtarın ZVT ile ilettime girmesinde bir problem oluşturmaz. ZCT aralığında, giriş akımı I_1 'nin azalmasıyla dahili diyodun iletim süresi artar ve bu da ana anahtarın ZCT ile kesime girmesini etkilemez.
- Dönüştürücü oldukça yüksek frekanslarda çalışabilir ve periyodun büyük bölümünde normal PWM dönüştürücü olarak davranır. Ayrıca sirkülasyon enerjisi de oldukça düşüktür. Geçici rejim aralıklarının toplamı anahtarlama periyodunun çok küçük bir kısmıdır.
- Ana ve yardımcı anahtarların emiterleri ortak olduğundan dönüştürücünün kontrolü kolaydır.
- Yeni dönüştürücü daha önce sunulmuş olan birçok ZVT ve ZCT dönüştürücü kadar ucuz ve basittir. Ana anahtarın ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girmesi ve yardımcı anahtarın ZCS ile ilettime ve ZCS ile kesime girmesinin sağlanmasına karşılık, sadece bir rezonans devresi kullanılır.
- Teklif edilen yeni aktif bastırma hücresi diğer temel PWM dönüştürücülere de kolayca uygulanabilir.
- Dönüştürücü herhangi bir pasif bastırma hücresi gerektirmez.

11. YENİ BİR YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN UYGULAMASI

11.1 Giriş

Bölüm 10’da geliştirilen güç faktörü düzeltme (GFD) devresi, ayrıntılı olarak analiz edilmiştir. Bu analizi doğrulamak için, laboratuarda önerilen bastırma hücreğine sahip tek fazlı GFD devresi gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde uygulama devresinden alınan deneysel sonuçlar etraflı bir şekilde sunulmuştur. Bastırma devresi için öngörülen teorik analiz ile elde edilen deneysel sonuçların tam bir uyum içinde olduğu görülmüştür. Yaklaşık olarak şebekeden sinüzoidal şekilde bir akım çekildiği ve güç faktörünün bir olduğu gözlemlenmiştir.

11.2 Devre Şeması

Laboratuarda gerçekleştirilen 300 W ve 100 kHz’lik yumuşak anahtarlamalı tek fazlı GFD devre şeması Şekil 11.1’de ve deney düzeneğine ait fotoğraf Şekil 11.2’de verilmiştir. Bu GFD devresi, temel yükseltici dönüştürücüye önerilen bastırma hücreğinin eklenmesi ve şebekeden diyot köprüsü vasıtasıyla çekilen akımın kontrol devresi ile şekillendirilmesiyle elde edilmiştir. AC kaynaktan çekilen akım diyot köprüsü yardımıyla dönüştürücü devresine aktarılmıştır. Temel yükseltici dönüştürücü, bir ana endüktans (L_F), ana güç anahtarı olan IGBT (S_1) ile ters akım diyodu D_{S1} ve bir ana diyot (D_F) elemanlarından oluşmaktadır. Bastırma hücreği ise, yardımcı anahtar MOSFET (S_2) yardımcı diyotlar (D_1, D_2, D_3 ve D_4), rezonans akımının bir kısmını yüke yönlendirerek yardımcı koldaki enerji kaybını azaltan kuplajlı endüktans (L_m), üst ve alt bastırma endüktansları (L_{R1} ve L_{R2}) ile bir bastırma kondansatörü (C_R) elemanlarından oluşmaktadır. 400 V çıkış gerilimli, 300 W ve 100 kHz’lik dönüştürücünün yük direnci 530Ω olarak ayarlanmıştır ve ana anahtarın kesimde olduğu süre boyunca bu yükü C_0 kondansatörü beslemektedir. Bölüm 3 ve 10’daki denklemler dikkate alınarak GFD devresinin elemanları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

Maksimum giriş gücü,

$$P_{in(max)} = \frac{P_{0(max)}}{\eta_{min}} = \frac{300}{0,92} = 326 \text{ W} \quad (11.1)$$

Maksimum giriş akımı,

$$I_{in(max)} = \frac{P_{0(max)}}{\eta_{min} (V_{in(min)}) PF} = \frac{300}{0,92.(85).0,998} = 3,8 \text{ A} \quad (11.2)$$

Giriş akımının maksimum pik değeri,

$$I_{in(PK)max} = \frac{\sqrt{2}.P_{0(max)}}{\eta_{min} (V_{in(min)})} = \frac{\sqrt{2}.300}{0,92.(85)} = 5,4 \text{ A} \quad (11.3)$$

Giriş akımının maksimum ortalama değeri,

$$I_{in(AVG)max} = \frac{2.I_{in(PK)max}}{\pi} = \frac{2.5,4}{\pi} = 3,4 \text{ A} \quad (11.4)$$

Giriş geriliminin maksimum pik değeri,

$$V_{in(pk)min} = \sqrt{2} \cdot V_{in(rms)min} = 120 \text{ V} \quad (11.5)$$

Bağlı iletim süresi,

$$\lambda = \frac{V_0 - V_{in(pk)min}}{V_0} = \frac{400 - 120}{400} = 0,7 \quad (11.6)$$

Akım dalgalanma miktarı,

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{in(pk)max} = 0,2.5,4 = 1,1 \text{ A} \quad (11.7)$$

Akımının maksimum pik değeri,

$$I_{L(pk)max} = I_{in(pk)max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 5,4 + \frac{1,1}{2} = 6 \text{ A} \quad (11.8)$$

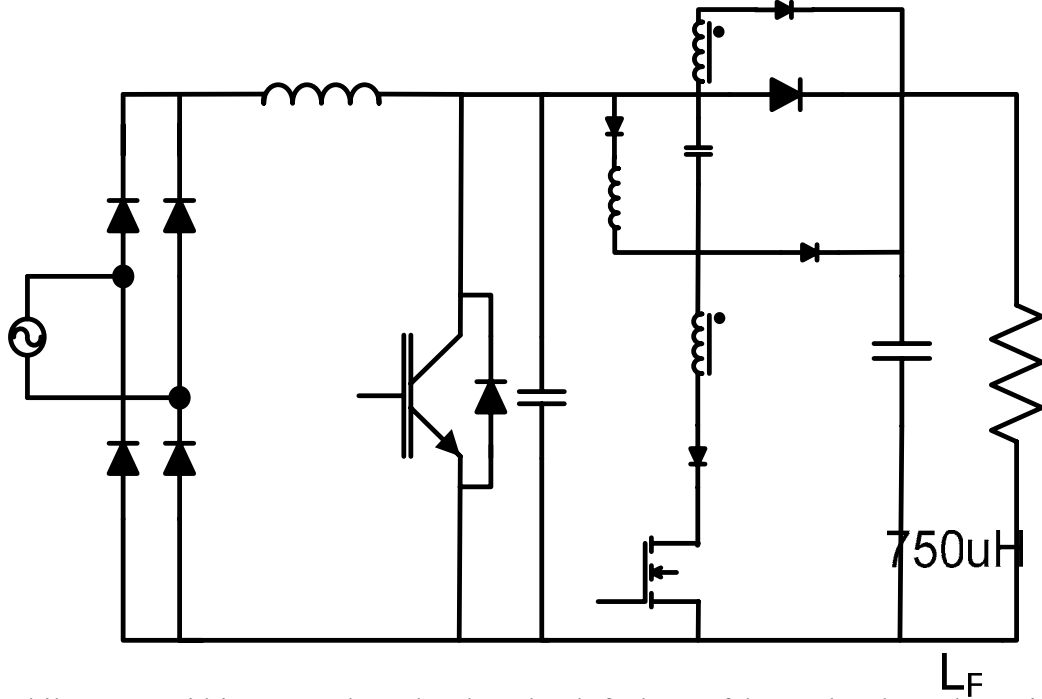
Yükseltici endüktans değeri,

$$L_F = \frac{V_{in(pk)min} \cdot D}{f_{sw} \cdot \Delta I_L} = \frac{120 \cdot 0,7}{100000 \cdot 1,1} = 750 \text{ } \mu\text{H} \quad (11.9)$$

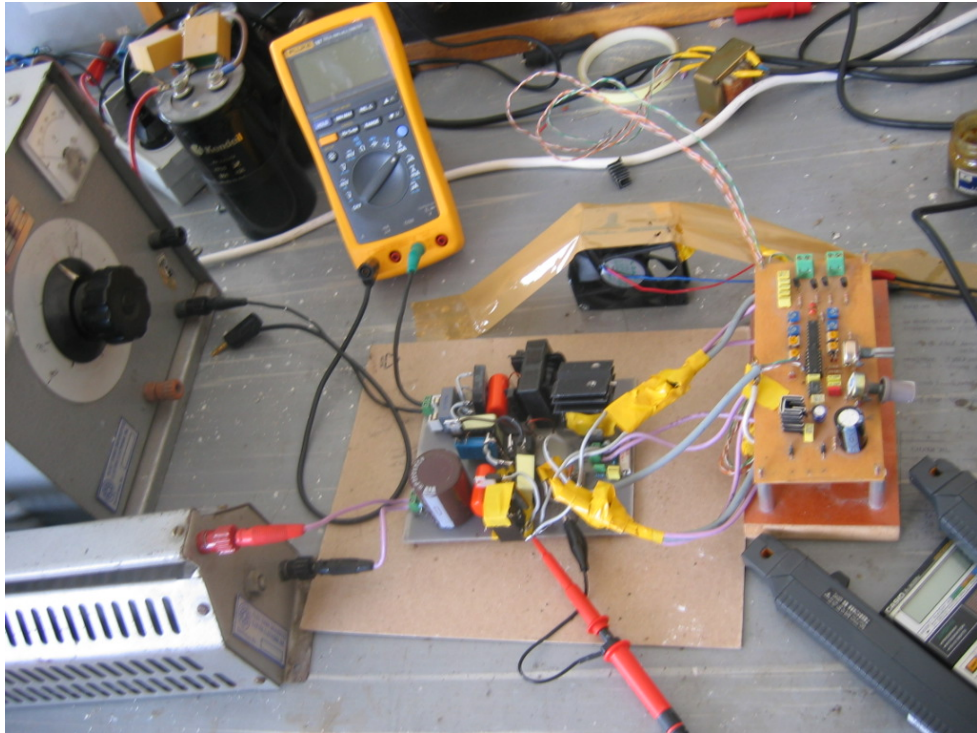
$L_{R2} = 2 \text{ } \mu\text{H}$ ve buna bağlı olarak, $L_{R1} = 2.2,5 = 5 \text{ } \mu\text{H}$, $L_{\check{c}k} = 2.1,5 = 3 \text{ } \mu\text{H}$ ve $C_R = 4,7 \text{ nF}$ şeklinde seçilmiştir. Burada 30 ms'lik bir bekleme süresi için çıkış kondansatör değeri hesaplanmıştır. Kondansatörün toleransından dolayı %20 daha büyük bir kondansatör seçilir. Buna göre,

$$C_0 = 1.2 \left(\frac{2.P_0.\Delta t}{V_0^2 - V_{0(\min)}^2} \right) = 1.2 \left(\frac{2.300.30.10^{-3}}{400^2 - 300^2} \right) = 330 \text{ } \mu\text{F} \quad (11.10)$$

bulunur.



Şekil 11.1 Yeni bir yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi.



Şekil 11.2 Yeni bir yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresinin uygulaması.

11.3 Uygulama Devresi

AC şebekesinden beslenen varyak çıkışından alınan tek fazlı AC gerilim, diyot köprüsüyle doğrultularak güç faktörü düzeltme devresine uygulanmıştır. Güç faktörü düzeltme devresi her 10 μ s'de bir anahtarlama yaptığından ve şebeke geriliminin o andaki değerine göre sinüzoidal bir akım çekmeye çalıştığından, herhangi bir DC kondansatör devre girişine konulmamış, buna karşın yüksek frekanslı salınımları önlemek için 330 nF'lık bir filtre kondansatörü devre girişine bağlanmıştır. Yüksek çıkışlı dönüştürücünün L_F ana endüktansı sürekli akımda çalışabilecek büyüklükte (750 μ H) seçilmiştir. Dönüştürücü devresinde kullanılan yarı iletken elemanların nominal değerleri Çizelge 11.1'de verilmiştir.

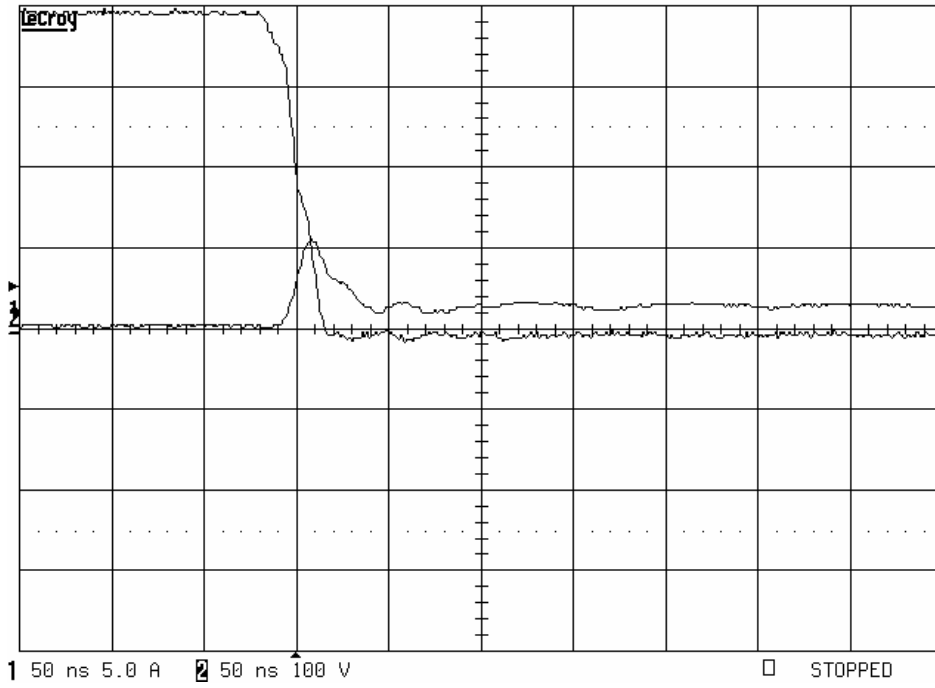
Çizelge 11.1 Uygulamada kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri.

YARI İLETKEN ELEMEN		V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{rr} (ns)
S ₁	S ₁	600	40	50	120	-
	DS ₁	600	40	-	-	250
S ₂	S ₂	500	26	50	35	-
	DS ₂	500	26	-	-	250
D _F		600	8	-	-	10
D ₁ ,D ₂ ,D ₃ , D ₄		600	8	-	-	10

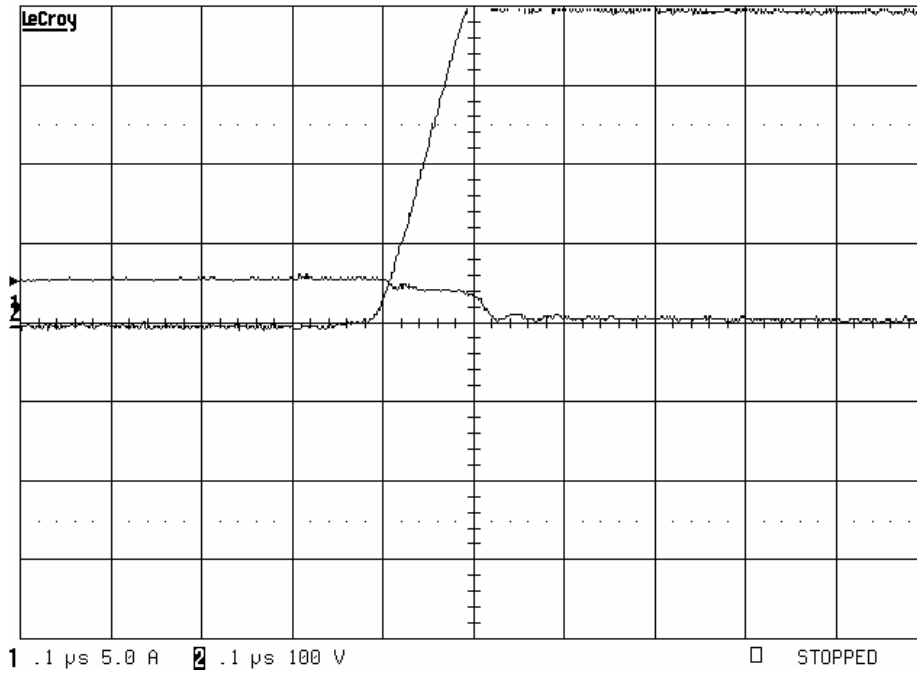
11.4 Uygulama Sonuçları

Güç faktörü düzeltme devresindeki ana anahtarın sert anahtarlama ile çalışması durumunda, ana anahtarın iletim ve kesime girmedeki gerilim ve akım dalga şekilleri sırasıyla Şekil 11.3 ve 11.4'de verilmiştir. Burada, ana anahtar S₁'in iletim ve kesime girmede sert anahtarlama ile çalıştığı görülmektedir. Ana anahtarın iletime ve kesime girme anlarındaki gerilim ve akım değişimleri incelendiğinde, anahtarın uçlarındaki gerilim ile içinden geçen akımın çakıştığı görülmektedir. Bu çakışma ile oluşan enerji kaybının anahtar üzerinde ısınmaya yol açtığı ve anahtarlama frekansının artması ile bu enerji kaybı da artacağı bilinmektedir. Benzer şekilde ana diyodun iletime ve kesime girme anlarındaki gerilim ve akım değişimleri Şekil 11.5'de verilmiştir. Bu değişimlerden ana diyodun iletime girme anında uçlarındaki gerilim ile içinden

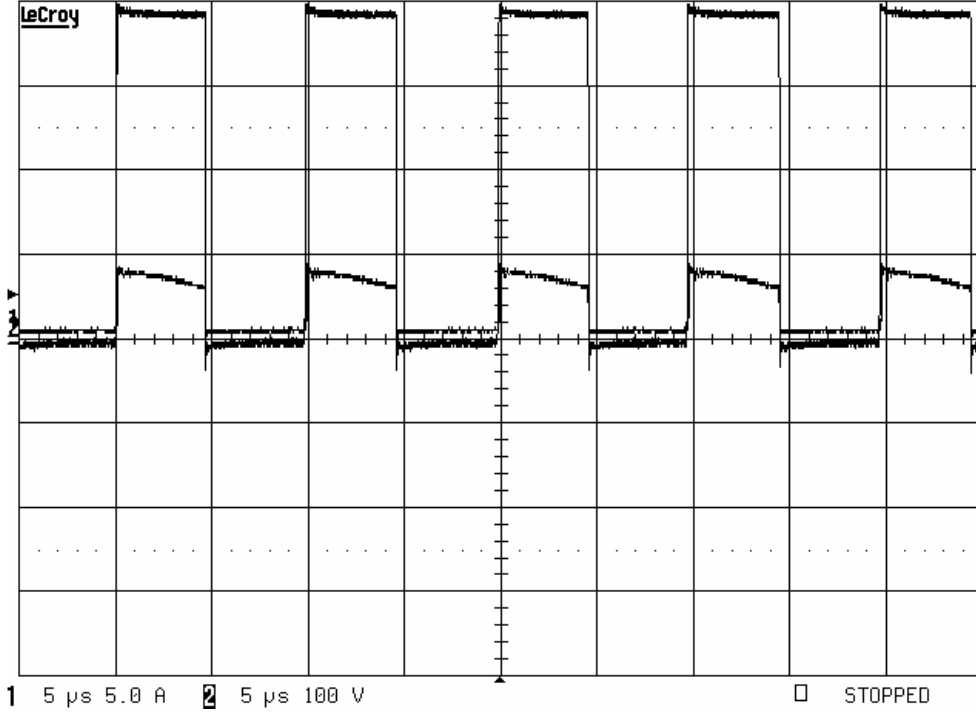
geçen akımın çakıştığı ve kesime girme anında ise ters toparlanma süresinden dolayı diyodun hemen kesime girmediği ve ana anahtar ile birlikte bir süre iletimde kaldığı görülmektedir.



Şekil 11.3 Sert anahtarlama ana anahtarın iletime girme anındaki gerilim ve akım değişimleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 50ns/kare olarak ölçeklidir.



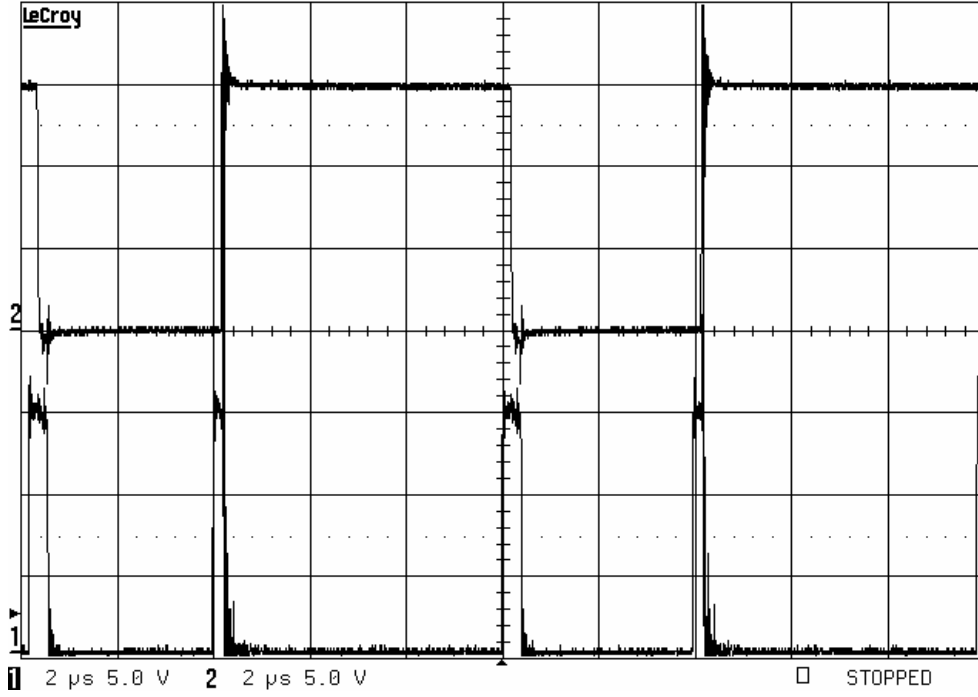
Şekil 11.4 Sert anahtarlama ana anahtarın kesime girme anındaki gerilim ve akım değişimleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 100ns/kare olarak ölçeklidir.



Şekil 11.5 Sert anahtarlama ana anahtarın gerilim ve akım değişimleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 5 μ s/kare olarak ölçeklidir.

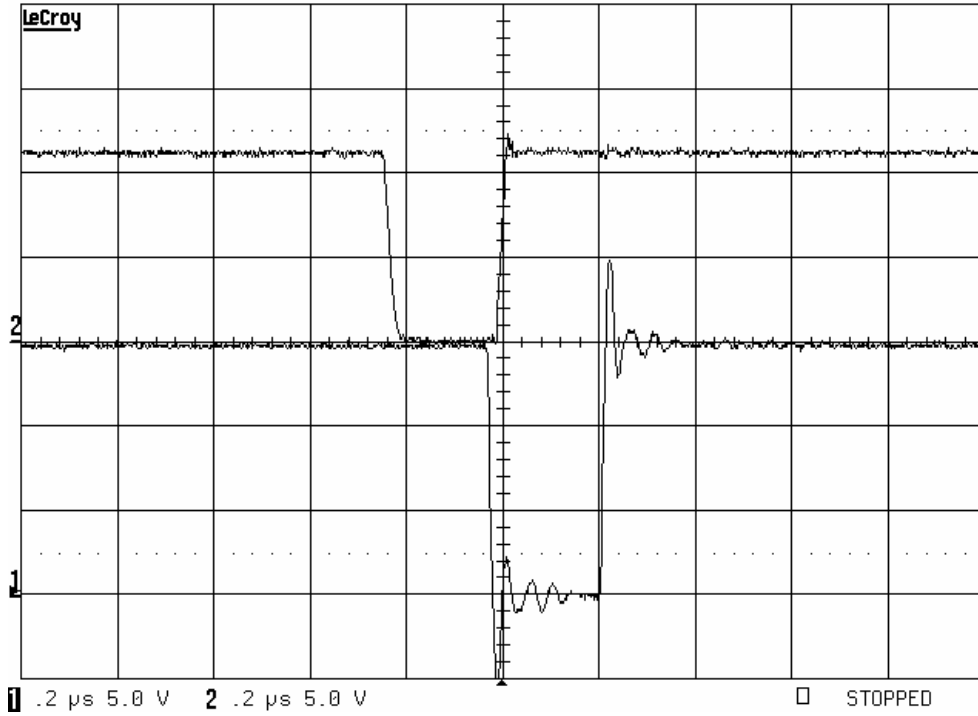
Yumuşak anahtarlamanın sağlanması için, üretilen ana ve yardımcı anahtarlara ait kontrol sinyalleri Şekil 11.6'da görülmektedir. Yardımcı anahtar, ana anahtarın bir anahtarlama periyodunda iki defa açılıp kapanmaktadır. Buna göre, ana anahtar sabit 100 kHz'de anahtarlarken, yardımcı anahtar 200 kHz ile anahtarlansaktadır. Ana anahtarın kontrol sinyali 135 ns önce yardımcı anahtarın kontrol sinyali uygulanmakta ve 70 ns sonra kesilmektedir. Benzer şekilde ana anahtarın kontrol sinyali bitişine göre, 90 ns önce yardımcı anahtarın kontrol sinyali uygulanmakta ve 130 ns sonra kesilmektedir. Kontrol entegresinin 12V'luk çıkış sinyali ikinci kontrol kartıyla 15V'a çıkarılır, ancak bunlar arasında 200 ns'lik bir gecikme oluşur. Bu durum Şekil 11.7'de gösterilmiştir.

Şekil 11.8' de S_1 anahtarının yumuşak anahtarlama ile oluşan gerilim ve akım değişimleri bir anahtarlama periyodu boyunca verilmiş olup, Şekil 11.9'da sadece iletme girme ve Şekil 11.10'da sadece kesime girmedeki gerilim ve akım değişimleri sunulmuştur. S_1 'in akım ve gerilimi arasında çakışma yoktur. Ana anahtarda sadece iletim kayıpları mevcuttur. Ana anahtarın iletim ve kesime girmesi esnasında, önce onun ters paralel diyodu D_{s1} iletme girer, böylece ana anahtarın ZVT ile iletme girmesi ve ZCT ile kesime girmesi sağlanır. Ayrıca, değişimlerden ana anahtarın herhangi bir gerilim ve akım stresine maruz kalmadığı da görülmektedir.

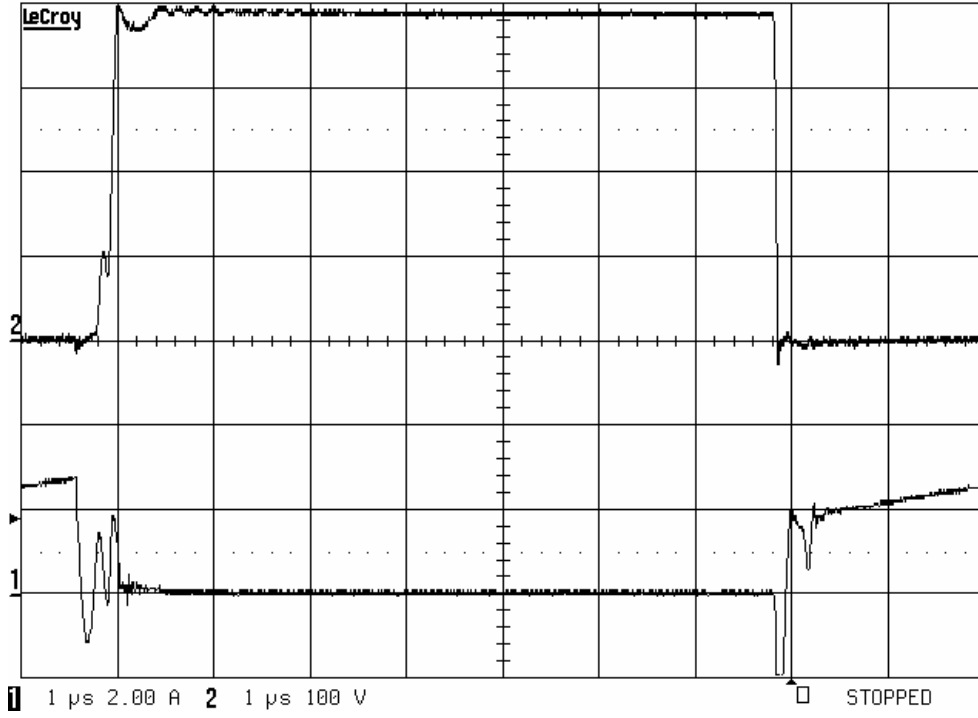


Şekil 11.6 Ana anahtar S_1 ve yardımcı anahtar S_2 'nin kontrol sinyalleri. 5 V/kare, μ s/kare olarak ölçeklidir.

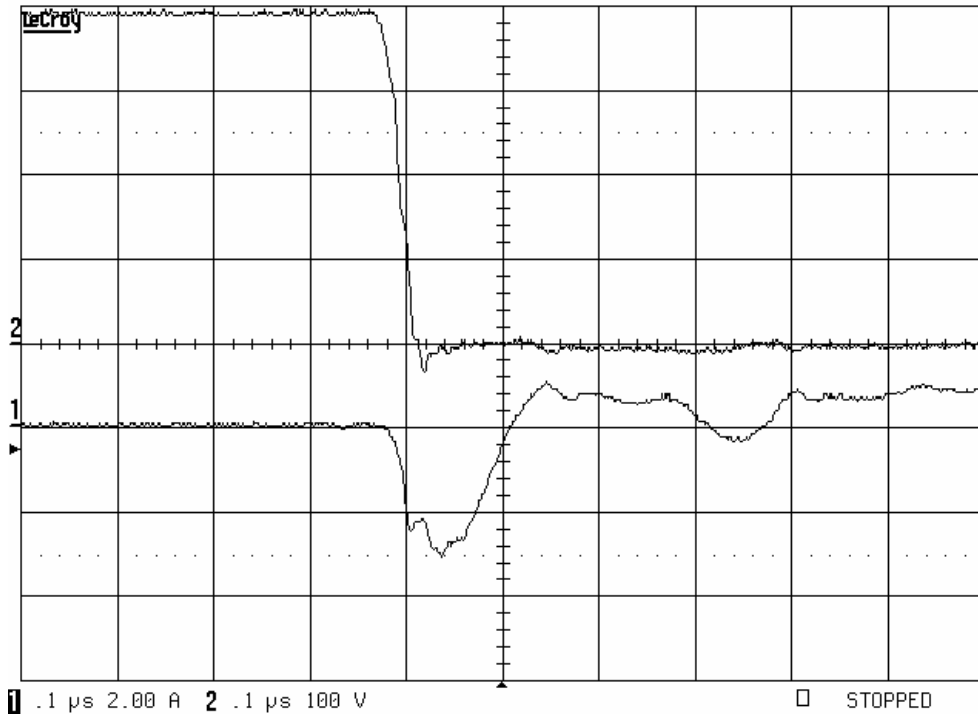
2



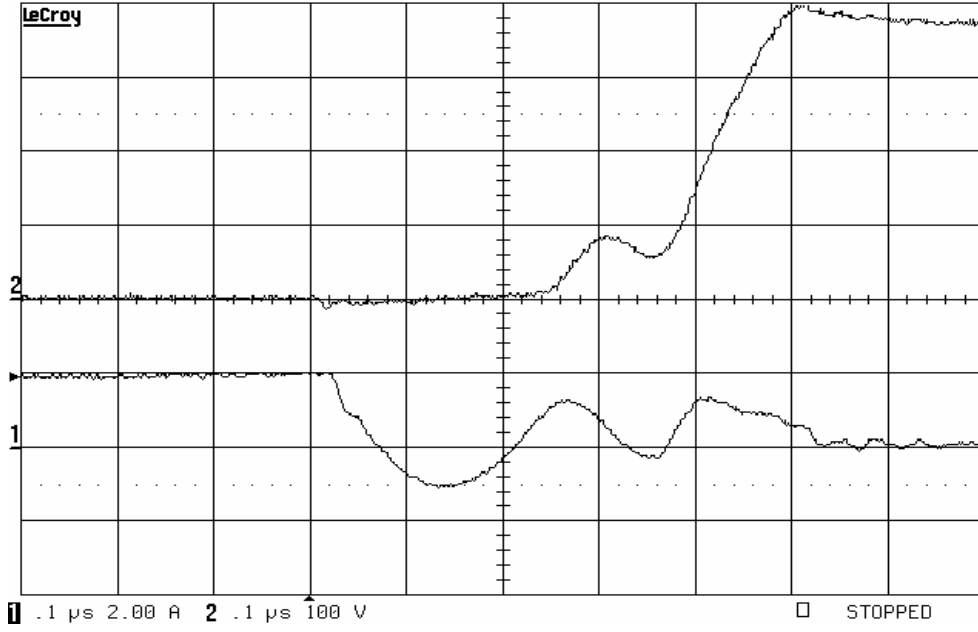
Şekil 11.7 Ana anahtar S_1 'in IR1150 çıkış ile sürme sinyali arasındaki gecikme. 5 V/kare, 200 ns/kare olarak ölçeklidir.



Şekil 11.8 Ana anahtar S_1 'in gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 1 μ s/kare olarak ölçeklidir.

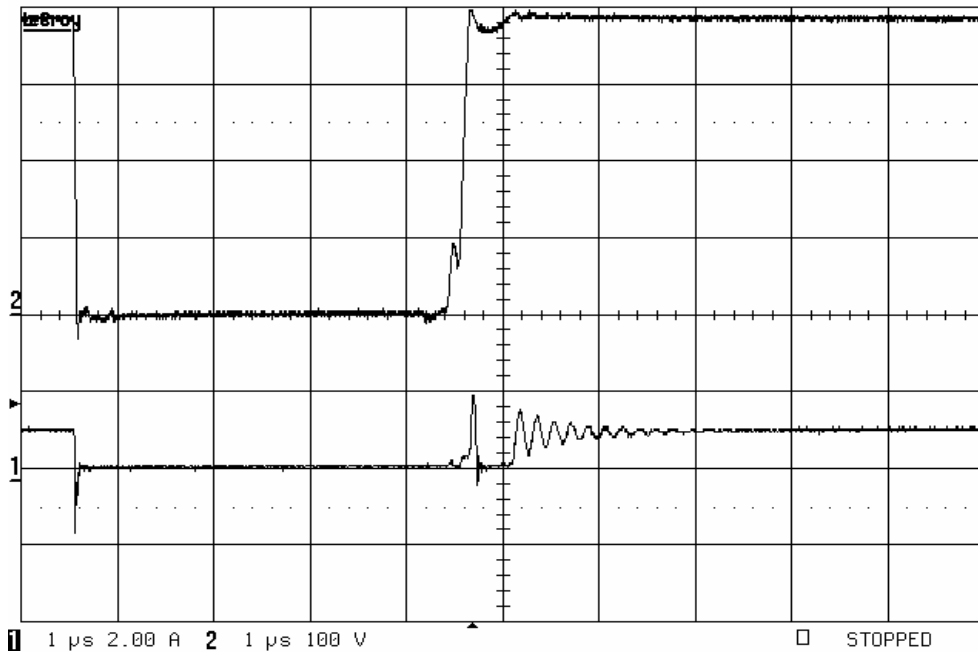


Şekil 11.9 Ana anahtar S_1 'in iletme girme durumundaki (ZVT) gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100 ns/kare olarak ölçeklidir.



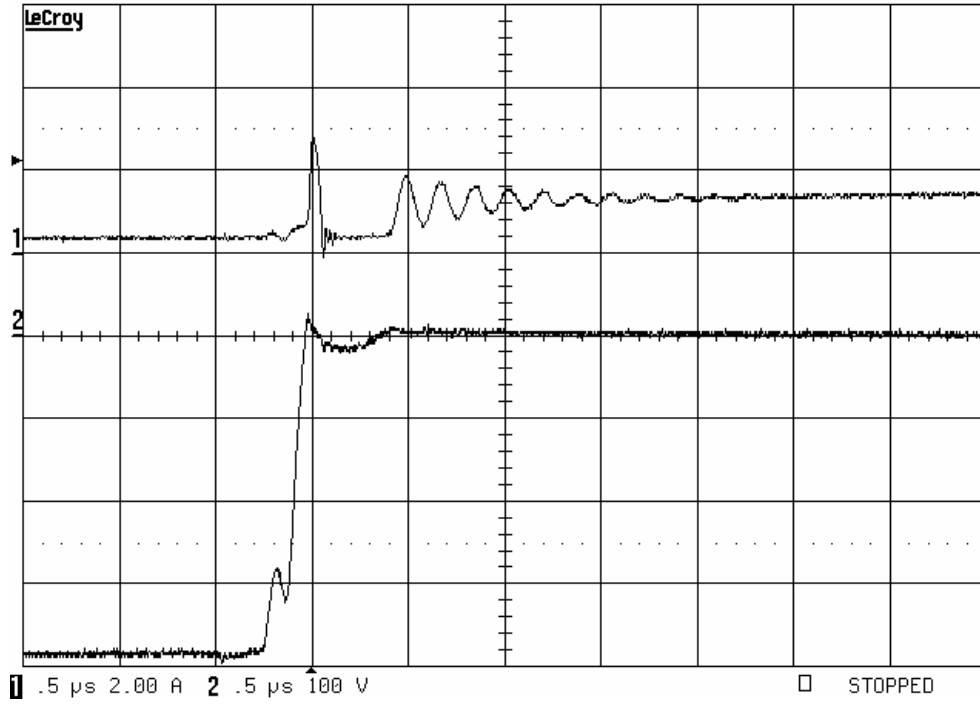
Şekil 11.10 Ana anahtar S_1 'in kesime girme durumundaki (ZCT) gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100ns/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 11.11'den ana diyodun ZVS ile iletime girdiği ve yaklaşık ZCS ve ZVS ile kesime girdiği ve herhangi bir ilave gerilim ve akım stresine maruz kalmadığı görülmektedir.

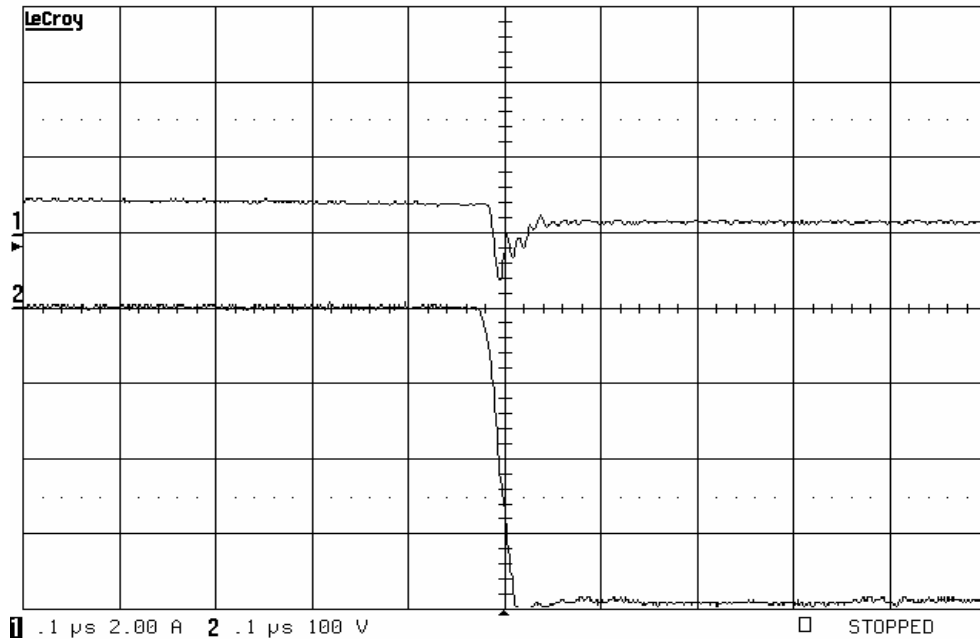


Şekil 11.11 Ana diyot D_F 'in gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 1 μs/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 11.12 de ana güç diyodunun iletme girme anındaki gerilim ve akım değişimi, Şekil 11.13’de kesime girme anındaki gerilim ve akım değişimi sunulmuştur.

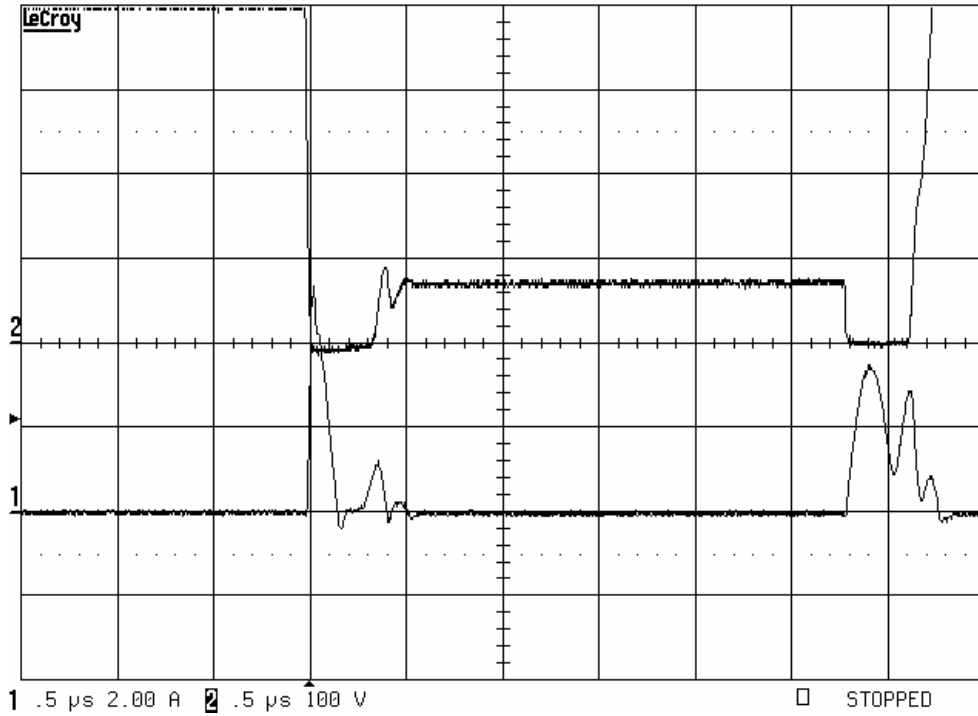


Şekil 11.12 Ana diyot D_F 'in iletme girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 500 ns/kare olarak ölçeklidir.

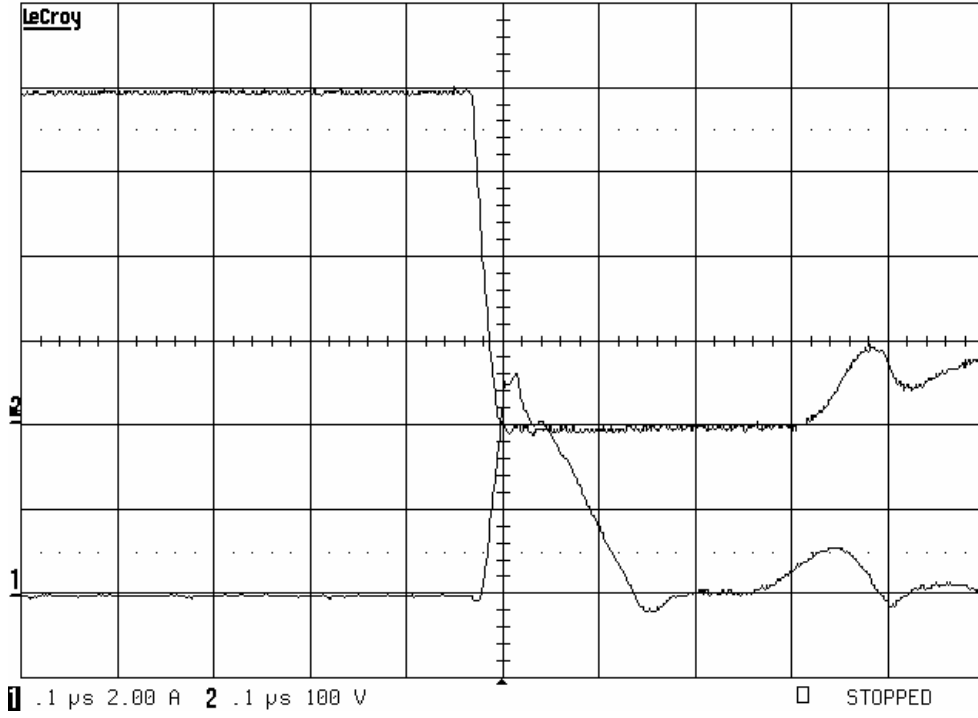


Şekil 11.13 Ana diyot D_F 'in kesime girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100 ns/kare olarak ölçeklidir.

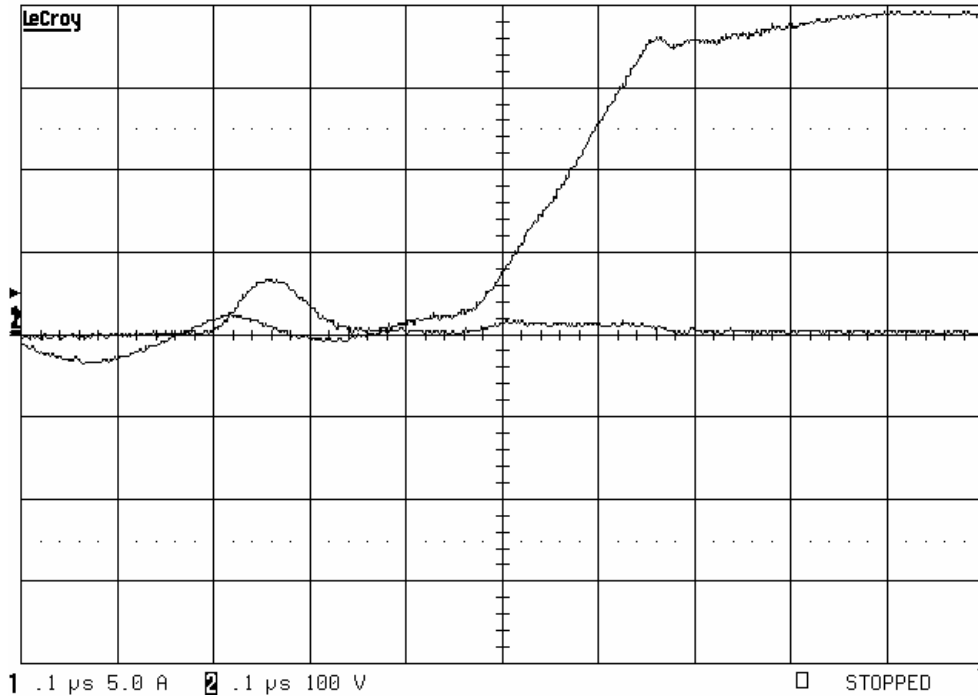
Şekil 11.14’de yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama akım ve gerilim değişimleri verilmiştir. Yardımcı anahtarın Şekil 11.15’de ilettime girme ve Şekil 11.16’da kesime girme anlarındaki gerilim ve akım değişimleri sunulmuştur. Yardımcı anahtar ana anahtarın hem ZVT hem de ZCT işlemlerinde aktif hale geldiğinden, ana anahtarın bir anahtarlama periyodu içerisinde iki defa anahtarlanamaktadır. Her iki çalışmada da yardımcı anahtar çok kısa süre (yaklaşık 200ns) iletimde kalmaktadır. Yardımcı anahtarın yaklaşık olarak ZCS altında ilettime ve ZCS ile kesime girdiği görülmektedir. ZCT aralığında yardımcı anahtardan geçen akımın tepe değeri ZVT çalışma aralığındakine göre daha düşüktür. Bu rezonans devresindeki kayıplardan kaynaklanmaktadır. Değişimlerden de görüldüğü gibi, yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama ile çalışması sağlanırken, elemanın maruz kaldığı gerilim çıkış gerilimini aşmamaktadır, yani elemanda hiçbir ilave gerilim stresi yoktur.



Şekil 11.14 Yardımcı anahtar S_2 'nin iletim kesim anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 500ns/kare olarak ölçeklidir.

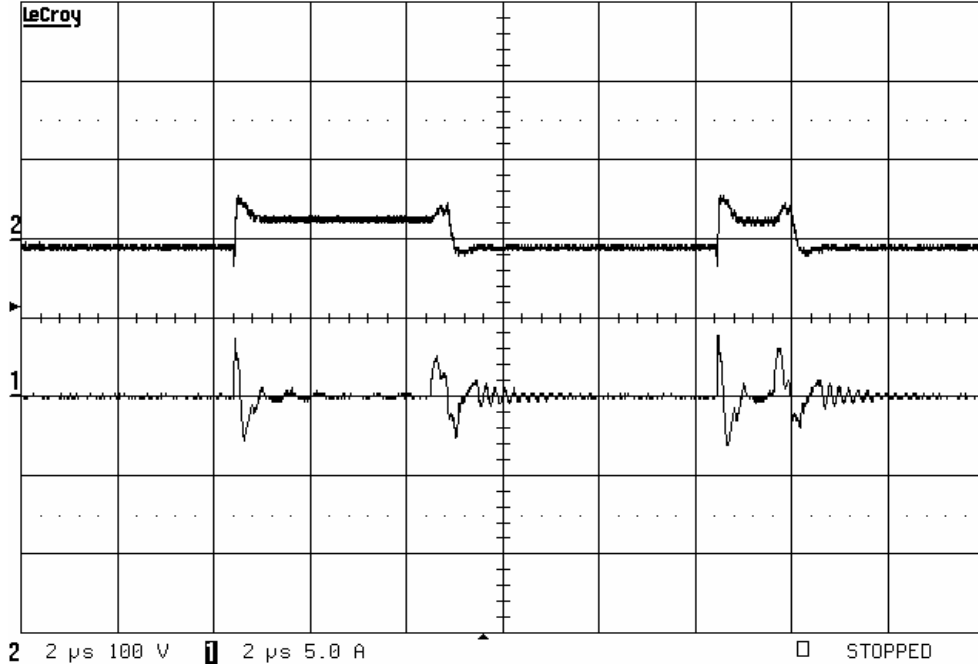


Şekil 11.15 S_2 anahtarının iletme girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 100 ns/kare olarak ölçeklidir.



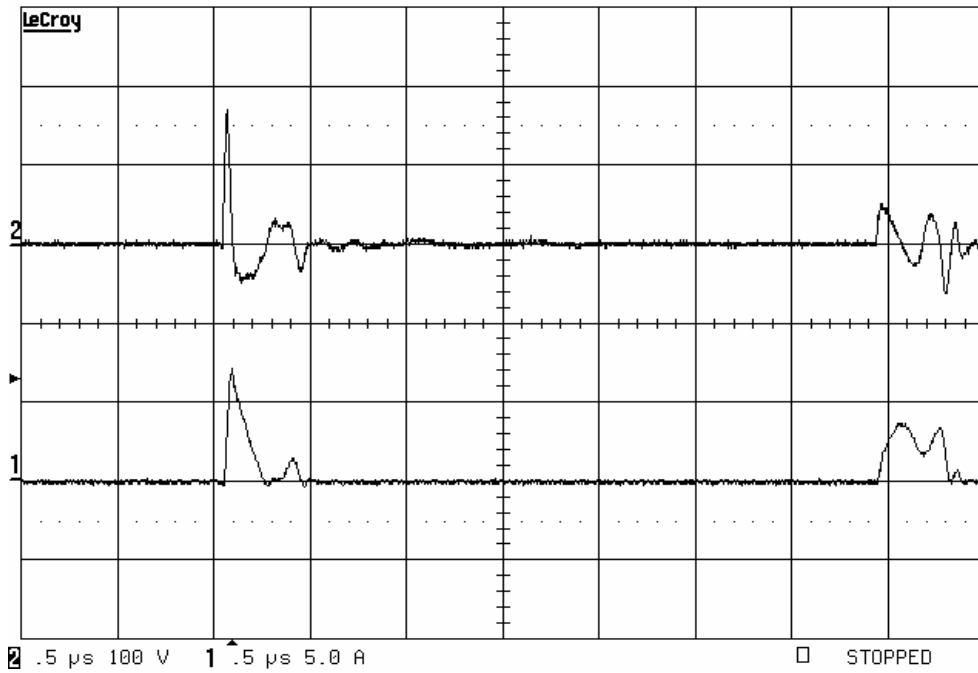
Şekil 11.16 S_2 anahtarının kesime girme anındaki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 1 μs/kare olarak ölçeklidir.

Rezonans kondansatörü C_R üzerindeki akım ve gerilim değişimleri Şekil 11.17’de verilmiştir.



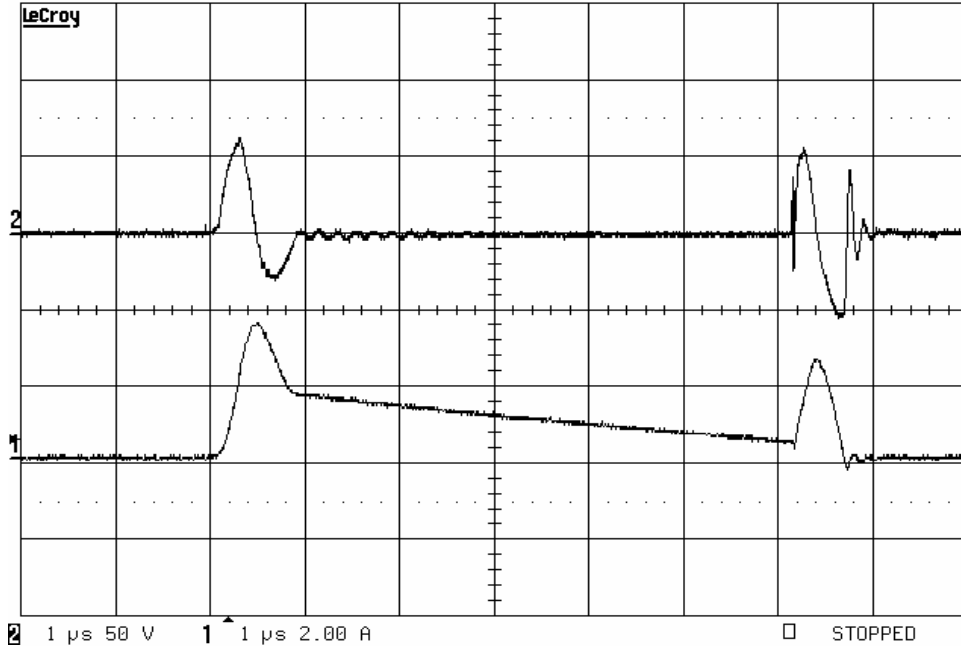
Şekil 11.17 C_R kondansatörünün gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 2 μ s/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 11.18’de L_{R2} endüktansının üzerindeki akım ve gerilim değişimleri gösterilmiştir.



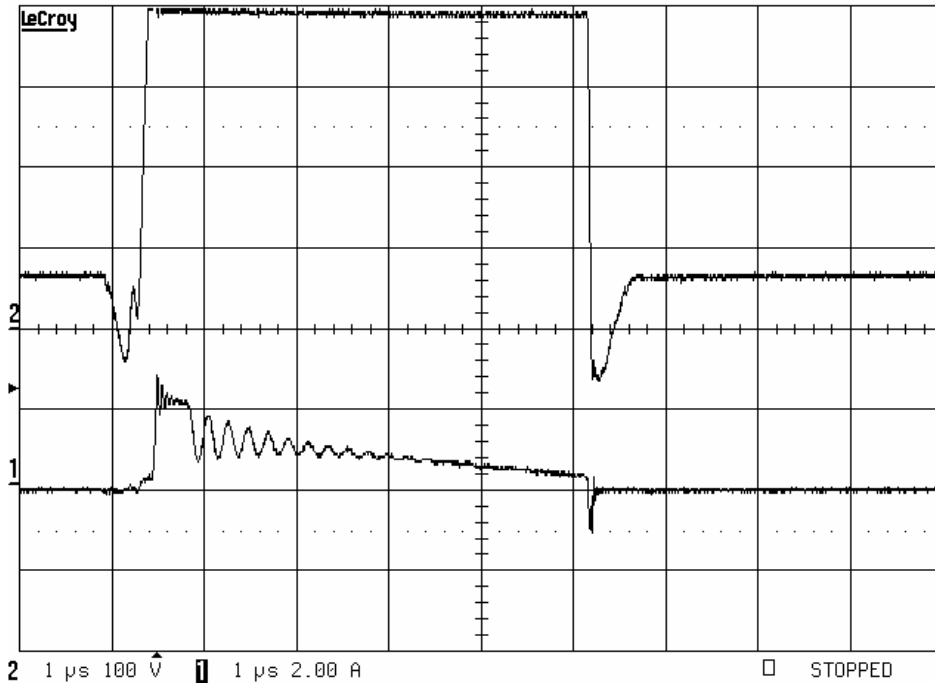
Şekil 11.18 L_{R2} endüktansının gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 0.5 μ s/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 11.19'da L_{R1} endüktansının üzerindeki akım ve gerilim değişimleri gösterilmiştir.



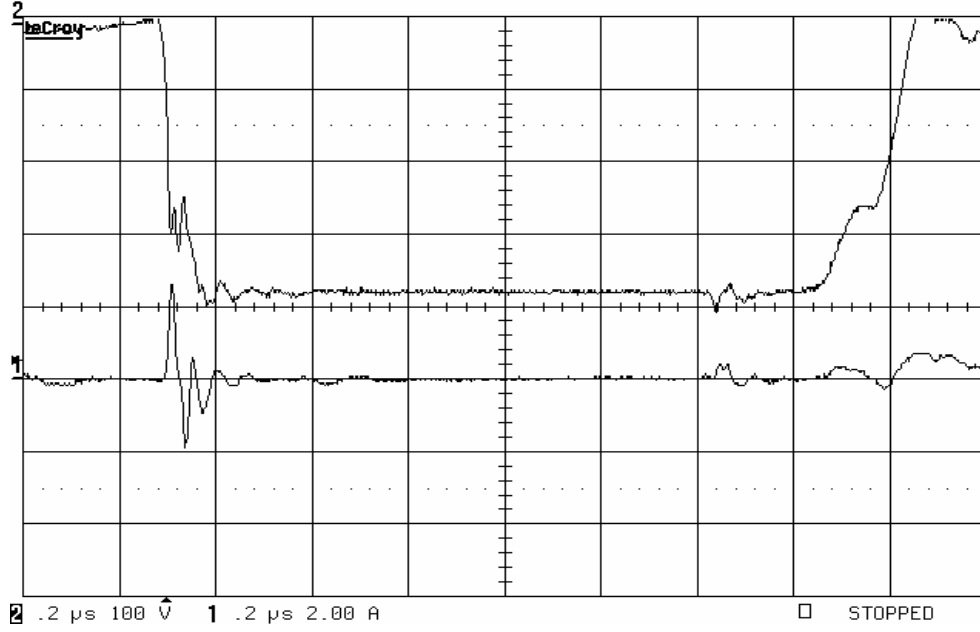
Şekil 11.19 L_{R1} endüktansının gerilim ve akım dalga şekilleri. 50 V/kare, 2 A/kare ve 1 µs/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 11.20'de D_3 diyodunun üzerindeki akım ve gerilim değişimi verilmiştir.



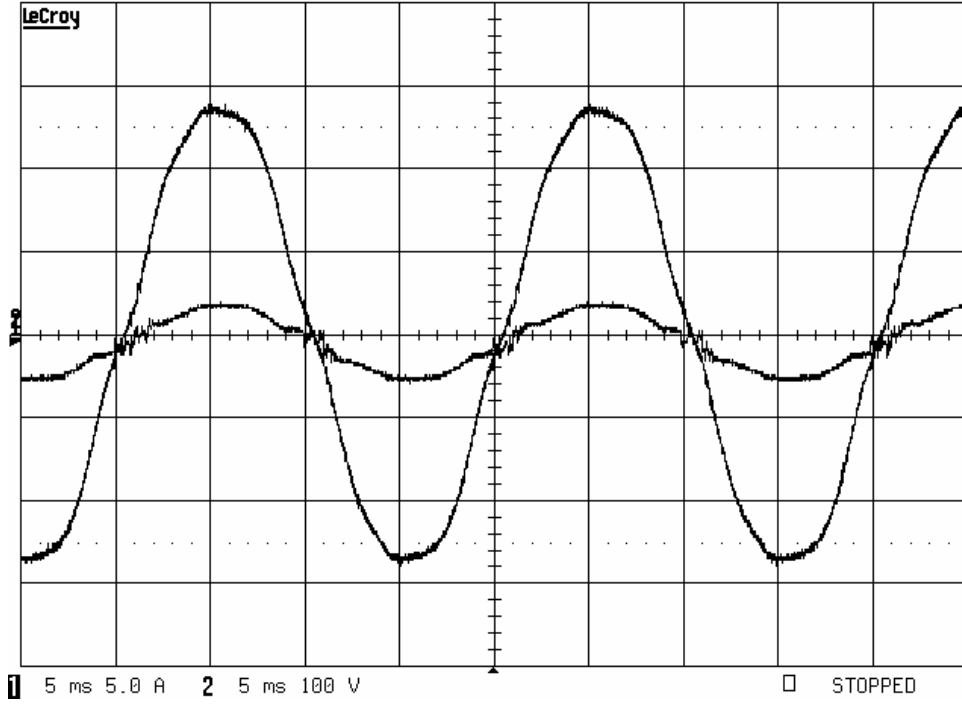
Şekil 11.20 D_3 diyodunun gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 1 µs/kare olarak ölçeklidir.

D₄ diyodunun üzerindeki gerilim ve akım değişimleri Şekil 11.21’de verilmiştir.

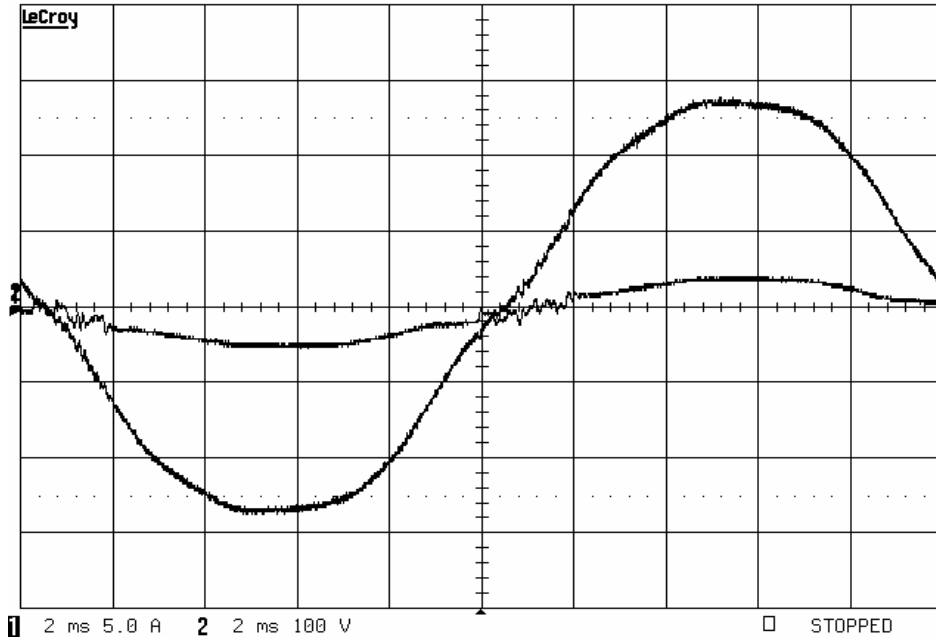


Şekil 11.21 D₄ diyodunun gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 0.2 μs/kare olarak ölçeklidir.

GFD devresinin girişinde AC şebekenin gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 11.22 ve Şekil 11.23’de verilmiştir. Akım dalga şeklinden görüleceği üzere, AC şebekeden yaklaşık olarak sinüzoidal bir akım çekilmektedir. Dikkat edilmesi gereken bir diğer husus da, şebeke geriliminin de tam sinüs dalgası şeklinde değişmemesidir. THD_v değeri %5.8 olan AC şebeke gerilimi, şebekeden çekilen akım dalga şeklini de bozmaktadır.

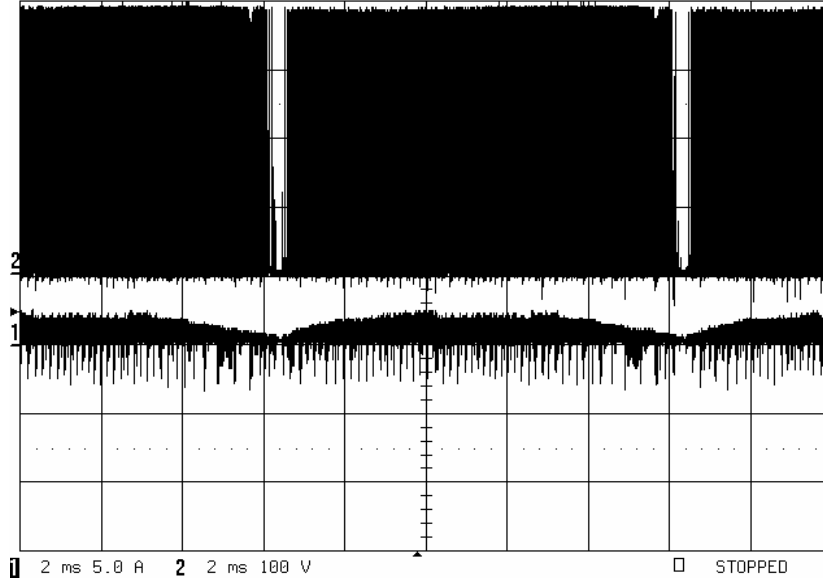


Şekil 11.22 AC şebekenin gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 5 ms/kare olarak ölçeklidir.



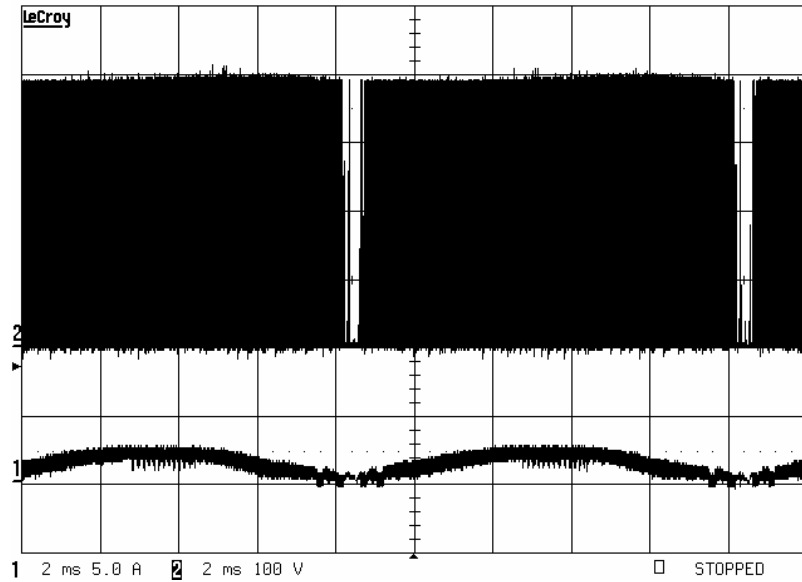
Şekil 11.23 AC şebekenin bir periyot içerisindeki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.

Ana anahtar S_1 'in 20 ms'lik bir şebeke periyodundaki gerilim ve akım değişimi Şekil 11.24'da sunulmuştur.



Şekil 11.24 Ana anahtar S_1 'in şebekenin bir periyodu içerisindeki gerilim ve akım dalga şekilleri. 100 V/kare, 5 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.

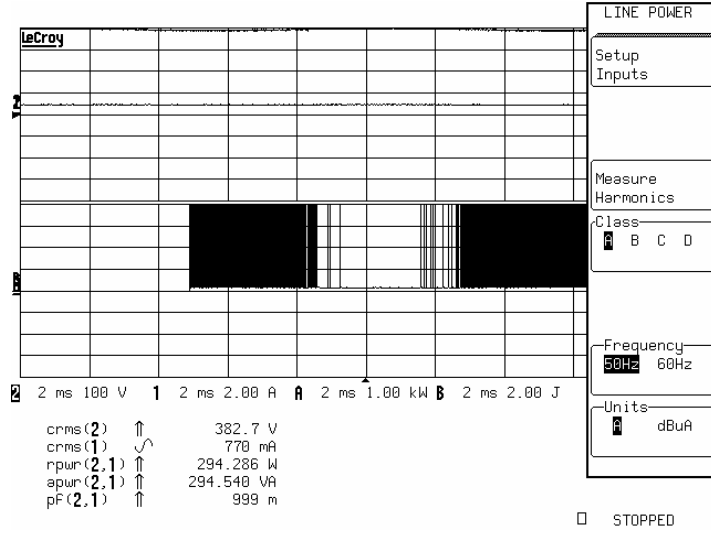
Sürekli akım çalışmada (CCM), GFD devresinin akım değişiminin izlenmesi için, ana anahtarın gerilim dalga şekli ile L_F endüktansının akım dalga şekli Şekil 11.25'de birlikte gösterilmiştir.



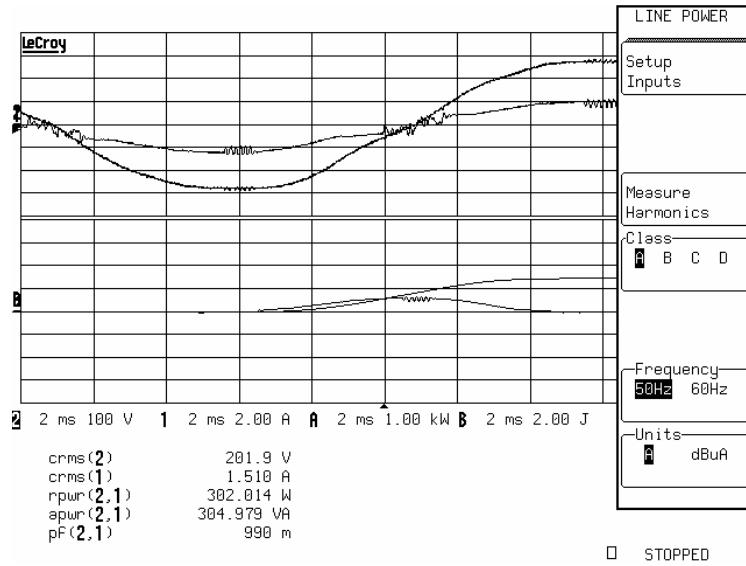
Şekil 11.25 Ana anahtarın gerilim ve L_F endüktansının akım değişimi. 100 V/kare, 5 A/kare ve ms/kare olarak ölçeklidir.

Güç faktörü değerlerini gözlemlemek ve verim eğrilerini çıkartabilmek için, dönüştürücünün giriş ve çıkışı eş zamanlı olarak yüksek frekanslı (1GHz çözünürlüklü) bir osiloskop ile

incelenmiştir. Osiloskobun güç analizörü fonksiyonu kullanılarak, eşzamanlı ve ani olarak ölçülen akım ve gerilim değerlerinin çarpımıyla giriş ve çıkış güçleri bulunmuş ve verim değerleri elde edilmiştir. Şekil 11.26'da çıkış gücü, Şekil 11.27'de giriş gücü ve güç faktörü değerleri verilmiştir.

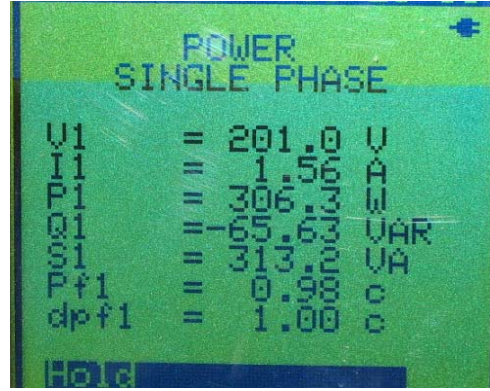


Şekil 11.26 Çıkıştaki akım, gerilim ve güç değerleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.

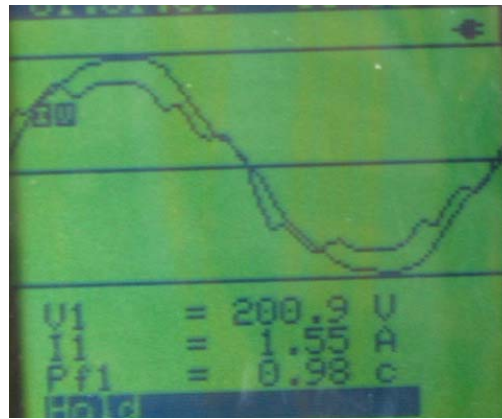


Şekil 11.27 Girişteki akım, gerilim, güç ve güç faktörü değerleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.

Şekil 11.27'nin en alt satırında görülen PF= 990 m değeri, GF değerinin 0,99 olduğunu göstermektedir. Harmonik analiz cihazı ile yapılan ölçümlerde alınan değerler ise Şekil 11.28 ve Şekil 11.29'da gösterilmiştir.



Şekil 11.28 Şebeke girişindeki akım, gerilim ve güç faktörü değerleri.



Şekil 11.29 Şebeke girişindeki akım ve gerilim dalga şekilleri.

Ölçülen toplam akım harmoniğinin en düşük değeri % 8.3 olup, bu değer Şekil 11.30'da gösterilmiştir. THD_i değerinin yüksek çıkmasının önemli bir nedeni giriş gerilim kaynağındaki THD_v değerinin % 5.8 olmasıdır.



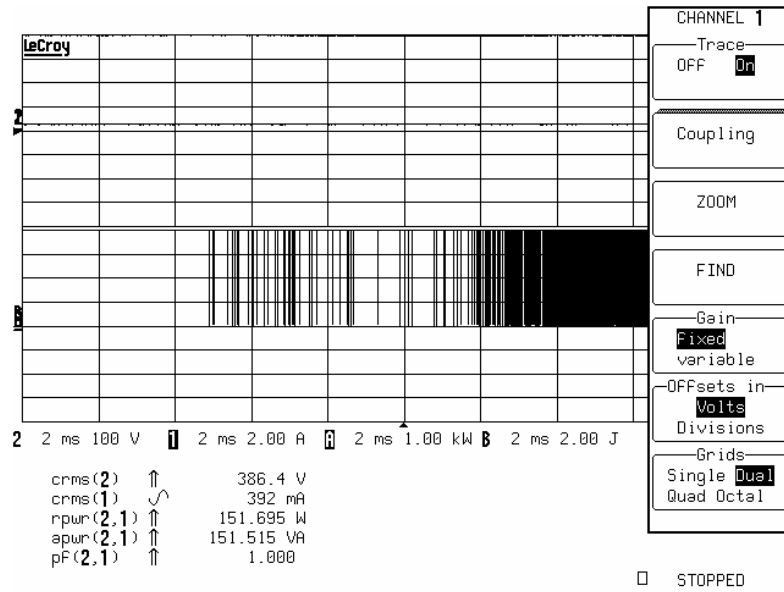
Şekil 11.30 Şebeke girişindeki toplam akım harmoniği.

Önerilen dönüştürücüde, şebeke geriliminin sıfır noktaları civarında, ana ve yardımcı

anahtarların birlikte ve sürekli iletimde kalması, çıkış geriliminde çöküntülere ve giriş akımında dalgalanmaya yol açmaktadır. Ölçülen güç faktörü ve verim değerleri incelendiğinde, 300 W'lık nominal çıkış gücü ve 100 kHz anahtarlama frekansında, yeni dönüştürücüde toplam verimin % 98 ve güç faktörünün 0.99 değerlerine ulaştığı görülmüştür.

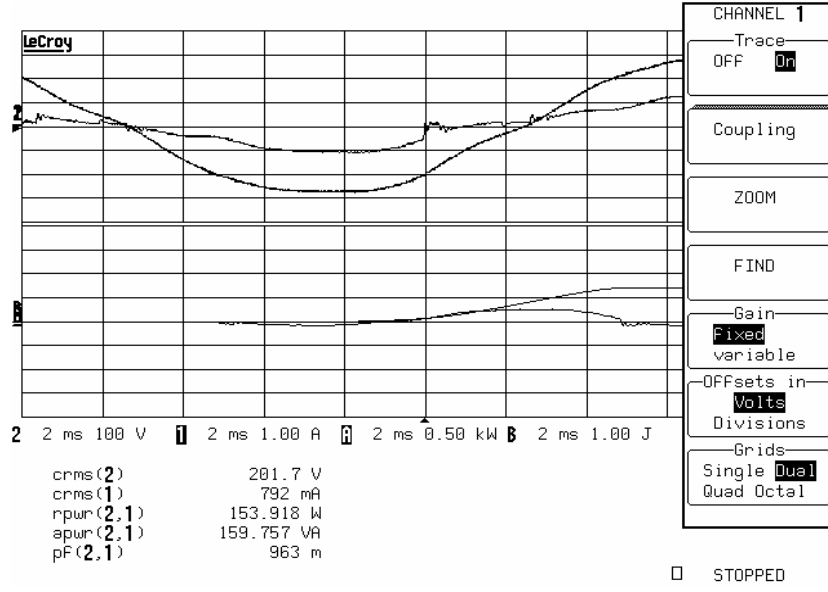
11.5 Dönüştürücünün Yüklenmesi ve Verim Eğrilerinin Çıkartılması

GFD devresinin yarı yükteki değişimlerini elde etmek için, çıkış gücü 150 W değerine ayarlanmıştır. Şekil 11.31'de yarı yük için çıkıştaki akım, gerilim ve güç değerleri sunulmuştur.



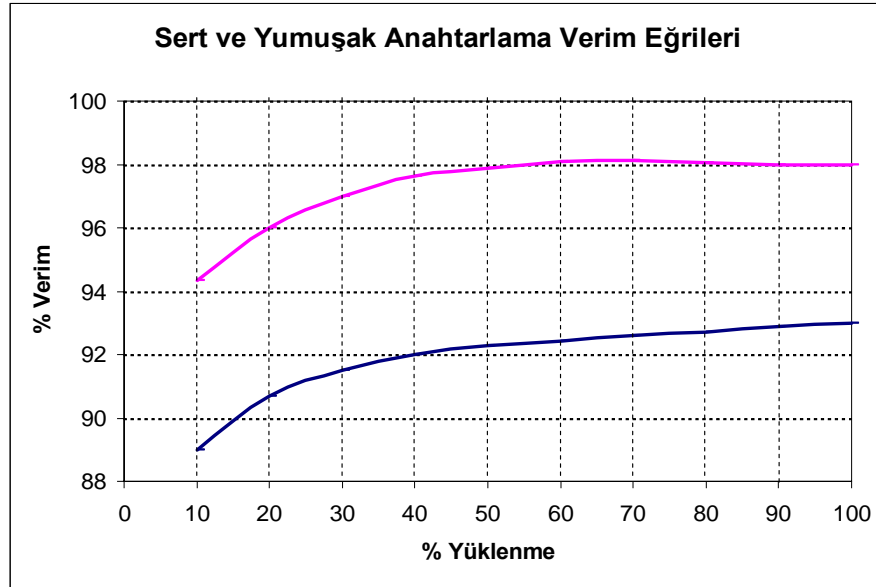
Şekil 11.31 Yarı yük için çıkıştaki akım, gerilim ve güç değerleri. 100 V/kare, 2 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.

Yarı yükte girişteki akım, gerilim, güç ve güç faktörü değerleri ise Şekil 11.32'de verilmiştir.



Şekil 11.32 Yarı yük için girişteki akım, gerilim, güç ve güç faktörü değerleri. 100 V/kare, 1 A/kare ve 2 ms/kare olarak ölçeklidir.

Güç faktörü düzeltme devresinin sert ve yumuşak anahtarlama durumlarındaki verim eğrileri Şekil 11.33’de verilmiştir.



Şekil 11.33 Dönüştürücünün yumuşak ve sert anahtarlama durumlarındaki verim eğrileri.

Geliştirilen dönüştürücünün verimi, Şekil 11.33’den görüleceği üzere, düşük çıkış güçlerinde bile sert anahtarlama dönüştürücülere göre daha yüksektir. Dönüştürücü kaybı, sirkülasyon enerjisine bağlı olarak çok düşük olup, yük akımı azaldıkça daha da azalmaktadır.

12. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Yasal zorunluluklar ile rekabet ve tüketici talepleri doğrultusunda, kesintisiz güç kaynağı (UPS) ve endüksiyonla ısıtma (IH) gibi pek çok endüstriyel uygulamada, sistemin AC şebekeye güç faktörü düzeltme (PFC) devresiyle bağlanması ve böylece şebekeden birim güç faktörlü sinüzoidal formda bir akım çekilmesinin sağlanması üzerindeki akademik ve endüstriyel çalışmalar gün geçtikçe yoğunlaşmaktadır.

Güç faktörünün düzeltilmesi amacıyla, genellikle bir diyot köprüsü ile birlikte yüksek çıkışlı bir DC-DC dönüştürücü kullanılmakta, bu dönüştürücü yüksek frekansta darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilmekte, böylece şebekeden gerilim ile aynı fazda ve sinüzoidal bir akımın geçmesi sağlanmaktadır.

Şebekeden çekilen akımın sinüzoidal formu takip etmesinin sağlanabilmesi ve endüktans ile kondansatör değerlerinin düşürülerek güç yoğunluğunun arttırılabilmesi için, anahtarlama frekansının mümkün olduğunca yükseltilmesi gerekmektedir. Bu durumda ise, anahtarlama kayıpları ile elektromanyetik girişim (EMI) artmaktadır.

Dönüştürücülerde anahtarlama frekansının arttırılması, ancak yumuşak anahtarlama (SS) teknikleri kullanılarak, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişimin bastırılması ile mümkün olabilmektedir. Yumuşak anahtarlama amacıyla ana akım devresine ilave edilen devrelere bastırma hücresi (SC) denilmektedir.

Modern bastırma hücreleri ile anahtarlama enerjileri kaynak veya yüke aktararak geri kazanılmakta ve verim yükseltilmektedir. İletime girmede kullanılan sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve kesime girmede kullanılan sıfır akımda geçiş (ZCT), ileri ve modern yumuşak anahtarlama teknikleridir. Genellikle sadece birisi bazen de ikisi birlikte kullanılmaktadır. Her iki teknikte de, en az bir kondansatörden oluşan bir rezonans devresi bulunmaktadır.

Bu çalışmada, ileri ve modern bir bastırma hücresi ile donatılan yüksek çıkışlı bir dönüştürücü ile tek fazlı bir güç faktörü düzeltme devresinin geliştirilmesi ve gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla, sadece bir yardımcı anahtar ve bir rezonans devresi kullanılarak, ZVT ve ZCT tekniklerini birlikte sağlayan ileri ve modern bir bastırma hücresi başarılmıştır. Bu yeni bastırma hücresinin yüksek çıkışlı bir DC-DC dönüştürücü ve güç faktörü düzeltme devresine uygulanması gerçekleştirilmiştir.

1. Ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime, yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile iletme ve kesime girmektedir.
2. Diğer yarı iletkenler de yumuşak anahtarlama ile çalışmaktadır.
3. Yumuşak anahtarlama hafif yük şartlarında da sürmektedir.
4. Rezonans devresine konulan kuplajlı endüktans veya transformatör ile rezonans akım ve enerjisinin bir kısmının çıkışa aktarılması sağlanmıştır ve böylece bu devrenin kayıpları azaltılmıştır.
5. Yardımcı anahtara seri olarak bağlanan diyot ile ana anahtarın rezonans devresi nedeniyle ilave bir akım stresine maruz kalması önlenmiştir.
6. Ana anahtarın ilave bir gerilim ve akım stresi mevcut değildir. İlave bir gerilim stresine maruz kalmayan yardımcı anahtarın akım stresi, kuplajlı endüktans ile düşürülmüştür.
7. Tam yükte %98'lik bir toplam verime erişilmiştir.
8. AC şebekende çekilen akımın yaklaşık olarak sinüzoidal formda ve gerilim ile aynı fazda olduğu görülmüştür.
9. Tam yükte giriş güç faktörünün 0,99 ve akımın THD değerinin %8,3 olduğu ölçülmüştür.
10. Giriş akımındaki %8,3'lük THD değerinin, büyük ölçüde %5,8'lik THD değerine sahip olan şebeke geriliminden kaynaklandığı görülmüştür.

Yeni geliştirilen ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücü, giriş gerilimi 200 V AC ve çıkış gerilimi 400 V DC olan, 300 W ve 100 kHz'lik tek fazlı bir güç faktörü düzeltme devresine uygulanmıştır. Osiloskop ve diğer ölçü aletleri ile yapılan ölçüm ve incelemeler ile elde edilen önemli bazı sonuçlar aşağıda sıralanmıştır.

Sonuç olarak yeni geliştirilen yumuşak anahtarlama tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi için yapılan teorik analiz, 300 W ve 100 kHz değerlerine sahip olan bir prototip ile doğrulanmıştır.

Bu çalışmanın, güç faktörünün düzeltilmesi konusunda bundan sonra yapılacak olan akademik ve endüstriyel çalışmalar için, yararlı bir referans olması beklenmektedir.

KAYNAKLAR

Akın, B., "Application of a Remote Lab: Single Phase PFC circuit", IMCL 2006, Amman, 19-21 April 2006

Akın, B., "Technical And Physical Problems In Single Phase Ac-Dc Power Factor Correction Boost Converters", 3.International Conference on "Technical and Physical Problems in Power Engineering" (TPE-2006), Ankara 29-31 May 2006.

B. Singh, K. Al. Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, pp. 960–971, Oct. 1999.

Bhim Singh, vd. "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 5, october 2003, 962-982

Bodur, H., Aksoy, İ., ve Akın, B., (2002), "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri", Kaynak Elektrik, Sayı 158, 100-108, Haziran.

Bodur, H., Aksoy, İ., ve Akın, B., (2002), "Anahtarlama ve Rezonanslı Dönüştürücüler", Kaynak Elektrik, Sayı 160, 104-112, Ağustos.

C. H. Chan and M. H. Pong, "Input current analysis of interleaved boost converters operating in discontinuous-inductor-current mode," in Proc. IEEE PESC'97, 1997, pp. 392–398.

Chongming Qiao, Keyue Ma Smedley, "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper", IEEE Trans. Power Electron., vol.16, pp. 360-368, May 2001.

Diego R.Veas, Juan W.Dixon, Boon-Teck Ooi, "A Novel Load Current Control Method for a Leading Power Factor Voltage Source PWM Rectifier", IEEE Trans. Power Electron., vol.9, pp. 153-159, March 1994.

F. C. Merfert, "Analysis and application of a new control method for continuous-mode boost converters in power factor correction circuits," in Proc. IEEE PESC'97, 1997, pp. 96–102.

H. A. C. Braga and I. Barbi, "A unity power factor rectifier based on two-cell boost converter using a new parallel-connection technique," in Proc. IEEE PESC'96, 1996, pp. 1620–1626.

Hacı Bodur, "Güç Elektroniğinin Endüstriyel Uygulamaları" Ders notları, YTÜ, 2001

Hacı Bodur, "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri " Ders notları,

YTÜ, 2002

Hua, G., Leu, C.S., Jiang, Y., ve Lee, F.C.Y., (1994), “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters”, IEEE Trans. on Power Electron., vol.9, no.2, 213-219, March.

Hua, G., Yang, E.X., Jiang, Y., ve Lee, F.C.Y., (1994), “Novel Zero-Current-Transition PWM Converters”, IEEE Trans. on Power Electron., vol.9, no.6, 601-606, November.

Huang vd.,(2006), “A new Family of Zero Voltage Transition PWM Converters with Dual Active Auxiliary Circuits”, IEEE Trans on Power Electron., vol. 21, no:9 March

İsmail Aksoy, “Yeni ZVT-ZCT PWM Yüksek Çıkışlı DC-DC Dönüştürücünün Uygulaması” Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Doktora Programı, 2007

J. A. Corrêa Pinto, A. A. Pereira, V. J. Farias, L. C. de Freitas, and J. B. Vieira Jr, “A power factor correction preregulator AC-DC interleaved boost with soft-commutation,” in Proc. IEEE PESC’97, 1997, pp. 121–125.

J. S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel converters—A new breed of power converters,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 509–517, May/June 1996.

J.-M. Meyer and R. Rifer, “A single-phase rectifier with reduced current ripple and power factor correction,” in Proc. EPE’97, vol. 2, 1997, pp. 876–880.

K. De Gussem, vd., “Input Current Distortion of CCM Boost PFC Converters Operated in DCM”, Electrical Energy Laboratory Department of Electrical Energy, İEEE, 2003.

L. Latkovskis and J. Stabulnieks, “Capacitor current and voltage ripple reduction in ac/dc converters with power factor correction,” in Proc. EPE’97, vol. 2, 1997, pp. 887–892.

L. Balogh and R. Redl, “Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode,” in Proc. IEEE APEC’93, 1993, pp. 168–174.

L. Wuidart, “Inherent high power factor topologies,” in Proc. IEEE PEDS’97, 1997, pp. 24–28.

M. H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications, 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

M.Gotfryd, “Output Voltage and Power Limits in Boost Power Factor Corrector Operating in Discontinuous Inductor Current Mode”, IEEE Trans. Power Electron., vol.15, pp. 51-57, Jan.2000.

M. Butler, W. G. Hurley, and W. Wölfle, "Active power factor correction of a single stage AC-DC converter with reactive power control," in Proc. EPE'97, vol. 1, 1997, pp. 176–181

M. Ohshima and E. Masada, "A novel digital control scheme for a sinusoidal input single phase rectifier," in Proc. EPE'97, vol. 2, 1997, pp. 231–237.

Manjusha S. Dawande, Gopal K. Dubey, "Programmable Input Power Factor Correction Method for Switching-Mode Rectifiers", IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 585-591, July 1996.

N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics", John Wiley & Sons. Inc., 1995.

R. Cáceres, N. Vázquez, C. Aguilar, J. Alvarez, I. Barbi, and J. Arau, "A high performance uninterruptible power supply system with power factor correction," in Proc. IEEE PESC'97, 1997, pp. 304–309.

R. Liu, I. Batarseh, and C. Q. Lee, "Resonant power factor correction circuits with resonant capacitor-voltage and inductor-current-programmed controls," in Proc. IEEE PESC'93, 1993, pp. 675–680.

R. Brown, M. Soldano, "PFC Converter Design with One Cycle Control IC" International Rectifier, June 2005

Ray L. Lin, vd. "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber", IEEE, 1998

Remzi Gülgün, "AC DC Konverterlerde Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri" Ders notları, YTÜ, 2002

S. Bhowmik, A. v. Zyl, R. Spee, J. H. R. Enslin, "Sensorless Current Control for Active Rectifiers", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, pp. 765-773, May/June 1997.

Smith, K.M., ve Smedley, K.M., (1997), "A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 12, 376-386, March

Stuart Hodge, "SiC Schottky diodes in Power Factor Correction", Durham, 2004

Wannian Huang, vd "A New Family of Zero Voltage Transition PWM Converters With Dual Active Auxiliary Circuits" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 2, March 2006

W. J. Ho, M. S. Lin, and W. S. Feng, "A new single-phase on-line UPS pre-staged with PFC and boost converter," in Proc. IEEE PEDS'97, 1997, pp. 133–138.

Y. T. Chen, "Power factor correction of a single-phase on-line UPS with the half-bridge inverter," in Proc. IEEE IECON'96, 1996, pp. 1826–1831.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	21.03.1977	
Doğum yeri	İSTANBUL	
Lise	1991-1994	İntaş Lisesi
Lisans	1994-1998	Yıldız Üniversitesi Elektrik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Ön Lisans	1998-1999	Anglo World Education Pre-Master / MBA Year
Yüksek Lisans	1999-2001	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Ana bilim Dalı
Doktora	2001-	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Ana bilim Dalı
Çalıştığı kurum	1999-	YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Araştırma Görevlisi