

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

**YENİ BİR YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

YAKUP ŞAHİN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNELERİ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. İSMAİL AKSOY**

İSTANBUL, 2013

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YENİ BİR YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRCÜNÜN
GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Yakup ŞAHİN tarafından hazırlanan tez çalışması 29.05.2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Evren İŞEN
Kırklareli Üniversitesi



ÖNSÖZ

Yüksek lisans öğrenimim boyunca büyük bir gayret ile sonuca ulaştırdığım bu çalışmanın özelde ülkemizde genelde evrensel çerçevede gelişen bilime katkısı olmasını temenni ediyorum.

Çalışmam boyunca,engin bilgi, beceri ve tecrübesiyle bana güç elektroniği konusunda öncülük eden, çalışmaları ile göz kamaştıran ve ülkemizin önde gelen bilim insanlarından biri olan kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. Hacı BODUR'a, son derece yoğun temposuna rağmen zaman mefhumu gözetmeksizin bana zaman ayıran, pratik bilgisi, parlak zekâsı ve kişiliği ile örnek aldığım çok değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY'a en kalbi duygularımla teşekkür ederim.

Bununla beraber güç elektroniği gurubunun çok değerli hocalarına, özverisi ve desteğini hiçbir zaman esirgemeyen sevgili aileme ve dostluklarının karşılığı olmayan güç elektroniği asistan arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Haziran, 2013

Yakup ŞAHİN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vi
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET.....	xii
ABSTRACT	xiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	4
BÖLÜM 2	
YUMUŞAK ANAHTARLAMA	6
2.1 Anahtarlama Kavramı.....	6
2.1.1 Omik Yüklü Dönüştürücü	6
2.1.1.1 İletim Durumu.....	7
2.1.1.2 Kesim Durumu	8
2.1.1.3 Anahtarlama Durumu	8
2.2 Düşük Çıkışlı Bir DC-DC Dönüştürücü	9
2.3 Anahtarlama ve Dönüştürme Özellikleri	11
2.4 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı	12
2.5 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	13
2.5.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)	13
2.5.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)	14
2.5.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT).....	15
2.5.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)	15

2.6	Bastırma Hücrelerinin Sınıflandırılması	15
2.7	Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması	17
2.8	Sonuç	19
BÖLÜM 3		
YÜKSEK ÇIKIŞLI ÖRNEK BİR ZVT PWM YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ		20
3.1	Dönüştürücünün Elemanları ve Kabuller.....	20
3.2	Çalışma Prensibi ve Analizi	21
3.3	Simülasyon Çalışması	29
3.4	Sonuç ve Değerlendirme	30
BÖLÜM 4		
YÜKSEK ÇIKIŞLI ÖRNEK BİR ZVT-ZCT PWM YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ		31
4.1	Dönüştürücünün Elemanları ve Kabuller.....	31
4.2	Çalışma Prensibi ve Analizi	32
4.3	Simülasyon Çalışması	41
4.4	Sonuç ve Değerlendirme	43
BÖLÜM 5		
YENİ BİR ZVT-ZCT PWM YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ		44
5.1	Tanım ve Kabuller.....	44
5.2	Çalışma Aralıkları.....	45
5.3	Tasarım Kriterleri ve Karakteristik Eğriler.....	53
5.3.1	Karakteristik Eğriler.....	53
5.3.2	Tasarım Kriterleri	55
BÖLÜM 6		
SUNULAN YENİ ZVT-ZCT PWM YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMASI		57
6.1	Devre Şeması	58
6.2	Uygulama Devresi	58
6.3	DeneySEL Sonuçlar	59
SONUÇLAR		65
KAYNAKLAR		67
ÖZGEÇMİŞ		69

SİMGE LİSTESİ

C_F	Çıkış filtre kondansatörü
C_p	Eşdeğer parazitik kondansatör
C_s	Bastırma kondansatörü
D_F	Ana diyot
D_1	Ana anahtarın dahili diyodu
D_2	Yardımcı diyot
D_3	Yardımcı diyot
D_4	Yardımcı diyot
f_p	Anahtarlama, çalışma veya darbe frekansı
i_{DF}	Ana diyot akımı
i_{CON}	Transistorün içinden geçen akım
I_{Cs}	Transistörün doyum akımı
I_i	Giriş akımı
I_o	Yük akımı
i_{La}	Alt bastırma endüktansı akımı
i_{Lb}	Üst bastırma endüktansı akımı
L_e	Eşdeğer paralel endüktans
L_F	Ana endüktans
L_s	Eşdeğer seri endüktans
L_a	Üst bastırma endüktansı
L_b	Alt bastırma endüktansı
P_{CON}	İletim güç kaybı
P_{SW}	Anahtarlama güç kaybı
P_{TOT}	Toplam güç kaybı
R_o	Yük direnci
S_1	Ana anahtar
S_2	Yardımcı anahtar
t_f	Transistör akımının yükselme süresi
t_{ON}	Anahtarın iletme girme süresi
t_{OFF}	Anahtarın kesime girme süresi
T_p	Anahtarlama periyodu
t_r	Transistör akımının düşme süresi

T_1	Ana anahtarın transistörü
V_{CEsat}	Transistörün doyum gerilimi
V_{CON}	Transistörün iletim gerilim düşümü
V_{Cp}	Parazitik kondansatörün gerilimi
V_{Cs}	Bastırma kondansatör gerilimi
V_{Csmax}	Bastırma kondansatör geriliminin maksimum değeri
V_{D3}	D3 yardımcı diyot gerilimi
V_{D4}	D4 yardımcı diyot gerilimi
V_{S1}	Ana anahtar uçlarındaki gerilim
V_{S2}	Yardımcı uçlarındaki gerilim
V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
ω_e	Rezonans açısal frekansı
ω_1	Rezonans açısal frekansı
ω_2	Rezonans açısal frekansı
ω_3	Rezonans açısal frekansı
W_{CON}	İletim durumundaki enerji kaybı
W_{ON}	İletime girme işlemindeki enerji kaybı
W_{OFF}	Kesime girme işlemindeki enerji kaybı
W_{BLO}	Kesim durumundaki enerji kaybı
Z_e	Eşdeğer rezonans empedansı
Z_1	Eşdeğer rezonans empedansı
Z_2	Eşdeğer rezonans empedansı
Z	Eşdeğer rezonans empedansı
λ	Bağıl iletim süresi veya iletim/kesim oranı

KISALTMA LİSTESİ

BJT	Bipolar Transistör (Bipolar Junction Transistor)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
EMI	Elektromanyetik Girişimi (Electro-magnetic Interference)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RFI	Radio Frekans Girişimi (Radio-frequency Interference)
SS	Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)
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)
ZCZVT	Sıfır Akımda ve Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Current and Zero Voltage Transition)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 (a) Omik yüklü bir DC dönüştürücü ve (b) temel dalga şekilleri	7
Şekil 2.2 Düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücünün (a) devre şeması (b) dalga şekilleri	10
Şekil 2.3 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS, (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri	14
Şekil 2.4 Bastırma hücrelerinin genel olarak sınıflandırılması	16
Şekil 2.5 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması	17
Şekil 3.1 Örnek yüksek çıkışlı ZVT PWM dönüştürücü	21
Şekil 3.2 Örnek ZVT dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri	24
Şekil 3.3 ZVT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücünün eşdeğer dalga şekilleri	28
Şekil 3.4 Ana anahtar S_1 'in kontrol sinyali, akımı ve gerilimi	29
Şekil 3.5 Yardımcı anahtar S_2 'nin akımı ve gerilimi	29
Şekil 3.6 Ana diyot D_F 'nin akımı ve gerilimi	30
Şekil 4.1 Örnek yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücü	32
Şekil 4.2 Örnek yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün çalışma aralıklarının eşdeğer devre şemaları	34
Şekil 4.3 Örnek yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün teorik dalga şekilleri	36
Şekil 4.4 Ana anahtarın S_1 'in akımı, gerilimi ve iletim sinyali	42
Şekil 4.5 Ana diyot D_F 'nin akımı ve gerilimi	42
Şekil 4.6 Yardımcı anahtar S_2 'nin akımı ve gerilimi	42
Şekil 5.1 Sunulan yeni ZVT-ZCT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü	45
Şekil 5.2 Sunulan yeni dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları	47
Şekil 5.3 $T_{ZVT}-L_b$ karakteristiği	54
Şekil 5.4 $T_{ZCT}-L_b$ karakteristiği	54
Şekil 5.5 $T_{La-Cs}-L_b$ karakteristiği	55
Şekil 5.6 $I_{S2peak}-L_b$ karakteristiği	55
Şekil 6.1 Sunulan yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün deneysel devre şeması	58
Şekil 6.2 Simülasyonda ana anahtarın akımı ve gerilimi.	60
Şekil 6.3 Deneysel sonuçlarda ana anahtarın akımı ve gerilimi. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde	60
Şekil 6.4 Simülasyonda yardımcı anahtarın akımı ve gerilimi.	61
Şekil 6.5 Deneysel sonuçlar yardımcı anahtarın akımı ve gerilimi. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde	61

Şekil 6.6	Simülasyonda ana diyotun akımı ve gerilimi	62
Şekil 6.7	Deneysel sonuçlarda ana diyotun akımı ve gerilimi. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde	62
Şekil 6.8	Simülasyonda bastırma kondansatörünün yukarıdan aşağıya sırasıyla gerilimi ve akımı	63
Şekil 6.9	Deneysel sonuçlarda bastırma kondansatörünün yukarıdan aşağıya sırasıyla gerilimi ve akımı. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde	
Şekil 6.10	Simülasyonda yukarıdan aşağıya sırasıyla L_b ve L_a bastırma endüktansları akımları	64
Şekil 6.11	Deneysel sonuçlarda yukarıdan aşağıya sırasıyla L_b ve L_a bastırma endüktanslarının akımları 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde	64

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Klasik ve modern bastırma hücrelerinin karşılaştırılması.....	17
Çizelge 2.2 Dönüştürücünün simülasyonu ve deneysel uygulaması için belirlenen eleman değerleri	58
Çizelge 2.3 Uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların nominal değerleri.....	60

**YENİ BİR YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN
GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Yakup ŞAHİN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY

DC-DC dönüştürücülerde daha hızlı geçiş cevabı ve daha büyük güç yoğunluğu elde etmek için anahtarlama frekansı arttırılmalıdır. Bununla beraber yüksek frekanslardan dolayı artış gösteren anahtarlama kayıpları da bastırma hücreleri ile yok edilmelidir. Bastırma hücrelerini konusunda RD/RCD, kutuplu/kutupsuz, rezonanslı/rezonanssız ve aktif/pasif olmak üzere birçok çalışma yapılmıştır. Yakın geçmişte sıfır gerilim geçişli (ZVT) ve sıfır akım geçişli (ZCT) PWM dönüştürücüler üzerine çok sayıda çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalarda ZVT ile ZCT ve normal PWM çalışmanın istenilen özelliklerinin birleştirilmesi amaçlanmaktadır. Bu çalışmada tüm elemanları yumuşak anahtarlama ile çalışan ZVT-ZCT PWM yeni bir devre sunulmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Aktif bastırma hücreleri, yumuşak anahtarlama, sıfır akımda geçiş, sıfır gerilimde geçiş.

**DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF A NEW DC-DC
BOOST CONVERTER**

Yakup ŞAHİN

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assist. Prof. İsmail AKSOY

To achieve high power density and fast transient response in well-known pulsewidth-modulation (PWM) dc–dc converters, switching frequency can be increased by decreasing switching losses through circuits called snubber cells. In the literature, there are many types of proposed snubber cells, such as RC/RCD, polarized/nonpolarized, resonant/nonresonant, and active/passive snubbers. In recent years, a number of zero-voltage transition (ZVT) and zero-current transition (ZCT) PWM converters have been proposed by adding resonant active snubbers to conventional PWM converters to combine the desirable features of both resonant and normal PWM techniques. In this study proposed converter has ZVT-ZCT PWM process on main switch and all component under soft switching.

Keywords: Active snubber cells, soft switching, zero current and voltage transition.

1.1 Literatür Özeti

Tek anahtarlı düşürücü ya da yükseltici tip darbe genişlik modülasyonuna sahip (PWM) DC-DC dönüştürücüler endüstride geniş çapta kullanım alanına sahiptir. Bu dönüştürücülerde daha küçük hacimler ve daha fazla güç yoğunluğu elde etmek için daha yüksek frekanslarda çalışmak gerekmektedir. Yalnız, daha yüksek frekanslar, daha fazla anahtarlama kaybı ve elektromanyetik girişme (EMI) neden olmaktadır. Bunun sonucunda dönüştürücünün verimi düşmektedir [1].

Temel olarak anahtarlama kayıpları, anahtarlama esnasındaki akım ve gerilimin üst üste binme enerji kaybı, diyotun ters toparlanma enerji kaybı ile parazitik kondansatörün deşarj enerji kaybından oluşur [2].

Anahtarlama kayıplarını azaltmak için birçok bastırma hücresi yapılmıştır. Bunlar RC/RCD, kutuplu/kutupsuz, rezonanslı/rezonanssız ve aktif/pasif olarak sınıflandırılabilir. Rezonanslı dönüştürücülerde sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) metotları ile anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azaltılmaktadır. Fakat bu tip dönüştürücülerde aşırı akım ve gerilim stresleri oluşmaktadır. Ayrıca güç yoğunluğu daha düşük ve kontrol normal PWM dönüştürücülere göre daha zordur.

Rezonanslı dönüştürücülerde sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) metotlarının sorunlarının üstesinden gelebilmek için sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) teknikleri geliştirilmiştir.

Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) tekniğinin ilk uygulaması [3] te verilmiştir. Bu teknikte güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, ilettime girme anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir ve mükemmel bir ilettime girme işlemi sağlanır [2]. Yalnız, ZVT tekniğinde ana anahtarın kesime girmesi esnasında oluşan anahtarlama kayıpları engellenemez. Bu yönüyle [3] teki bastırma hücresi tek başına tüm anahtarlama kayıplarını ortadan kaldıramaz. ZVT PWM dönüştürücünün diğer dezavantajları ise yardımcı anahtarın sert kesime girmesi, EMI'nın yüksek olması ve hafif yüklerde çalışmasının kötü olmasıdır [4].

Sıfır akımda geçiş (ZCT) tekniğinin ilk uygulaması [4] te verilmiştir. Bu teknikte güç anahtarı uçlarındaki akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu akım sıfırda tutulurken kontrol sinyali kesilir. Böylece, akım ile gerilimin üst üste binmesi engellenir ve kesime girme anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir. Mükemmel bir kesime girme işlemi sağlanır [2]. Bu yöntemin öne çıkan dezavantajı ise güç anahtarı ilettime girmesi esnasında oluşan ilettime girme anahtarlama kayıplarını engelleyememesidir. Bu yönüyle ZCT PWM dönüştürücüdeki bastırma hücresi de tek başına tüm anahtarlama kayıplarını ortadan kaldıramaz. Bununla beraber ZCT PWM dönüştürücüde D_F ana diyotu sert kesime girer, yardımcı anahtarın kesime girmesi serttir ve ana anahtarda ilave akım stresi oluşur[3].

Sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) tekniklerinin olumsuz taraflarını ortadan kaldırmak için ZVT ve ZCT tekniklerini birleştirme amaçlı birçok çalışma yapılmıştır [6] [7] [8] [9]. Bu dönüştürücülerde ana anahtarın ilettime ve kesime girme işlemleri tam olarak sıfır gerilimde ve sıfır akımda gerçekleştirilmektedir. Ayrıca ilave olarak kullanılan yardımcı anahtarın da yumuşak anahtarlama ile ilettime girmesi ve kesime girmesi sağlanmıştır [2]. Bu dönüştürücülerin tüm bu artılarının yanında hala çözülmeyi bekleyen bazı sorunları vardır.

Stein vd. tarafından [6] da PWM dönüştürücüler için sıfır akım ve sıfır gerilim geçişli (ZCZVT) komütasyon hücresi sunulmuştur. Bu hücre, ana anahtar için hem ilettime girme hem de kesime girmede ZCS ve ZVS'yi birlikte sağlarken, ana diyot için de ZVS sağlar. Fakat devrenin çalışabilmesi için, giriş gerilimi çıkış geriliminin yarısından daha

küçük olmalıdır. Ana anahtar bir ilave akım stresine sahiptir ve sirkülasyon enerjisi yüksektir. Ayrıca çalışma aralıklarının sayısı çok olduğu gibi bu aralıkların çoğu uzun sürelidir. Yardımcı anahtarın kontrol ucu toprağa bağlı olmadığından dolayı kontrol sinyalinin izole edilerek elemana verilmesi gereklidir [2].

Altıntaş vd. tarafından [7] de önerilen ZVT-ZCT dönüştürücü literatürde yer alan ve ZVT ile ZCT işlemlerini tek bir dönüştürücü de gerçekleştirilen en basit ve en ucuz devredir. Dönüştürücünün çalışma prensibi temel ZCT devresine [5] büyük ölçüde benzerlik taşımaktadır. Yine bu dönüştürücü iletme girme esnasında ZVT ve kesime girme esnasında ZCT işlemlerini oldukça başarılı bir şekilde yerine getirmekte ve ana anahtarda anahtarlama kayıplarını ortadan kaldırmaktadır. Buna karşın yardımcı anahtarın kesime girmesi yaklaşık ZCS ile gerçekleşmektedir ve ana anahtardaki akım stresi oldukça fazladır.

Bodur ve Bakan tarafından önerilen [8] bastırma hücresi, dönüştürücüdeki ana anahtarın sıfır gerilim geçişi (ZVT) ile iletme ve sıfır akım geçişi (ZCT) ile kesime girmesini sağlar. Ana eleman ve ana diyotta hiçbir ilave gerilim ve akım stresi yoktur. Devrede kullanılan endüktans manyetik kuplajlıdır. Manyetik kuplajın çok iyi yapılmaması durumunda kaçak endüktansın değeri artar ve ilave kayıplar meydana gelir.

Aksoy vd. tarafından [9] te geliştirilen ZVZCT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü ana anahtar için iletme girme esnasında ZVT ve kesime girme esnasında ZCT tekniklerini mükemmel bir şekilde uygulayarak anahtarlama kayıplarının önüne geçer. Ana anahtarda ilave gerilim stresi oluşmaz. Ayrıca yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve ZCT ile kesime girer. Yardımcı anahtarda ilave gerilim stresi oluşmaz. Bununla beraber ana diyotta herhangi bir ilave akım veya gerilim stresi oluşmaz. Tüm bu artıların yanında dönüştürücünün ana anahtarında ilave akım stresi oluşur ve tersine rezonans sirkülasyonundan doğan enerji kayıpları oluşur.

1.2 Tezin Amacı

Son zamanlarda sıfır gerilim geçişi (ZVT) ve sıfır akım geçişi (ZCT) özelliklerini tek bir devrede gerçekleştiren bazı çalışmalar literatürde yer almaya başlamıştır. Bu dönüştürücülerin iletim veya kesimi rezonans ile ZVT ve ZCT sürelerinin çok küçük bir

kısımında ZVS ve ZCS altında gerçekleşmektedir. İletim ve kesim anları periyodun çok küçük bir kısmında gerçekleştiği için bu anların dışında kalan ve periyodun çok büyük bir kısmını oluşturan süre zarfında dönüştürücü normal PWM çalışır [10].

Yüksek çıkışlı temel DC-DC dönüştürücüde iletim esnasında ZVT ve kesim anında ZCT anahtarlama ile aşağıda belirtilen kayıplarının önüne geçilmesi amaçlanacaktır:

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üst üste binmesini azaltmak.
- İlave akım ve gerilim streslerini yok etmek.
- Sirkülasyon enerji kayıplarını azaltmak.
- Akım ve gerilim yükselme hızlarını sınırlamak.
- 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 artırmak.

1.3 Hipotez

Temelde aktif bastırma hücrelerini rezonanslı ve rezonansız olmak üzere iki ana başlık altında sınıflandırabiliriz. Rezonansız ve rezonanslı hücrelerin her birinin kendisine göre avantaj ve dezavantajı vardır.

Rezonansız bastırma hücreleri ZVT esnasında anahtarın sıfır gerilim altında mükemmel bir şekilde iletime girmesine olanak tanır. Bu şekilde ana anahtarda iletime girme esnasında oluşan anahtarlama kaybını tamamen sıfırlar. Bununla beraber rezonansız bastırma hücreleri ana anahtarda hiçbir akım stresi oluşturmaz. Fakat bu devrelerin

temel sorunu, bastırma hücrelerinde yer alan yardımcı anahtar üzerinden akım geçiyorken kesime girmesidir. Bu durum ise bastırma hücrelerinde bulunan yardımcı anahtarda kesime girme anahtarlama kaybına neden olur.

Rezonanslı bastırma hücreleri ise ZCT esnasında, ana anahtarın kesimi sırasında, anahtarı sıfır akım altında kesime sokmak kaydıyla ana anahtarın kesimini mükemmel bir şekilde gerçekleştirir ve kesim anahtarlama kaybını sıfırlar. Bu artışıyla beraber bu bastırma hücrelerinde yardımcı anahtar ve diğer pasif elemanların hepsi yumuşak anahtarlanır. Ama bu tip bastırma hücreleri bu işlemi gerçekleştirirken ana anahtarda ilave akım/gerilim stresi oluşturmaktadır. Bu ise devrede kullanılacak elemanların değerlerini arttırarak devrenin maliyetini arttırmaktadır.

ZVT ve ZCT devrelerinin avantaj ve dezavantajları önceki çalışmalarda ortaya konulduğuna göre [11], [12], [13], [14], [15], [16] şimdi üzerinde konuşulması gereken konu, her iki topolojinin avantajlarına sahip, dezavantajlarını ise içermeyen ve ZVT ile ZCT işlemlerini yalnızca bir devrede gerçekleştiren bir topolojinin ortaya konulmasıdır.

Ortaya konulan bu yeni çalışmada [1] ve [9] da yer alana çalışmalardan yararlanılmıştır. Bu çalışmalardan [1] deki çalışmada ana anahtarda sadece ZVT çalışma sağlanmaktadır. Bununla beraber ana anahtarın kesimi sırasında, ZCT sağlanmadığı için, anahtarlama kayıplarının olduğu görülür. Diğer çalışma olan [9] daki çalışmada ise ana anahtarda ZVZCT çalışma sağlanmaktadır. Fakat bunu sağlarken ana anahtarda ilave akım stresi oluşturmaktadır ve sirkülasyon kayıpları fazladır. Her iki dönüştürücünün topolojik benzerlikleri göz önüne alınarak, her iki dönüştürücünün avantajlarına sahip fakat dezavantajlarının içermeyen yeni bir çalışma ortaya koymak elbette ki mümkündür.

Bu amaçla sunulan yeni çalışma, [1] deki çalışmada ortaya çıkan kesime girme anahtarlama kayıplarını ortadan kaldırırken [9] daki çalışmada ortaya çıkan ilave akım stresini ortadan kaldırmakta ve sirkülasyon kayıplarını makul düzeye indirmektedir. Sunulan yeni dönüştürücü bu [1] ve [9] a göre bu üstünlüklere sahipken ana anahtarda ZVZCT çalışmayı da sağlamaktadır. Dönüştürücünün diğer avantajları ise Sonuçlar bölümünde verilmiştir.

YUMUŞAK ANAHTARLAMA

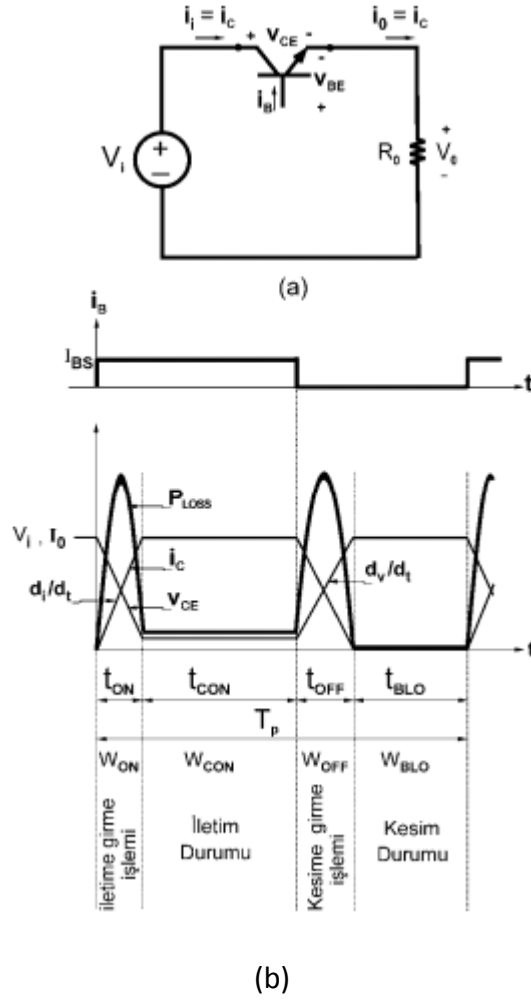
Bu bölümde anahtarlama kavramı üzerinde durularak yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama kavramları açıklanmıştır. Yumuşak anahtarlama teknikleri sınıflandırılarak incelenmiştir. Son olarak bastırma hücrelerinin karşılaştırılması ve sınıflandırılması yapılmıştır [17].

2.1 Anahtarlama Kavramı

Anahtarlama kavramı, anahtarlama elemanının iletimden kesime girme veya kesimden iletime geçmesi olarak tarif edilebilir. Bir periyot içerisinde iletime ve kesime girme işlemi olmak üzere iki anahtarlama durumu oluşur. Anahtarlama durumunu incelemek için düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücü seçilmiştir. Bu dönüştürücüde anahtarlama elemanı olarak Bipolar Transistor(BJT) seçilmiştir.

2.1.1 Omik Yüklü Dönüştürücü

Şekil 2.1(a) ve (b)'de temel DC kıyıcı devre şeması ve dalga şekilleri görülmektedir. Şekil (b)'de görüldüğü gibi dönüştürücünün iletim, kesim ve anahtarlama olmak üzere üç durumu vardır.



Şekil 2. 1 (a) Omik yüklü bir DC dönüştürücü ve (b) temel dalga şekilleri [17]

2.1.1.1 İletim Durumu

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

$$\left. \begin{aligned} V_{CE} &= V_{CON} = V_{CEmin} = V_{CESat} \\ W_{CON} &= \int_0^{t_{CON}} v_{CON} i_{CON} dt \\ i_c &= i_{CON} = I_{CS} = I_o = (V_i - V_{CESat})/R_o \end{aligned} \right\} \text{İletim Durumu} \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanır. Bazı durumlarda,

$$\left. \begin{aligned} V_{CESat} &\cong 0 \\ I_o &\cong V_i/R_o \end{aligned} \right\} \text{Kabuller} \quad (2.2)$$

kabulleri yapılır. Burada V_{CESat} transistorun doyum gerilimi ve I_{CS} doyum akımıdır.

2.1.1.2 Kesim Durumu

Güç anahtarının akım geçirmeden kaynak gerilimini tutması durumudur. Bu durumda, elemandan çok küçük bir kaçak veya sızıntı akımı geçer. Bu durum,

$$\left. \begin{array}{l} V_{CE} = V_{BLO} = V_i \\ i_c = i_{BLO} \cong 0 \\ W_{BLO} \cong 0 \end{array} \right\} \text{Kesim Durumu} \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilir.

2.1.1.3 Anahtarlama Durumu

Güç anahtarının iletim ve kesime girme işlemidir.

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

$$\left. \begin{array}{l} v_{CE} = v_{ON} \cong V_i - V_i \frac{t}{t_{ON}} \\ i_c = i_{ON} = I_o \frac{t}{t_{ON}} \\ W_{ON} = \int_0^{t_{ON}} v_{ON} i_{ON} dt \end{array} \right\} \text{İletime Girme İşlemi} \quad (2.4)$$

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

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

$$\left. \begin{array}{l} v_{CE} = v_{OFF} \cong V_i \frac{t}{t_{OFF}} \\ i_c = i_{OFF} \cong I_o - I_o \frac{t}{t_{OFF}} \\ W_{OFF} = \int_0^{t_{OFF}} v_{OFF} i_{OFF} dt \end{array} \right\} \text{Kesime Girme İşlemi} \quad (2.5)$$

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

$$\left. \begin{array}{l} W_{SW} = W_{ON} + W_{OFF} \\ W_{TOT} = W_{CON} + W_{SW} \end{array} \right\} \text{Enerji Kayıpları} \quad (2.6)$$

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

$$\left. \begin{aligned} P_{CON} &= f_P W_{CON} \\ P_{SW} &= f_P W_{ON} + f_P W_{OFF} = P_{ON} + P_{OFF} \\ P_{TOT} &= f_P W_{CON} + f_P W_{SW} = P_{CON} + P_{SW} \end{aligned} \right\} \text{Güç Kayıpları} \quad (2.7)$$

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

$$P_{TOT} = \lambda V_{CON} I_{CON} + f_P W_{SW} = P_{CON} + P_{SW} \quad (2.8)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, λ bağıl iletim süresi veya iletim/kesim oranı olarak bilinir. (2.8) bağıntısından görüldüğü gibi, iletim güç kaybı bağıl iletim süresi λ ve anahtarlama güç kaybı anahtarlama frekansı f_P ile doğrudan orantılıdır.

Transistor için,

$$\frac{t_{CON}}{T_P} = \lambda, \quad t_{ON} \cong t_r, \quad t_{OFF} \cong t_f, \quad v_{CON} = V_{CEsat} \text{ ve } i_{CON} = I_o \text{ olarak alınırsa,}$$

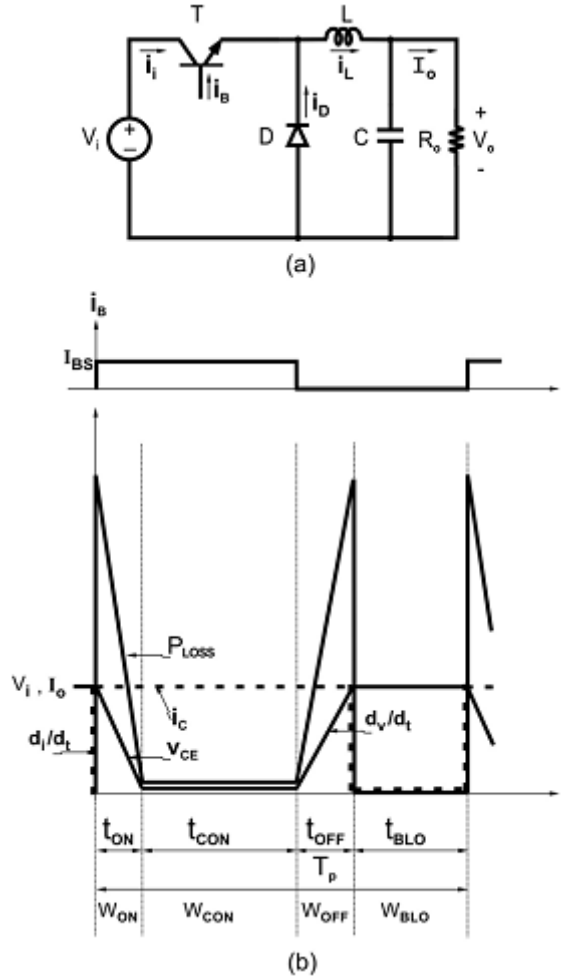
$$\left. \begin{aligned} W_{CON} &= V_{CEsat} I_o \lambda T_P \\ W_{ON} &= \frac{V_o I_o}{6} t_r \\ W_{OFF} &= \frac{V_o I_o}{6} t_f \end{aligned} \right\} \text{BJT Enerji Kayıpları} \quad (2.9)$$

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

2.2 Düşük Çıkışlı Bir DC-DC Dönüştürücü

Düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücünün devre şeması ve temel dalga şekilleri Şekil 2.2(a) ve (b)'de verilmiştir. Bir çalışma periyodu içerisinde BJT, yine iletim ve kesim ile anahtarlama durumlarında olmaktadır. Şekil 2.2(b)'den de görüldüğü gibi, bu devrenin iletim ve kesim durumları omik yüklü DC kıyıcıdakiler ile aynıdır, fakat anahtarlama işlemleri oldukça farklıdır. Aslında bu dönüştürücü, yeterli büyüklükte bir endüktansa

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



Şekil 2.2 Düşük çıkışlı bir DC-DC dönüştürücünün (a) devre şeması (b) dalga şekilleri [17]

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

$$\left. \begin{aligned} v_{CE} &= v_{ON} \cong V_i - V_i \frac{t}{t_{ON}} \\ i_c &= i_{ON} = I_o \end{aligned} \right\} \text{iletime Girme İşlemi} \quad (2.10)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{CE} &= v_{OFF} \cong V_i \frac{t}{t_{OFF}} \\ i_c &= i_{OFF} = I_o \end{aligned} \right\} \text{Kesime Girme İşlemi} \quad (2.11)$$

$$\left. \begin{aligned} W_{CON} &= V_{CEsat} I_o \lambda T_P \\ W_{ON} &= \frac{V_i I_o}{2} t_r \\ W_{OFF} &= \frac{V_i I_o}{2} t_f \end{aligned} \right\} \text{BJT Enerji Kayıpları} \quad (2.12)$$

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

Bu devrede, güç diyotunun ideal olduğu kabul edilmiştir. Gerçekte, diyot iletimde iken transistör sürüldüğünde, diyotun ters toparlanma veya sönme süresi boyunca iki eleman üzerinden tam bir kısa devre oluşur ve sonunda diyot söner. Burada, güç diyotunda bir ters toparlanma kaybı oluşur ve geçen kısa devre akımı ilave salınım ve kayıplara neden olur.

Ayrıca, güç anahtarının ana uçları arasında bir parazitik kondansatör mevcuttur. Güç anahtarının iletime girmesi esnasında, bu parazitik kondansatörün anahtar üzerinden deşarj olması da ilave bir kayba neden olur.

Genellikle, yarı iletken güç anahtarlarında, kesime girme süresi iletime girme süresinden daha büyüktür ve böylece kesime girmedeki anahtarlama kaybı iletime girmedeki anahtarlama kaybından çok daha yüksektir.

2.3 Anahtarlama ve Dönüştürme Özellikleri

Omik yüklü bir DC kırıyıcının endüstriyel olarak pek anlamı yoktur. Çünkü DC kırıyıcı olarak bilinen devreler endüstride yaygın olarak DC motor kontrolünde kullanılır ve bu motorlar da omik-endüktif yüklerdir. Yine endüstride yaygın bir şekilde kullanılan PWM kontrollü DC-DC dönüştürücüler de omik-endüktif özellikli devrelerdir [17].

Anahtarlama, temel olarak bir güç elemanın iletim ve kesime girme işlemleridir. Anahtarlama işlemlerinde, güç anahtarının akım ve geriliminin üst üste binmesiyle oluşan anahtarlama kayıpları yanında, güç diyotunun ters toparlanma kaybı ve güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj kaybı da oluşmaktadır. Bu anahtarlama kayıplarının hepsi darbe frekansı ile doğru orantılıdır. Bu kayıplar arttıkça, kullanılan

güç elemanlarının nominal değerleri ile soğutucu ve soğutma sisteminin boyutları da artar. Sonuç olarak, devrenin hacmi ile maliyeti artar ve güç yoğunluğu düşer.

Anahtarlama işlemleri esnasında, büyük değerli olan akım ve gerilim yükselme hızları, yüksek değerli EMI gürültülere neden olur. Bu gürültüler ise, kontrol ve haberleşme sinyallerini bozar. Akım ve gerilimin yükselme hızları, aslında anahtarlama kayıplarının da temel nedenidir.

DC-DC dönüştürücülerde, iletim ve kesim durumlarındaki akım ve gerilim değişimlerinde dalgalanmalar olmadığından, sirkülasyon enerjisi veya reaktif enerjinin de olmadığı söylenebilir. Bu durum ise, anahtarlama işlemleri dikkate alınmadığında, bu devredeki güç yoğunluğunun çok yüksek olduğunu gösterir. Ayrıca, anahtarlama frekansı yükseldikçe, endüktans ile kondansatör değerleri orantılı olarak düşer ve güç yoğunluğu daha da artar. Ancak, frekans yükseldiğinde, anahtarlama enerjisi kayıpları ve EMI gürültü de artmaktadır. Bu nedenle, PWM DC-DC dönüştürücülerin gelişimi, anahtarlama problemlerinin çözümüne dayalıdır.

2.4 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Yukarıda, bir DC kıyıcı ve bir DC-DC dönüştürücü örnek alınarak, anahtarlamanın kavramı ve özellikleri etrafı olarak incelenmiştir. Bu örneklerden görüldüğü gibi, ek bir düzen kullanılmadan doğal olarak gerçekleşen anahtarlamalara sert anahtarlama (HS) denilmektedir. Sert anahtarlama enerjisi kayıpları ve EMI gürültü problemlerinin çözülmesi arzusu yumuşak anahtarlama (SS) kavramını ortaya çıkarmıştır [17].

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

Bastırma hücreleri, dönüştürücünün ana anahtar ve ana diyotu 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.

2.5 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

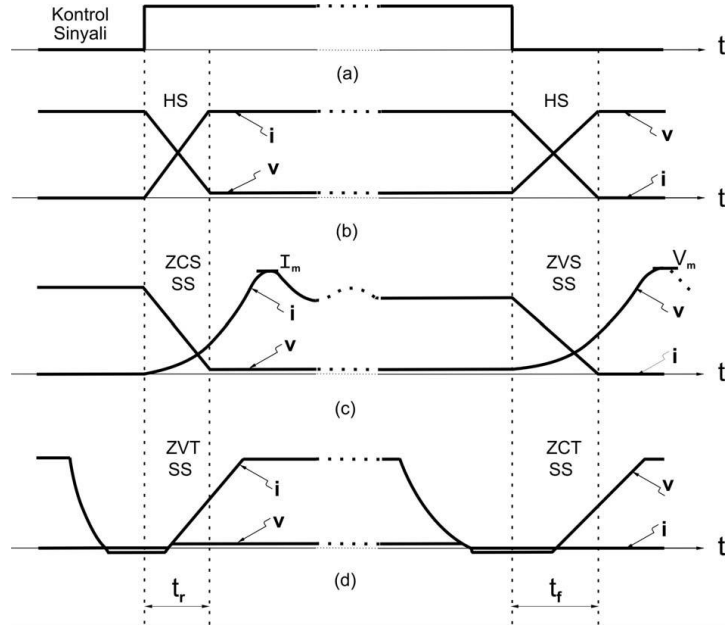
Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak,

- 1) Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)
- 2) Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)
- 3) Sıfır akımda geçiş (ZCT)
- 4) Sıfır gerilimde geçiş (ZVT)

şeklinde dört genel gruba ayrılır. Şekil 2.3'te bir anahtarlama elemanın 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 [17].

2.5.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

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



Şekil 2.3 a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS, (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri [17]

2.5.2 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 endüktans 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.

2.5.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)

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

2.5.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

Sıfır gerilimde geçiş (ZVT), ilettime girme işleminde uygulanan ileri bir SS tekniğidir. Bu teknikte, güç anahtarı uçlarındaki gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve bu gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır. Böylece, anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir ve mükemmel bir ilettime girme işlemi sağlanır. Gerilimin sıfıra düşmesi ileri alınarak gerçekleştirilen bu teknikte de hem ZVS hem de ZCS'nin sağladığı söylenebilir. Anahtarlama enerjisinin geri kazanıldığı bu teknik de modern hücrelerle elde edilir ve ilave bir anahtar gerektirir. Burada hemen şunun belirtilmesi gerekir ki, sadece bu teknikte güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj enerji kaybı yok edilir ve bu enerji geri kazanılır. Yüksek değerlerde parazitik kondansatörlere sahip olan MOSFET güç elemanlarında bu SS tekniği büyük önem taşır.

2.6 Bastırma Hücrelerinin Sınıflandırılması

Bastırma hücreleri, genel olarak Şekil 2.4'te görüldüğü gibi, anahtarlama türüne, boyuta, yön ve rezonans ile ilave bir anahtarın olup olmamasına göre sınıflandırılır. Ayrıca, gelişmişlik ölçüsüne göre bastırma hücreleri Şekil 2.5'te verildiği gibi sınıflandırılabilir [17].

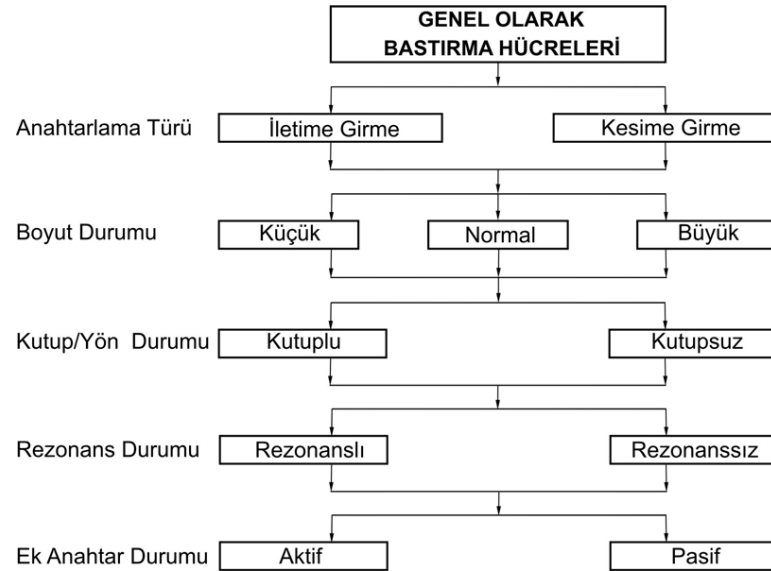
Bir bastırma hücresi, genellikle ya iletim ya da kesime girme işleminde yumuşak anahtarlamaı sağlamak üzere tasarlanır. Bazen, belirli kriterlerle hücrenin boyutu tanımlanır. Kontrollü güç elemanlarında, genellikle kutuplu veya tek yönlü bastırma

hücreleri kullanılır. Özellikle diyot ve tristörlerde, ters toparlanma işlemlerinde de etkili olması için kutupsuz veya iki yönlü hücreler kullanılır.

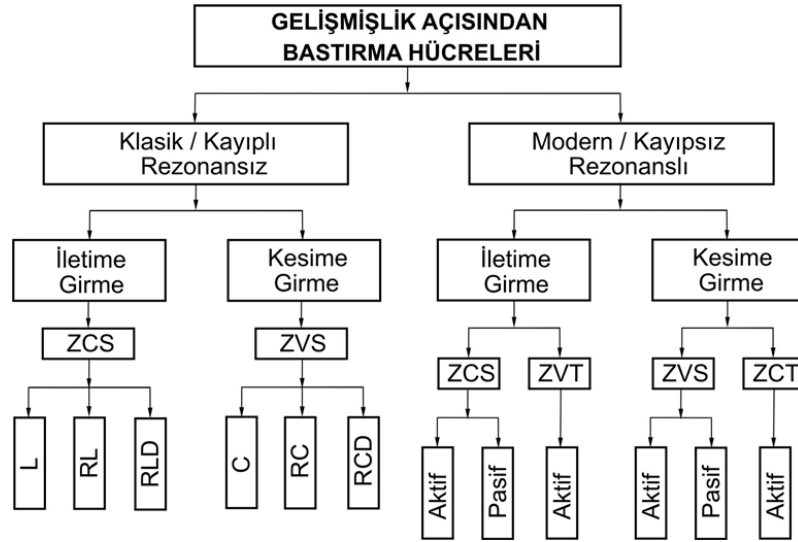
Rezonanssız hücreler klasik ve rezonanslı olanlar ise modern hücrelerdir. Buradaki rezonans, sadece anahtarlama işlemleri esnasında etkili olan geçici veya kısmi bir rezonanstır. Kısmi rezonans, temel olarak, bastırma işleminin kısa süreli ve mükemmel olması ile bastırma enerjisinin geri kazanılmasını sağlar.

Hiçbir ilave veya yardımcı anahtar içermeyen hücreler pasif ve en az bir yardımcı anahtarın kullanıldığı hücreler aktif olarak adlandırılmaktadır.

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



Şekil 2.4 Bastırma hücrelerinin genel olarak sınıflandırılması [17]



Şekil 2.5 Bastırma hücrelerinin gelişmişlik açısından sınıflandırılması [17]

2.7 Bastırma Hücrelerinin Karşılaştırılması

Klasik ve modern bastırma hücreleri Tablo 2.1’de etraflı olarak karşılaştırılmıştır. Özet olarak, klasik hücreler, rezonanssız, kayıplı ve pasif hücrelerdir. Modern hücreler ise, kısmi rezonanslı, kayıpsız ve aktif veya pasif hücrelerdir [17].

Çizelge 2.1 Klasik ve modern bastırma hücrelerinin karşılaştırılması [17]

Klasik Bastırma Hücreleri	Modern Bastırma Hücreleri
- Rezonans devresi mevcut değildir. - Yardımcı bir anahtar yoktur. - İletime girme işleminde ZCS sağlanır. - Kesime girme işleminde ZVS sağlanır. - Anahtarlama enerji kayıpları, büyük ölçüde bastırılır. - Anahtarlama enerjileri, geri kazanılamaz ve dirençlerde harcanır.	- 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.

Çizelge 2.1 (Devamı)

• 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.	• Ana anahtar üzerinde, pasif olanlarda genellikle ilave stresler oluşur, aktif olanlarda ise hiçbir ilave stres oluşmayabilir. • Anahtarlama enerjileri, pasif olanlarda büyük ölçüde, aktif olanlarda tamamen geri kazanılır. • Bastırma hücresinin çalışması hat gerilimi ve yük akımına pasif olanlarda epeyce bağlıdır, aktif olanlarda bu bağlılık büyük ölçüde azaltılabilir ve hatta yok edilebilir. • Pasif olanların basit yapılı ve ucuz, fakat aktif olanların daha karmaşık ve pahalı olduğu kabul edilebilir. Ayrıca, • Aktif olanlarda, yardımcı anahtar içinde yumuşak anahtarlamanın sağlanması oldukça önemlidir ve bu sağlanabilir. • Parazitik kondansatörün deşarj enerji kaybının yok edilmesi ve bu enerjinin geri kazanılması, sadece aktif olan ZVT’de mümkün olmaktadır. Bu ise MOSFET için çok önemlidir.
---	--

2.8 Sonuç

Yumuşak anahtarlama, temel olarak anahtarlama kayıpları ve EMI gürültülerin yok edilmesi veya en aza indirilmesidir. Anahtarlama kayıpları ise, anahtarlama esnasında güç anahtarının akım ve geriliminin üst üste binme kaybı ile güç diyotunun 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.

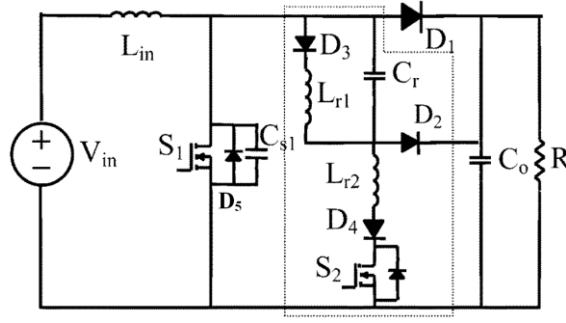
YÜKSEK ÇIKIŞLI ÖRNEK BİR ZVT PWM YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bu çalışmada ZVT tekniği kullanılarak yüksek çıkışlı PWM dönüştürücüde ana anahtarda yumuşak anahtarlama sağlanmış ve sert anahtarlamaya göre devrenin toplam verimi ve güç yoğunluğu arttırılmıştır. Dönüştürücü Huang ve Moschopoulos tarafından [1] literatüre kazandırılmıştır. Bu bölümde ilgili devre incelenmiştir.

3.1 Dönüştürücünün Elemanları ve Kabuller

Sunulan yüksek çıkışlı ZVT PWM dönüştürücü devre şeması Şekil 3.1’de görülmektedir. Bu devrede V_{in} giriş gerilimi, C_o çıkış filtre kondansatörü, L_{in} ana endüktans, D_1 ana diyot ve S_1 ana anahtardır. C_{s1} ve D_5 diyotu sırasıyla ana anahtarın parazitik kondansatörü ve dahili diyotudur. Şekilde kesikli çizgilerle gösterilen kısım sunulan bastırma hücresidir. Burada, L_{r1} ve L_{r2} bastırma endüktansları, C_r bastırma kondansatörü, D_2, D_3, D_4 yardımcı diyotlar ve S_2 yardımcı anahtardır.

Şekil 3.1’de sunulan devrenin kararlı durum analizini kolaylaştırmak için bir anahtarlama periyodu için giriş ve çıkış gerilimleri, çıkış akımı, yarı iletken elemanlar ve rezonans devreleri ideal kabul edilmiştir. D_F ana diyotu ve diğer diyotların ters toparlanma süreleri dikkate alınmamıştır.



Şekil 3.1 Örnek yüksek çıkışlı ZVT PWM dönüştürücü [1]

3.2 Çalışma Prensipleri ve Analizi

Sunulan ZVT PWM dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu toplam dokuz aralıktan oluşur. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları Şekil 3.2’de ve bu aralıklara ait teorik dalga şekilleri Şekil 3.3’de verilmiştir.

Aralık 1[$t_0 < t < t_1$: Şekil 3.2 (a)]

Bu aralık başlamadan önce S_1 ve S_2 anahtarları kesimde ve giriş akımı I_i , D_1 üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. $t=t_0$ anında $i_{S1}=0$, $i_{S2}=0$, $i_{D1}=I_i$, $i_{Lr1}=0$, $i_{Lr2}=0$ ve $v_{Cr}=0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_0$ ’da S_2 anahtarına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla yardımcı anahtar ZCS ile ilettime girer. L_{r1} - L_{r2} - C_r arasında bir rezonans başlar ve bastırma hücresinin akımı artmaya başlar. Bu esnada D_1 üzerinden geçen ana akım ise azalmaya başlar. $t = t_1$ anında bastırma hücresinin akımı giriş akımına eşit olunca D_1 diyotunun akımı sıfır olur ve bu aralık sona erer. Bu aralık için durum denklemleri,

$$C_r \frac{d}{dt} v_{Cr}(t) = i_{Lr2}(t) - i_{Lr1} \quad (3.1)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{Cs}(t) = V_0 \quad (3.2)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \quad (3.3)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{Lr2}(t) = V_0 - v_{Cr}(t) \quad (3.4)$$

bu eşitliklerin çözümü,

$$v_{Cr}(t) = V_0 \frac{L_{r1}}{L_{r1}+L_{r2}} (1 - \cos \omega_{eq} t) \quad (3.5)$$

$$v_{C_{s1}}(t) = V_o \quad (3.6)$$

$$i_{L_{r1}}(t) = V_o \frac{1}{L_{r1}+L_{r2}} \left(t - \frac{\sin \omega_{eq} t}{\omega_{eq}} \right) \quad (3.7)$$

$$i_{L_{r2}}(t) = V_o \frac{1}{L_{r2}(L_{r1}+L_{r2})} \left(L_{r2} t + \frac{L_{r1} \sin \omega_{eq} t}{\omega_{eq}} \right) \quad (3.8)$$

burada

$$\omega_{eq} = \sqrt{\frac{1}{C_r L_{eq}}} \quad (3.9)$$

$$L_{eq} = \frac{L_{r1} L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.10)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 2[$t_1 < t < t_2$: Şekil 3.2 (b)]

$t = t_1$ anında C_{s1} kondansatörü ile yardımcı devre arasında bir rezonans başlar. Bu aralıkta C_{s1} - L_{r1} - L_{r2} - C_r yollu bir rezonans kolu oluşur. $t=t_2$ anında C_{s1} 'nin deşarjı biter, D_5 dahili diyotu iletme girer ve aralık sona erer. Bu aralık için durum denklemleri,

$$C_r \frac{d}{dt} v_{C_r}(t) = i_{L_{r2}}(t) - i_{L_{r1}}(t) \quad (3.11)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{C_s}(t) = \frac{i_{L_{r2}} - I_o}{C_s} \quad (3.12)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{L_{r1}}(t) = v_{C_r}(t) \quad (3.13)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = v_{C_s}(t) - v_{C_e}(t) \quad (3.14)$$

bu eşitliklerin çözümü ise

$$\begin{aligned} v_{C_r}(t) = & \left[V_{C_r}(t_1) \left(\frac{A_1}{C_s L_{r2} \omega_x} - A_1 \omega_x \right) + V_o \left(\frac{B_1}{L_{r2} \omega_x} - B_1 \omega_x \right) \right] \cos \omega_x (t - t_1) \\ & + \left[V_{C_r}(t_1) \left(\frac{A_2}{C_s L_{r2} \omega_y} - A_2 \omega_y \right) + V_o \left(\frac{B_2}{L_{r2} \omega_y} - B_2 \omega_y \right) \right] \cos \omega_y (t - t_1) + \end{aligned}$$

$$\left[\left(\frac{1}{\omega_x} - \omega_x L_{r2} \right) \sin \omega_x (t - t_1) - \left(\frac{1}{\omega_y} - \omega_y L_{r2} \right) \sin \omega_y (t - t_1) \right] (I_{Lr1}(t_1) - I_o) D \quad (3.15)$$

$$v_{C_S}(t) = \frac{\frac{V_{C_r}(t_1)A_1}{L_{r2}\omega_x} + \frac{V_o B_1}{L_{r2}\omega_x}}{C_S} \cos \omega_x (t - t_1) + \frac{\frac{V_{C_r}(t_1)A_2}{L_{r2}\omega_y} + \frac{V_o B_2}{L_{r2}\omega_y}}{C_S} \cos \omega_y (t - t_1) +$$

$$\frac{(I_{Lr1}(t_1) - I_o)D}{C_S \omega_x} \sin \omega_x (t - t_1) + \frac{(I_{Lr1}(t_1) - I_o)D}{C_S \omega_y} \sin \omega_y (t - t_1) + V_o \quad (3.16)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_{C_r}(t_1) \left(\frac{A_1}{C_S L_{r2} \omega_x^2} - A_1 \right) + V_o \left(\frac{B_1}{C_S L_{r2} \omega_x^2} - B_1 \right)}{L_{r1}} \sin \omega_x (t - t_1) +$$

$$\frac{V_{C_r}(t_1) \left(\frac{A_2}{C_S L_{r2} \omega_y^2} - A_2 \right) + V_o \left(\frac{B_2}{C_S L_{r2} \omega_y^2} - B_2 \right)}{L_{r1}} \sin \omega_y (t - t_1) + \frac{(I_{Lr1}(t_1) - I_o)D}{L_{r1}}$$

$$\times \left[\left(L_{r2} - \frac{1}{\omega_x^2} \right) \cos \omega_x (t - t_1) - \left(L_{r2} - \frac{1}{\omega_y^2} \right) \cos \omega_y (t - t_1) \right] + \frac{V_o(t-t_1)}{L_{r1}} + I_{Lr1}(t_1) \quad (3.17)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{V_{C_r}(t_1)A_1 + V_o B_1}{L_{r2}} \sin \omega_x (t - t_1) + \frac{V_{C_r}(t_1)A_2 + V_o B_2}{L_{r2}} \sin \omega_y (t - t_1) +$$

$$D(I_o - I_{Lr1}(t_1)) (\cos \omega_x (t - t_1) - \cos \omega_y (t - t_1)) + I_o \quad (3.18)$$

elde edilen çözümlerde iki farklı rezonans frekansı oluşur. Bunlar,

$$\omega_x = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 \sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2)^2 - 4\omega_2^2 \omega_3^2}}{2}} \quad (3.19)$$

$$\omega_x = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 \sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2)^2 - 4\omega_2^2 \omega_3^2}}{2}} \quad (3.20)$$

$A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2, D, \omega_1, \omega_2$ ve ω_3 değişkenleri ise

$$A_1 = \frac{\sqrt{2}\omega_x}{-\omega_y^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2} \quad (3.21)$$

$$A_2 = \frac{\sqrt{2}\omega_y}{-\omega_y^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2} \quad (3.22)$$

$$B_1 = \frac{\omega_x(\omega_x^2 - 2\omega_1^2 - 2\omega_3^2)}{\sqrt{2}(-\omega_y^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2)\omega_2^2} \quad (3.23)$$

$$B_2 = \frac{\omega_y(\omega_y^2 - 2\omega_1^2 - 2\omega_3^2)}{\sqrt{2}(-\omega_y^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2)\omega_2^2} \quad (3.24)$$

$$C_1 = \frac{-\omega_x^2 + 2\omega_3^2}{\omega_2^2 \omega_3^2} \quad (3.25)$$

$$C_2 = \frac{-\omega_y^2 + 2\omega_3^2}{\omega_2^2 \omega_3^2} \quad (3.26)$$

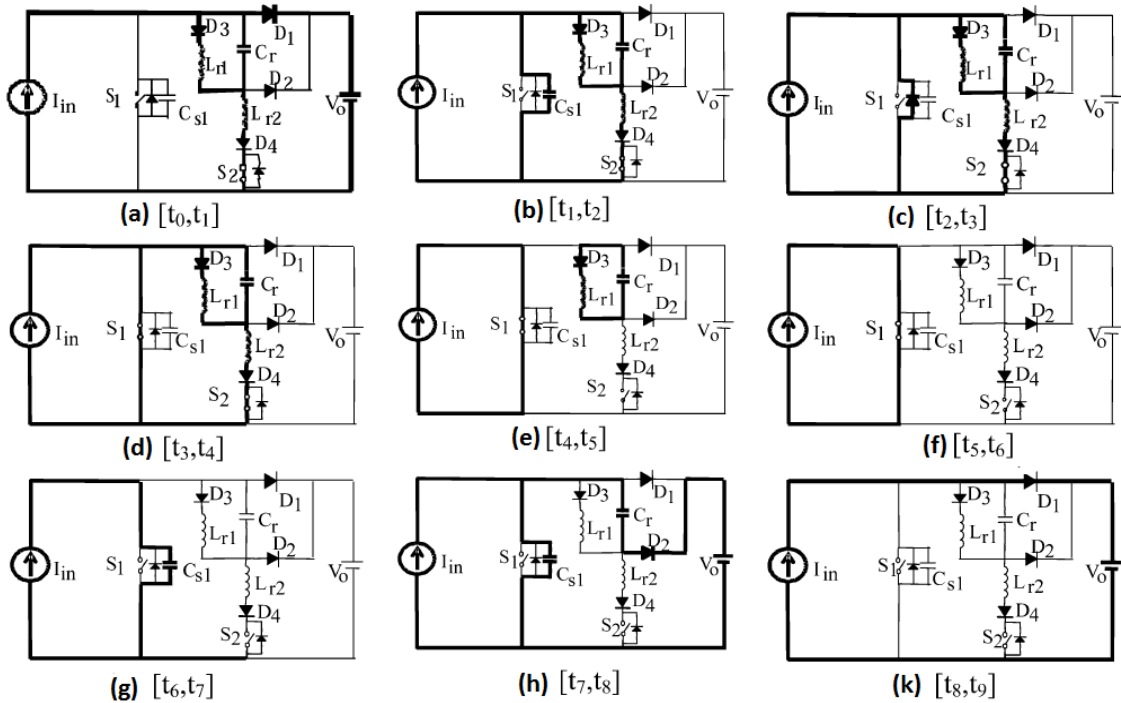
$$D = \frac{-\sqrt{2}\omega_1}{-\omega_y^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2} \quad (3.27)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_{r2}C_r}} \quad (3.28)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_{r2}C_s}} \quad (3.29)$$

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{L_{r1}C_r}} \quad (3.30)$$

olarak tanımlanır.



Şekil 3.2 Örnek ZVT dönüştürücüde çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri [1]

Aralık 3[$t_2 < t < t_3$: Şekil 3.2 (c)]

t_2 anında ana anahtarın dahili diyodu olan D_5 'in ilettime girmesiyle bu aralık başlar. D_2 diyotu ise ana akımın fazla kısmını geçirir. Ayrıca i_{Lr1} ve v_{Cr} artmaya devam eder. Bu aralığın belli bir kısmından sonra i_{Cr} ve i_{Lr2} akımları azalmaya başlar. Bu azalma t_3 anına kadar devam eder. Bu aralıkta ana anahtarın iletim sinyali verilir ve ana anahtar t_3 anında ZVT ile ilettime girer. Bu aralığın durum denklemleri,

$$C_r \frac{d}{dt} v_{Cr}(t) = i_{Lr2}(t) - i_{Lr1}(t) \quad (3.31)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{Cs}(t) = 0 \quad (3.32)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \quad (3.33)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{Lr2}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (3.34)$$

bu eşitliklerin çözümünden,

$$v_{Cr}(t) = (I_{Lr2}(t_2) - I_{Lr1}(t_2)) L_{eq} \omega_{eq} \sin \omega_{eq}(t - t_2) + V_{Cr}(t_2) \cos \omega_{eq}(t - t_2) \quad (3.35)$$

$$v_{Cs1}(t) = 0 \quad (3.36)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(I_{Lr1}(t_2) - I_{Lr2}(t_2)) L_{eq}}{L_{r1}} \cos \omega_{eq} + \frac{V_{Cr}(t_2)}{L_{r1} \omega_{eq}} \sin \omega_{eq}(t - t_2) +$$

$$I_{Lr1}(t_2) - \frac{(I_{Lr1}(t_2) - I_{Lr2}(t_2)) L_{eq}}{L_{r1}} \quad (3.37)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(I_{Lr2}(t_2) - I_{Lr1}(t_2)) L_{eq}}{L_{r2}} \cos \omega_{eq} + \frac{V_{Cr}(t_2)}{L_{r2} \omega_{eq}} \sin \omega_{eq}(t - t_2) +$$

$$I_{Lr2}(t_2) - \frac{(I_{Lr2}(t_2) - I_{Lr1}(t_2)) L_{eq}}{L_{r2}} \quad (3.38)$$

burada

$$\omega_{eq} = \sqrt{\frac{1}{C_r L_{eq}}} \quad (3.39)$$

$$L_{eq} = \frac{L_{r1} L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.40)$$

olarak yazılabilir.

Aralık 4[$t_3 < t < t_4$: Şekil 3.2 (d)]

Bir önceki aralıkta ana anahtar iletme girmiştir. Bu aralıkta i_{Cr} ve i_{Lr2} 'nin azalışı t_4 anına kadar devam eder. $i_{Lr1} = i_{Cr}$ olduğunda D_4 diyodu tersten bir rezonans olmasını engeller. Böylece t_4 anında i_{Lr2} akımı sıfır olur. Bu aralık için durum denklemleri,

$$C_r \frac{d}{dt} v_{Cr}(t) = i_{Lr2}(t) - i_{Lr1}(t) \quad (3.41)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{Cs}(t) = 0 \quad (3.42)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \quad (3.43)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{Lr2}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (3.44)$$

Bu eşitliklerin çözümünden,

$$v_{Cr}(t) = (I_{Lr2}(t_3) - I_{Lr1}(t_3)) L_{eq} \omega_{eq} \sin \omega_{eq}(t - t_3) + V_{Cr}(t_3) \cos \omega_{eq}(t - t_3) \quad (3.45)$$

$$v_{Cs1}(t) = 0 \quad (3.46)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(I_{Lr1}(t_3) - I_{Lr2}(t_3)) L_{eq}}{L_{r1}} \cos \omega_{eq} + \frac{V_{Cr}(t_3)}{L_{r1} \omega_{eq}} \sin \omega_{eq}(t - t_3) +$$

$$I_{Lr1}(t_3) - \frac{(I_{Lr1}(t_3) - I_{Lr2}(t_3)) L_{eq}}{L_{r1}} \quad (3.47)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(I_{Lr2}(t_3) - I_{Lr1}(t_3)) L_{eq}}{L_{r2}} \cos \omega_{eq} + \frac{V_{Cr}(t_3)}{L_{r2} \omega_{eq}} \sin \omega_{eq}(t - t_3) +$$

$$I_{Lr2}(t_3) - \frac{(I_{Lr2}(t_3) - I_{Lr1}(t_3)) L_{eq}}{L_{r2}} \quad (3.48)$$

burada

$$\omega_{eq} = \sqrt{\frac{1}{C_r L_{eq}}} \quad (3.49)$$

$$L_{eq} = \frac{L_{r1} L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.50)$$

şeklinde yazılabilir.

Aralık 5[$t_4 < t < t_5$: Şekil 3.2 (e)]

$i_{Cr} = i_{Lr1}$ olduğunda i_{Lr2} akımı sıfırdır ve yardımcı anahtar ZCS ile yumuşak bir şekilde kesime girer. Ana anahtardan geçen akım giriş akımına eşit olur ve L_{r1} 'deki enerji C_r kondansatörüne aktarılır. $t = t_5$ anında L_{r1} endüktansının akımı sıfırlanır ve aralık sona erer. D_3 diyodu ise tersine bir rezonansı engeller. Bu aralık için durum denklemleri,

$$C_r \frac{d}{dt} v_{Cr}(t) = -i_{Lr1}(t) \quad (3.41)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{Cs}(t) = 0 \quad (3.42)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \quad (3.43)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.44)$$

Bu eşitliklerin çözümünden,

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr1}(t_4)}{C_r \omega} \sinh \omega(t - t_4) + V_{Cr}(t_4) \cosh \omega(t - t_4) \quad (3.45)$$

$$v_{Cs1}(t) = 0 \quad (3.46)$$

$$i_{Lr1}(t) = I_{Lr1}(t_4) \cosh \omega(t - t_4) + V_{Cr}(t_4) C_r \omega \sinh \omega(t - t_4) \quad (3.47)$$

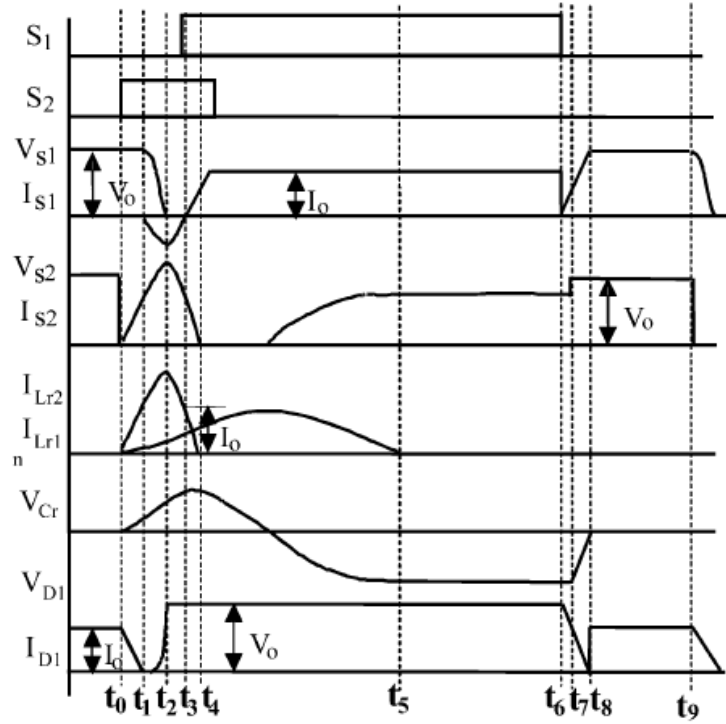
$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (3.48)$$

burada,

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_r L_{eq}}} \quad (3.49)$$

$$L_{eq} = L_{r1} \quad (3.50)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 3.3 ZVT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücünün eşdeğer dalga şekilleri [1]

Aralık 6[$t_5 < t < t_6$: Şekil 3.2 (f)]

Bu aralık dönüştürücünün standart PWM iletim aralığıdır.

Aralık 7[$t_6 < t < t_7$: Şekil 3.2 (g)]

t_6 anında ana anahtarın iletim sinyali kesilir ve anahtar ZVS ile kesime gider. C_{s1} giriş akımı I_i altında şarj olmaya başlar. Bu şarj süresi V_{Cs1} ve V_{Cr} gerilimlerinin toplamının çıkış gerilimine eşit oluncaya kadar devam eder.

Aralık 8[$t_7 < t < t_8$: Şekil 3.2 (h)]

t_7 anında D_2 diyotu iletime girer ve giriş akımı C_{s1} ile C_r 'yi şarj eder. V_{Cr} azalırken V_{Cs} artmaya devam eder. t_8 anında V_{Cr} sıfır olur ve V_{Cs} çıkış gerilimine eşit olur. Bu şekilde C_r 'de depo edilen enerji D_2 üzerinden çıkışa aktarılmış olur. Bu aralıkta,

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_{in}}{C_s + C_r} (t - t_7) + V_{Cr}(t_7) \quad (3.51)$$

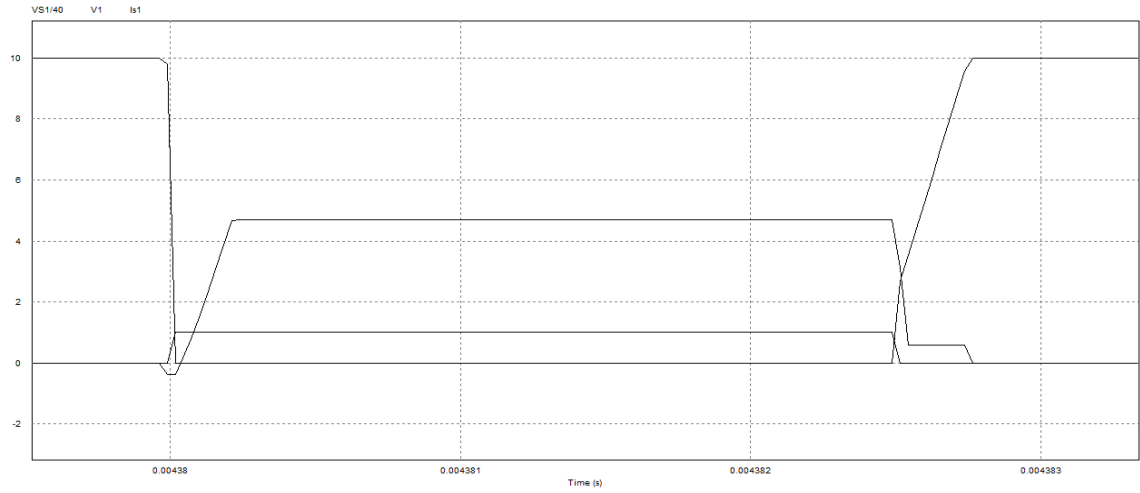
olarak ifade edilebilir.

Aralık 9[$t_8 < t < t_9$: Şekil 3.2 (k)]

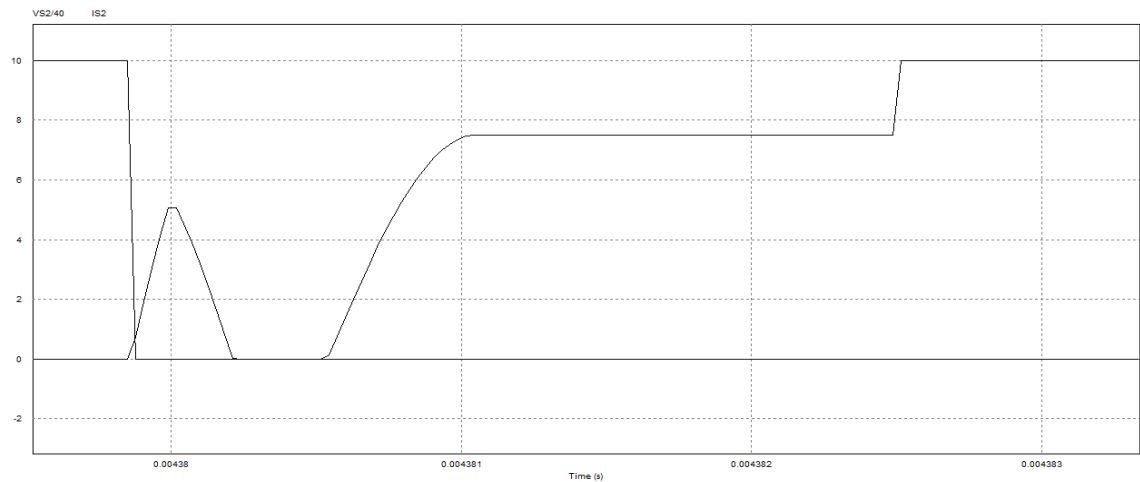
t_8 anında D_1 diyotu iletme girer ve bu aralık dönüştürücünün standart kesim aralığıdır. Bir sonraki anahtarlama anına kadar bu şekilde devam eder. Böylece bir anahtarlama periyodu tamamlanmış olur.

3.3 Simülasyon Çalışması

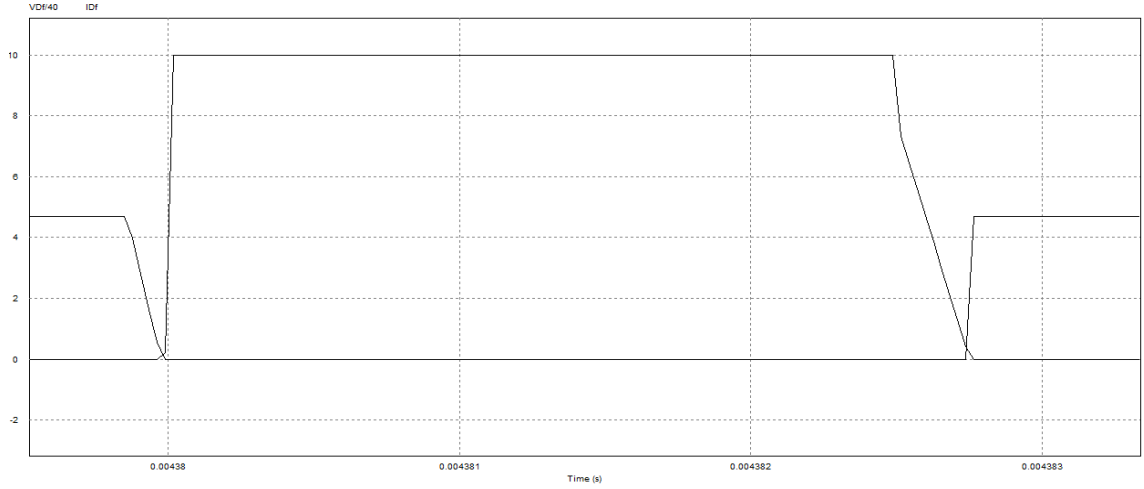
Bu bölümde ZVT yumuşak anahtarlama tekniği kullanılan yükseltici PWM dönüştürücünün simülasyon çalışması yapılarak devrenin teorik analize uygun sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Dönüştürücüye ait dalga şekilleri aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.4 Ana anahtar S_1 'in kontrol sinyali, akımı ve gerilimi



Şekil 3.5 Yardımcı anahtar S_2 'nin akımı ve gerilimi



Şekil 3.6 Ana diyot D_f 'nin akımı ve gerilimi

3.4 Sonuç ve Değerlendirme

Bu bölümde ZVT yumuşak anahtarlama tekniği kullanılan yükseltici bir PWM dönüştürücü dönüştürücünün avantaj ve dezavantajları ortaya konulmuştur. Bastırma hücresi, ana anahtarın ZVT ile ilettime girmesini sağlamaktadır. Ana anahtar üzerinde herhangi bir ilave akım/gerilim stresi oluşmamaktadır. Bununla beraber devrenin dezavantajları ise şöyle sıralanabilir:

- 1- Bastırma hücresi ana anahtarın ZVT ile ilettime girmesini sağlarken anahtarın kesime gitmesi esnasında kayıplar oluşur. Zira kesime girme anında anahtardan akım akmaktadır ve üzerinde oluşacak olan gerilim değeri de $V_o - V_{Cr}$ gerilim farkına bağlı olarak hızlı artar ve daha sonra V_o ile V_{Cr} toplamı çıkış gerilimine eşit olunca lineer olarak artmaya devam eder. $V_o - V_{Cr}$ farkı ne kadar büyürse kesimde anahtarlama kaybı da o oranda yüksek olacaktır. $V_o - V_{Cr}$ farkı simülasyonda Şekil 3.4'te gösterilmiştir ve bu durum dönüştürücünün dezavantajıdır.
- 2- Kesime girme anında kayıpların azaltılması için bastırma kapasitesinin V_o çıkış gerilim değerine şarj olması gerekmektedir. Ana anahtarın parazitik kapasitesi bunu sağlayamayacağı için anahtara ek bir paralel kapasite bağlanması gerekmektedir. Bu durum ise devreye ilave eleman eklenmesine ve yardımcı anahtardan geçen akımın efektif değerinin artmasına neden olmaktadır.

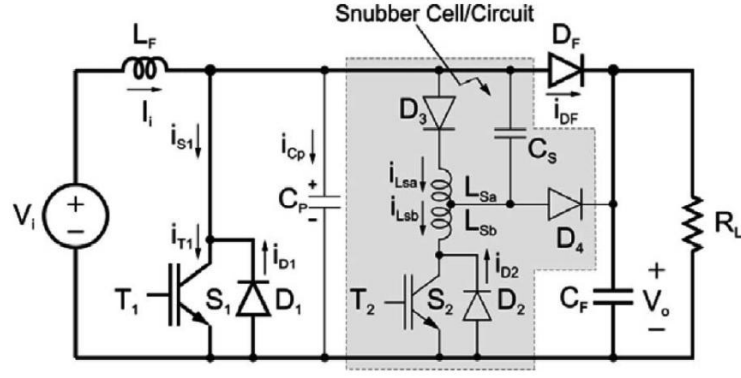
YÜKSEK ÇIKIŞLI ÖRNEK BİR ZVT-ZCT PWM YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Son yıllarda ZVT ve ZCT özelliklerini tek bir devrede gerçekleştirme üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Bu bölümde Aksoy vd. tarafından [9] sunulan ZVT-ZCT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü incelenecektir.

4.1 Dönüştürücünün Elemanları ve Kabuller

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

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



Şekil 4.1 Örnek yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücü [9]

4.2 Çalışma Prensipleri ve Analizi

Sunulan ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu toplam on iki aralıktan oluşur. Bu aralıkların eşdeğer devre şemaları Şekil 4.2’de ve bu aralıklara ait teorik dalga şekilleri Şekil 4.3’de verilmiştir.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 4.2(a)]

Bu aralık başlamadan önce T_1 ve T_2 anahtarları kesimde ve giriş akımı i_i , D_F üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. $t=t_0$ anında $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=i_i$, $i_{Lsa}=0$, $i_{Lsb}=0$ ve $v_{Cs}=0$ eşitlikleri geçerlidir. $t=t_0$ ’da T_2 yardımcı anahtarına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla, alt bastırma endüktansı L_{sa} , üst bastırma endüktansı L_{sb} ve bastırma kondansatörü C_s arasında bir rezonans başlar. Eş zamanlı olarak T_2 akımı artar ve D_F akımı azalır. Seri bağlı bastırma endüktanslarından dolayı T_2 ve D_3 ZCS ile ilettime girer. Bu aralık için,

$$i_{Lsa} = i_{D3} = \frac{V_o}{L_s} (t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_e L_s} \sin (\omega_e (t - t_0)) \quad (4.1)$$

$$i_{Lsb} = i_{T2} = \frac{V_o}{L_s} (t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_e L_s L_{sb}} \sin (\omega_e (t - t_0)) \quad (4.2)$$

$$V_{C_s} = V_o \frac{L_{sa}}{L_s} (1 - \cos (\omega_e (t - t_0))) \quad (4.3)$$

burada,

$$L_s = L_{sa} + L_{sb} \quad (4.4)$$

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

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

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

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

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 4.2(b)]

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

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

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

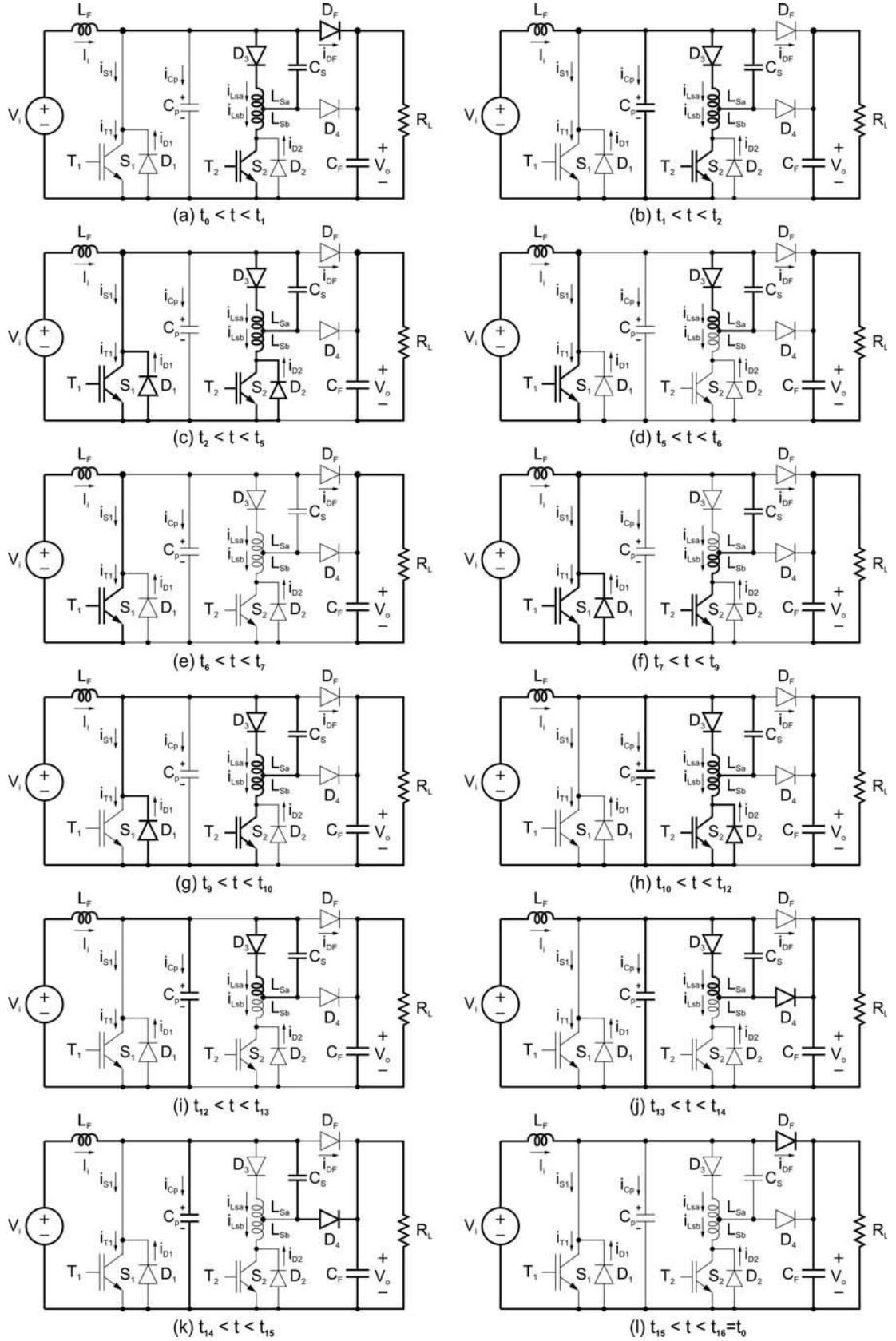
$$C_s \frac{dv_{Cs}}{dt} = i_{Lsb} - i_{Lsa} \quad (4.10)$$

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

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

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

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



Şekil 4.2 Örnek yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün çalışma aralıklarının eşdeğer devre şemaları [9]

Aralık 3 [$t_2 < t < t_5$: Şekil 4.2(c)]

$t=t_2'$ 'de D_1 'in ilettime girmesiyle başlayan bu aralığın başında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_{Lsb2}$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa2}$, $i_{Lsb}=I_{Lsb2}$, $v_{Cs}=V_{Cs2}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. Üst ve alt bastırma endüktansları L_{sa} , L_{sb} ile bastırma kondansatörü C_s arasındaki rezonans devam eder. Bu aralık için,

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

$$I_{Lsa2} \cos(\omega_e(t-t_2)) - \frac{V_{Cs2}}{\omega_e L_{sa}} \sin(\omega_e(t-t_2)) \quad (4.12)$$

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

$$I_{Lsb2} \cos(\omega_e(t-t_2)) - \frac{V_{Cs2}}{\omega_e L_{sb}} \sin(\omega_e(t-t_2)) \quad (4.13)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs2} \cos(\omega_e(t-t_2)) + Z_e (I_{Lsb2} - I_{Lsa2}) \sin(\omega_e(t-t_2)) \quad (4.14)$$

burada,

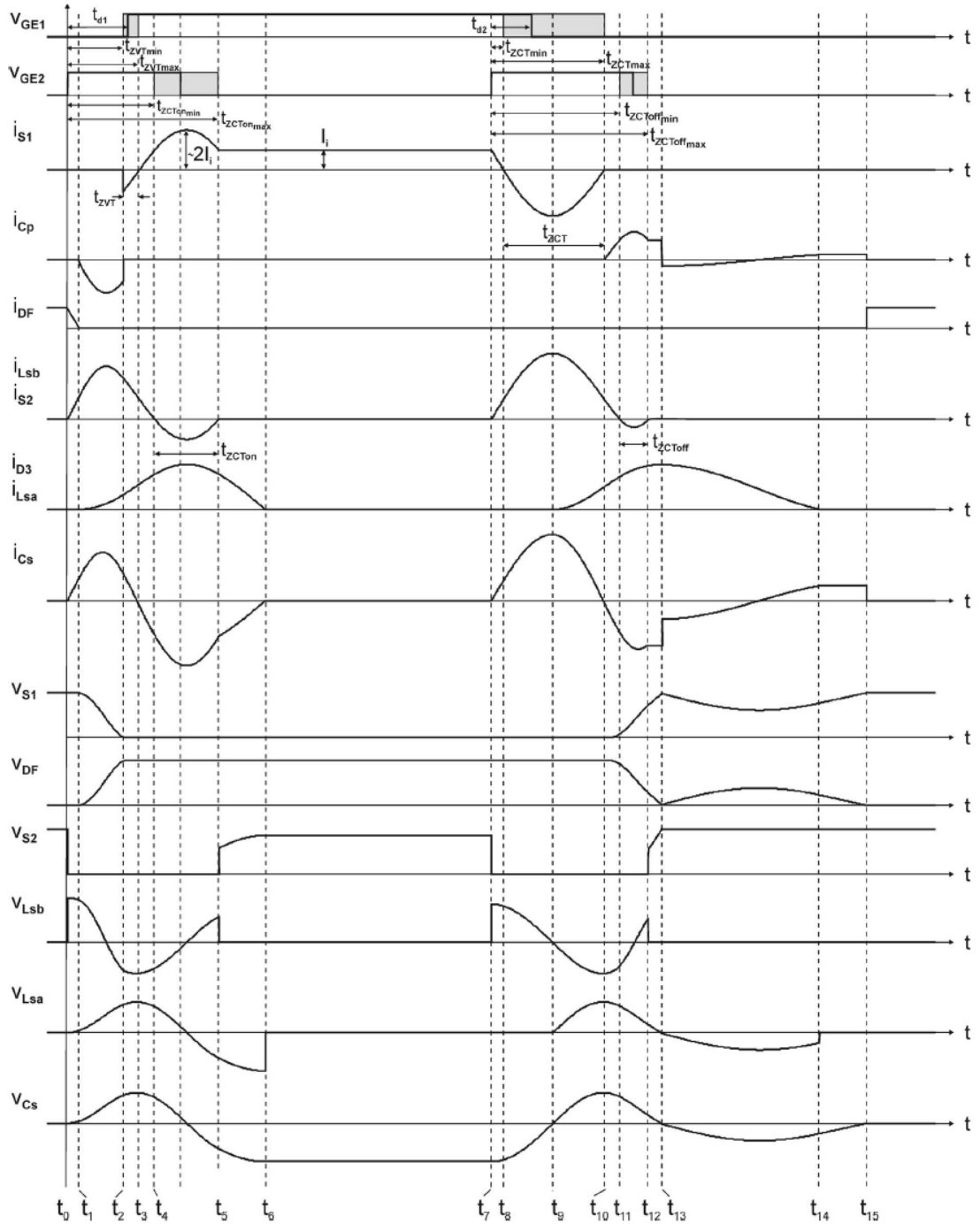
$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} \quad (4.15)$$

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

eşitlikleri geçerlidir.

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

akımının sıfıra düşmesiyle kesime ve D₂ iletime girer. D₂ diyotunun iletimde olduğu bu aralıkta T₂ yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir ve böylece T₂ yardımcı anahtarı ZCT ile kesime girer. $t=t_5$ 'de içinden geçen akımın sıfır olmasıyla D₂ de kesime girer ve bu aralık son bulur.



Şekil 4.3 Örnek yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün teorik dalga şekilleri [9]

Aralık 4 [$t_5 < t < t_6$: Şekil 4.2(d)]

Bu aralık başlangıcında, $i_{T1}=I_i$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=I_{Lsa5}$, $i_{Lsb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs5}$ ve $v_{Cp}=0$ eşitlikleri geçerlidir. $t=t_5$ anında ana D_2 diyotunun kesime girmesiyle başlayan bu aralıkta, ana anahtar T_1 giriş akımını geçirirken, üst bastırma endüktansı L_{sa} - C_s - D_3 yolu üzerinde bir seri rezonans oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

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

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

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

Yukarıdaki denklemlerde,

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

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

eşitlikleri geçerlidir.

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

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

yazılabilir.

Aralık 5 [$t_6 < t < t_7$: Şekil 4.2(e)]

Bu aralık boyunca T_1 ana anahtarı giriş akımı I_i 'yi iletmeye devam eder. Bu aralıkta bastırma devresi aktif değildir. Bu aralık süresi geleneksel yükseltici dönüştürücünün iletim aralığıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu aralıkta,

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

eşitliği geçerlidir.

Aralık 6 [$t_7 < t < t_9$: Şekil 4.2(f)]

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

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

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

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

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

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

$$I_{Lsbmax} = \frac{V_{Csmax}}{Z_2} \quad (4.27)$$

yazılabilir.

Aralık 7 [$t_9 < t < t_{10}$: Şekil 4.2(g)]

v_{Cs} bastırma kondansatörü gerilimi $t=t_9$ 'da pozitif olmaya başladığında D_3 diyotu ilettime girer ve bu aralık başlar. $t=t_9$ anında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_{Lsbmax}$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=0$, $i_{Lsb}=I_{Lsbmax}$, $v_{Cs}=0$ ve

$v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. Alt bastırma endüktansı L_{sb} , üst bastırma endüktansı L_{sa} ve bastırma kondansatörü C_s arasında bir rezonans oluşur. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

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

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

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

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

Aralık 8 [$t_{10}<t<t_{12}$: Şekil 4.2(h)]

$t=t_{10}$ anında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=I_i$, $i_{DF}=0$, $i_{L_{sa}}=I_{L_{sa}10}$, $i_{L_{sb}}=I_i$, $v_{C_s}=V_{C_{s10}}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. $i_{L_{sb}}$ akımının I_i akımına düşmesiyle başlayan bu aralıkta C_p - L_{sa} - L_{sb} - C_s arasında sabit akım kaynağı altında bir rezonans oluşur.

Bu aralık için,

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

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

$$C_s \frac{dv_{C_s}}{dt} = i_{L_{sb}} - i_{L_{sa}} \quad (4.33)$$

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

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

Aralık 9 [$t_{12} < t < t_{13}$: Şekil 4.2(i)]

Bu aralığın başında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{Lsa}=i_{Lsa12}$, $i_{Lsb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs12}$ ve $v_{Cp}=V_{Cp12}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta iki farklı kapalı devre oluşur. Bir devrede C_p kondansatörü giriş akımı ile lineer olarak şarj olur. Diğer devrede, L_{sa} ve C_s arasında L_{sa} - C_s - D_3 yolu ile bir rezonans oluşur. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

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

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

$$v_{Cp} = \frac{I_i}{C_p}(t - t_{12}) \quad (4.37)$$

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

Aralık 10 [$t_{13} < t < t_{14}$: Şekil 4.2(j)]

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

$$i_{Ls} = (I_{Ls13} - I_i) \cos(\omega_3(t - t_{13})) - \frac{V_{Cs13}}{Z_3} \sin(\omega_3(t - t_{13})) + I_i \quad (4.38)$$

$$v_{Cs} = V_o - v_{Cp} = V_{Cs13} \cos(\omega_3(t - t_{13})) + Z_3(I_{Ls13} - I_i) \sin(\omega_3(t - t_{13})) \quad (4.39)$$

burada,

$$C_3 = C_p + C_s \quad (4.40)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_3}} \quad (4.41)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_s}{C_3}} \quad (4.42)$$

olarak yazılabilir.

Aralık 11 [$t_{14} < t < t_{15}$: Şekil 4.2(k)]

$t=t_{14}$ anında, $i_{T1}=0$, $i_{T2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{LSa}=0$, $i_{LSb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs14}$ ve $v_{Cp}=V_o-V_{Cs14}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta sabit I_i akımı ile C_p kondansatörü lineer olarak şarj, C_s kondansatörü deşarj olur. Bu aralık için,

$$v_{C_s} = V_{C_{s14}} - \frac{I_i}{C_s} (t - t_{14}) \quad (4.43)$$

yazılabilir.

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

Aralık 12 [$t_{15} < t < t_{16}$: Şekil 4.2(l)]

Bu aralık boyunca D_F ana diyotu I_i giriş akımını iletmeye devam eder ve bastırma devresi aktif değildir. Bu aralığın süresi, geleneksel yükseltici dönüştürücünün kesim aralığıdır ve PWM kontrol tarafından belirlenir. Bu aralık için,

$$i_{Df} = I_i \quad (4.44)$$

eşitliği yazılabilir.

Bu şekilde bir anahtarlama periyodu tamamlanmış olur.

4.3 Simülasyon Çalışması

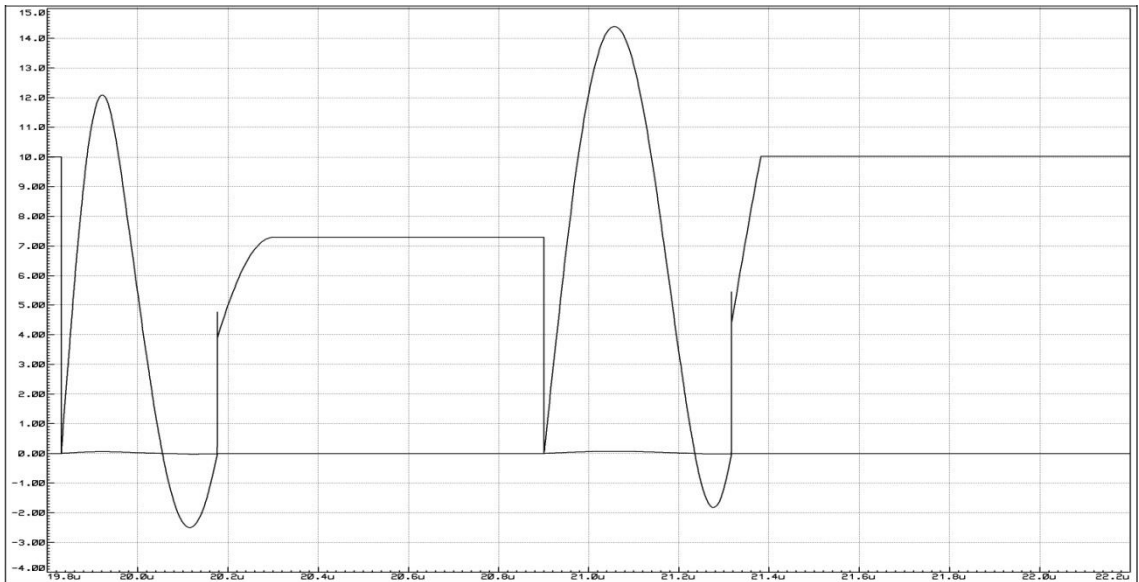
Bu bölümde ZVT ve ZCT yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılan PWM yükseltici dönüştürücünün simülasyon çalışması yapılarak devrenin teorik analize uygun sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Dönüştürücüye ait dalga şekilleri aşağıda verilmiştir.



Şekil 4.4 Ana anahtarın S_1 'in akımı, gerilimi ve iletim sinyali



Şekil 4.5 Ana diyot D_f 'nin akımı ve gerilimi



Şekil 4.6 Yardımcı anahtar S_2 'nin akımı ve gerilimi

4.4 Sonuç ve Değerlendirme

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

1. Ana anahtarda oluşan akım stresi giriş akımının iki katıdır.
2. Sirkülasyon kayıpları fazladır.

YENİ BİR ZVT-ZCT PWM YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bölüm 3'te verilen dönüştürücünün [1] kontrol yönteminde değişiklik yapılarak yeni bir yumuşak anahtarlama yüksek çıkışlı dönüştürücü elde edilmiştir. Bu bölümde dönüştürücünün detaylı incelemesi ve kararlı hal analizi yapılmıştır. Bununla beraber tasarım kriterleri verilerek simülasyon çalışması verilmiştir. Bölüm 6'da ise 200 V giriş gerilimi ile 400 V çıkış gerilimine sahip 100 kHz anahtarlama frekansında ve 500 W güç değerinde bir prototip ile deneysel doğrulama yapılmıştır.

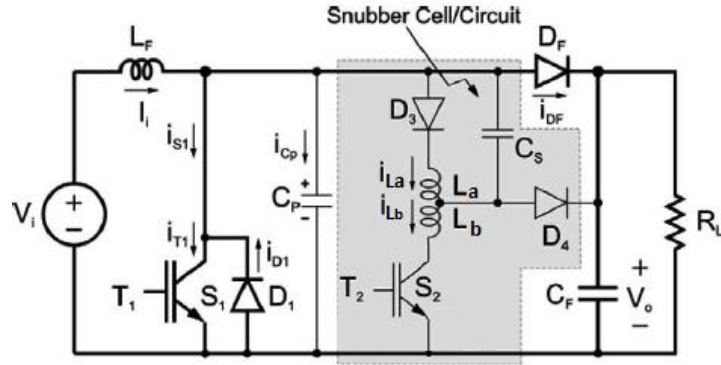
5.1 Tanım ve Kabuller

Önerilen ZVT-ZCT PWM yükseltici dönüştürücü devre şeması Şekil 5.1'de görülmektedir. Bu dönüştürücüde V_i giriş gerilimi, V_o çıkış gerilimi, L_F yükseltici endüktansı, D_F yükseltici diyotu, C_F çıkış filtre kondansatörü, C_p ana anahtarın parazitik kondansatörü, S_1 ve D_1 sırasıyla ana anahtar ve ana anahtarın ters paralel diyotudur. Yükselticide çerçeve ile gösterilen kısım ise bastırma hücresidir. Burada S_2 yardımcı anahtar, L_a ve L_b bastırma endüktansları, C_s bastırma kondansatörü, D_3 ve D_4 yardımcı diyotlardır.

Dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisinde teorik analizini kolaylaştırmak açısından aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- a) Giriş gerilimi V_i sabittir
- b) Çıkış gerilimleri V_o sabittir ya da C_F yeterince büyüktür.
- c) Giriş akımı sabittir ya da L_F yeterince büyüktür.

- d) Yarıiletkenler ve rezonans devreleri ideal kabul edilmiştir.
- e) Diyotların ters toparlanma süreleri dikkate alınmamıştır.



Şekil 5.1 Sunulan yeni ZVT-ZCT PWM yüksek çıkışlı dönüştürücü

5.2 Çalışma Aralıkları

Dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisinde on iki çalışma aralığı oluşur. Bunlar sırasıyla açıklanmış ve oluşan eşdeğer devreler Şekil 5.2’de gösterilmiştir.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$: Şekil 5.2(a)]

Aralığın başında S_1 ve S_2 anahtarları kesimdedir. D_F diyotu ana akımı geçirmektedir. Aralığın başında $i_{S1}=0$, $i_{S2}=0$, $i_{DF}=I_i$, $i_{La}=0$, $i_{Lb}=0$ ve $v_{Cs}=0$ şeklindedir. $t=t_0$ anında S_2 yardımcı anahtarına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla L_a , L_b ve C_s arasında bir rezonans başlar. S_2 anahtarının akımı artar ve D_F diyotunun akımı azalmaya başlar. Seri bağlı endüktanslardan dolayı S_2 ve D_3 yaklaşık ZCS ile ilettime girer. $t=t_1$ anında S_2 anahtarının içinden geçen akımının I_i değerine ulaşmasıyla D_F diyotu rezonanstan dolayı yaklaşık ZCS ve C_p ’den dolayı ZVS ile kesime girer. Böylece bu aralık sona erer.

Bu aralık için,

$$i_{La} = i_{D3} = \frac{V_o}{L_s} (t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_e L_s} \sin(\omega_e (t - t_0)) \quad (5.1)$$

$$i_{Lb} = i_{S2} = \frac{V_o}{L_s} (t - t_0) - \frac{V_o}{\omega_e L_s L_b} \sin(\omega_e (t - t_0)) \quad (5.2)$$

$$V_{Cs} = V_o \frac{L_a}{L_s} (1 - \cos(\omega_e (t - t_0))) \quad (5.3)$$

Burada,

$$L_s = L_a + L_b \quad (5.4)$$

$$L_e = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (5.5)$$

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} \quad (5.6)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_s}} \quad (5.7)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$: Şekil 5.2(b)]:

Bu kademe başında, $i_{S1}=0$, $i_{S2}=I_i$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=I_{La1}$, $i_{Lb}=I_i$, $v_{Cs}=V_{Cs1}$ ve $v_{Cp}=V_o$ durumları geçerlidir. Ana transistor 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_a - L_b - C_s arasında bir rezonans başlar. $t=t_2'$ de C_p kondansatöründe depolanan enerji, tamamen rezonans devresine aktarılır ve v_{Cp} gerilimi sıfır olur. C_p geriliminin sıfır olması ile birlikte D_1 diyotu ZVS ile ilettime girer ve bu aralık sona erer. Burada C_p kondansatörü, ana anahtarın parazitik kondansatörü ile buna katılan diğer parazitik kondansatörlerin toplamı olarak kabul edilir ve ilave bir C_p kondansatörü eklemeye gerek yoktur.

Bu aralık için aşağıdaki durum denklemleri yazılabilir.

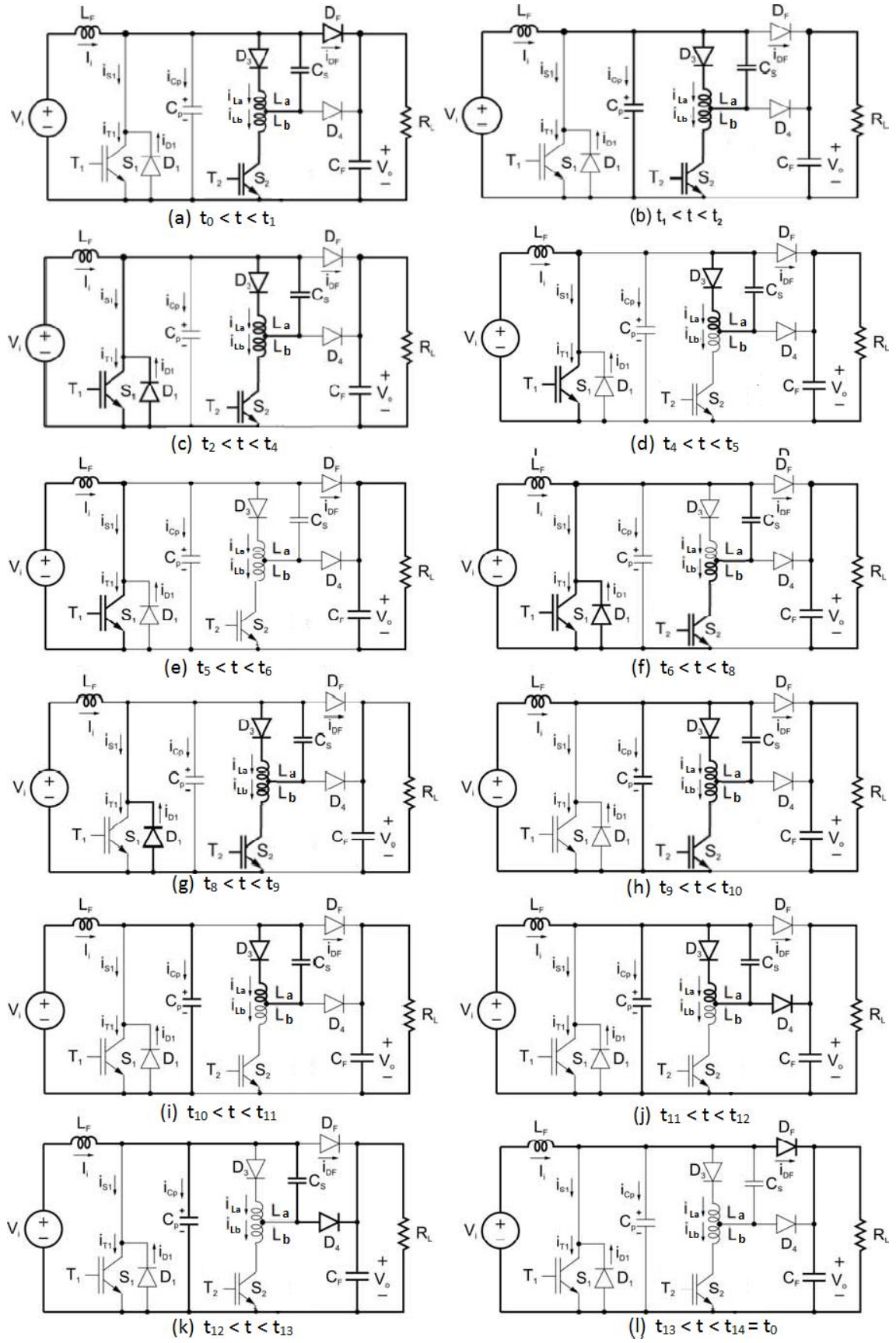
$$L_a \frac{di_{La}}{dt} = V_{Cs} \quad (5.8)$$

$$L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = V_{Cp} - V_{Cs} \quad (5.9)$$

$$C_s \frac{dv_{Cs}}{dt} = i_{Lb} - i_{La} \quad (5.10)$$

$$C_p \frac{dv_{Cp}}{dt} = I_i - i_{Lb} \quad (5.11)$$

eşitlikleri geçerlidir.



Şekil 5.2 Sunulan yeni dönüştürücünün çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları

Aralık 3 [$t_2 < t < t_4$: Şekil 5.2(c)]

$t=t_2'$ 'de D_1 'in iletme girmesiyle başlayan bu aralığın başında, $i_{S1}=0$, $i_{S2}=I_{Lb2}$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=I_{La2}$, $i_{Lsb}=I_{Lb2}$, $v_{Cs}=V_{Cs2}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. Üst ve alt bastırma endüktansları L_a , L_b ile bastırma kondansatörü C_s arasındaki rezonans devam eder. Bu aralıkta iki farklı çalışma durumu oluşur. C_p kondansatörü geriliminin sıfır olmasıyla, D_1 diyotu iletme girer ve i_{Lb} yardımcı anahtar akımının, giriş akımı I_i 'den fazla olan kısmını geçirir. D_1 'in iletimde olduğu bu aralık, T_1 ana anahtarının ZVT ile iletme girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZVT süresi denir. D_1 iletimde iken T_1 'e kontrol sinyali uygulanır. $t=t_3$ anında L_b alt endüktans akımı, I_i giriş akımı seviyesine düştüğünde, D_1 diyotu kesime girer. D_1 'in kesime girmesiyle T_1 ana anahtarı ZVT ile iletme girer. Ana anahtarın iletme girmesiyle akımı yükselmeye başlar ve bu akım $t=t_4'$ 'de giriş akımına I_i 'ye ulaştığında alt endüktans akımı sıfır olur. Yardımcı anahtar akımının sıfıra düşmesiyle kesime girer. $t=t_4'$ 'de S_2 anahtarının akımı sıfır olduktan sonra yardımcı anahtarının kontrol sinyali kesilir ve böylece S_2 yardımcı anahtarı ZCS ile kesime girer ve bu aralık son bulur. Bu aralık için,

$$i_{La} = \frac{L_e}{L_a} I_{Lb2} (1 - \cos(\omega_e(t-t_2))) + \frac{L_e}{L_b} I_{La2} (1 - \cos(\omega_e(t-t_2))) + I_{La2} \cos(\omega_e(t-t_2)) - \frac{V_{Cs2}}{\omega_e L_a} \sin(\omega_e(t-t_2)) \quad (5.12)$$

$$i_{Lb} = \frac{L_e}{L_a} I_{Lb2} (1 - \cos(\omega_e(t-t_2))) + \frac{L_e}{L_b} I_{La2} (1 - \cos(\omega_e(t-t_2))) + I_{Lb2} \cos(\omega_e(t-t_2)) - \frac{V_{Cs2}}{\omega_e L_b} \sin(\omega_e(t-t_2)) \quad (5.13)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs2} \cos(\omega_e(t-t_2)) + Z_e (I_{Lb2} - I_{La2}) \sin(\omega_e(t-t_2)) \quad (5.14)$$

burada,

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} \quad (5.15)$$

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L_e C_s}} \quad (5.16)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 4 [$t_4 < t < t_5$: Şekil 5.2(d)]

Bu aralık başlangıcında, $i_{S1}=I_i$, $i_{S2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=I_{La4}$, $i_{Lb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs4}$ ve $v_{Cp}=0$ eşitlikleri geçerlidir. $t=t_4$ anında ana S_2 yardımcı anahtarının kesime girmesiyle başlayan bu aralıkta, ana anahtar S_1 giriş akımını geçirirken, üst bastırma endüktansı L_a - C_s - D_3 yolu üzerinde bir seri rezonans oluşur. L_a üst endüktansında depolanan enerji, bu rezonans ile C_s kondansatörüne aktarılır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_{La} = I_{La5} \cos(\omega_1(t - t_5)) + \frac{V_{Cs5}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_5)) \quad (5.17)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs5} \cos(\omega_1(t - t_5)) + Z_1 I_{La5} \sin(\omega_1(t - t_5)) \quad (5.18)$$

Yukarıdaki denklemlerde,

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_a}{C_s}} \quad (5.19)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_a C_s}} \quad (5.20)$$

eşitlikleri geçerlidir.

$t=t_5$ anında i_{La} akımının sıfır, v_{Cs} geriliminin maksimum olmasıyla bu aralık sona erer. V_{Cs} geriliminin maksimum değeri,

$$V_{Cs_{max}} = \sqrt{V_{Cs5}^2 + (Z_1 I_{La4})^2} \quad (5.21)$$

yazılabilir.

Aralık 5 [$t_5 < t < t_6$: Şekil 5.2(e)]

Bu aralık boyunca S_1 ana anahtarı giriş akımı I_i 'yi iletmeye devam eder. Bu aralıkta bastırma devresi aktif değildir. Bu aralık süresi geleneksel yükseltici dönüştürücünün iletim aralığıdır ve PWM kontrolü tarafından belirlenir. Bu aralıkta,

$$i_{S1} = I_i \quad (5.22)$$

eşitliği geçerlidir

Aralık 6 [$t_6 < t < t_8$: Şekil 4.2(f)]

Bu aralığın başında, $i_{S1}=I_i$, $i_{S2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=0$, $i_{Lb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs6}=V_{Csmax}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. $t=t_6$ anında S_2 anahtarının kapısına kontrol sinyalinin uygulanmasıyla, bastırma kondansatörü C_s , alt bastırma endüktansı L_b arasında C_s - L_b - S_2 - S_1 yolu ile yeni bir rezonans başlar. Burada yardımcı transistor L_b üzerinden ZCS ile ilettime girer. Oluşan rezonans ile eş zamanlı olarak S_2 'nin akımı artar ve S_1 'in akımı azalır. $t=t_7$ anında yardımcı anahtar akımının I_i 'ye ulaşmasıyla S_1 akımı sıfıra düşer. S_1 'in akımının sıfır olmasıyla birlikte D_1 diyotu ilettime girer. D_1 'in iletimde olduğu bu aralık ana anahtar S_1 'in ZCT ile kesime girmesini sağlar ve bu nedenle bu aralığa ZCT süresi denir. D_1 iletimde iken S_1 'in kapısına uygulanan kontrol sinyali kesilir. Bastırma kondansatörü ve alt bastırma endüktansı L_b arasındaki rezonans C_s - L_b - S_2 - D_1 yolu ile devam eder. D_1 diyotu i_{Lb} akımının giriş akımından fazla olan kısmını geçirir. $t=t_8$ 'da v_{Cs} gerilimin sıfır olması ve i_{Lb} akımının maksimum değerine ulaşmasıyla bu aralık sona erer. Bu aralık için,

$$i_{Lb} = i_{S2} = \frac{V_{Csmax}}{Z_2} \sin(\omega_2(t - t_6)) \quad (5.23)$$

$$v_{Cs} = V_{Csmax} \cos(\omega_2(t - t_6)) \quad (5.24)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_b}{C_s}} \quad (5.25)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_b C_s}} \quad (5.26)$$

bağıntıları geçerlidir.

Aralık 7 [$t_8 < t < t_9$: Şekil 5.2(g)]

v_{Cs} bastırma kondansatörü gerilimi $t=t_8$ 'da pozitif olmaya başladığında D_3 diyotu ilettime girer ve bu aralık başlar. $t=t_8$ anında, $i_{S1}=0$, $i_{S2}=I_{Lbmax}$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=0$, $i_{Lb}=I_{Lbmax}$, $v_{Cs}=0$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. Alt bastırma endüktansı L_b , üst bastırma endüktansı L_a ve bastırma kondansatörü C_s arasında bir rezonans oluşur. Alt bastırma endüktansı akımı i_{Lb} 'nin,

giriş akımı I_i 'ye düşmesiyle birlikte D_1 diyotunun akımı sıfır olur. $t=t_9$ 'da D_1 diyotu kesime girer ve bu aralık sona erer. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_{La} = \frac{L_e}{L_a} I_{Lb_{max}} (1 - \cos(\omega_e(t - t_8))) \quad (5.28)$$

$$i_{Lb} = \frac{L_e}{L_a} I_{Lb_{max}} (1 - \cos(\omega_e(t - t_8))) + I_{Lb_{max}} (1 - \cos(\omega_e(t - t_8))) \quad (5.29)$$

$$v_{Cs} = \frac{I_{Lb_{max}}}{\omega_e C_s} \sin(\omega_e(t - t_8)) \quad (5.30)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 8 [$t_9 < t < t_{10}$: Şekil 4.2(h)]

$t=t_9$ anında, $i_{s1}=0$, $i_{s2}=I_i$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=I_{La10}$, $i_{Lb}=I_i$, $v_{Cs}=V_{Cs9}$ ve $v_{Cp}=0$ durumları geçerlidir. i_{Lb} akımının I_i akımına düşmesiyle başlayan bu aralıkta C_p - L_a - L_b - C_s arasında sabit akım kaynağı altında bir rezonans oluşur. Oluşan rezonans ile i_{Lb} akımı azalmaya devam eder. $t=t_{10}$ anında alt bastırma endüktans akımının sıfır olmasıyla yardımcı anahtar S_2 kesime girer. Yardımcı anahtar içinden akım geçişi $t=t_{10}$ anında sona erdikten sonra S_2 anahtarına uygulanan kontrol sinyali kesilir ve S_2 , ZCS ile kesime girer. $t=t_{10}'$ 'da içinden geçen akımın sıfır olmasıyla S_2 anahtarının kesime girmesiyle bu aralık son bulur. Bu aralık için,

$$L_a \frac{di_{La}}{dt} = v_{Cs} \quad (5.31)$$

$$L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = v_{Cs} - v_{Cs} \quad (5.32)$$

$$C_s \frac{dv_{Cs}}{dt} = i_{Lb} - i_{La} \quad (5.33)$$

$$C_p \frac{dv_{Cp}}{dt} = I_i - i_{Lb} \quad (5.34)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Aralık 9 [$t_{10} < t < t_{11}$: Şekil 5.2(i)]

Bu aralığın başında, $i_{s1}=0$, $i_{s2}=0$, $i_{Df}=0$, $i_{La}=I_{La10}$, $i_{Lb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs10}$ ve $v_{Cp}=V_{Cp10}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta iki farklı kapalı devre oluşur. Bir devrede C_p kondansatörü giriş akımı ile lineer olarak şarj olur. Diğer devrede, L_{sa} ve C_s arasında L_{sa} - C_s - D_3 yolu ile bir rezonans oluşur. $t=t_{11}$ 'te v_{Cp} ve v_{Cs} gerilimlerinin toplamı V_o çıkış gerilimine eşit olduğunda D_4 diyotu ilettime girer ve bu aralık sona erer. Bu aralık için,

$$i_{La} = I_{La10} \cos(\omega_1(t - t_{10})) + \frac{V_{Cs10}}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_{10})) \quad (5.35)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs10} \cos(\omega_1(t - t_{10})) - Z_1 I_{La10} \sin(\omega_1(t - t_{10})) \quad (5.36)$$

$$v_{Cp} = \frac{I_i}{C_p}(t - t_{10}) \quad (5.37)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 10 [$t_{11} < t < t_{12}$: Şekil 5.2(j)]

D_4 diyotunun ilettime girmesiyle başlayan bu aralığın başlangıcında, $i_{s1}=0$, $i_{s2}=0$, $i_{Df}=0$, $i_{La}=I_{La11}$, $i_{Lb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs11}$ ve $v_{Cp}=V_o - V_{Cs11}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta L_a - C_s - C_p arasında I_i giriş akımı altında bir rezonans oluşur. $t=t_{12}$ anında, i_{La} akımı sıfır olur ve bu aşama sona erer. Aralık sonunda bobinde depo edilen enerji tamamen kapasitelere ve yüke aktarılır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler elde edilir. Bu aralık için,

$$i_{Ls} = (I_{Ls11} - I_i) \cos(\omega_3(t - t_{11})) - \frac{V_{Cs11}}{Z_3} \sin(\omega_3(t - t_{11})) + I_i \quad (5.38)$$

$$v_{Cs} = V_o - v_{Cp} = V_{Cs11} \cos(\omega_3(t - t_{11})) + Z_3(I_{Ls11} - I_i) \sin(\omega_3(t - t_{11})) \quad (5.39)$$

yazılır. Burada,

$$C_3 = C_p + C_s \quad (5.40)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_3}} \quad (5.41)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_s}{C_3}} \quad (5.42)$$

olarak yazılabilir.

Aralık 11 [$t_{12} < t < t_{13}$: Şekil 5.2(k)]

$t=t_{12}$ anında, $i_{S1}=0$, $i_{S2}=0$, $i_{DF}=0$, $i_{La}=0$, $i_{Lb}=0$, $v_{Cs}=V_{Cs12}$ ve $v_{Cp}=V_o-V_{Cs12}$ durumları geçerlidir. Bu aralıkta sabit I_i akımı ile C_p kondansatörü lineer olarak şarj, C_s kondansatörü deşarj olur.

Bu aralık için,

$$v_{C_s} = V_{C_{s12}} - \frac{I_i}{C_s}(t - t_{12}) \quad (5.43)$$

yazılabilir.

$t=t_{13}$ anında, C_p kondansatörünün gerilimi V_o 'a ulaşır, C_s kondansatörü gerilimi sıfır olur ve D_F diyotu iletme geçer. D_F diyotunun ZVS altında iletme girmesiyle bu aralık sona erer.

Aralık 12 [$t_{13} < t < t_{14}$: Şekil 5.2(l)]

Bu aralık boyunca D_F ana diyotu I_i giriş akımını iletmeye devam eder ve bastırma devresi aktif değildir. Bu aralığın süresi, geleneksel yükseltici dönüştürücünün kesim aralığıdır ve PWM kontrol tarafından belirlenir. Bu aralık için,

$$i_{DF} = I_i \quad (5.44)$$

eşitliği yazılabilir.

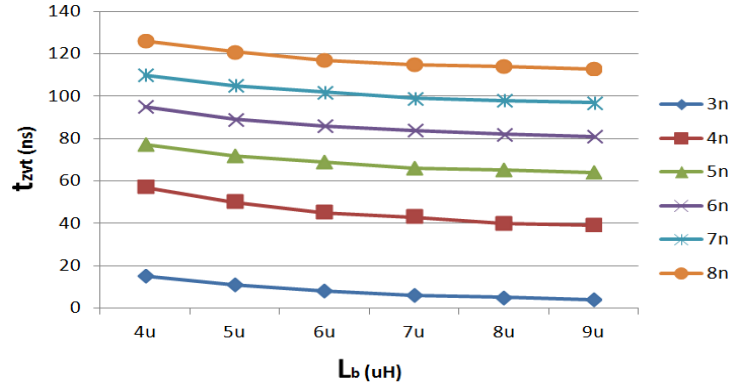
Bu şekilde bir anahtarlama periyodu tamamlanmış olur.

5.3 Tasarım Kriterleri ve Karakteristik Eğriler

5.3.1 Karakteristik Eğriler

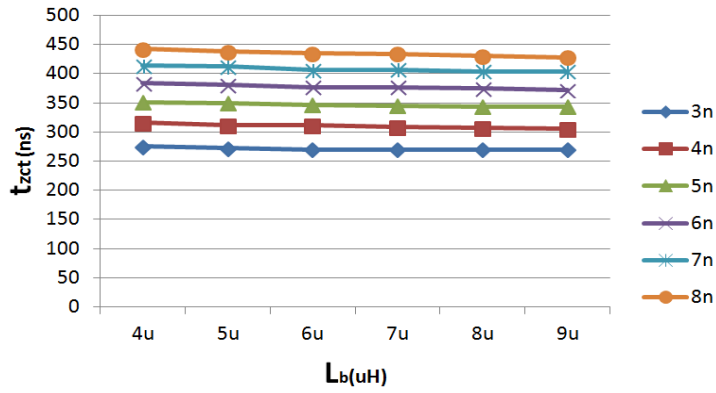
Sunulan yeni ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücünün tasarım işleminde kullanılmak üzere, dönüştürücünün karakteristik eğrileri çıkartılmış ve Şekil 5.3-Şekil 5.6'de verilmiştir. Bu eğrilerden bastırma hücresinde kullanılan elemanların değerleri

tespit edilebilir. Karakteristik eğriler, yük akımının maksimum olduğu ve C_p parazitik kondansatörü ile L_b alt bastırma endüktansının belirli olduğu kabul edilerek, C_s parametre olmak üzere L_a üst bastırma endüktansına bağlı olarak elde edilmiştir. Şekil 5.4'te görüldüğü gibi L_b 'nin artışı ile t_{zvt} az da olsa azalmakta, C_s 'nin artışı ile ise artmaktadır.



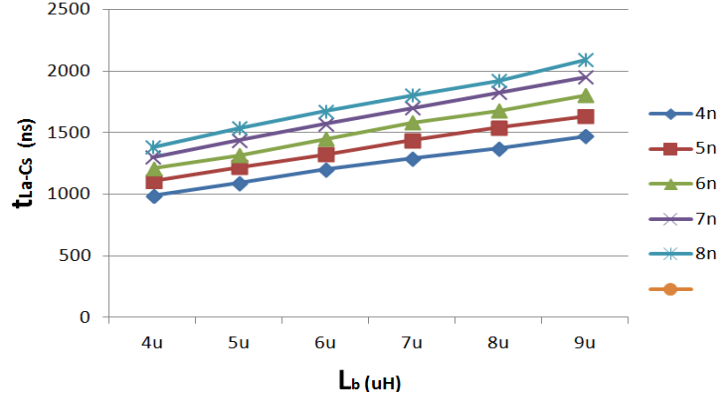
Şekil 5.3 T_{zvt} - L_b karakteristiği

Şekil 5.5'teki eğrilerde L_b 'nin artışı ile t_{zct} değişmemekte, C_s 'nin artışı durumunda ise artmaktadır.



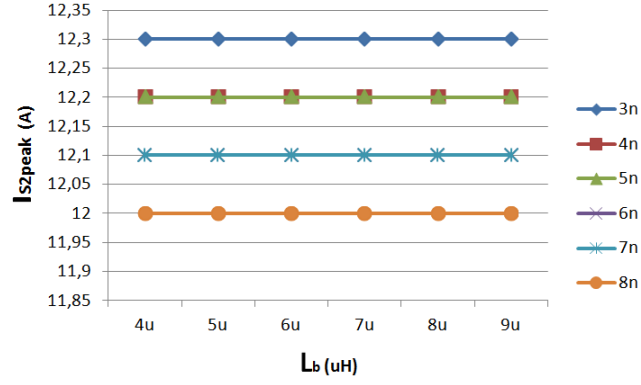
Şekil 5.4 T_{zct} - L_b karakteristiği

Şekil 5.6'da L_a üst endüktansı ile C_s kondansatörü arasında oluşan geçici rezonans durumu karakteristik eğrisi verilmiştir. Eğrilerden görüleceği gibi L_a ve C_s 'nin artışları $t_{L_a-C_s-C_s}$ rezonans süresin arttırmaktadır.



Şekil 5.5 T_{La-Cs}-L_b karakteristiği

Şekil 5.7’de yardımcı anahtardan geçen akımın tepe değerinin değişim eğrileri verilmektedir. Burada, L_b’nin değişimi eğrileri etkilemezken C_s’nin değişimi ise çok az etkilemektedir.



Şekil 5.6 I_{S2peak}-L_b karakteristiği

5.3.2 Tasarım Kriterleri

- 1) C_p kondansatörü ana anahtarın parazitik kondansatörü ve ona katılan ilave kondansatördür. İlave bir kondansatöre gerek yoktur.
- 2) Ana anahtarın kesime girmesi esnasında negatif gerilim ile tutulduğu t_{ZCT1} süresi, en az bu anahtarın t_{f1} sönme veya düşme süresi kadar olmak üzere seçilmelidir. Bu durum,

$$t_{ZCT1} \geq t_{f1} \quad (5.45)$$

olarak yazılabilir.

- 3) Alt bastırma endüktansı L_{sb}’nin değeri, yardımcı anahtarın ilettime girmesi esnasında ve onun akım yükselme süresi kadar bir zamanda, en fazla

maksimum yük akımı kadar bir akım artışına müsaade etmek üzere seçilir. Bu durum,

$$\frac{V_o}{L_b} t_r \leq I_{omax} \quad (5.46)$$

şeklinde ifade edilebilir.

BÖLÜM 6

SUNULAN YENİ ZVT-ZCT PWM YÜKSEK ÇIKIŞLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN UYGULAMASI

Bir önceki bölümde DC-DC dönüştürücünün ayrıntılı olarak teorik analizi yapılmış ve karakteristik eğriler ile tasarım kriterleri verilmiştir. Teorik analizi yapılmış dönüştürücüde karakteristik eğriler ve tasarım kriterleri göz önüne alınarak eleman değerleri belirlenmiştir. Elde edilen bu değerler çerçevesinde dönüştürücünün simülasyonu yapılarak sonuçlar alınmıştır. Daha sonra laboratuvar ortamında dönüştürücünün deneysel uygulaması yapılmıştır. Sonuç olarak elde edilen simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucunda simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçların tamamen örtüştüğü görülmüştür.

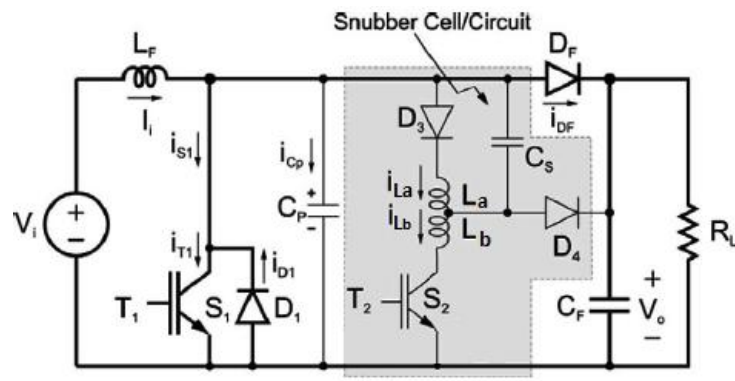
PROTEUS simülasyon programı kullanılarak devrenin çalışması test edilmiştir. 200V giriş ve 400 V çıkış gerilimine sahip 100 kHz anahtarlama frekansında 500 W bir sistem tasarlanmıştır. Dönüştürücü, kullanılan eleman değerleri yukarıda belirlenen tasarım parametreleri doğrultusunda, Çizelge 6.1'deki gibi belirlenmiştir.

Çizelge 6. 1 Dönüştürücünün simülasyonu ve deneysel uygulaması için belirlenen eleman değerleri

I_i	L_b	L_a	C_s	C_p	P	f
2.5 A	3 μ H	6 μ H	4.7 nF	1.7 nF	500 w	100 kHz

6.1 Devre Şeması

Laboratuarda gerçekleştirilen 500 W ve 100 kHz'lik ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücünün deneysel devre şeması Şekil 6.1'de verilmiştir. ZVT-ZCT-PWM yüksek çıkışlı DC-DC dönüştürücü devresi, temel yükseltici dönüştürücüye önerilen bastırma hücresinin eklenmesiyle elde edilmiştir. Temel yükseltici dönüştürücü, bir ana endüktans (L_F), ters akım diyotlu bir ana transistör (T_1+D_1) ve bir ana diyot (D_F) elemanlarından oluşmaktadır. Bastırma hücresi ise, bir yardımcı transistör (T_2), iki yardımcı diyot (D_3 ve D_4), alt ve üst bastırma endüktansları (L_a ve L_b) ile bir bastırma kondansatörü (C_s) elemanlarından oluşmaktadır.



Şekil 6.1 Sunulan yüksek çıkışlı ZVT-ZCT PWM dönüştürücünün deneysel devre şeması

6.2 Uygulama Devresi

Sunulan ZVT-ZCT-PWM yükseltici dönüştürücünün çalışma prensibi ve teorik analizini doğrulamak için 500 W ve 100 kHz'lik bir yükseltici dönüştürücü prototipi gerçekleştirilmiştir. Dönüştürücüde kullanılan yarıiletken elemanlar Çizelge 6.2'de verilmiştir.

Çizelge 6.2 Uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların nominal değerleri

YARI İLETKEN ELEMEN		V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{rr} (ns)
S ₁	T ₁	600	36	45	40	-
	D ₁	600	36	-	-	250
S ₂	T ₂	500	21	45	60	-
	D ₂	500	21	-	-	250
D _F		600	8	-	-	60
D ₃ , D ₄		600	8	-	-	50

6.3 Deneyisel Sonuçlar

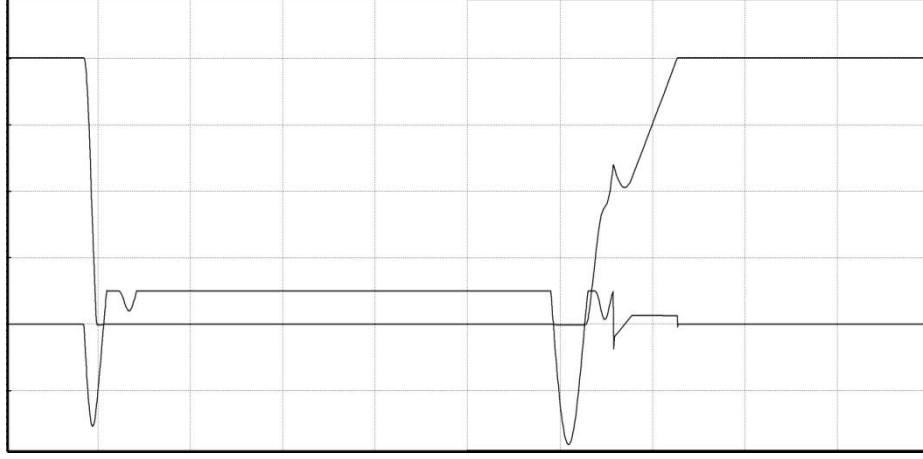
Şekil 6.2-Şekil 6.11’de simülasyon sonuçları ve deneyisel sonuçlardan elde edilmiş değişimler verilmiştir. Değişimlerin incelenmesinden görüleceği gibi deneyisel sonuçlar ve simülasyon çalışmaları örtüşmektedir.

Şekil 6.3 ‘te görüldüğü gibi ana anahtardan akan akım ve üzerindeki gerilim düşümü kesişmemektedir. Ana diyotun ters paralel diyotu iletimdeyken kontrol sinyali verilmiştir. Böylece ZVT ile iletim sağlanmıştır. Kesime girme sırasında da ters paralel diyot iletimdeyken anahtarın kontrol sinyali kesilmiştir. Böylece ZCT ile kesim sağlanmıştır.

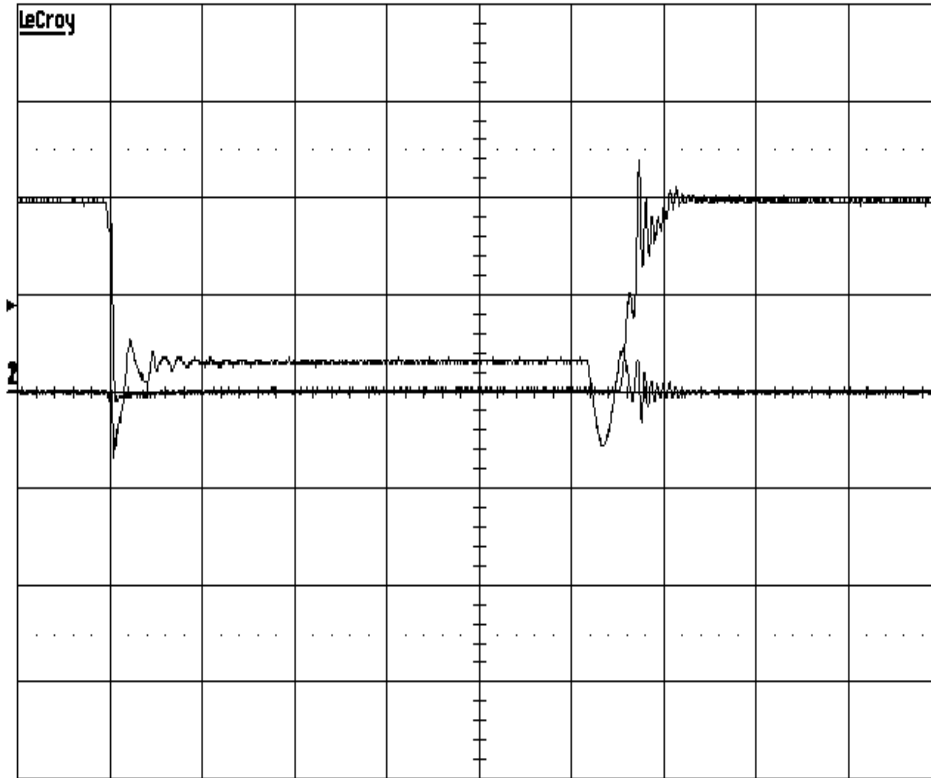
Şekil 6.5’te yardımcı anahtarın akım ve gerilim değişimleri görülmektedir. Şekillerden anlaşılacağı gibi yardımcı anahtarda ilave gerilim stresi yoktur. Yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile ilettime girerken ZCS ile kesime girmektedir.

Şekil 6.7’te ana diyotun akım ve gerilim değişimleri verilmiştir. Değişimlerden ana diyotun ZVS ile ilettime ve kesime girdiği görülmektedir.

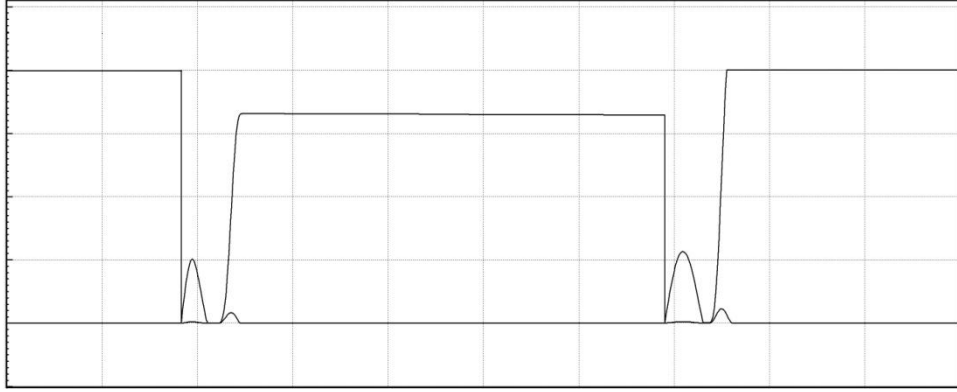
Şekil 6.9’te bastırma kondansatörünün akım ve gerilim değişimleri, Şekil 6.11’de ise üst bastırma endüktansı L_a ve alt bastırma endüktansı L_b ’nin akımları görülmektedir. Değişimlerden bir anahtarlama periyodundan sonra tekrar eski konumlarına döndükleri görülmektedir.



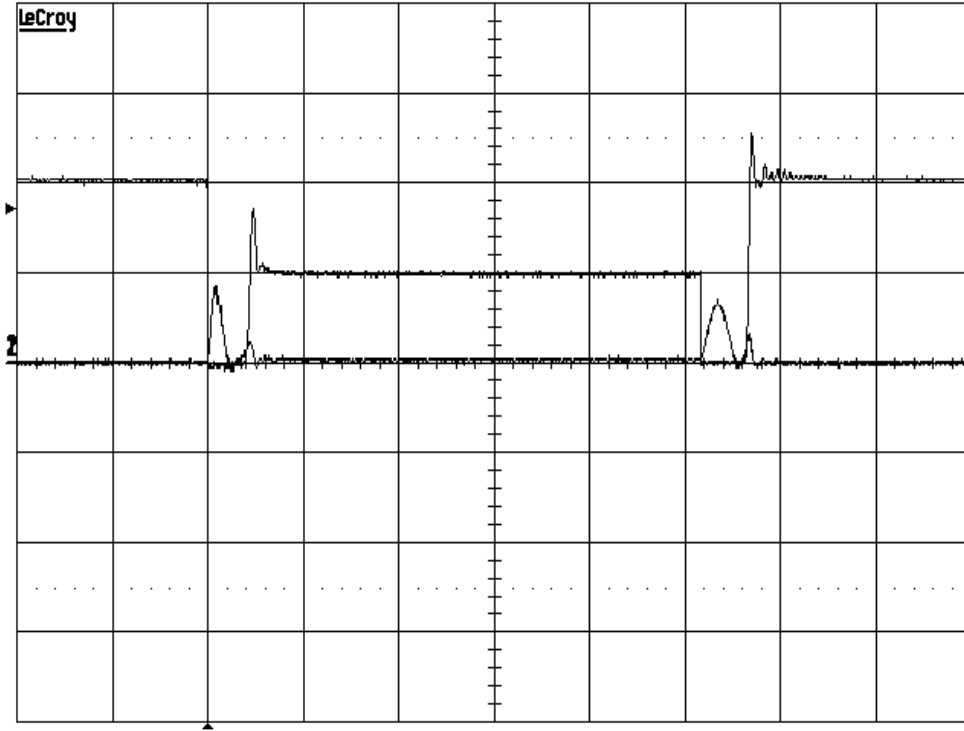
Şekil 6.2 Simülasyonda ana anahtarın akımı ve gerilimi.



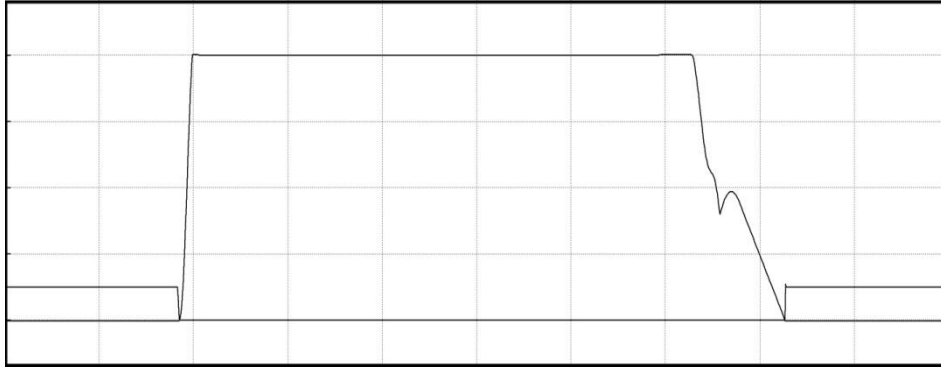
Şekil 6.3 Deneysel sonuçlarda ana anahtarın akımı ve gerilimi. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde



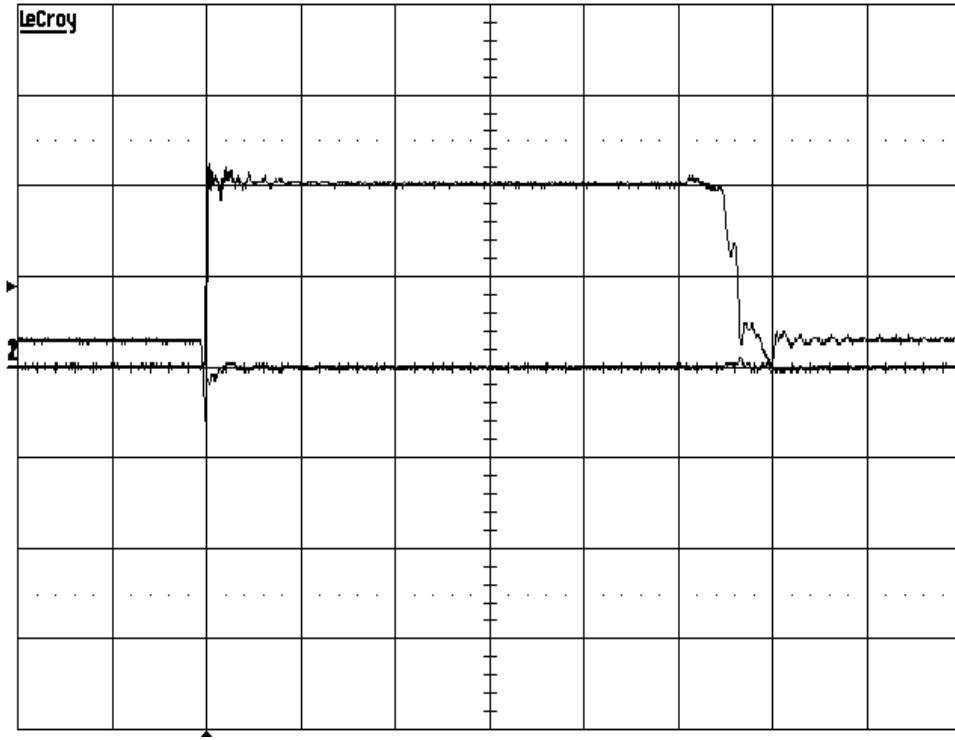
Şekil 6.4 Simülasyonda yardımcı anahtarın akımı ve gerilimi



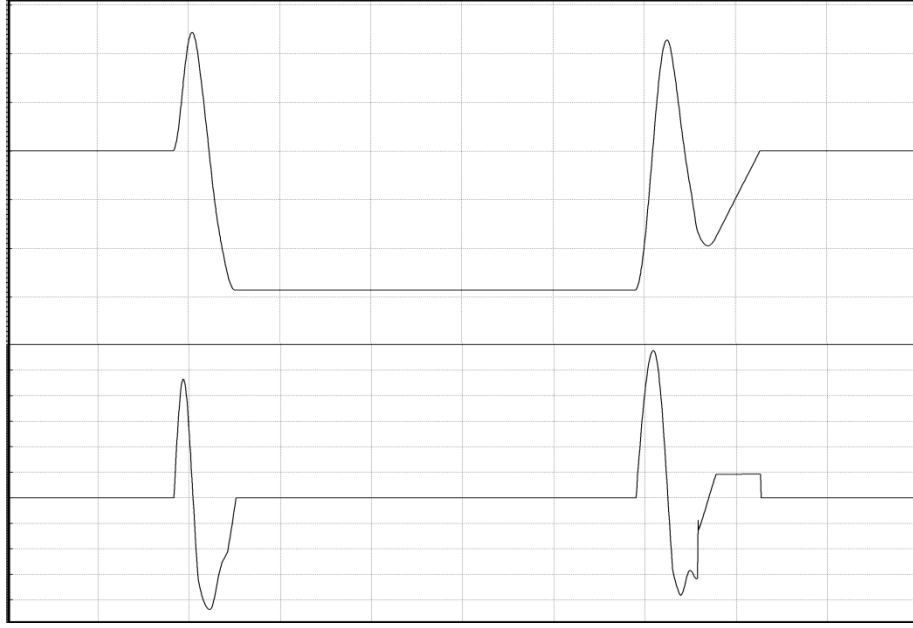
Şekil 6.5 Deneysel sonuçlar yardımcı anahtarın akımı ve gerilimi. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde



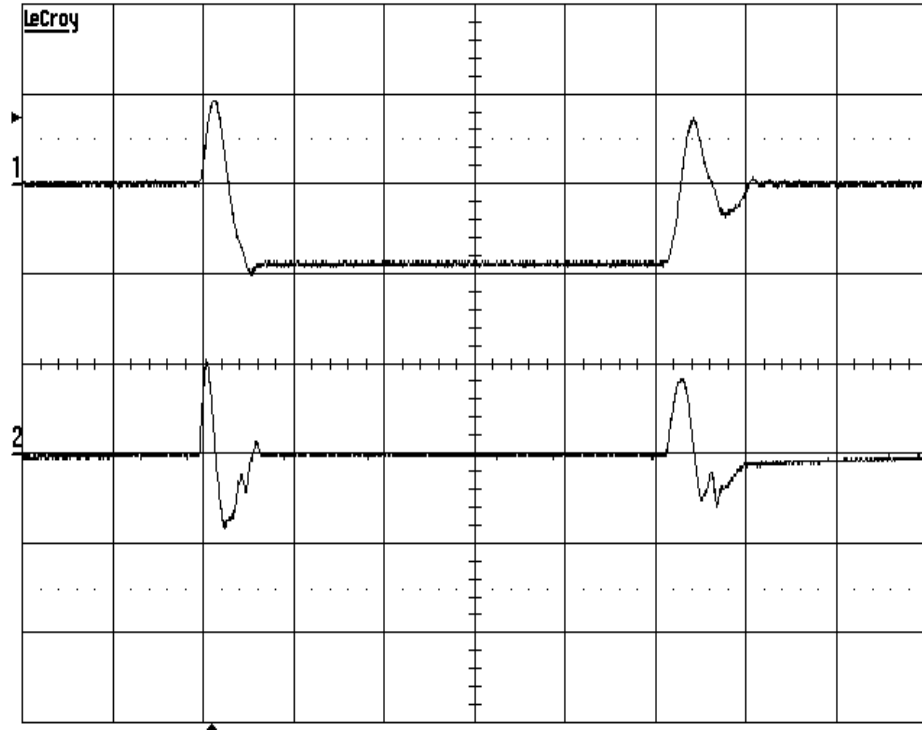
Şekil 6.6 Simülasyonda ana diyotun akımı ve gerilimi



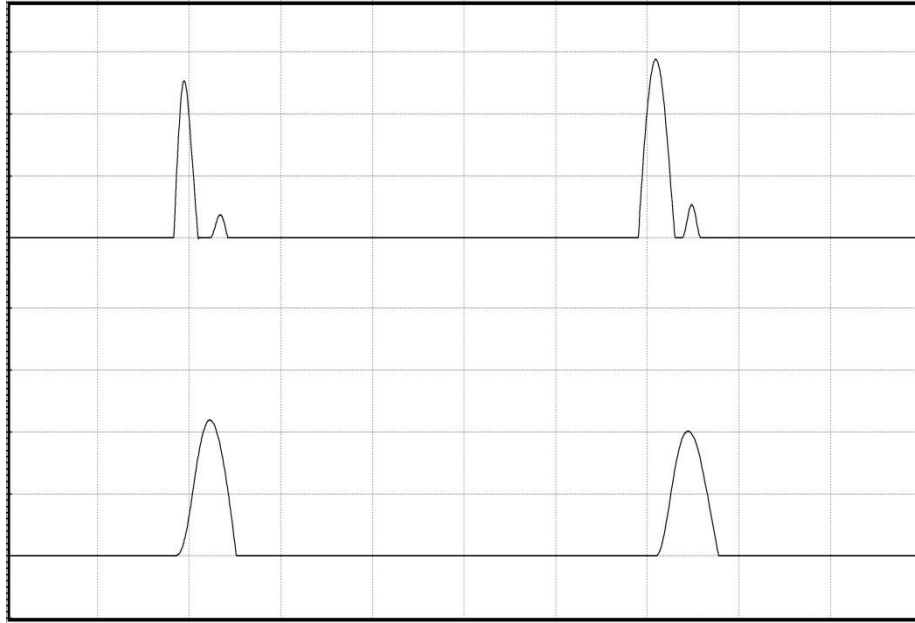
Şekil 6.7 Deneysel sonuçlarda ana diyotun akımı ve gerilimi. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde



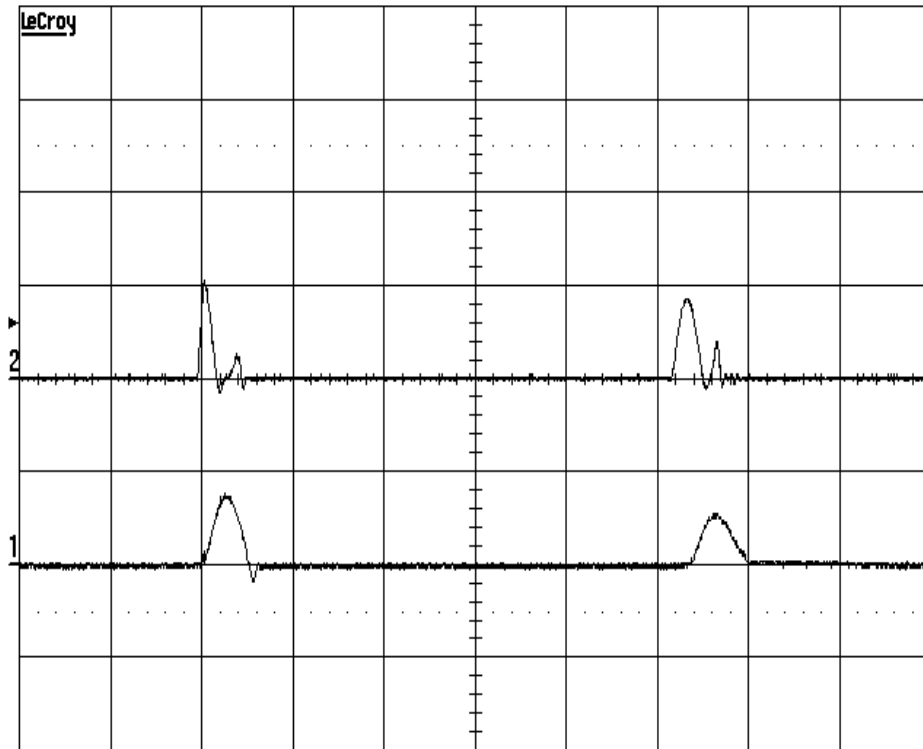
Şekil 6.8 Simülasyonda bastırma kondansatörünün yukarıdan aşağıya sırasıyla gerilimi ve akımı



Şekil 6.9 Deneysel sonuçlarda bastırma kondansatörünün yukarıdan aşağıya sırasıyla gerilimi ve akımı. 200 V/kare, 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde



Şekil 6.10 Simülasyonda yukarıdan aşağıya sırasıyla L_b ve L_a bastırma endüktansları akımları



Şekil 6.11 Deneyisel sonuçlarda yukarıdan aşağıya sırasıyla L_b ve L_a bastırma endüktanslarının akımları 10 A/kare ve 1 μ s/kare değerlerinde

SONUÇLAR

Bu çalışmada ana anahtarın ZVT ve ZCT teknikleri ile anahtarlandığı diğer elemanların tamamının ise ZVS yada ZCS ile anahtarlandığı yeni bir yükseltici DC-DC dönüştürücü sunulmuştur. Çalışmada, literatürde yer alan ZVT ve ZCT tekniklerinin tüm olumlu yanlarının alınması ve yine bununla beraber tüm olumsuz yanlarının elimine edilmesi amaçlanmıştır. Dönüştürücü 100 kHz anahtarlama frekansında, 500 W güç değerinde 200 V giriş ve 400 V çıkış değerlerinde çalıştırılarak deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Bu dönüştürücü, [1] deki çalışmada ortaya çıkan kesime girme anahtarlama kayıplarını ortadan kaldırmıştır. Ayrıca, [9] daki çalışmada oluşan ilave akım stresini elimine etmiş ve sirkülasyon kayıplarını minimize etmiştir. Bu yönüyle bakıldığında sunulan dönüştürücü [1] ve [9] un istenilen özelliklerini almış, istenmeyen taraflarını ise ortadan kaldırmıştır.

Sunulan dönüştürücünün öne çıkan özellikleri şu şekilde sıralanabilir:

- 1- Ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile iletme ve ZCS ile kesime girmektedir. Kesime girme esnasında ZCT çalışmayı sağlaması [1] deki çalışmaya göre üstünlüğüdür.
- 2- Ana anahtarda hiçbir ilave akım ve gerilim stres oluşmamaktadır. İlave akım stresini ortadan kaldırması [9] daki çalışmaya göre üstünlüğüdür.
- 3- Ana diyotta hiçbir ilave akım ve gerilim stresi oluşmamaktadır.
- 4- Yardımcı anahtarda ilave gerilim stresi oluşmamaktadır. Bununla beraber yardımcı anahtarda zorunlu olarak oluşan akım stresi kabul edilebilir düzeydedir.

- 5- Sunulan dönüştürücü yüksek frekanslarda bile periyodun büyük bir kısmında PWM çalışmayı korumaktadır.
- 6- Dönüştürücüde sirkülasyon enerjisi oldukça düşük düzeydedir. Sirkülasyon kayıplarını azaltması [9] daki çalışmaya göre üstünlüğüdür.
- 7- Hafif yüklerde dahi ZVZCT çalışma sağlanmaktadır.
- 8- Geçici rejim aralıkları periyodun çok küçük bir kısmını işgal etmektedir.
- 9- Ana ve yardımcı anahtarlar ortak emitterli olduğu için kontrolü çok kolaydır.
- 10- Bastırma hücresinin diğer DC-DC dönüştürücülere uygulaması çok kolaydır.

Sunulan bu yeni çalışmanın daha ileri çalışmalara yol göstereceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Huang, W. ve Moschopoulos, G., (2006). " A New Family of Zero-Voltage-Transition PWM Converters with Dual Active Auxiliary Circuits", Power Electrons, IEEE Transactions on, 21: 370-379.
- [2] Aksoy, İ., (2007). Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama DC-DC PWM Dönüştürücünün Tasarımı, Analizi ve Uygulaması, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] Hua, G., Leu, C., Jiang, Y. ve Lee, F.C., (1994). "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Trans. On Power Electron., 9: 213-219.
- [4] Bodur, H., (2003). "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri", YTÜ Ders Notları, 2003, YTÜ, İstanbul
- [5] Hua, G., Yang, E.X., Jiang, Y. ve Lee, F.C., (1994). " Novel Zero-Current-Transition PWM Converters", IEEE Trans. On Power Electron., 9: 601-606.
- [6] Stein, C. M. ve Hey, H. L., (2000). "A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters", IEEE Trans. On Power Electron., 15: 185-193.
- [7] Altıntaş, N., Bakan, A.F. ve Aksoy, İ., (2013). " A Novel ZVT-ZCT PWM Boost Converter" , IEEE Trans. On Power Electron.
- [8] Bodur, H. ve Bakan, A.F., (2004). "A New ZVT–ZCT–PWM DC–DC Converter", IEEE Trans. On Power Electron., 19: 676-684.
- [9] Aksoy, İ., Bodur, H. ve Bakan, A.F., (2010). "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter", IEEE Trans. On Power Electron., 25: 2093-2105.
- [10] Bodur, H. ve Bakan, A.F., (2002). " A New ZVT-PWM DC-DC Converter", IEEE Trans. On Power Electron., 17: 40-47.
- [11] Veerachary, M., (2011). "Soft-Switching Fifth-Order Boost Converter", India Conference(İNDİCON), 16-18 December, Hyderabad,1-4.
- [12] Jain, N., Jain, P. K. ve Joos, G., (2004). "A Zero Voltage Transition Boost Converter Employing a Soft Switching Auxiliary Circuit With Reduced Conduction Losses", IEEE Trans. On Power Electron., 19: 130-139.

- [13] Lee, D., Lee, M.,Hyun, D. ve Choy, İck., (2003). “New Zero-Current-Transition PWM DC/DC Converters Without Current Stress”, IEEE Trans. On Power Electron., 18: 95-104.
- [14] Adib, E. ve Farzanehfard., (2008). “Family of Zero-Current Transition PWM Converters”, IEEE Trans. On Industrial Electronics., 55: 3055-363.
- [15] Çetin, S., Bodur, H. ve Yanık G., (2011). “ A New Fully Soft-Switched Boost Converter”, 7. Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 11th International Conference On, 17-19 October 2011,Lisbon.
- [16] Akin, B. ve Bodur, H., (2011). “ A New Single-Phase Soft-Switching Power Factor Correction Converter”, IEEE Trans. On Power Electron., 26: 436-443
- [17] Bodur, H., Aksoy, İ. ve Akin, B., (2002). “Anahtarlama ve Rezonanslı dönüştürücüler”, Kaynak Elektrik, (158): 100-108.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Yakup ŞAHİN
Doğum Tarihi ve Yeri : 01.04.1986 / ADANA
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : ysahin@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	İnönü Üniversitesi	2010
Lise	Fen Bilimleri	Toros Gübre Lisesi	2004

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2011	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2010	Bitlis Eren Üniversitesi	Araştırma Görevlisi