

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YUMUŞAK ANAHTARLAMALI DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN İNCELENMESİ**

Elektrik Mühendisi Nihan ALTINTAŞ

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ.....	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ.....	1
2. DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE KONTROL TEKNİKLERİ	3
2.1 Anahtarlama DC-DC Dönüştürücüler	3
2.1.1 Anahtarlama DC-DC Dönüştürücülerin Sınıflandırılması	4
2.1.1.1 İzolasyonsuz Temel DC-DC Dönüştürücüler	4
2.1.1.2 İzolasyonlu DC-DC dönüştürücüler	4
2.1.2 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği	5
2.1.3 Anahtarlama Temel DC-DC Dönüştürücüler	6
2.2 Rezonanslı DC-DC Dönüştürücüler	7
2.2.1 Rezonans Kontrol Tekniği	7
2.3 Anahtarlama ve Rezonanslı DC-DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması	8
3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ	9
3.1 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hüresi Kavramı.....	9
3.2 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri.....	11
3.2.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS).....	12
3.2.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS).....	12
3.2.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)	12
3.2.4 Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)	12
4. SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	14
4.1 DÖNÜŞTÜRÜCÜ-1	14
4.1.1 Çalışma Aralıkları.....	15
4.1.2 Tasarım Kriterleri	22
4.1.3 Tasarım Örneği	27
4.1.4 Simülasyon Sonuçları	28
4.1.5 Sonuçlar	30
4.2 DÖNÜŞTÜRÜCÜ-2.....	30

4.2.1	Devrenin Çalışma Aralıkları.....	31
4.2.2	Dönüştürücünün Temel Özellikleri	38
4.2.3	Aktif Bastırma Hücresinin Tasarımı.....	39
4.2.3.1	Rezonans Endüktansının Belirlenmesi	39
4.2.3.2	Bastırma Kondansatörünün Belirlenmesi	40
4.2.3.3	Rezonans Kondansatörünün Belirlenmesi.....	40
4.2.3.4	Yardımcı Anahtar ve Diyodun Gerilim Stresi	40
4.2.4	Simülasyon Çalışmaları.....	40
4.2.5	Sonuçlar	45
5.	ZVT-ZCT YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	46
5.1	Çalışma Prensipleri ve Analizi	46
5.1.1	Çalışma Aralıkları.....	47
5.2	DeneySEL Sonuçlar	58
6.	SONUÇLAR.....	61
	KAYNAKLAR.....	62

SİMGE LİSTESİ

C_S	Bastırma devresi kondansatörü
C_F	Çıkış kondansatörü
C_r	Rezonans kondansatörü
D_F	Ana diyot
D_1	Ana transistörün dahili diyodu
D_2	Yardımcı transistörün dahili diyodu
I_o	Çıkış akımı
I_{rr}	Ana diyot ters toparlanma akımı
i_T	Ana transistör akımı
i_{DF}	Ana diyot akımı
i_{LS}	Bastırma devresi endüktans akımı
I_i	Giriş akımı
L_S	Bastırma devresi endüktansı
L_F	Ana endüktans
R_L	Yük direnci
T_1	Ana transistör
T_1	Ana transistörün iletim süresi
T_2	Yardımcı transistör
T_p	Anahtarlama periyodu
V_{CS}	Bastırma devresi kondansatör gerilimi
V_{CB}	Rezonans kondansatörü gerilimi
V_T	Ana transistör gerilimi
V_{DF}	Ana diyot gerilimi
V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
ω_r	Rezonans açısal frekansı
ω_s	Bastırma açısal frekansı
λ	Bağlı iletim süresi

KISALTMA LİSTESİ

EMI	Elektromanyetik Girişimi
FM	Frekans Modülasyonu
HS	Sert Anahtarlama
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
RFI	Radyo Frekans Girişimi
SS	Yumuşak Anahtarlama
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Prensip olarak PWM tekniği.	5
Şekil 3.1 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri.	11
Şekil 4.1 ZVS PWM yükseltici dönüştürücünün devre şeması.	14
Şekil 4.2 Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.	15
Şekil 4.3 Aralık 0'a ait eşdeğer devre şeması.	16
Şekil 4.4 Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.	16
Şekil 4.5 Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması.	17
Şekil 4.6 Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması.	19
Şekil 4.7 Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.	20
Şekil 4.8 Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.	20
Şekil 4.9 Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.	21
Şekil 4.10 Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.	22
Şekil 4.11 (b) $V_{S2} - Z_r$ karakteristiği.	24
Şekil 4.12 ZVS aralığı - Z_r karakteristiği.	24
Şekil 4.13 (a) $t_A - Z_r$ karakteristiği.	25
Şekil 4.13 (b) $t_B - Z_r$ karakteristiği.	25
Şekil 4.13 (c) $t_{ZVT} - Z_r$ karakteristiği.	25
Şekil 4.14 $V_{S2}, V_{Cr}, I_{S1p}, t_A, t_B - I_{in}$ karakteristiği.	26
Şekil 4.15 $V_{S2}, V_{Cr}, I_{S1}, t_A, t_B - R$ karakteristiği.	26
Şekil 4.16 Ana anahtarın iletme girmesi esnasında uçlarındaki gerilim ve akım değişimleri.	28
Şekil 4.17 Yardımcı anahtarın gerilim ve akım değişimleri.	29
Şekil 4.18 Rezonans endüktans akımı ve rezonans kondansatör gerilimi.	29
Şekil 4.19 Aktif bastırılmalı ZVT-PWM yükseltici dönüştürücü.	31
Şekil 4.20 Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.	32
Şekil 4.21 Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması.	33
Şekil 4.22 Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması.	34
Şekil 4.23 Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.	35
Şekil 4.24 Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.	35
Şekil 4.25 Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.	36
Şekil 4.26 Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.	36
Şekil 4.27 Aralık 8'e ait eşdeğer devre şeması.	37
Şekil 4.28 ZVT-PWM yükseltici dönüştürücünün temel dalga şekilleri.	38
Şekil 4.29 (a) Rezonans endüktans akımı ve bastırma kondansatörü gerilimi.	41
Şekil 4.29 (b) Rezonans endüktans akımı ve rezonans kondansatörü gerilimi.	41
Şekil 4.30 (a) Ana anahtarın gerilim ve akım değişimleri.	42
Şekil 4.30 (b) Yardımcı anahtarın gerilim ve akım değişimleri.	42
Şekil 4.31 (a) Ana diyodun gerilim ve akım değişimleri.	43
Şekil 4.31 (b) D_2 diyodunun gerilim ve akım değişimleri.	43
Şekil 4.32 (a) Sert anahtarlama ana anahtar gerilimi ve akımı.	44
Şekil 4.32 (b) Sert anahtarlama ana diyot gerilim ve akımı.	44
Şekil 4.33 $V_{S2}, V_{Cr}, I_{S1peak}, t_A, t_B - I_{in}$ karakteristiği.	45
Şekil 5.1 Yeni ZVT-ZCT-PWM yükseltici dönüştürücünün devre şeması.	46
Şekil 5.2 Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.	47
Şekil 5.3 Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması.	48
Şekil 5.4 Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması.	48
Şekil 5.5 Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.	49
Şekil 5.6 Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.	50

Şekil 5.7	Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.....	50
Şekil 5.8	Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.....	51
Şekil 5.9	Aralık 8'e ait eşdeğer devre şeması.....	51
Şekil 5.10	Aralık 9'a ait eşdeğer devre şeması.....	52
Şekil 5.11	Aralık 10'a ait eşdeğer devre şeması.....	52
Şekil 5.12	Aralık 11'e ait eşdeğer devre şeması.....	53
Şekil 5.13	Önerilen dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.....	53
Şekil 5.14	(a) $I_{S1p} - L_s$ karakteristiği.....	54
Şekil 5.14	(b) $V_{S2} - L_s$ karakteristiği.....	55
Şekil 5.14	(c) $V_{Cr} - L_s$ karakteristiği.....	55
Şekil 5.14	(d) $t_{ZVT} - L_s$ karakteristiği.....	56
Şekil 5.14	(e) $t_{ZCT} - L_s$ karakteristiği.....	56
Şekil 5.14	(f) $V_{S2}, V_{Cr}, I_{S1p}, t_{ZVT}, t_{ZCT} - I_{in}$ karakteristiği.....	57
Şekil 5.14	(g) $V_{S2}, V_{Cr}, I_{S1p}, t_{ZVT}, t_{ZCT} - R$ karakteristiği.....	57
Şekil 5.15	Anahtar gerilimi (100V/div), ana anahtar akımı(10A/div), ve ana anahtarın kontrol sinyali (20V/div).....	59
Şekil 5.16	Yardımcı anahtar gerilimi (100V/div), bastırma endüktansı akımı (10A/div), ve yardımcı anahtarın kontrol sinyali (20V/div).....	59
Şekil 5.17	Ana diyot gerilimi (100V/div) ve akımı (10A/div).....	60
Şekil 5.18	Çıkış gerilimi (100V/div), bastırma endüktansı akımı (10A/div) ve bastırma kondansatörü gerilimi (100V/div).....	60

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Anahtarlama ve rezonanslı DC–DC dönüştürücülerin karşılaştırılması.	8
Çizelge 4.1 Devrede kullanılan elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler.	22
Çizelge 4.2 Devrede kullanılan elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler.	37
Çizelge 5.1 Devrede kullanılan elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler.	54
Çizelge 5.2 Uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların nominal değerleri.	58

ÖNSÖZ

Yüksek lisans öğrenimimin tez kısmını teşkil eden bu çalışmada Yumuşak Anahtarlamalı DC-DC Dönüştürücüleri inceledim. Hazırladığım tezin daha sonra bu konuda yapılacak çalışmalar için iyi bir referans olmasını umarım.

Çalışmalarım sırasında büyük bir anlayış ve sabır gösteren, beni yönlendiren ve destekleyen, bilgisi ve kişiliği ile her alanda kendime örnek aldığım tez yöneticisi değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN'a, verdiği destekle lisansüstü eğitimime devam etmemi ve çalışmayı çok istediğim Güç Elektroniği Laboratuvarının bir elemanı olmamı sağlayan, bilgi birikimlerini öğrencilerine büyük bir heyecan ve idealist bir ruhla aktaran değerli hocam Prof. Dr. Hacı BODUR'a, her çalışmamda olduğu gibi tez çalışmamda yoğun çalışma temposuna rağmen büyük bir fedakarlık göstererek bana yardımcı olan, güç elektroniği dalını seçmemi sağlayan sevgili hocam Arş. Gör. İsmail AKSOY'a en içten şükranlarımı sunarım.

Ayrıca Güç elektroniği laboratuvarında bulunan hocalarıma ve aileme de göstermiş oldukları ilgiden ve iyi niyetlerinden dolayı teşekkür ederim.

ÖZET

Yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Daha yüksek güç yoğunluğu ve daha hızlı geçiş cevabı için çalışma frekansının yükseltilmesi gerektiği, fakat bu durumda yarı iletken elemanların anahtarlama kayıpları ile elektromanyetik girişim (EMI) ve radyofrekans girişimi (RFI) gürültülerinin arttığı bilinmektedir. Bu kayıp ve gürültülerin düşürülmesi ve frekansın yükseltilebilmesi, ancak sert anahtarlama (HS) yerine yumuşak anahtarlama (SS) tekniklerinin kullanılmasıyla sağlanabilmektedir. Bu konudaki çalışmalar son yıllarda cazibesini gittikçe artan bir şekilde sürdürmektedir.

Bu çalışmada, DC-DC dönüştürücüler ile kontrol teknikleri ve yumuşak anahtarlama teknikleri incelenmiştir. Sıfır gerilim geçişli PWM DC-DC dönüştürücüler ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Yeni bir aktif bastırma hücresi kullanılan yükseltici dönüştürücü ile diğer dönüştürücüler karşılaştırılmıştır.

Önerilen bastırma hücresi ana anahtar için sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) sağlar. Dönüştürücüdeki bütün yarı iletken elemanlar yumuşak anahtarlama altında iletme ve kesime girer. Dönüştürücü basit yapılı olup az sayıda elemana sahiptir. Dönüştürücünün kararlı hal analizi sunulmuş ve 1 kW, 100 kHz'lik yükseltici bir dönüştürücü prototipi ile analiz doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: DC-DC dönüştürücü, yumuşak anahtarlama, sıfır gerilimde geçiş, sıfır akımda geçiş.

ABSTRACT

Pulse width modulation (PWM) technique has been widely used in industry due to its high power density, fast transient response and ease of control. Operating frequency should be increased in order to obtain higher power density and faster transient response but in that case electromagnetic interference (EMI) and radio frequency interference (RFI) noises and switching losses in semi-conductor devices increase as well. In order to decrease these noises and losses, soft switching (SS) techniques should be used instead of hard switching (HS) techniques. This approach has been very popular in last years and continues to be so.

In this thesis, DC-DC converters, control and soft switching techniques are investigated. Zero voltage transition PWM DC-DC converters are analyzed in detail. A new boost converter with an active snubber cell is proposed and compared with the other converters.

The proposed converter provides zero voltage transition (ZVT) and zero current transition (ZCT) for the main switch. All of the semiconductor devices turn on and off under soft switching. The converter has a simple structure and minimum number of components. Steady state analysis of the converter is presented, and theoretical analysis is verified by a prototype of a 1 kW and 100 kHz boost converter.

Keywords : DC-DC converter, soft switching, zero voltage transition, zero current transition.

1. GİRİŞ

Yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle, darbe genişlik modülasyonlu (PWM) DC-DC dönüştürücüler, endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Daha yüksek güç yoğunluğu ve daha hızlı geçiş cevabı, anahtarlama frekansı artırılarak elde edilebilir. Ancak, anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim (EMI) gürültüsü de artar. Bu nedenle, bastırma hücreleri denilen devreler vasıtasıyla anahtarlama kayıpları azaltılarak, anahtarlama frekansı yükseltilebilir (Hua vd., 1994). Kutuplu/kutupsuz, rezonanslı/rezonanssız ve aktif/pasif hücreler gibi, literatürde sunulan çok sayıda bastırma hücresi vardır (Ferraro vd., 1982).

Komütasyonların sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile gerçekleştirilmesi sayesinde, rezonanslı dönüştürücülerde anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azalır. Fakat, bu tür dönüştürücülerde, aşırı gerilim ve akım stresleri oluşur, normal PWM dönüştürücülere göre güç yoğunluğu daha düşük ve kontrol daha zordur (Mao vd., 1997; Smith vd., 1997; Tseng vd., 1998; Grigore vd., 1998; Menegaz vd., 1999).

Son yıllarda, rezonanslı ve normal PWM tekniklerinin istenen özelliklerini birleştirmek için, normal PWM dönüştürücülere rezonanslı aktif bastırıcılar eklenerek, çok sayıda sıfır gerilim geçişli (ZVT) ve sıfır akım geçişli (ZCT) PWM dönüştürücü sunulmuştur (Hua vd., 1994; Mao vd., 1997; Tseng vd., 1998). Bu dönüştürücülerde, iletme ve kesime girme işlemleri, bir rezonans tarafından sağlanan çok kısa bir ZVT veya ZCT süresinde ZVS ve/veya ZCS altında gerçekleşir. Böylece, rezonanslar çok kısa zaman aralıklarında oluştuğu için, dönüştürücü zamanın çoğunda normal bir PWM dönüştürücü olarak davranır. Ancak, bastırma elemanlarının çalışma özellikleri sebebiyle, PWM çalışmanın iletim ve kesim durumları bir minimum süreye sahiptir (Hua vd., 1994; Grigore vd., 1998).

Temel ZVT-PWM dönüştürücüde (Hua vd., 1994), ana anahtar, bir paralel rezonanslı ZVT yardımıyla ZVS ve yaklaşık ZCS altında mükemmel olarak iletme girer. Ana diyot ZVS ile iletim ve kesime girer. Yük akımı, ana diyodun ters toparlanma akımı ve ana anahtarın parazitik kondansatörünü kapsayan rezonans kondansatörünün enerjisi, bir yardımcı anahtar vasıtasıyla rezonans endüktansına aktarılır. Buna karşılık, ana anahtar sadece yaklaşık ZVS altında kesime ve yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile iletme girer. Ayrıca, devrenin çalışması hat ve yük şartlarına çok bağlıdır. Yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama ile kesime girmesi ve endüktansta biriken enerjinin aktarılması, çok zordur ve ilave düzenler gerektirir. Bu problemlerin çözümü için bu alanda yapılan çok çalışma mevcuttur (Hua vd., 1994; Mao

vd., 1997; Smith vd., 1997; Tseng vd., 1998; Menegaz vd., 1999; Kim vd., 2000).

Temel ZCT-PWM dönüştürücüde (Hua vd., 1994), ana anahtar, bir seri rezonanslı ZCT yardımıyla ZCS ve ZVS altında mükemmel olarak kesime girer. Yardımcı anahtar yaklaşık ZCS ile ilettime girer. Devrenin çalışması hat ve yük şartlarına çok az bağlıdır. Buna karşılık, eşzamanlı ve sert anahtarlama ile ana anahtar ilettime ve ana diyot kesime girer, böylece aynı zamanda bir kısa devre oluşur. Büyük değerlerde kayıplara ve EMI gürültüye neden olan bu kısa devrenin önlenmesi, oldukça zordur. Ayrıca, yardımcı anahtar sert anahtarlama ile kesime girer ve anahtarların parazitik kondansatörleri anahtarlar üzerinden boşalır (Hua vd., 1994; Mao vd., 1997).

Son yıllarda ZVT ve ZCT tekniklerinin birleştirilmesiyle elde edilen ZVZCT'li dönüştürücüler önerilmiştir (Stein vd., 2000, Bodur vd., 2004). Bu dönüştürücülerde ana anahtarın ilettime ve kesime girme işlemleri tam olarak sıfır gerilimde ve sıfır akımda gerçekleştirilmektedir. Ayrıca ilave olarak kullanılan yardımcı anahtarında yumuşak anahtarlama ile ilettime girmesi ve kesime girmesi sağlanmıştır.

Bölüm 2'de genel olarak DC-DC dönüştürücüler ve kontrol teknikleri hakkında kısa bilgi verilmiş, Bölüm 3'te yumuşak anahtarlama teknikleri anlatılmıştır.

Bölüm 4'te literatürde bulunan ve geliştirilen dönüştürücüye benzeyen iki adet sıfır gerilimde anahtarlama DC-DC dönüştürücü incelenmiştir.

Bölüm 5'te temel ZCT-PWM'de karşılaşılan problemlerin büyük bir kısmını çözen bir aktif bastırma hücresi sunulmuştur. Bu çalışmada esas olarak temel ZCT-PWM'deki kontrol yöntemi değiştirilmiştir. Kontrol yöntemindeki değişiklikle temel ZCT devresinde herhangi bir değişiklik yapmadan ZVT ve ZCT ile çalışma sağlanmıştır. Önerilen dönüştürücüde ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girmektedir. Sunulan bastırma hücreli dönüştürücüde bütün yarı iletken elemanlar yumuşak anahtarlama ile çalışır. Sunulan dönüştürücünün çalışma prensibi ve teorik analizi, 1 kW ve 100 kHz'lik bir yükseltici dönüştürücü prototipi ile doğrulanmıştır.

2. DC–DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER VE KONTROL TEKNİKLERİ

Gün geçtikçe daha çok uygulama alanı bulan DC–DC dönüştürücüler, akademik ve pratik çalışmalarda geniş yer tutmaya devam etmektedir. Bu dönüştürücülerden temel olarak geniş bir aralıkta ayarlanabilen, düzgün ve regüleli bir DC çıkış gerilimi ile yüksek bir verim istenmektedir. DC transformatörler olarak da kabul edilen bu dönüştürücüler,

1. Anahtarlama DC–DC dönüştürücüler
2. Rezonanslı DC–DC dönüştürücüler

şeklinde iki ana gruba ayrılır. Fakat, DC–DC dönüştürücüler denildiğinde, daha çok anahtarlama dönüştürücüler anlaşılmaktadır. Bu durumda, rezonanslı dönüştürücüler özel bir tür olarak da kabul edilebilir (Bodur, 2003).

2.1 Anahtarlama DC–DC Dönüştürücüler

Anahtarlama DC–DC dönüştürücüler, genellikle Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) tekniği ile kontrol edilmektedir. Hızlı geçiş cevabı ve yüksek güç yoğunluğu nedeniyle, bu dönüştürücüler endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler, geniş bir aralıkta ayarlanabilen, düzgün ve regüleli bir DC gerilim sağlayabilmektedir.

Anahtarlama temel DC–DC dönüştürücüler, bir kontrollü yarı iletken güç elemanı, bir yarı iletken güç diyodu ve bir anahtarlama endüktansından oluşan üç temel elemanın farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilmiştir. Devrede ya tam iletimde ya da tam kesimde olarak çalıştırılan kontrollü güç elemanına, güç anahtarı veya aktif eleman denilmektedir. Diyot ise yarı iletken pasif güç elemanıdır. Ayrıca, çalışma frekansına göre endüktans değerinin yeterince büyük olduğu ve böylece endüktanstan geçen akımın genellikle kesintisiz ve düzgün olduğu kabul edilmektedir.

Anahtarlama DC–DC dönüştürücülerin çalışma prensibi, anahtarlama endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Bu dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde ya güç anahtarı ya da güç diyodu iletimdedir. Genellikle, anahtar iletimde iken endüktansa enjekte edilen enerji, diyot iletimde iken çıkışa aktarılır (Bodur, 2003).

2.1.1 Anahtarlamalı DC–DC Dönüştürücülerin Sınıflandırılması

Farklı şekillerde sınıflandırılan anahtarlamalı DC–DC dönüştürücülerin çok kabul gören bir sınıflaması aşağıda verildiği gibidir.

2.1.1.1 İzolasyonsuz Temel DC–DC Dönüştürücüler

- a) Düşürücü (buck) dönüştürücü
- b) Yükseltici (boost) dönüştürücü
- c) Düşürücü–yükseltici (buck–boost) dönüştürücü
- d) Cuk dönüştürücü
- e) Sepic dönüştürücü
- f) Zeta dönüştürücü

2.1.1.2 İzolasyonlu DC–DC dönüştürücüler

- a) İleri yönlü (forward) dönüştürücü
- b) Geri dönüşlü (fly-back) dönüştürücü
- c) Push–pull dönüştürücü
- d) Yarım köprü (half-bridge) dönüştürücü
- e) Tam köprü (full-bridge) dönüştürücü

Aslında, izolasyonsuz olan ilk 3 dönüştürücü temel dönüştürücülerdir. Diğer bütün dönüştürücüler, bu 3 dönüştürücüden birisinin karakteristiğine sahiptir. Ayrıca, genellikle izolasyonlu olarak kullanılan yarım ve tam köprü dönüştürücüler, izolasyonsuz olarak da gerçekleştirilebilmektedir. İzolasyonsuz düşürücü ve yükseltici ile izolasyonlu push–pull dönüştürücüler daha çok kullanılmaktadır.

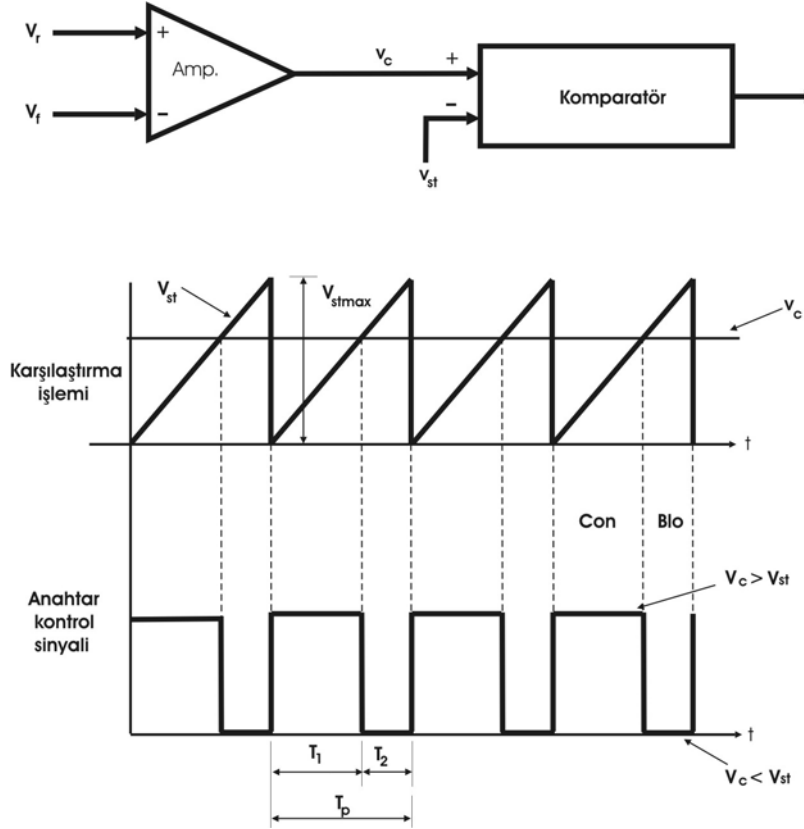
2.1.2 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) Tekniği

Anahtarlama DC-DC dönüştürücülerde, bir anahtarlama periyodu içerisinde güç anahtarı iletim süresinin anahtarlama periyoduna oranı, darbe/periyo oranı veya bağıl iletim süresi olarak tanımlanır ve λ veya D ile gösterilir. Böylece, bağıl iletim süresi için,

$$\lambda = \frac{T_1}{T_p} \quad (2.1)$$

$$0 < \lambda < 1 \quad (2.2)$$

yazılabilir. Bağıl iletim süresi λ 'nın kontrolü ile, DC çıkış geriliminin ayarlanması ve bu gerilimin giriş gerilimi ile çıkış akımındaki değişimlere karşı regüle edilmesi sağlanmaktadır.



Şekil 2.1 Prensip olarak PWM tekniği.

Bu dönüştürücüler, genellikle darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği ile kontrol edilmektedir. Bu teknikte, sabit çalışma frekansı altında güç anahtarının iletim süresi

değiştirilerek, bağıl iletim süresi λ böylece DC çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Gerçekleştirilmesi de oldukça kolay olan PWM tekniğinde, güç anahtarı kontrol sinyalinin nasıl elde edildiği ve kontrolün nasıl sağlandığı, prensip olarak Şekil 2.1’de görülmektedir.

PWM tekniğinde, Şekil 2.1’den görüldüğü gibi, istenen bir referans gerilim V_r ile geri besleme gerilimi V_f ’nin bir amplifikatörden geçirilmesiyle kontrol gerilimi V_c elde edilmekte ve bu gerilim ile istenen frekansta bir testere dişi gerilim V_{st} ’nin karşılaştırılmasıyla güç anahtarının kontrol sinyali elde edilmektedir. Burada, referans giriş gerilimi ile DC çıkış geriliminin ayarı ve geri besleme giriş gerilimi ile DC çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmaktadır.

Anahtarlama dönüştürücülerin DC çıkış gerilimi, ayrıca frekans modülasyonu (FM) tekniği ile de kontrol edilebilmektedir. Bu teknikte ise, anahtarlama frekansı veya periyot değiştirilerek, bağıl iletim süresi ve böylece DC çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Bu kontrol yöntemi, ancak hafif yük veya geçici rejim şartlarında çalışma gibi zorunlu hallerde ve geçici olarak kullanılmaktadır (Bodur, 2003).

2.1.3 Anahtarlama Temel DC–DC Dönüştürücüler

Bu bölümde, bir güç anahtarı ve bir güç diyodu ile bir anahtarlama endüktansının farklı şekillerde bağlanmasıyla gerçekleştirilen, izolasyonsuz anahtarlama 3 temel DC–DC dönüştürücünün çalışma prensibi ve genel özellikleri incelenmiştir. Bu incelemede, giriş ve çıkış gerilim kaynakları, güç anahtarları ve güç diyodu ile endüktans ve kondansatör ideal kabul edilmiştir. Analizde, ayrıca endüktanstan geçen akımın kesintisiz olduğu kabul edilmiştir.

Kararlı rejimde çalışan temel dönüştürücülerin hepsinde, ortalama endüktans akımı daima güç anahtarı ve güç diyodu akımlarının toplamına eşittir. Endüktans gerilimi ve kondansatör akımı ortalama olarak daima sıfırdır. Endüktans akımı ile kondansatör gerilimindeki artma ve azalma miktarları daima birbirine eşittir. DC çıkış gerilimi, ortalama endüktans geriliminin sıfır olmasından veya endüktans akımındaki artma ve azalma miktarlarının birbirine eşitliğinden bulunabilir. Ayrıca, endüktans akımındaki dalgalanma miktarı bu akımdaki artma ile azalma miktarlarının birbirine eşitliğinden ve çıkış gerilimindeki dalgalanma miktarı kondansatör gerilimindeki artma ile azalma miktarlarının birbirine eşitliğinden kolayca bulunabilir (Bodur, 2003).

2.2 Rezonanslı DC–DC Dönüştürücüler

Temel olarak, seri bağlı bir endüktans ile bir kondansatörün bir gerilim kaynağıyla beslenmesine seri rezonans devresi ve paralel bağlı bir endüktans ile bir kondansatörün bir akım kaynağıyla beslenmesine ise paralel rezonans devresi denilmektedir.

Rezonanslı dönüştürücüler, rezonans devreleri kullanılarak gerçekleştirilen dönüştürücü devreleridir. Bu şekilde elde edilen çok sayıda ve türde dönüştürücü mevcuttur. Burada rezonanslı dönüştürücüler etraflı olarak incelenmemiştir. Anahtarlamalı dönüştürücüler ile bir karşılaştırma yapılabilmesi için, temel olarak rezonanslı dönüştürme kavramı ve rezonans kontrol tekniği ile örnek bir rezonanslı dönüştürücü ve temel rezonans bağıntıları ele alınmıştır (Bodur, 2003).

Rezonans devreleri, aşağıda verilen iki temel amaç ile dönüştürücü uygulamalarında kullanılmaktadır.

1. Trisörlerin komütasyonunu ve böylece tristörlü devrelerin çalışmasını sağlamak.
2. Güç elemanlarının sıfır akım veya sıfır gerilimde anahtarlanmasını (ZCS veya ZVS) ve böylece anahtarlama kayıplarının bastırılmasını sağlamak.

Rezonanslı DC–DC dönüştürücülerin çalışma prensibi, oluşturulan rezonans devrelerinin enerji transferine dayalıdır. Bu amaçla seri, paralel ve karmaşık olmak üzere çok sayıda ve türde rezonans devreleri geliştirilmiştir.

Rezonanslı dönüştürücüler ile önceleri tristörlü devrelerin çalıştırılabilmesi amaçlanırken, son yıllarda daha çok yarı iletken güç elemanlarında sıfır akımda veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZCS veya ZVS) hedeflenmektedir.

2.2.1 Rezonans Kontrol Tekniği

Rezonans kontrol tekniğinde, sıfır akım veya sıfır gerilim dedektörleri kullanılarak, akım veya gerilimin sıfır olduğu esnada güç elemanlarının iletim veya kesime girmesi sağlanır. Burada, rezonans devresi tarafından belirlenen çalışma frekansı, genellikle çıkış gücüne bağlı olarak değişmektedir. Bu teknikte, rezonanslar arasında bırakılan boşluğun veya giriş kaynağının akım veya gerilim değerinin değiştirilmesi ile çıkış gücü kontrol edilir.

Bu rezonanslı dönüştürücünün en önemli avantajı, devredeki güç anahtarının iletim ve kesime girme işlemlerinin sıfır akımda anahtarlama (ZCS) altında gerçekleşmesidir. Bu özellik doğrudan dönüştürücünün ismine yansımıştır.

Kontrol sinyalinin elde edilebilmesi için akım ve gerilim dedektörlerinin kullanılması gerektiğinden, kontrolün zor olduğu söylenebilir. Bu dönüştürücüde çıkış gerilimi 0 ile V_i aralığında kontrol edilebilir. Ancak, bu kontrol diyodun iletim aralığı değiştirilerek sağlanabildiğinden, çalışma frekansı geniş bir aralıkla değişmektedir.

Çalışma frekansı veya çıkış gerilimi, ayrıca I_o yük akımına çok bağlıdır. Ayrıca, bu dönüştürücüde akım ve gerilim değişimleri çok dalgalıdır. Güç anahtarı ile güç diyodu aşırı akım veya aşırı gerilim stresine maruz kalmaktadır. Böylece, elemanların nominal değerleri yükselmekte ve devrenin güç yoğunluğu düşmektedir (Bodur, 2003).

2.3 Anahtarlamalı ve Rezonanslı DC–DC Dönüştürücülerin Karşılaştırılması

Anahtarlamalı ve rezonanslı DC–DC dönüştürücülerin ayrıntılı bir karşılaştırması Çizelge 2.1’de verilmiştir. Bu tablodan açıkça görüldüğü gibi anahtarlamalı dönüştürücüler sert anahtarlama dışında büyük bir üstünlük sağlamaktadır (Bodur, 2003).

Çizelge 2.1 Anahtarlamalı ve Rezonanslı DC–DC dönüştürücülerin karşılaştırılması (Bodur, 2003).

Karşılaştırma Konusu	Anahtarlamalı	Rezonanslı
• Kontrol tekniği	• PWM	• Rezonans
• Kontrol kolaylığı	• Çok kolay	• Zor
• Çalışma frekansı	• Sabit	• Değişken
• Frekansın yüke bağlılığı	• Bağlı değil	• Bağlı
• Güç elemanlarının iletim ve kesime girme işlemleri	• Sert	• Yumuşak
• Güç elemanlarının akım ve gerilim stresleri	• Normal	• Aşırı
• Güç elemanlarının nominal değerleri	• Normal	• Yüksek
• Akım ve gerilim değişimlerinde dalgalanma	• Yok	• Fazla
• Güç yoğunluğu	• Çok yüksek	• Düşük
• Cevap verme	• Çok hızlı	• Yavaş

3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA TEKNİKLERİ

3.1 Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Anahtarlama, temel olarak bir güç elemanının iletim ve kesime girme işlemleridir. Anahtarlama işlemlerinde, güç anahtarının akım ve geriliminin üstüste binmesiyle oluşan anahtarlama kayıpları yanında, güç diyodunun ters toparlanma kaybı ve güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj kaybı da oluşmaktadır. Bu anahtarlama kayıplarının hepsi anahtarlama frekansı ile doğru orantılıdır. Ek bir düzen kullanılmadan doğal olarak gerçekleşen anahtarlamalara Sert Anahtarlama (HS) denilmektedir (Bodur, 2003).

Sert anahtarlama ile çalışan devrelerde, anahtarlama kayıpları 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. Bununla beraber, anahtarlama işlemleri sırasında, büyük değerli olan akım ve gerilim yükselme hızları, yüksek değerli Elektromanyetik Girişimi (EMI) ve Radyofrekans Girişimi (RFI) gürültülerine neden olur. Bu gürültüler ise, kontrol ve haberleşme sinyallerini bozar.

Sert anahtarlama'daki bu problemlerin çözülmesi arzusu Yumuşak Anahtarlama (SS) kavramını ortaya çıkarmıştır. Yumuşak anahtarlama, temel olarak, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün özel düzenlerle yok edilmesi veya en aza indirilmesi şeklinde tanımlanır. Yayınlarda stres azaltma, bastırma, yük hattını şekillendirme gibi terimlerle de ifade edilen yumuşak anahtarlama, anahtarlama esnasında, elemanın maruz kaldığı akım ve gerilim değerleri ile akım ve gerilim yükselme hızlarının bastırılması, akım ve gerilim değişimlerinin şekillendirilmesi, anahtarlama kayıpları ile EMI gürültünün azaltılması ve anahtarlama enerjisinin yüke veya kaynağa transfer edilmesi fonksiyonlarını kapsar. Yumuşak anahtarlama amacıyla geliştirilen ve dönüştürücülerin temel bir parçası olmayan ilave düzen ve devrelere ise bastırma hücreleri denilmektedir.

Bastırma hücreleri, klasik ve modern olarak iki gruba ayrılır. Bu hücreler arasındaki temel fark, modern hücrelerin bir kısmı rezonansa sahip olmalarıdır. Bu rezonans, sadece anahtarlama işlemleri sırasında etkili olan geçici, periyodun tümüne yayılmayan ve yük akımından bağımsız bir rezonanstır. Kısmi rezonans, temel olarak, bastırma işleminin kısa süreli ve mükemmel olması ile bastırma enerjisinin geri kazanılmasını sağlar.

Bastırma hücreleri, dönüştürücünün ana anahtar ve ana diyodu üzerinde ilave akım ve gerilim streslerinin veya ek kayıpların oluşmasına neden olabilir. Bu ek kayıplar yok edilmeli veya en

düşük seviyelerde tutulmalıdır. Ayrıca, bu hücrelerin çalışması güç anahtarının iletim ve kesime girme sürelerinin dışına taşınabilir. Bu taşmalar minimum seviyelerde kalmalı, böylece bastırma hücresi PWM kontroluna mani olmamalı ve dönüştürücü değişken veya hafif yüklerde de çalışabilmelidir. İlave olarak, bastırma hücreleri dönüştürücünün karmaşıklık ve fiyatını arttırabilir. Bu artışlar da düşük seviyelerde kalmalıdır.

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

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

- Anahtarlama geçişleri esnasında akım ve gerilimin üstüste binmesini azaltmak.
- Akım ve gerilimin yükselme hızlarını sınırlamak.
- Yük hattı akım ve gerilim değişimlerini düzenlemek.
- Anahtarlama enerji kayıplarını bastırmak.
- EMI ve RFI gürültülerini bastırmak.
- Anahtarlama enerjilerini geri kazanmak.
- Çalışma frekansını yükseltmek.
- Peryodun büyük bir kısmında PWM çalışmayı korumak.
- Hafif yüklerde de yumuşak anahtarlama sürdürmek.
- Devrenin boyut ve maliyetini düşürmek.
- Devrenin verim ve güç yoğunluğunu arttırmak.

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, endüstride yaygın olarak kullanılan PWM DC-DC dönüştürücülerin gelişimi, anahtarlama problemlerinin çözümüne dayalıdır. Bu yüzden yumuşak anahtarlama teknikleri, anahtarlama kayıplarını düşürerek, çalışma frekansının arttırılmasına olanak sağladığı için PWM DC-DC dönüştürücülerin gelişiminde çok önemli bir role sahiptir. Ve

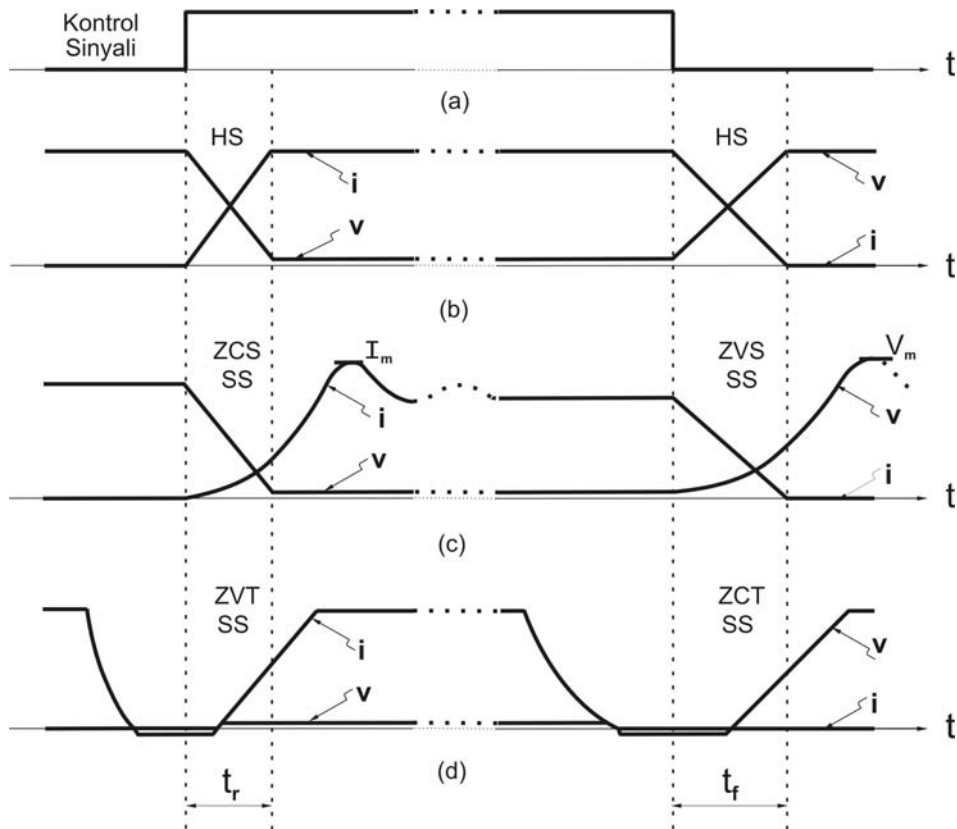
akademik ve endüstriyel çalışmalarda her geçen gün artan bir şekilde cazibesini sürdürmektedir (Bodur, 2003).

3.2 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak,

- Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)
- Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)
- Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)
- Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

şeklinde 4 genel gruba ayrılır. Şekil 3.1’de, 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.



Şekil 3.1 (a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile (b) HS (c) ZCS ile ZVS ve (d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri (Bodur, 2003).

3.2.1 Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

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

3.2.2 Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)

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

ZCS ve ZVS tekniklerinde anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilememektedir. Bu nedenle, bu tekniklere yaklaşık ZCS ve yaklaşık ZVS teknikleri de denilmektedir. Genel olarak, ZCS'de kullanılan endüktansa seri bastırma elemanı ve ZVS'de kullanılan kondansatöre paralel bastırma elemanı denilir. Normal olarak, seri endüktans güç elemanı üzerinde ilave bir gerilim stresine ve paralel kondansatör ise ilave bir akım stresine neden olur. Seri endüktansın neden olduğu ek gerilim stresinin önlenemediği kabul edilmektedir.

3.2.3 Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)

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

3.2.4 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 iletme 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 (Bodur, 2003).

4. SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

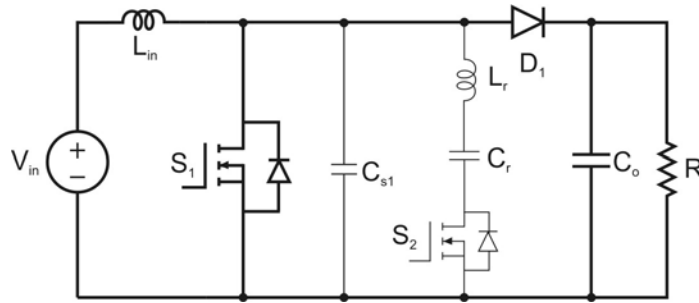
Bu bölümde, tezde geliştirilen devre ile literatürde yer alan ZVT PWM DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılmasının yapılabilmesi için (Moschopoulos vd., 1995) ve (Tseng ve Chen, 1998) tarafından sunulmuş olan iki devre detaylı olarak incelenmiştir.

4.1 DÖNÜŞTÜRÜCÜ-1

Bu çalışmada, temel dönüştürücü problemlerini çözen yeni bir sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) PWM yükseltici dönüştürücü geliştirilmiştir (Moschopoulos vd., 1995). Temel dönüştürücülerin problemleri aşağıda sıralanmıştır.

1. Ana anahtar için yumuşak anahtarlama sağlanırken kullanılan yardımcı anahtarın kesime girmesi kayıplıdır.
2. Yardımcı anahtar ana anahtarın sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile kesime girmesini sağlar, fakat özellikle MOSFET'lerde iletme girme kayıplarını azaltmaz.
3. Yardımcı anahtar anahtarlama periyodunun büyük bir kısmında çıkış geriliminin iki katına maruz kaldığından yüksek gerilim stresine sahiptir.
4. Yardımcı anahtar için izoleli sürme devresi gereklidir.
5. Standart PWM dönüştürücüye eklenen güç ve kontrol devreleri karmaşıktır.

Şekil 4.1'de gösterilen bu dönüştürücü ilave bir rezonans devresi içermektedir. Rezonans devresi, ana anahtar uçlarına paralel bağlanmıştır ve devredeki anahtarlama kayıpları çok düşüktür. Aşağıda dönüştürücünün çalışma aralıkları açıklanmış ve geliştirilen tasarım yöntemi ile dönüştürücünün uygulanabilirliği deneysel prototipten alınan sonuçlarla gösterilmiştir.

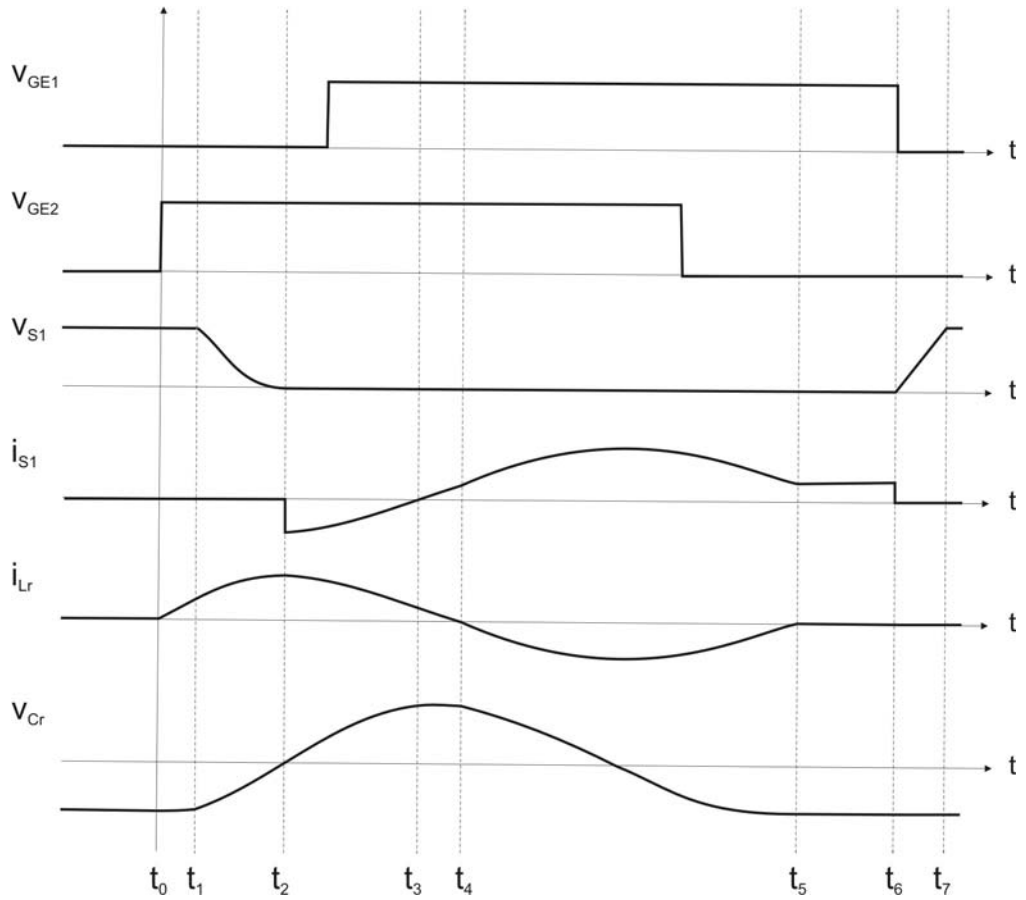


Şekil 4.1 ZVS PWM yükseltici dönüştürücünün devre şeması.

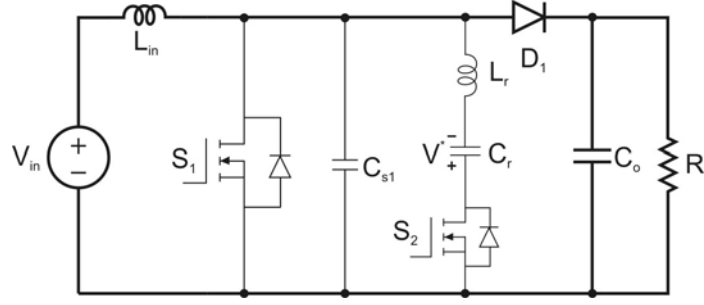
4.1.1 Çalışma Aralıkları

Bu bölümde dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içinde oluşan çalışma aralıkları açıklanmış ve her bir çalışma aralığının matematiksel analizi verilmiştir. Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri Şekil 4.2’de, çalışma aralıkları Şekil 4.3-Şekil 4.10’da verilmiştir. Analizde,

1. L_{in} giriş endüktansının, yardımcı devreden akım geçerken sabit akım kaynağı gibi davranacak kadar büyük olduğu,
2. C_o çıkış filtre kondansatörünün sabit gerilim kaynağı kabul edilebilecek kadar büyük olduğu,
3. S_2 yardımcı anahtarı iletimde iken R_r direncine sahip olduğu,
4. S_1 ana anahtarının ihmal edilebilecek dirence sahip olduğu kabul edilmiştir.

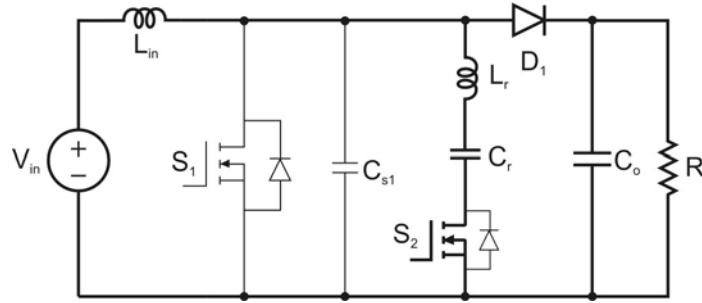


Şekil 4.2 Dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri

Aralık 0 [$t < t_0$]

Şekil 4.3 Aralık 0'a ait eşdeğer devre şeması.

S_1 ana anahtarı ve S_2 yardımcı anahtarı kesimdedir. D_1 diyodu iletimdedir ve akım diyot üzerinden yüke doğru geçer. C_r rezonans kondansatörü V^* gerilimi ile doludur. S_2 uçlarındaki gerilim $V_o - V^*$ 'dir.

Aralık 1 [$t_0 - t_1$]

Şekil 4.4 Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.

S_2 'nin kontrol sinyalinin verilmesiyle L_r rezonans endüktansı ve C_r rezonans kondansatörü arasında bir rezonans başlar. D_1 diyodunun akımı yardımcı devreden geçen akımın yükselme hızına bağlı olarak azalır. L_r endüktansı akım yükselme hızını sınırladığından S_2 anahtarı ZCS altında ilettime girmiş olur.

$$L_r \frac{dI_{L_r}}{dt} = V_o - \frac{1}{C_r} \int_0^t I_{L_r} dt - V^* - I_{L_r} R_r \quad (4.1)$$

$$C_r \frac{dV_{C_r}}{dt} = I_{L_r} \quad (4.2)$$

Burada durum değişkenleri, I_{Lr} rezonans endüktansı akımı ve V_{Cr} rezonans kondansatörü gerilimidir. $I_{Lr}=0$ ve $V_{Cr}=V^*$ başlangıç koşulları kullanılarak (4.1) ve (4.2) nolu denklemler çözümlerse aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$I_{Lr} = \frac{V_o - V^*}{\omega_r L_r} e^{-\xi t} \sin \omega_r t \quad (4.3)$$

$$V_{Cr} = V_o - \frac{\omega_o}{\omega_r} (V_o - V^*) e^{-\xi t} \cos(\omega_r t - \psi) \quad (4.4)$$

Burada,

$$\xi = \frac{R_r}{2L_r} \quad (4.5)$$

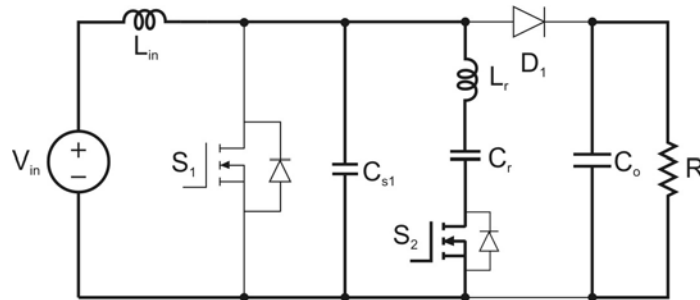
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.6)$$

$$\omega_r = \sqrt{\omega_o^2 - \xi^2} \quad (4.7)$$

$$\psi = \tan^{-1} \frac{\xi}{\omega_r} \quad (4.8)$$

Bu aralığın sonunda I_{Lr} akımı I_{in} değerine ve V_{Cr} gerilimi V^{**} değerine ulaşır.

Aralık 2 [t_1-t_2]



Şekil 4.5 Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması.

I_{Lr} giriş akımının üstüne çıktığında D_1 diyodundan geçen akım sıfıra düşer ve diyot kesime girer. Bu aralıkta C_{s1} , C_r ve L_r arasında bir rezonans başlar. I_{Lr} akımı artmaya devam eder. I_{Lr}

akımının giriş akımından fazla olan kısmı S_1 uçlarındaki kondansatörü C_{s1} 'i deşarj eder. Durum denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$L_r \frac{dI_{L_r}}{dt} = V_{C_{s1}} - \frac{1}{C_r} \int_0^t I_{L_r} dt - V^{**} - I_{L_r} R_r \quad (4.9)$$

$$C_r \frac{dV_{C_r}}{dt} = I_{L_r} \quad (4.10)$$

$$C_{s1} \frac{dV_{C_{s1}}}{dt} = -(I_{L_r} - I_{in}) \quad (4.11)$$

$I_{L_r}=I_{in}$, $V_{C_r}=V^{**}$ ve $V_{C_{s1}}=V_o$ başlangıç şartları kullanılarak (4.9)-(4.11) denklemleri çözüldüğünde aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$I_{L_r} = e^{-\xi t} (A \cos \omega'_r t + B \sin \omega'_r t) + I_{in} \frac{C_p}{C_{s1}} \quad (4.12)$$

$$V_{C_{s1}} = e^{-\xi t} \left(\frac{E}{C_{s1}} \cos \omega'_r t + \frac{F}{C_{s1}} \sin \omega'_r t \right) - I_{in} \frac{C_p + C_{s1}}{C_{s1}^2} t + V_o - \frac{E}{C_{s1}} \quad (4.13)$$

$$V_{C_r} = e^{-\xi t} \left(\frac{E}{C_r} \cos \omega'_r t + \frac{F}{C_r} \sin \omega'_r t \right) - I_{in} \frac{C_p}{C_r C_{s1}} t + V^{**} + \frac{E}{C_r} \quad (4.14)$$

Burada,

$$C_p = \frac{C_r C_{s1}}{C_r + C_{s1}} \quad (4.15)$$

$$A = I_{in} \frac{C_p}{C_r} \quad (4.16)$$

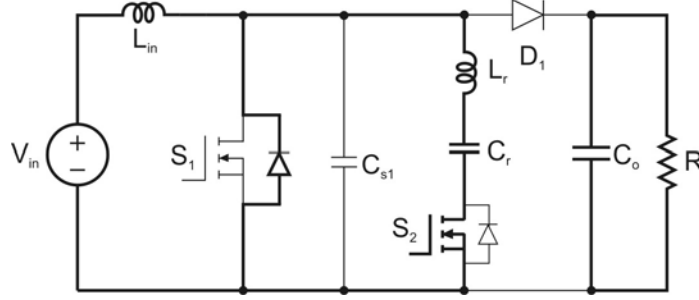
$$B = \frac{V_o - V^{**} - I_{in} R_r + L_r \xi A}{\omega'_r L_r} \quad (4.17)$$

$$E = \frac{\xi A + B \omega'_r}{\omega_o^2} \quad (4.18)$$

$$F = \frac{\xi B + A \omega_r'}{\omega_o'^2} \quad (4.19)$$

olarak verilir. Denklem (4.6) ve (4.7) de C_r yerine C_p konularak ω_o' ve ω_r' bulunur. Bu aralık C_{S1} tamamen deşarj olduğunda sona erer. Aralığın sonunda $I_{Lr} = I^{***}$ ve $V_{Cr} = V^{***}$ olur.

Aralık 3 [t_2 - t_3]



Şekil 4.6 Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması.

Bu aralık S_1 'in ters paralel diyodunun iletme girmesiyle başlar. C_r ve L_r arasında bir rezonans oluşur. Diyodun iletimde olduğu süre içerisinde S_1 'in kontrol sinyali uygulandığından S_1 ZVS altında iletme girer. Bu aralıkta,

$$L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -\frac{1}{C_r} \int_0^t I_{Lr} dt - V^{***} - I_{Lr} R_r \quad (4.20)$$

$$C_r \frac{dV_{Cr}}{dt} = I_{Lr} \quad (4.21)$$

eşitlikleri mevcuttur. Başlangıç koşulları $I_{Lr}=I^{***}$ ve $V_{Cr}=V^{***}$ kullanılarak (4.20)-(4.21) denklemleri çözüldüğünde

$$I_{Lr} = e^{-\xi t} (I^{***} \cos \omega_r t + G \sin \omega_r' t) \quad (4.22)$$

$$V_{Cr} = -e^{-\xi t} \left(\frac{H}{C_r} \cos \omega_r t + \frac{J}{C_r} \sin \omega_r t \right) + V^{***} + \frac{H}{C_r} \quad (4.23)$$

elde edilir. Burada,

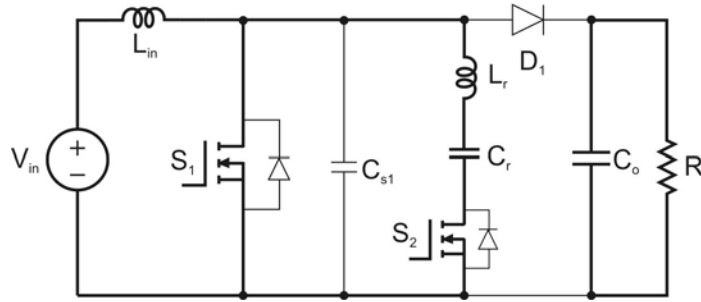
$$G = \frac{-(V^{***} + I^{***} R_r) + L_r \xi I^{***}}{\omega_r L_r} \quad (4.24)$$

$$H = \frac{\xi I^{***} + G \omega_r}{\omega_0^2} \quad (4.25)$$

$$J = \frac{\xi H - I^{***} \omega_r}{\omega_0^2} \quad (4.26)$$

eşitlikleri geçerlidir. Bu aralığın sonunda $I_{Lr} = I_{in}$ değerine ulaşır.

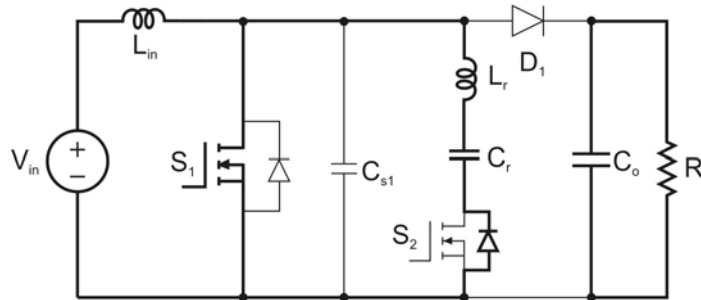
Aralık 4 [t_3 - t_4]



Şekil 4.7 Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.

L_r akımının I_{in} 'in altına düşmesiyle S_1 iletime girer. L_r akımı pozitif olduğu sürece bu aralık devam eder. I_{Lr} akımı sıfır olduğunda bu aralık sona erer. Bu aralıktaki denklemler Aralık 3'teki denklemler ile aynıdır.

Aralık 5 [t_4 - t_5]



Şekil 4.8 Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.

S_1 'in giriş akımını geçirmesiyle başlayan bu aralıkta, C_r ve L_r arasında S_2 'nin diyodu üzerinden ters bir rezonans oluşur. S_1 'den geçen akım, giriş akımı ile rezonans akımının toplamına eşittir. S_2 'nin dahili diyodunun iletimde olduğu aralıkta kontrol sinyalinin kesilmesiyle S_2 ZVS altında kesime girer. Durum denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$L_r \frac{dI_{L_r}}{dt} = -\frac{1}{C_r} \int_0^t I_{L_r} dt - V^{****} \quad (4.27)$$

$$C_r \frac{dV_{C_r}}{dt} = I_{L_r} \quad (4.28)$$

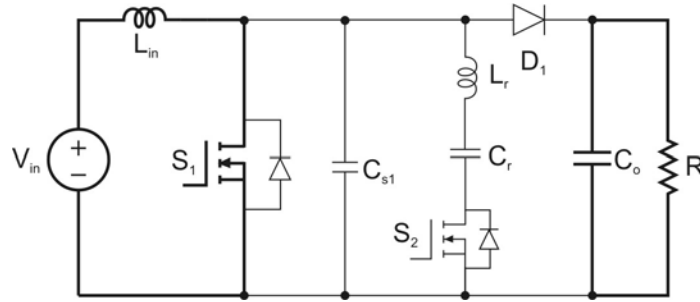
$I_{L_r}=0$ ve $V_{C_r}=V^{****}$ başlangıç değerleri kullanılarak (4.27) ve (4.28) nolu denklemler çözüldüğünde,

$$I_{L_r} = \frac{V_o - V^{****}}{\omega_o L_r} \sin \omega_o t \quad (4.29)$$

$$V_{C_r} = V_o - (V_o - V^{****}) \cos \omega_o t \quad (4.30)$$

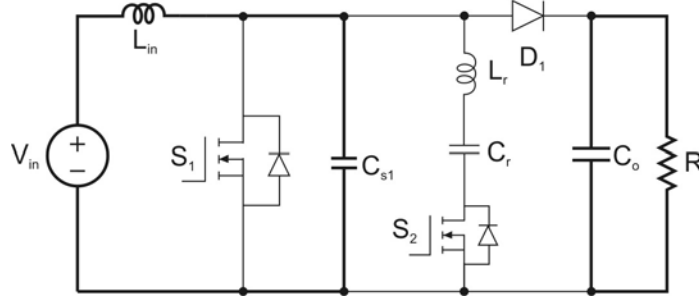
eşitlikleri elde edilir. Kararlı durumda bu aralığın sonunda V_{C_r} , yardımcı devre iletime girmeden önceki değeri olan V^* 'a ulaşır.

Aralık 6 [t_5-t_6]



Şekil 4.9 Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.

Bu aralıkta devrenin çalışması standart PWM yükseltici dönüştürücü ile aynıdır.

Aralık 7 [t₆-t₇]

Şekil 4.10 Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.

S₁'in kontrol sinyalinin kesilmesiyle birlikte S₁ anahtarı ZVS altında kesime girer ve C_{s1} kondansatörünün gerilimi çıkış gerilimine eşit olana kadar giriş akımı ile şarj olur. Çıkış gerilimine eriştiğinde başka bir anahtarlama periyodu başlar D₁ diyodu ilettime girer ve giriş akımı diyot üzerinden çıkışa aktarılır.

Çizelge 4.1 Devrede kullanılan elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler.

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Elemanların Maruz Kaldığı	
			Maksimum Gerilim	Maksimum Akım
S ₁	ZVT (ZCS, ZVS)	ZVS	V _o	I _{in} + I _{Lrmax} (t ₄₅)
S ₂	ZCS	ZCT (ZCS, ZVS)	V _o - V*	I _{Lrmax} (t ₂)
D ₁	ZVS	ZCS, ZVS	V _o	I _{in}

4.1.2 Tasarım Kriterleri

Çalışma aralıkları için elde edilen denklemler kullanılarak, Şekil 4.11(a)-(b)'de gösterilen karakteristik eğriler üretilir. Yardımcı rezonans devresi ana anahtar ilettime girmeden önce aktif hale geldiğinden, devrenin çalışması V_o çıkış gerilimine bağlı olduğu gibi giriş akımının minimum değeri I_{in}'e de bağlıdır. Çıkış geriliminin giriş akımının minimum değerine oranı

$$Z_{rb} = \frac{V_o}{I_{in}} \quad (4.31)$$

şeklinde tanımlanır. Karakteristik eğriler Z_{rb} değişkenine göre elde edilir. Eğrilerin üretilmesi amacıyla devre farklı çalışma şartlarında PROTEUS programı ile simüle edilmiştir.

Simülasyon programından elde edilen çıktılar kullanılarak değişimler çizdirilmiştir. Şekil 4.11(a)-(b) ve Şekil 4.13(a)-(c)'de $Z_{rb}=60$ için elde edilen eğriler gösterilmektedir. Gerilim ve akım için baz değerler V_o ve I_{in} olarak alınmıştır. Bu eğriler için yardımcı anahtarın iletim durumundaki direnci $R_r=1$ ohm kabul edilmiştir.

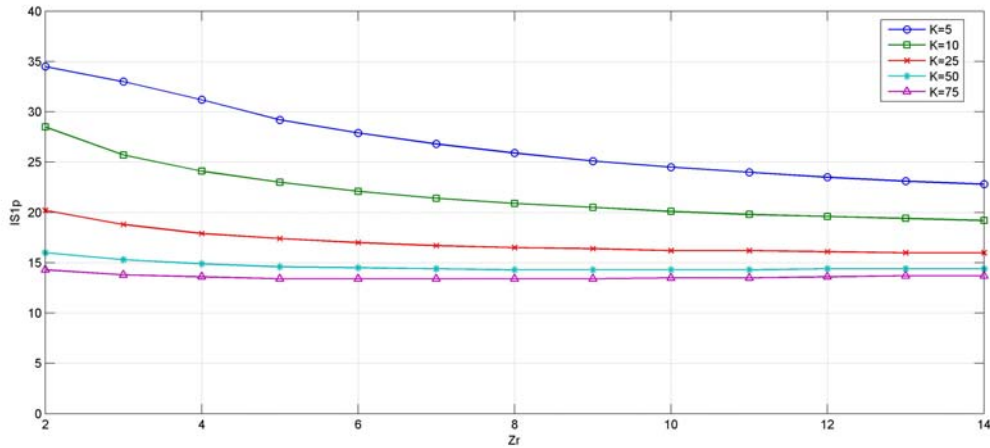
Şekil 4.11(a)'da ana anahtar akımının tepe değeri $I_{S1,peak}$ ve rezonans elemanlarının empedansı

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.32)$$

arasındaki ilişki $K=C_r/C_{S1}$ 'in farklı değerleri için gösterilmiştir. Bu eğrilerden $I_{S1,peak}$ 'in Z_r ve C_r/C_{S1} azalırken arttığı görülmektedir. Yardımcı devrenin rezonans periyodu T_r , Z_r ve C_r/C_{S1} 'e bağlı olarak (4.33) eşitliğinde verilmiştir. $I_{S1,peak}$ ile T_r arasındaki ilişki (4.33)'te görülmektedir.

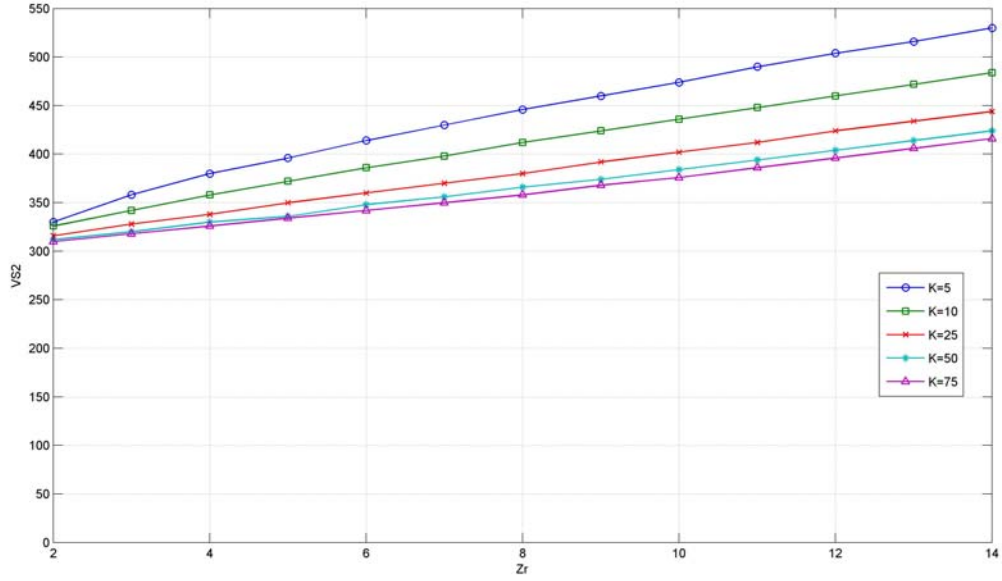
$$T_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r} = 2\pi C_{s1} Z_r \frac{C_r}{C_{s1}} \quad (4.33)$$

$I_{S1,peak}$ ile Z_r arasındaki ilişki Şekil 4.11(a)'da gösterilmiştir.



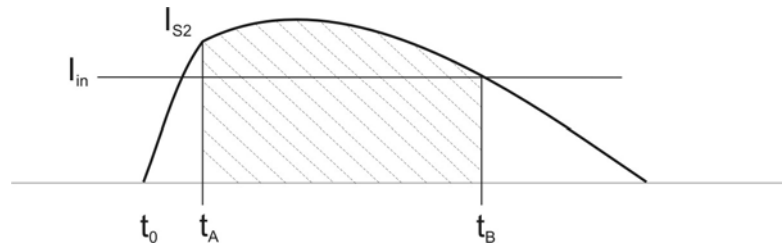
Şekil 4.11(a) $I_{S1,peak}$ (A) – Z_r (Ω) karakteristiği.

Şekil 4.11(b)'de yardımcı anahtar uçlarındaki gerilim V_{S2} ile Z_r arasındaki ilişki gösterilmiştir. Yardımcı anahtarın gerilim stresi çıkış geriliminden daha büyük olmasına rağmen, bu stresin çıkış geriliminin iki katından küçük olması sağlanabilir. Genelde diğer sıfır gerilim geçişli (ZVT) yükseltici dönüştürücülerde de gerilim stresi bulunur. Anahtarlama periyodu boyunca rezonans kondansatörü uçlarındaki gerilim V_{Cr} yardımcı anahtarda yüksek gerilim stresine neden olur ve V_{Cr} , $V_{S2}-V_o$ 'ya eşittir.



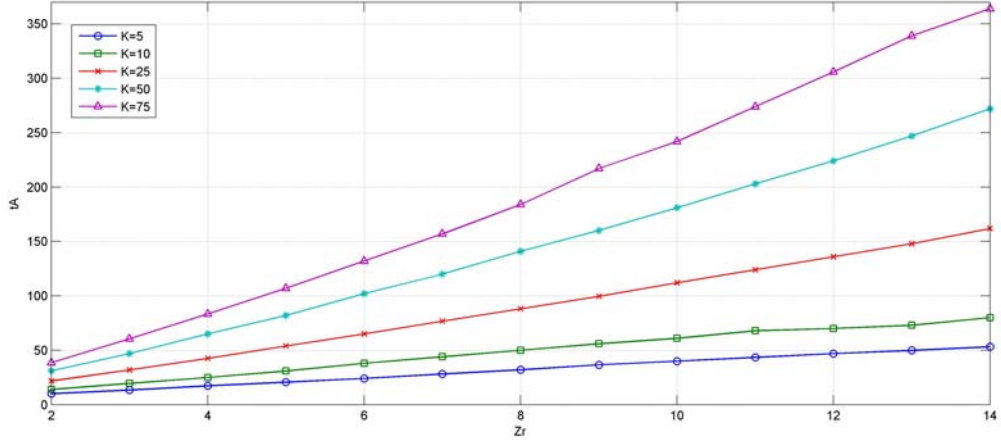
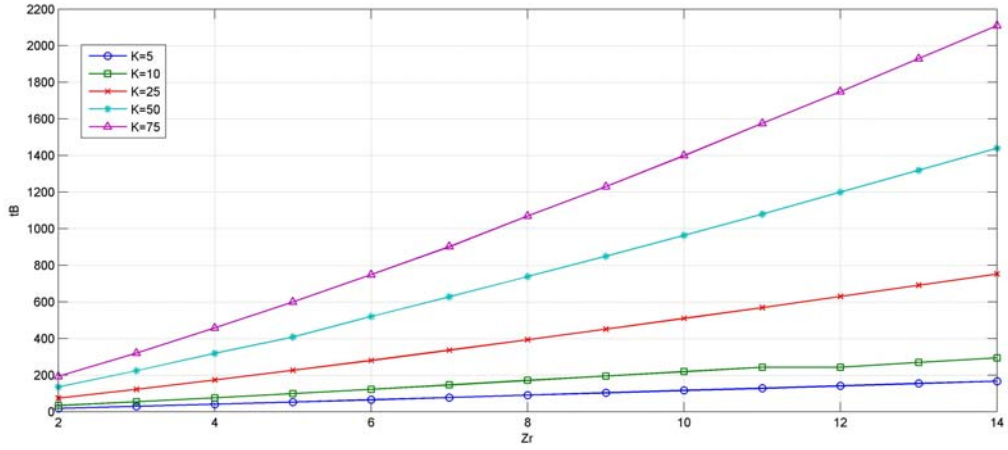
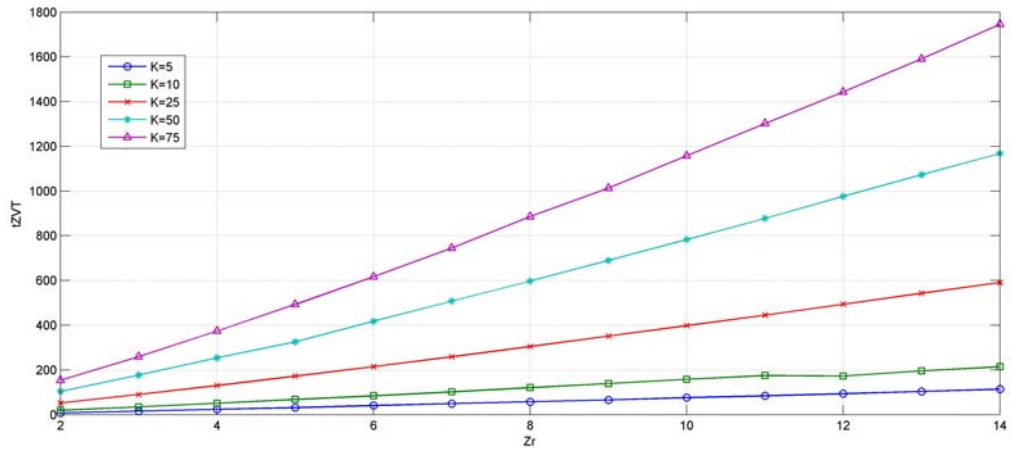
Şekil 4.11(b) V_{S2} (V) – Z_r (Ω) karakteristiği.

Bu dönüştürücüde, C_{S1} deşarj olduktan sonra ana anahtar iletme girerse ZVS ile iletme girme sağlanır, fakat rezonans devresinden geçen akım ana anahtar iletme girmeden giriş akımının altına düşerse C_{S1} tekrar şarj olmaya başlar. Şekil 4.12’de gösterildiği gibi yardımcı anahtar S_2 , t_0 anında iletme girdikten sonra, t_A - t_B zaman aralığı içinde S_1 anahtarının sürme sinyali verilirse ZVS ile iletme girmesi sağlanır. Rezonans devresinin elemanları olan L_r ve C_r ’nin değerleri, devre aktif hale geldiğinde C_{S1} kondansatörünü deşarj edecek yeterli enerjiyi sağlayacak şekilde seçilmelidir.

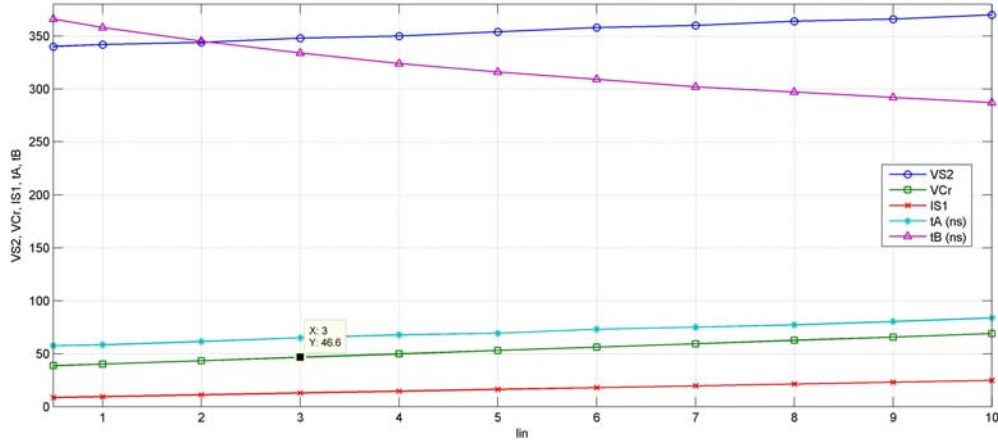


Şekil 4.12 ZVS aralığı – Z_r karakteristiği.

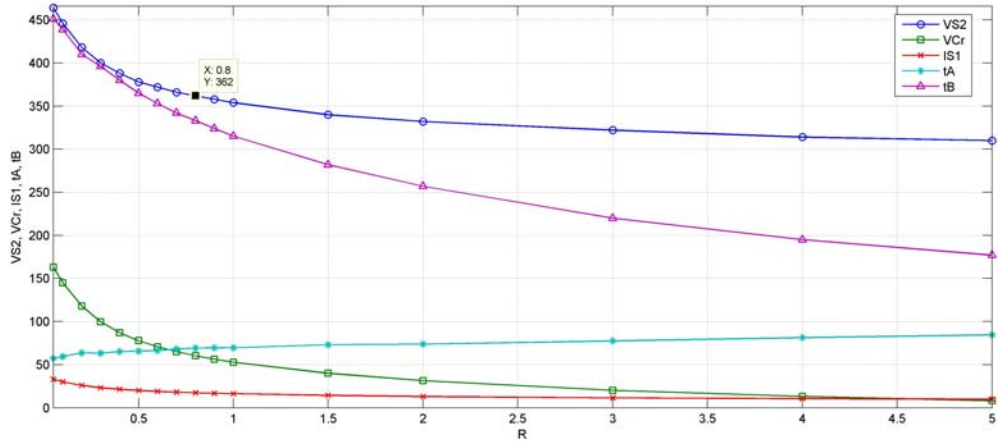
Şekil 4.13(a)-(c)’de ZVS çalışma süreleri ile ilgili karakteristik eğriler gösterilmiştir. Değişimler S_2 iletme girdikten sonra S_1 ’in ZVS altında iletme girebileceği en erken ve en geç zamanları gösterir. S_1 anahtarı t_A ve t_B arasında iletme sokulduğunda her zaman ZVS ile iletme girer. Bu zamanlar rezonans devresinin periyoduna göre tanımlanır.

Şekil 4.13(a) t_A (ns)– Z_r (Ω) karakteristiğiŞekil 4.13(b) t_B (ns) – Z_r (Ω) karakteristiği.Şekil 4.13(c) t_{ZVT} (ns) - Z_r (Ω) karakteristiği

V_{S2} , V_{Cr} , I_{S1p} , t_A , t_B parametrelerinin I_{in} ve R 'ye bağılı değişimleri sırasıyla Şekil 4.14 ve Şekil 4.15'te verilmiştir.



Şekil 4.14 V_{S2} (V), V_{Cr} (V), I_{S1} (A), t_A (ns), t_B (ns) – I_{in} (A) karakteristiği



Şekil 4.15 V_{S2} (V), V_{Cr} (V), I_{S1} (A), t_A (ns), t_B (ns) – R (Ω) karakteristiği

Rezonans devresi elemanlarının değerleri ile t_A ve t_B sürelerini belirlemek için kullanılan tasarım yöntemi aşağıda verilmiştir. C_{S1} kondansatörünün değerinin ve yardımcı anahtarın iletim durumundaki direnci R_r 'nin bilindiği kabul edilmiştir.

1. $Z_{rb} = V_o / I_{in}$ en düşük değeri için çalışma noktası belirlenir. Ana anahtardan geçen akımın tepe değeri bu çalışma noktasında en büyüktür. Bundan başka S_1 'in ZVS ile iletime girmesi için gerekli zaman aralığı en kısadır. Eğer ZVS bu çalışma noktasında gerçekleşirse diğer tüm çalışma durumları için sağlanabilir.

2. $I_{S1,peak}$, V_{S2} , t_A ve t_B ile Z_r arasında C_r/C_{S1} 'in farklı değerleri için karakteristik eğrilerini oluşturur.
3. $I_{S1,peak}$ - Z_r eğrisi üzerinde bir çalışma noktası seçilir. Bu nokta izin verilebilir maksimum akıma yakın bir değer olmalı ve Z_r ile C_r/C_{S1} oldukça küçük değerlere sahip seçilmelidir. Böylece rezonans periyodu T_r minimumda tutulmuş olur. Eğer T_r çok büyük olursa rezonans devresinin aktif olduğu süre artacağından ana anahtarın iletim süresi dolayısıyla λ sınırlanmış olur.
4. Eğrilerden tespit edilen Z_r ve C_r/C_{S1} den L_r ve C_r değerleri hesaplanır.
5. Yardımcı anahtarın gerilim stresini bulunur.
6. Denklem (4.33)'ü kullanarak T_r hesaplanır ve ZVS çalışma için zaman sınırları t_A ve t_B değerleri elde edilir.

4.1.3 Tasarım Örneği

Tasarım yöntemi aşağıda özellikleri verilen bir dönüştürücü tasarımına uygulanmıştır.

Çıkış gücü: $P_o=100-750$ W

Çıkış gerilim: $V_o=300$ V

Giriş gerilimi: $V_{in}=150-210$ V

Anahtarlama Frekansı: $f_{sw}=40$ kHz

S_1 'in maksimum akımı: $I_{S1,peak}=15$ A

$C_{S1}=1$ nF, yardımcı anahtarın iletim durumundaki direnci $R_r=1$ ohm ve giriş akımında dalgalanmanın olmadığı kabul edilmiştir.

1. Giriş akımının ortalamasının maksimum değeri $P_o=750$ W ve $V_{in}=150$ V iken $I_{in}=5$ A'dir. Karakteristik eğrileri $V_o=300$ ve $I_{in}=5$ A ($Z_{rb}=60$) için üretilir.
2. $Z_{rb}=60$ için istenen karakteristik eğrileri Şekil 4.11(a)-(b)'de gösterilmiştir.
3. $I_{S1,peak}$ - Z_r grafiğinde S_1 'in maksimum tepe akımı 15 A için, Z_r ile C_r/C_{S1} 'in değerlerinin küçük olduğu bir nokta, $Z_r=6$ ve $C_r/C_{S1}=25$ seçilir.
4. $C_r/C_{S1}=25$ ve $C_{S1}=1$ nF olarak kabul edildiğinden, $C_r=25$ nF'tır. Denklem (4.32) kullanılarak L_r hesaplanırsa,

$$L_r = Z_r^2 C_r = 6^2 \cdot 25 \text{ nF} = 0.9 \mu\text{H} \text{ bulunur.}$$

5. Yardımcı anahtar gerilimi Şekil 4.11(b)'den bulunur. $Z_r=6$ ve $C_r/C_{S1}=25$ için bu gerilim 360 V'tur.

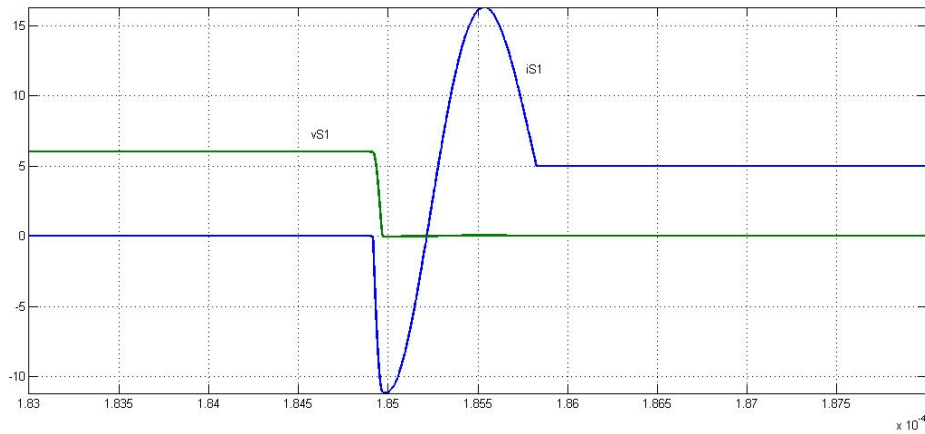
6. T_r 'nin değeri

$$T_r = 2\pi\sqrt{0.9\mu\text{H}25\text{nF}} = 942\text{ns}$$

olarak hesaplanır. t_A ve t_B zamanları Şekil 4.11(c)'den bulunur ve $t_A=65$ ns, $t_B=280$ ns'dir.

4.1.4 Simülasyon Sonuçları

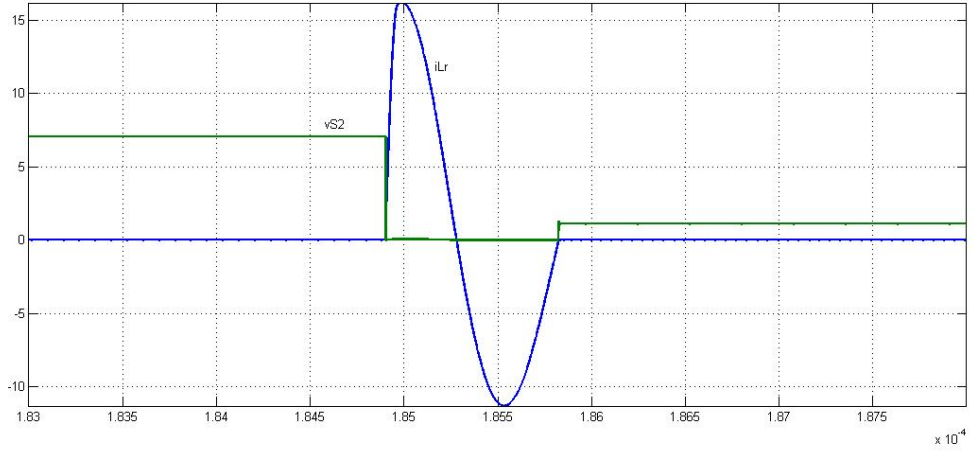
Teorik analizi doğrulamak üzere dönüştürücünün simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda çıkış gücü $P_o=750$ W, çıkış gerilimi $V_o=300$ V, giriş gerilimi $V_{in}=150$ V ile $C_{S1}=1$ nF, $C_r=30$ nF ve $L_r=1$ uH alınmıştır. Yardımcı anahtarın iletim durumundaki direnci $R_r=1$ ohm seçilmiştir. Dönüştürücünün simülasyonundan elde edilen sonuçların teorik analiz ile uyum içinde olduğu gözlenmiştir. Şekil 4.16'da ana anahtar S_1 'in gerilim ve akım değişimleri gösterilmiştir. C_{S1} 'i deşarj eden negatif akım değişimlerden görülmektedir. S_1 'in uçlarındaki gerilim sıfır iken akım geçmeye başladığından, iletme girmede anahtarlama kaybı yoktur.



Şekil 4.16 Ana anahtarın iletme girmesi esnasında uçlarındaki gerilim (V) ve akım (A) değişimleri.

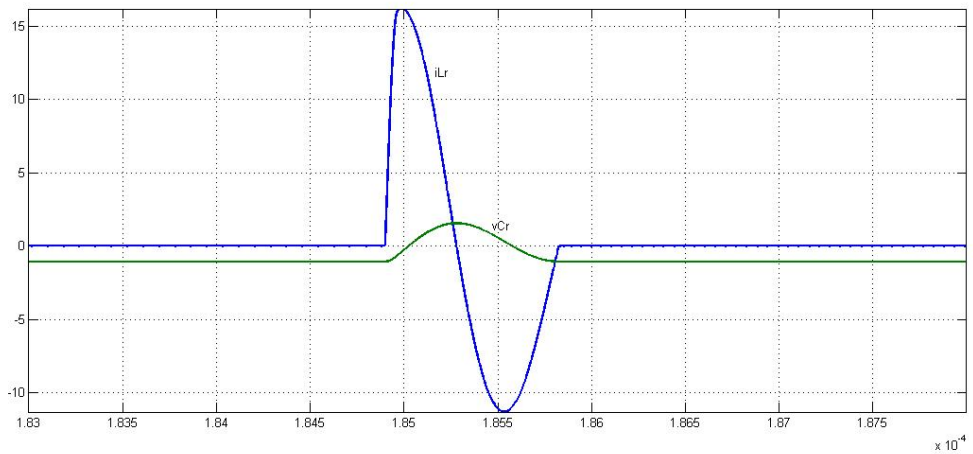
Anahtar uçlarındaki gerilim standart PWM dönüştürücüdeki anahtar gerilimi ile aynı olmasına rağmen, anahtar akımında rezonans devresinden geçen akımdan dolayı ilave bir akım görülmektedir. Bundan dolayı anahtarın iletim kayıpları biraz artmıştır. Bu ilave akımın süresi anahtarlama periyodu ile kıyaslandığında oldukça küçüktür. Rezonans devresi çok kısa bir süre aktif olduğundan bu güç toplam gücün çok küçük bir kısmıdır.

Şekil 4.17’de yardımcı anahtarın gerilim ve akım değişimleri gösterilmiştir. Bu değişimden yardımcı anahtarın kapı sinyali, uçlarındaki diyot yoluyla üzerinden negatif akım geçtiğinde kesilirse ZVS ile kesime girmenin sağlanacağı anlaşılmıştır. Bundan başka iletme girmede yardımcı anahtarın akımının yükselme hızı di/dt , L_r rezonans endüktansından dolayı sınırlıdır. Aynı zamanda ana diyodun kesime girme esnasındaki di/dt ’de sınırlandırılır. Diyodun yumuşak şekilde kesime girmesi sağlanır.



Şekil 4.17 Yardımcı anahtarın gerilim (V) ve akım değişimleri (A).

Şekil 4.18’de rezonans endüktans akımı ile rezonans kondansatör geriliminin değişimleri verilmiştir. Burada rezonans kondansatör geriliminin yardımcı devre iletme girmeden önceki değerine geri döndüğü görülmektedir.



Şekil 4.18 Rezonans endüktans akımı (A) ve rezonans kondansatör gerilimi (V).

4.1.5 Sonuçlar

Bu çalışmada önerilen ZVS PWM yükseltici dönüştürücünün başlıca avantajları; tüm aktif ve pasif anahtarlar geniş hat ve yük aralığında yumuşak anahtarlama sağlaması ve sabit frekansta çalışmasıdır. Bu avantajlar basit bir yardımcı rezonans devresinin ana devreye eklenmesi ile elde edilmiştir. Rezonans devresi ana akım yoluna paralel bağlandığından rezonans devresindeki güç, toplam gücün yanında çok küçüktür ve kullanılan elemanların değerleri ana devrede kullanılan elemanlara göre daha küçüktür. Dönüştürücünün çalışma aralıkları detaylı olarak analiz edilmiş ve analizlerin sonuçları kullanılarak karakteristik eğriler üretilmiştir. Yardımcı devre elemanlarının seçimi ve ZVS çalışma için tasarım kriterleri verilmiştir. Önerilen dönüştürücünün teorik analizi 40 kHz, 750 W'lık bir simülasyon devresi ile doğrulanmıştır.

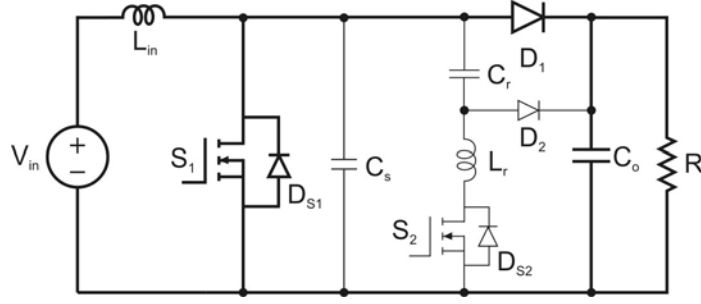
4.2 DÖNÜŞTÜRÜCÜ-2

Bu çalışmada, mevcut aktif bastırma ZVT-PWM dönüştürücü üzerinde bazı değişiklikler yapılarak yeni bir aktif bastırma hücresi sunulmuştur (Tseng ve Chen, 1998). Güç anahtarı olarak MOSFET kullanıldığında karşılaşılan temel problemler aşağıda sıralanmıştır.

1. MOSFET'in iletme girme işleminde ana diyodun ters toparlanma akımından dolayı içinden geçen akım ani olarak artar.
2. İletme girme işleminde MOSFET'in parazitik kondansatörü deşarj olur.
3. Kesime girme işleminde MOSFET uçlarındaki gerilim yükselme hızının yüksek olması EMI gürültüsüne ve elemanda kesime girme kayıplarına neden olur.

Geliştirilen bastırma hücresinin kullanıldığı yükseltici dönüştürücü Şekil 4.19'da gösterilmiştir. Bastırma hücresi L_r rezonans endüktansı, C_r rezonans kondansatörü, C_s bastırma kondansatörü, S_2 yardımcı anahtarı ve D_2 yardımcı diyotundan oluşmaktadır. Bu dönüştürücüde S_1 ve S_2 'nin dahili diyotları D_{S1} ve D_{S2} 'de kullanılır.

Dönüştürücünün kararlı rejimde çalışması ayrıntılı olarak analiz edilmiş ve aralıklara ait denklemler verilmiştir. Tasarım yöntemi sunularak analizi doğrulamak üzere simülasyon çalışması yapılmıştır.



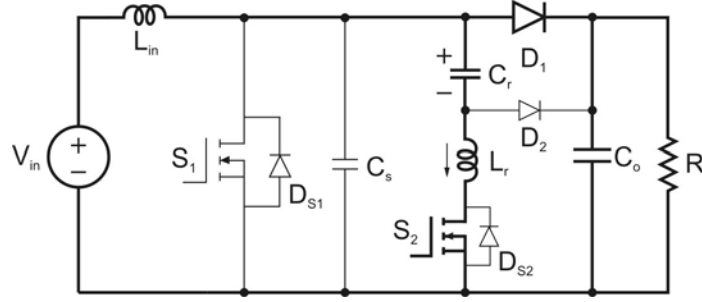
Şekil 4.19 Aktif bastırmalı ZVT-PWM yükseltici dönüştürücü.

4.2.1 Devrenin Çalışma Aralıkları

Şekil 4.19’da gösterilen devrenin bir anahtarlama periyodu boyunca kararlı rejim analizinde,

1. Çıkış kondansatörü yeterince büyük olduğundan çıkış gerilimi V_o ’ın sabit ve dalgalanmanın olmadığı,
2. Giriş geriliminin sabit olduğu,
3. L_{in} giriş endüktansının, L_r rezonans endüktansından çok büyük olduğu,
4. Yardımcı anahtar iletime girmeden önce rezonans kondansatörünün gerilimi ve rezonans endüktansının akımının sıfır olduğu,
5. t_0 ’dan önce, S_1 ve S_2 anahtarlarının kesimde ve D_1 diyodunun iletimde olduğu kabul edilmiştir.

Bu kabullere göre bir anahtarlama periyodu içerisinde devrenin çalışması sekiz aralığa ayrılabilir. Dönüştürücüye ait çalışma aralıkları ve temel dalga şekilleri sırasıyla Şekil 4.20-Şekil 4.27 ve Şekil 4.28’de verilmiştir.

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$]

Şekil 4.20 Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.

t_0 anında yardımcı anahtar S_2 'nin kontrol sinyali uygulanır. S_2 'nin iletme girmesiyle D_1 diyodunun akımı azalır. Yardımcı anahtar akımı i_{S2} 'nin yükselme hızı L_r rezonans endüktansı tarafından sınırlandırılır böylece anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri bastırılır. Fakat parazitik kondansatörün deşarj akımının artış hızı L_r endüktansı tarafından sınırlandırılmadığından S_2 yaklaşık ZCS ile iletme girer. I_{Lr} rezonans endüktans akımı ve C_r rezonans kondansatör geriliminin ifadeleri

$$I_{Lr} = \frac{V_o}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_0)) \quad (4.34)$$

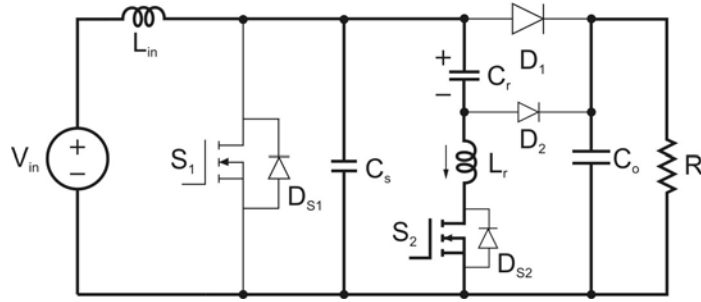
$$V_{Cr} = V_o - V_o \cos(\omega_1(t - t_0)) \quad (4.35)$$

şeklindedir. Burada

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.36)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.37)$$

bağıntıları geçerlidir.

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$]

Şekil 4.21 Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması

D_1 diyodunun kesime girmesiyle C_s , C_r ve L_r yolu ile deşarj olmaya başlar. İlk anda D_1 uçlarındaki gerilim $V_o - V_{C_s}$ 'e eşittir. C_s geriliminin azalma hızına bağlı olarak D_1 uçlarındaki gerilim artar. D_1 diyodu ZVS ile kesime girer. I_{L_r} , V_{C_r} ve V_{C_s} bastırma kondansatörü gerilimi ifadeleri

$$I_{L_r} = \frac{V_1}{Z_2} \sin(\omega_2(t - t_1)) + I_1 \cos(\omega_2(t - t_1)) - I_1 + I_{L_r}(t_1) \quad (4.38)$$

$$V_{C_s} = \frac{C}{C_r} [V_1 \cos(\omega_2(t - t_1)) - I_1 Z_2 \sin(\omega_2(t - t_1)) - V_1] + \frac{I_{L_{in}}}{C_r + C_s} (t - t_1) + V_o \quad (4.39)$$

$$V_{C_r} = -\frac{C}{C_r} [V_1 \cos(\omega_2(t - t_1)) - I_1 Z_2 \sin(\omega_2(t - t_1)) - V_1] + \frac{I_{L_{in}}}{C_r + C_s} (t - t_1) + V_{C_r}(t_1) \quad (4.40)$$

şeklindedir. Burada,

$$I_1 = I_{L_r}(t_1) - \frac{C}{C_s} I_{L_{in}} \quad (4.41)$$

$$V_1 = V_o - V_{C_r}(t_1) \quad (4.42)$$

$$C = \frac{C_r C_s}{C_r + C_s} \quad (4.43)$$

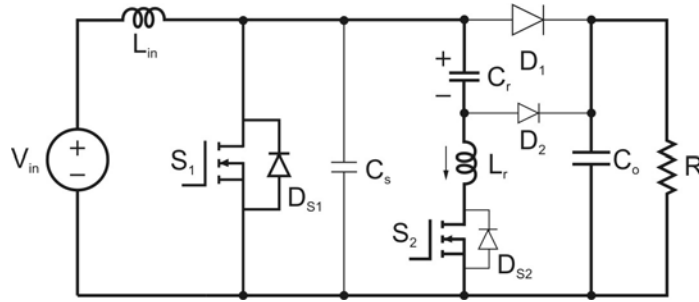
$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_r}{C}} = \sqrt{\frac{L_r (C_r + C_s)}{C_s C_r}} \quad (4.44)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_r C}} = \sqrt{\frac{C_s + C_r}{L_r C_s C_r}} \quad (4.45)$$

eşitlikleri geçerlidir. S_2 anahtarından geçen akımın maksimum değeri, rezonans endüktans akımının pik değeri $I_{Lr,p}$ 'ye eşittir. $V_{Cs}-V_{Cr}=0$ olduğunda $I_{Lr,p}$ oluşur ve aşağıda verilen eşitlikle ifade edilir.

$$I_{Lr,p} = \frac{\sqrt{V_1^2 + (I_1 Z_2)^2}}{Z_2} + \frac{C}{C_s} I_{Lin} \quad (4.46)$$

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$]



Şekil 4.22 Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması

t_2 anında V_{Cs} geriliminin 0 olmasıyla S_1 'in dahili diyodu D_{S1} ilettime girer. D_{S1} 'in iletimde iken S_1 'in kontrol sinyali verilirse S_1 ZVS ile ilettime girer. L_r uçlarındaki gerilim $-V_{Cr}$ 'ye eşit olduğundan, I_{Lr} bu aralıkta azalır. S_1 'in ZVS altında ilettime girebilmesi için, D_{S1} kesime girmeden önce yani $I_{Lr} I_{Lin}$ 'e düşmeden önce S_1 ilettime girmelidir. Bu aralıkta, I_{S1} 'in artış hızı I_{Lr} akımının azalma hızı ile doğru orantılıdır ve L_r-C_r arasındaki rezonansa bağlıdır. I_{Lr} ve V_{Cr} 'ye ait ifadeler

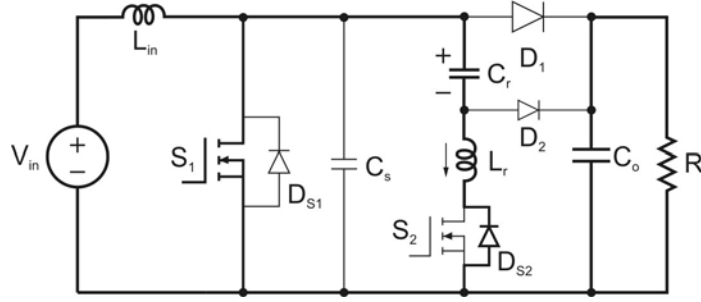
$$I_{Lr} = I_2 \cos(\omega_1(t - t_2)) - \frac{V_2}{Z_1} \sin(\omega_1(t - t_2)) \quad (4.47)$$

$$V_{Cr} = I_2 Z_1 \sin(\omega_1(t - t_2)) + V_2 \cos(\omega_1(t - t_2)) \quad (4.48)$$

şeklindedir. Bu ifadelerde I_2 ve V_2 'nin eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$I_2 = I_{Lr} = \sqrt{\frac{L_r I_{L,p}^2 - C_r V_2^2}{L_r}} \quad (4.49)$$

$$V_2 = V_{Cr} = \frac{I_{Lin}}{C_r} (t_2 - t_1) + \frac{C_s}{C_r} V_o + V_{Cr}(t_1) \quad (4.50)$$

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$]

Şekil 4.23 Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.

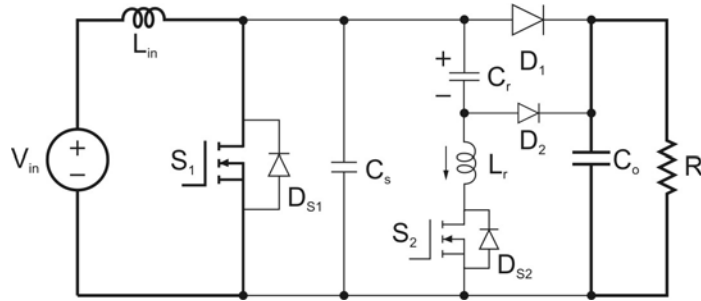
t_3 anında I_{S1} akımı I_{Lin} 'e yükselir ve D_{S2} iletme girer. D_{S2} iletme girdikten sonra S_2 'nin kontrol sinyali kesildiğinde, S_2 ZVS ile kesime girer. t_3 anında I_{Lr} sıfır olur ve V_{Cr} tepe değeri olan $V_{Cr,p}$ 'ye ulaşır ve D_2 'nin uçlarındaki gerilim $V_o + V_{Cr,p}$ olur.

$$V_{Cr,p} = \sqrt{\frac{L_r I_{Lr}(t_2)^2 + C_r V_{Cr}(t_2)^2}{C_r}} \quad (4.51)$$

Bu aralıkta, L_r ve C_r arasındaki rezonans, S_1 ve D_{S2} yolu ile devam eder. t_4 anında I_{Lr} tekrar sıfır olur ve V_{Cr} 'nin genliği $V_{Cr,p}$ aynı kalmak üzere yön değiştirir. S_1 iletme girerken içinden geçen akımın pik değeri

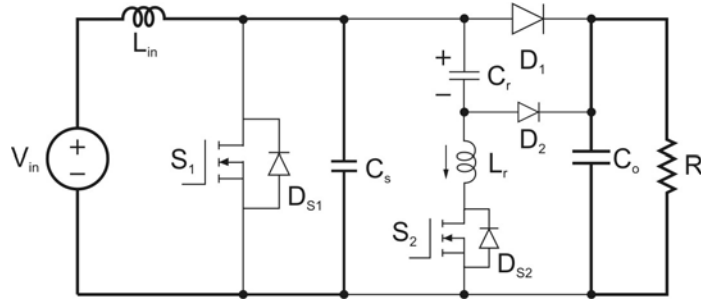
$$I_{S1,p} = I_{Lin} + I_{Lr,p} \quad (4.52)$$

şeklindedir.

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$]

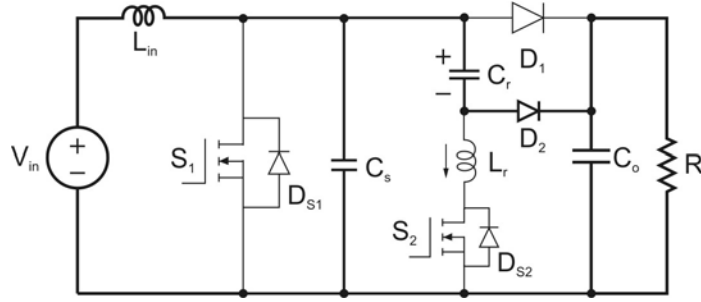
Şekil 4.24 Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.

S_2 kesimde olduğundan t_4 anında rezonans sona erer. Devrenin çalışması standart PWM yükseltici dönüştürücünün iletim aralığı ile aynıdır.

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$]

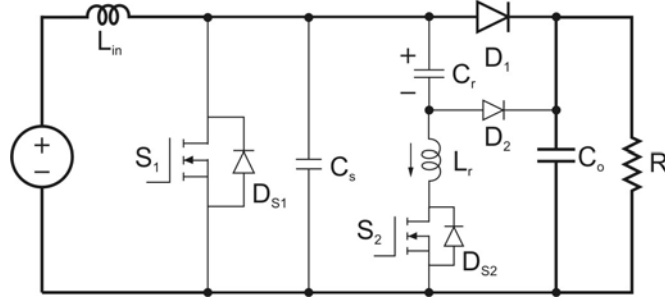
Şekil 4.25 Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.

t_5 'ten sonra S_1 'in uçlarındaki bastırma kondansatörü C_s giriş akımı $I_{L_{in}}$ ile yumuşak bir şekilde şarj olur. Böylece S_1 'in ZVS ile kesime girmesi sağlanır.

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$]

Şekil 4.26 Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.

V_{C_s} gerilimi t_6 anında $V_o - V_{C_{r,p}}$ 'ye ulaştığında D_2 diyodu ZVS ile iletme girer. C_r , D_2 diyodu üzerinden deşarj olurken C_s şarj olur. Bu aralık t_7 anında, V_{C_s} 'nin V_o 'a şarj olması ve V_{C_r} 'nin 0'a deşarj olmasıyla sona erer.

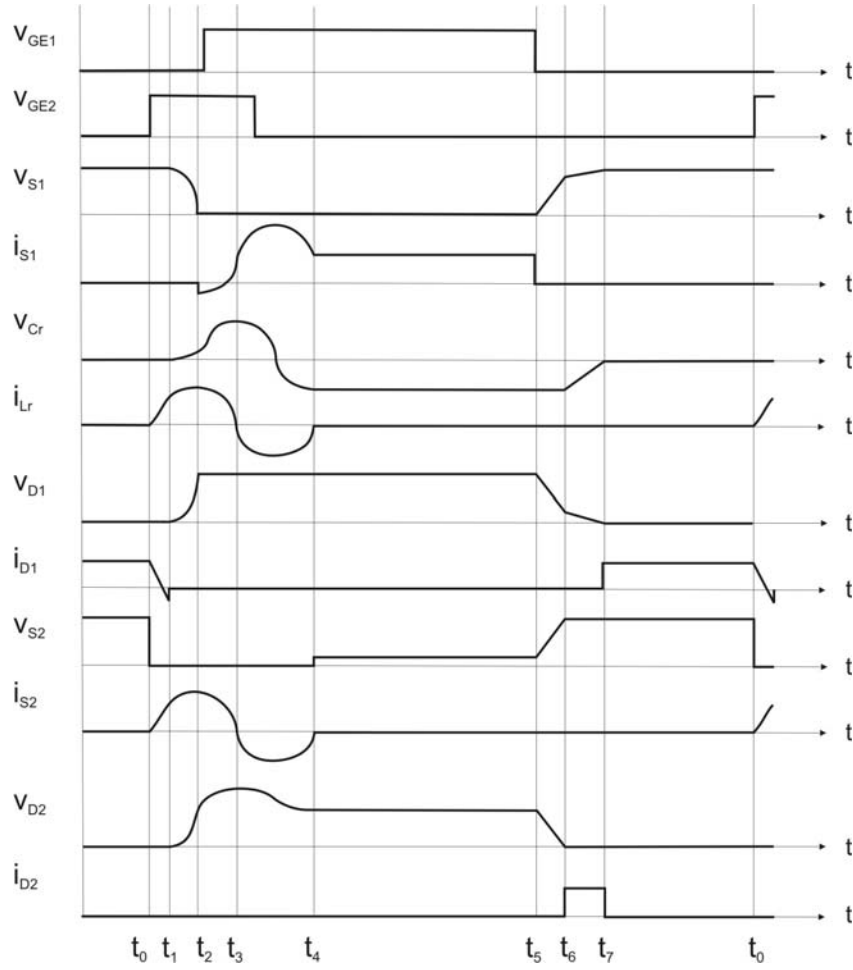
Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$]

Şekil 4.27 Aralık 8'e ait eşdeğer devre şeması.

t_7 anında bastırma hücrelerinde depolanan enerjinin geri aktarımı tamamlanır ve D_1 diyodu iletime girer. D_1 'in iletime girmesiyle D_2 ZVS altında kesime girer ve C_r 'nin tekrar şarj olması önlenir. Devrenin çalışması standart PWM yükseltici dönüştürücünün kesim aralığı ile aynıdır. C_r 'nin gerilimi ve L_r 'nin akımı t_7 'den sonra sıfır olur yani başlangıç şartlarına geri döner. Yardımcı anahtar S_2 , t_0 anında tekrar iletime girdiğinde yeni bir anahtarlama periyodu başlar.

Çizelge 4.2 Devrede kullanılan elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler.

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Elemanların Maruz Kaldığı	
			Maksimum Gerilim	Maksimum Akım
S_1	ZVT (ZCS, ZVS)	ZVS	V_o	$I_{Lin} + I_{Lrmax}(t_{34})$
S_2	ZCS	ZCT (ZCS, ZVS)	V_o	$I_{Lrmax}(t_{12})$
D_1	ZVS	ZCS, ZVS	V_o	I_{Lin}



Şekil 4.28 ZVT-PWM yükseltici dönüştürücünün temel dalga şekilleri.

4.2.2 Dönüştürücünün Temel Özellikleri

Bazı ZVT-PWM dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama sadece temel dönüştürücüdeki yarıiletken elemanlara uygulanır. Yardımcı transistör ve diyotlar, dikkate alınacak büyüklükte anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri üretir. Sunulan ZVT-PWM dönüştürücüde, S_2 'nin iletme girmesi esnasında parazitik kondansatörünün deşarjı hariç olmak üzere diğer bütün yarıiletken elemanların iletme ve kesime girmesi ZVS veya ZCS ile sağlanır. Sert anahtarlama dönüştürücü ile karşılaştırıldığında, S_2 'nin iletme girme kayıpları daha küçük parazitik kondansatörüne sahip bir MOSFET kullanıldığında azalır. Anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri aktif bastırma hücresi ile azaltılmıştır.

Sunulan ZVT-PWM dönüştürücüde yardımcı anahtar S_2 , dahili diyodu iletimde iken kontrol sinyali kesildiğinden ZVS altında kesime girer. Dahili diyodun iletimde olmasından dolayı ana anahtar S_1 'de iletme girme esnasında akım piki oluşur. Bastırma devresi ZVT aralığını elde etmek üzere iletme ve kesime girme anlarında aktif olduğundan, ZVT-PWM

dönüştürücü anahtarlama periyodunun büyük bir kısmında normal PWM dönüştürücü gibi çalışır. PWM kontrol yöntemi ZVT-PWM dönüştürücüye direkt uygulanabilir. EMI filtresinin tasarımı sabit anahtarlama frekansından dolayı kolayca yapılabilir.

Rezonans dönüştürücülerin başlıca dezavantajlarından biri, yumuşak anahtarlamanın büyük ölçüde yük akımı ve giriş gerilimine bağlı olmasıdır. Hafif yüklerde, aktif anahtarın iletme girmesinden önce rezonans endüktansında depolanan enerji rezonans kondansatörünü tamamen deşarj edemediğinden ZVS çalışmayı sürdürmek zordur. Rezonans kondansatörünü deşarj etmek için daha fazla enerji gerektiğinden yüksek hat geriliminde ZVS'yi elde etmek zordur. Hafif yüklerde veya yüksek hat geriliminde ZVS'nin kaybolması ciddi ısınma problemlerine neden olmaz. EMI gürültülerine neden olur.

Bu durum, önerilen dönüştürücüde dahil olmak üzere ZVT-PWM tekniklerinde terstir. Hafif yüklerde veya yüksek hat geriliminde azalan $I_{L_{in}}$ ters toparlanma akımının azalmasına neden olur. $[t_1, t_3]$ aralığı L_r , C_r ve C_s tarafından belirlenir ve yaklaşık sabit iken, $[t_0, t_1]$ zaman aralığı azalır. ZVT aralığı $[t_0, t_3]$ aralığı arttığından ZVT'yi sürdürmek daha kolaydır. Sunulan dönüştürücünün tasarımı tam yük için yapıldığından geniş hat ve yük aralığında çalışabilir. Bu devredeki tek sınırlama bağlı iletim süresinin minimum bir değerinin olmasıdır. Sınırlı minimum bağlı iletim süresinden dolayı ZVT-PWM dönüştürücü çok yüksek hat geriliminde çalışamaz. Bununla birlikte iyi tasarlanmış devre için çok kısa iletim süresi elde edilebilir.

4.2.3 Aktif Bastırma Hücresinin Tasarımı

Aktif bastırma hücresinin tasarım işleminde rezonans endüktansı, bastırma kondansatörü ve rezonans kondansatörünün seçimi oldukça önemlidir. Rezonans endüktansı ve bastırma kondansatörü yarıiletken elemanların yumuşak şekilde iletme ve kesime girmesini sağlayacak şekilde seçilir. Rezonans kondansatörü geçici olarak depo edilen enerjiyi çıkışa aktarmak üzere belirlenir.

4.2.3.1 Rezonans Endüktansının Belirlenmesi

Rezonans endüktansının değeri, ana diyodun kesime girme hızından hesaplanabilir. Farklı diyotlar için ters toparlanma karakteristikleri değiştiğinden rezonans endüktansının değeri ana diyoda bağlıdır. Genel olarak endüktansın değeri, ana diyodun nominal ters toparlanma süresinin üç katı kadar bir sürede, en fazla maksimum giriş akımı kadar bir akım artışına müsaade etmek üzere seçilir

4.2.3.2 Bastırma Kondansatörünün Belirlenmesi

Bastırma kondansatörü, ana anahtar uçlarındaki geriliminin yükselme hızını dv/dt kontrol etmek üzere seçilir. Ana anahtar kesime girdiğinde, anahtarlama kayıpları ve dv/dt EMI gürültüleri azaltmak üzere giriş akımı için alternatif bir yol sağlar. Düşük eşdeğer seri dirence (ESR) ve eşdeğer seri endüktansa (ESL) sahip yüksek frekansa cevap veren kondansatörler gereklidir. Bastırma kondansatörü ana anahtar ve ana diyodun çıkış kondansatörlerinden oluştuğundan seçilen kondansatör değeri kullanılan yarıiletken elemanlara göre değişecektir.

4.2.3.3 Rezonans Kondansatörünün Belirlenmesi

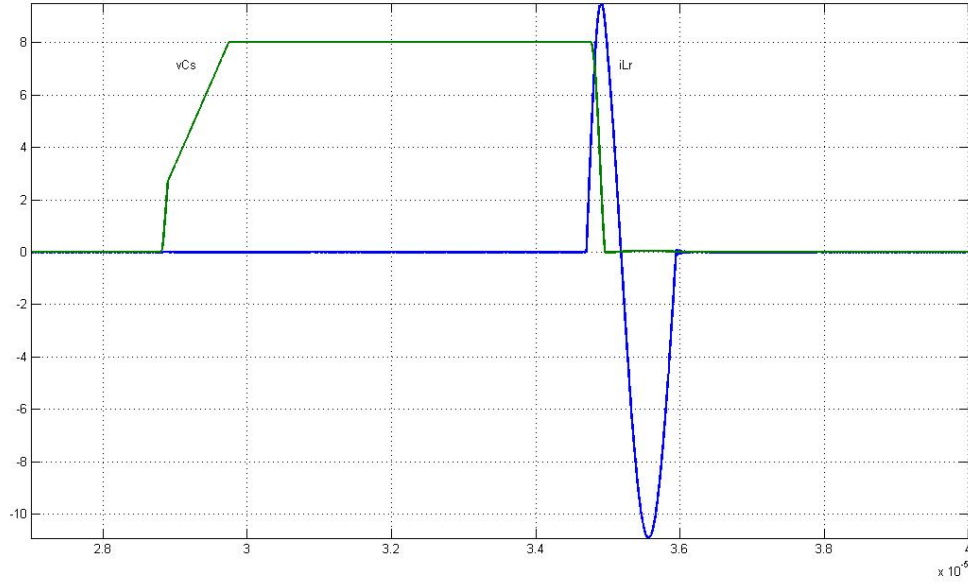
Bastırma kondansatörünün tamamen deşarj olmasını sağlamak üzere, rezonans kondansatörü bastırma kondansatöründen daha büyük seçilir. Bastırma hücrelerinde ZVT süresini rezonans kondansatörü ve rezonans endüktansı belirlediğinden dolayı kondansatör değerinin büyük seçilmesi ZVT süresinin artmasına neden olur. ZVT süresinin artması minimum bağlı iletim süresini ve iletim kayıplarını artırır. Bununla birlikte, küçük değerli bir rezonans kondansatörü seçilirse uçlarındaki gerilim artacağından D_2 diyodunun gerilim stresi artar ve yardımcı anahtarda gerilim pikine neden olur. D_2 'de yüksek gerilim stresi ve S_2 'de gerilim pikine neden olduğundan rezonans kondansatörünün çok küçük seçilmesi önerilmez.

4.2.3.4 Yardımcı Anahtar ve Diyodun Gerilim Stresi

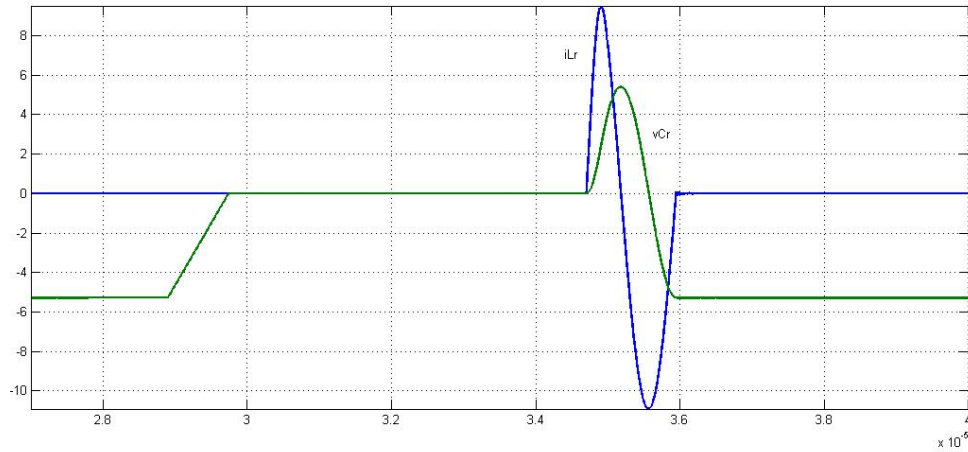
Yardımcı diyodun gerilim stresi $V_o + V_{Cr,p}$ 'ye yükselir ve yardımcı anahtarın akım stresi rezonans endüktans akımının pik değerine yükselir. Yardımcı elemanların iletimde olduğu süre kısa olduğundan iletim kayıpları düşüktür. Yardımcı yarıiletken elemanlar ana elemanlara göre daha küçük seçilebilir. Parazik kondansatörünün değeri düşük olan yardımcı anahtar kullanılırsa yardımcı anahtarın iletime girme kayıpları azalır.

4.2.4 Simülasyon Çalışmaları

Çalışma prensibini ve teorik analizi doğrulamak üzere ZVT-PWM yükseltici dönüştürücünün 750 W 80 kHz'lik simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Giriş gerilimi 200 V DC ve çıkış gerilimi 400 V DC seçilmiştir. ZVT-PWM yükseltici dönüştürücünün simülasyon sonuçları Şekil 4.29-4.31'de gösterilmiştir. Bu değişimler daha önce Şekil 4.28'de verilen temel dalga şekilleri ile uyumludur. Sert anahtarlama dönüştürücüde MOSFET ve ana diyodun anahtarlama değişimleri Şekil 4.32'de gösterilmiştir. Sert anahtarlama dönüştürücü ile karşılaştırıldığında, dalga şekillerinden yumuşak anahtarlamanın sadece ana anahtar S_1 ve ana diyot D_1 için değil aynı zamanda yardımcı anahtar S_2 ve yardımcı diyot D_2 içinde sağlandığı görülür.

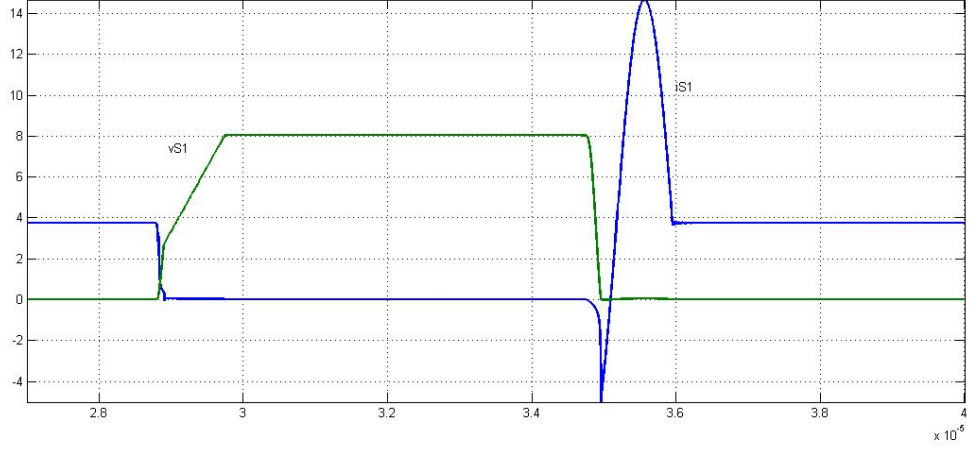


Şekil 4.29(a) Rezonans endüktans akımı (A) ve bastırma kondansatörü gerilimi (V).

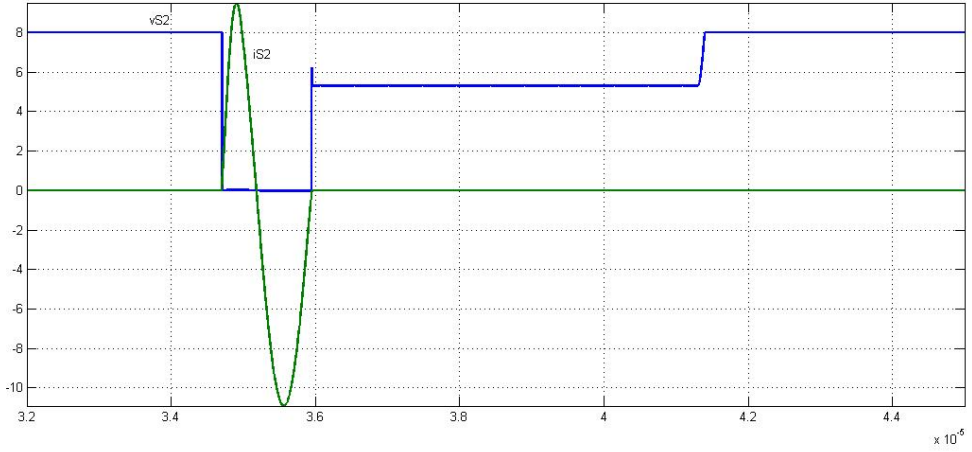


Şekil 4.29(b) Rezonans endüktans akımı (A) ve rezonans kondansatörü gerilimi (V).

Şekil 4.30(a)'dan ana anahtar S_1 'in ZVS ile iletme ve kesime girdiği ve aktif bastırma hücresi ile MOSFET kullanıldığında oluşan üç temel problemlerin yok edildiği görülür. Şekil 4.30(b)'den yardımcı anahtar S_2 'nin ZVS ile kesime girdiği ve yaklaşık ZCS ile iletme girdiği görülür. Parazitik kondansatörünün deşarjından dolayı S_2 anahtarı sadece yaklaşık ZCS ile iletme girebilir. Bununla birlikte, D_1 'in ters toparlanma akımı L_r tarafından sınırlandırıldığından S_2 iletme girdiğinde sadece küçük bir anahtarlama kaybı oluşur.

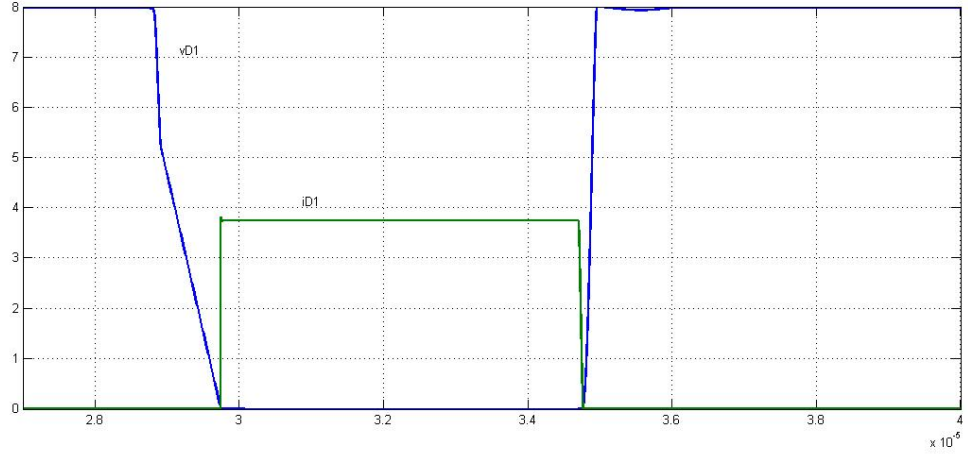


Şekil 4.30(a) Ana anahtarın gerilim (V) ve akım değişimleri (A).

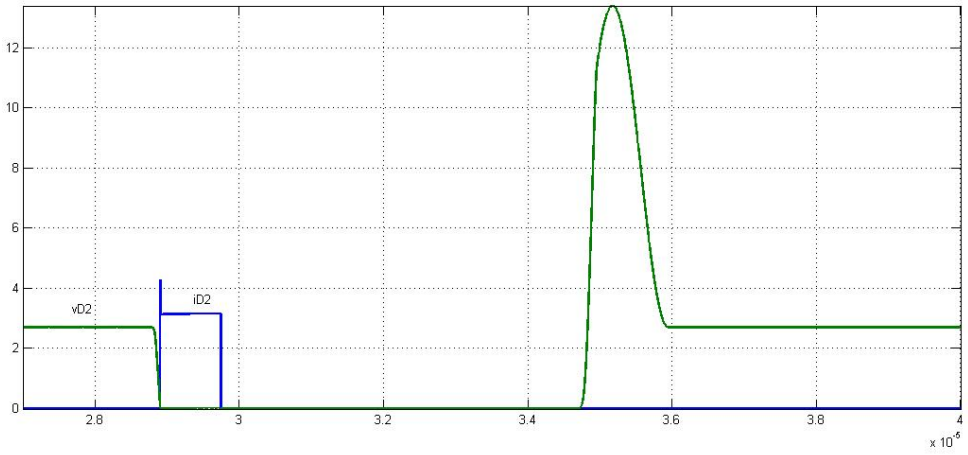


Şekil 4.30(b) Yardımcı anahtarın gerilim (V) ve akım değişimleri (A).

Ana diyot D_1 ve yardımcı diyot D_2 ZVS ile iletme ve kesime girdiği Şekil 4.31(a) ve (b)'den görülebilir.

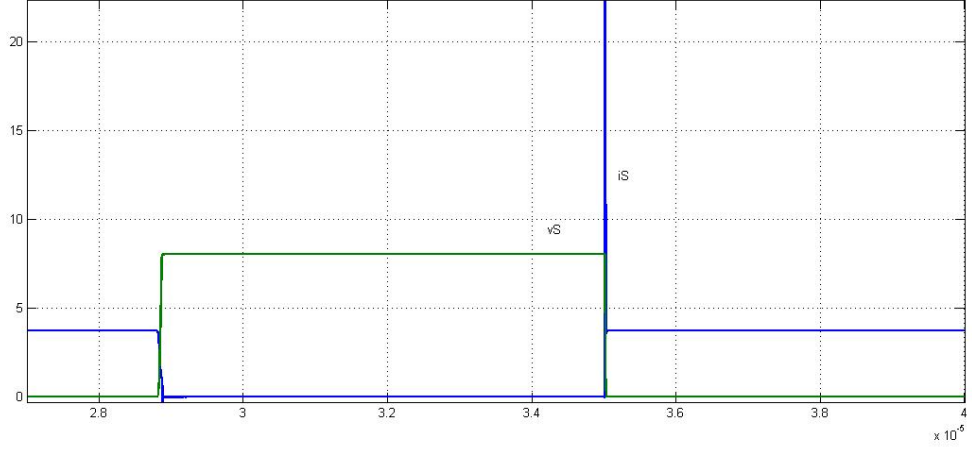


Şekil 4.31(a) Ana diyodun gerilim (V) ve akım değişimleri (A).

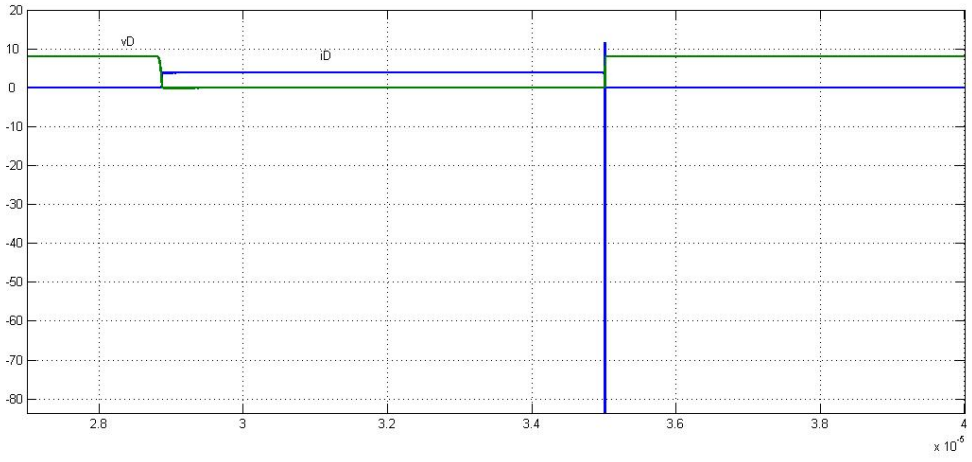


Şekil 4.31(b) D_2 diyodunun gerilim (V) ve akım değişimleri (A).

Bütün yarı iletken elemanlara yumuşak anahtarlama uygulamanın dezavantajı ana anahtar S_1 'in iletme girmedeki akım piki dir. Deneysel devrede S_1 'in akım piki ortalama endüktans akımından yaklaşık olarak % 67 fazladır. Eğer küçük bir ana endüktans değeri seçilirse bu azaltılabilir.

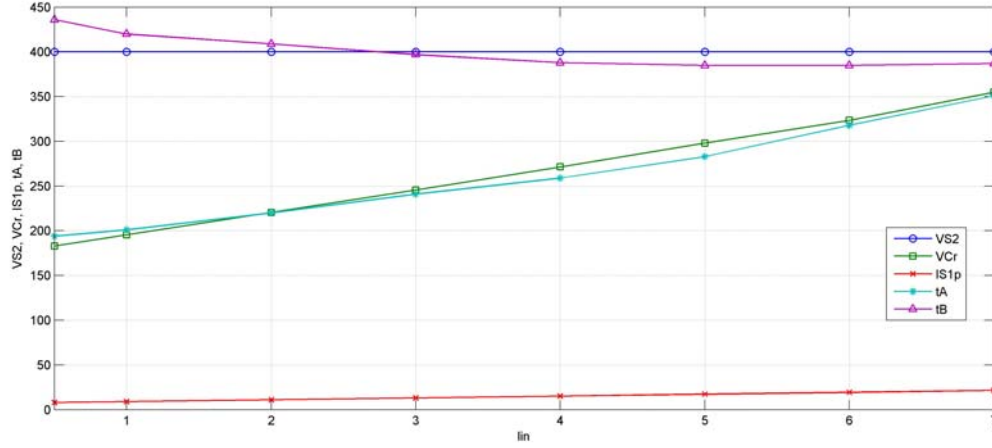


Şekil 4.32(a) Sert anahtarlama ana anahtar gerilimi (V) ve akımı (A).



Şekil 4.32(b) Sert anahtarlama ana diyot gerilim (V) ve akımı (A).

Şekil 4.33'de V_{S2} , V_{Cr} , I_{S1peak} , t_A ve t_B 'nin I_{in} giriş akımına bağlı değişimi verilmiştir. Geniş bir yük akımı aralığında devrenin çalıştığı görülür.



Şekil 4.33 V_{S2} (V), V_{Cr} (V), I_{S1peak} (A), t_A (ns), t_B (ns) - I_{in} (A) karakteristiği.

4.2.5 Sonuçlar

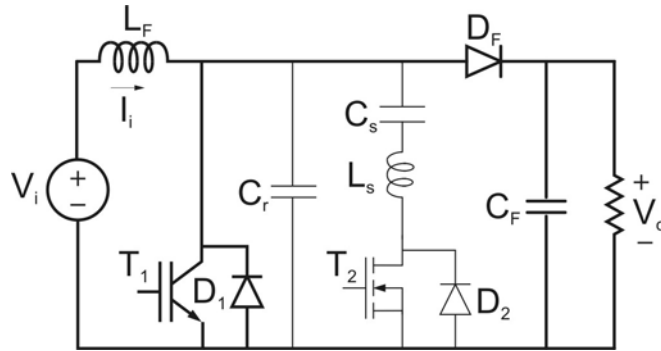
Bu dönüştürücüde aktif bastırılmalı bir ZVT-PWM dönüştürücü geliştirilmiştir. Anahtarlama kayıpları ve EMI gürültülerini yok etmek için, ZVT-PWM dönüştürücüde bütün yarı iletken elemanlarda yumuşak anahtarlama sağlanmıştır. İdeal olarak, S_2 'nin iletme girmesi esnasında parazitik kondansatörünün deşarj kaybının dışında anahtarlama kaybı meydana gelmez. Sabit anahtarlama frekansı EMI filtresi ve kontrol devresinin tasarımını kolaylaştırır. ZVS ve ZCS çalışma, ağır yüklerde ve düşük hat geriliminde sağlandığı gibi, hafif yüklerde ve yüksek hat geriliminde de kolayca sürdürüldüğünden çalışma geniş hat ve yük aralığında elde edilir. Teorik analizi doğrulamak üzere 80 kHz, 750 W, (200-400) V gerilim aralığında çalışan ZVT-PWM yükseltici dönüştürücünün simülasyonu yapılmış ve simülasyon sonuçlarının teorik analiz ile uyum içinde olduğu görülmüştür.

5. ZVT-ZCT YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bu tezde, temel ZCT-PWM'de karşılaşılan problemlerin büyük bir kısmını çözen bir aktif bastırma hücresi sunulmuştur. Bu çalışmada temel olarak normal ZCT-PWM'deki kontrol yöntemi değiştirilmiştir. Kontrol yöntemindeki değişiklikle normal ZCT devresinden herhangi bir değişiklik yapmadan ZVT ve ZCT çalışma sağlanmıştır. Önerilen dönüştürücüde ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Bütün yarı iletken elemanlar yumuşak anahtarlama ile iletme ve kesime girmektedir. Önerilen dönüştürücü basit yapılı ve düşük fiyatlıdır. Sunulan dönüştürücünün çalışma prensibi ve teorik analizi, 1 kW ve 100 kHz'lik bir yükseltici dönüştürücü prototipi ile doğrulanmıştır.

5.1 Çalışma Prensibi ve Analizi

Sunulan yeni ZVT-ZCT-PWM yükseltici dönüştürücünün devre şeması Şekil 5.1'de görülmektedir. Sunulan bastırma hücresi, temel olarak, bir bastırma endüktansı L_r , bir bastırma kondansatörü C_s , bir rezonans kondansatörü C_r , bir yardımcı transistör T_2 ve iki yardımcı diyot D_1 ve D_2 elemanlarından oluşur. C_r kondansatörü, T_1 , D_F ve D_1 'in parazitik kondansatörlerinin toplamı olarak kabul edilebilir.



Şekil 5.1 Yeni ZVT-ZCT-PWM yükseltici dönüştürücünün devre şeması.

Önerilen dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu esnasındaki kararlı durum analizini kolaylaştırmak için, aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- Giriş gerilimi V_i sabittir.
- Çıkış gerilimi V_o sabittir veya çıkış kondansatörü C_F yeterince büyüktür.
- Giriş akımı I_i sabittir veya ana endüktans L_F yeterince büyüktür.

- d) Yarı iletken elemanlar ve rezonans devreleri idealdir.
- e) Ana endüktans L_F bastırma endüktansı L_r 'den çok büyüktür.
- g) Ana diyot D_F dışındaki bütün diyotların ters toparlanma süreleri ihmal edilir.

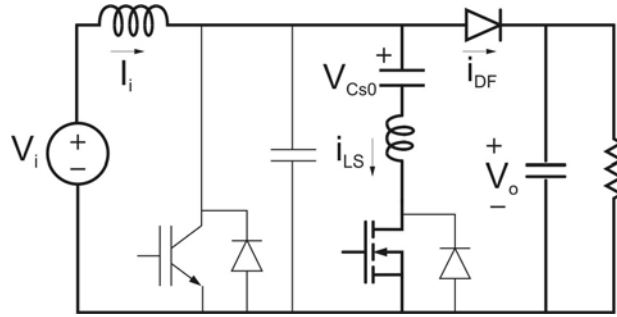
5.1.1 Çalışma Aralıkları

Çalışma kademelerinin eşdeğer devre şemaları sırayla Şekil 5.2-Şekil 5.12'de verilmiştir. Çalışma kademeleriyle ilgili anahtar dalga şekilleri Şekil 5.13'te görülmektedir. Rezonans devresinde oluşan rezonans frekanslarının ifadeleri aşağıda tanımlanmıştır.

$$\omega_r = 1/\sqrt{L_s C_r} \quad (5.1)$$

$$\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s} \quad (5.2)$$

Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$]

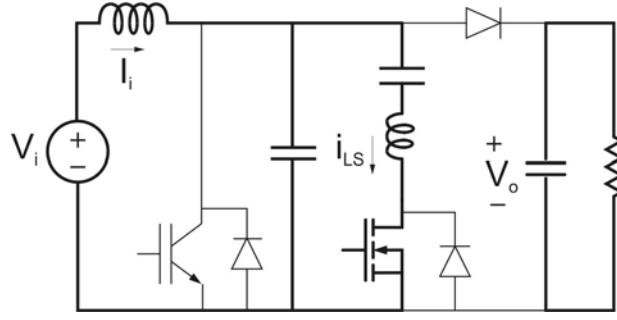


Şekil 5.2 Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_0$ anında $i_{T1}=0$, $i_{Ls}=i_{T2}=0$, $i_{DF}=I_i$, $v_{Cr}=V_o$, ve $v_{Cs}=V_{Cs0}$ eşitlikleri geçerlidir. Bastırma kondansatörünün başlangıç gerilimi rezonans devresinin kayıplarına bağlıdır. Analizi basitleştirmek için denklemlerde bu kayıplar dikkate alınmamıştır. Ana diyot D_F iletimdedir ve giriş akımını geçirmektedir. $t=t_1$ 'de yardımcı anahtar T_2 'nin kontrol sinyali uygulanır. v_{Cs} bastırma kondansatör gerilimi V_{Cs1} , $i_{T2}=I_i$ ve $i_{DF}=0$ olur. $i_{DF}=-I_{rr}$, olduğunda D_F kesime girer ve bu aralık sona erer. T_2 , seri bastırma endüktansından dolayı ZCS ile iletme girer. D_F , yaklaşık ZCS ve ZVS ile kesime girer. Bu aralık için aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$i_{Ls} = (V_o - V_{Cs0}) \frac{\sin \omega_s (t - t_0)}{L_s \omega_s} \quad (5.3)$$

$$v_{Cs} = V_o - (V_o - V_{Cs0}) \cos \omega_s (t - t_0). \quad (5.4)$$

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$]

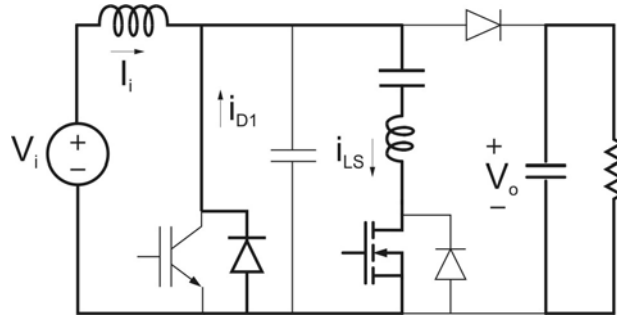
Şekil 5.3 Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_0$ 'de $i_{T1}=0$, $i_{Ls}=I_i+I_{rr}$, $v_{Cr}=V_o$ ve $v_{Cs}=V_{Cs1}$. Giriş akımı I_i altında C_r - C_s - L_s - T_2 yolu ile rezonans oluşur. Bu aralıkta v_{Cs} 'in V_{Cs1} . değerinde sabit kaldığı kabul edilir. $t=t_2$ anında $v_{Cr}=0$ olur ve bu aralık sona erer. Bu aralıkta

$$i_{Ls} = I_i + I_{rr} \cos \omega_r (t - t_1) - \frac{(V_{Cs1} - V_o)}{\omega_r L_s} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (5.5)$$

$$v_{Cr} = -(V_{Cs1} - V_o) \cos \omega_r (t - t_1) + V_{Cs1} - L_s \omega_r I_{rr} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (5.6)$$

ifadeleri geçerlidir.

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$]

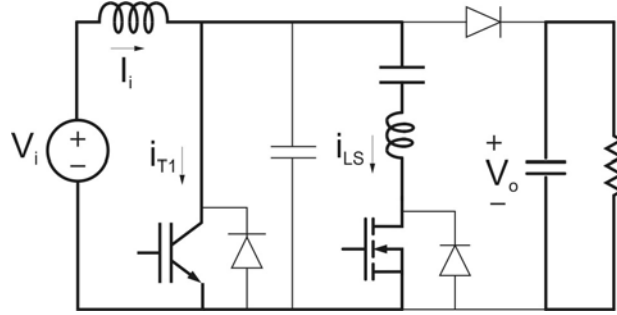
Şekil 5.4 Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması.

Bu aralığın başında, $i_{Ls}=I_{Ls2}$ ve $v_{Cs}=V_{Cs1}$ eşitlikleri geçerlidir. t_2 'de v_{Cr} geriliminin 0 olmasıyla D_1 iletme girer ve bu aralık başlar. D_1 , i_{Ls} 'nin I_i 'den fazla olan kısmını geçirir. Bu aralık ana transistörün ZVT süresine eşittir. T_1 'in kontrol sinyali bu aralık içerisinde uygulanır. i_{T2} I_i 'ye ve i_{DF} 0'a düştüğünde bu aralık sona erer. Bu aralıkta aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$i_{Ls} = I_{Ls2} \cos \omega_s(t - t_2) - \frac{V_{Cs1}}{\omega_s L_s} \sin \omega_s(t - t_2) \quad (5.7)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs1} \cos \omega_s(t - t_2) + L_s \omega_s I_{Ls2} \sin \omega_s(t - t_2) \quad (5.8)$$

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$]



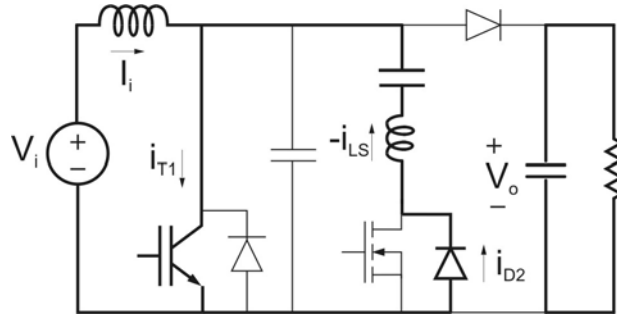
Şekil 5.5 Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.

Bu kademe başında $i_{Ls}=I_i$ ve $v_{Cs}=V_{Cs3}$ 'dür. T_1 iletme girer ve akımı I_i 'ye yükselir, i_{T2} 0'a düşer ve D_2 iletme girer. T_2 'nin kontrol sinyali kesilir ve T_2 ZCT ile kesime girer. Bu aralıkta,

$$i_{Ls} = I_i \cos \omega_s(t - t_3) - \frac{V_{Cs3}}{\omega_s L_s} \sin \omega_s(t - t_3) \quad (5.9)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs3} \cos \omega_s(t - t_3) + L_s \omega_s I_i \sin \omega_s(t - t_3) \quad (5.10)$$

eşitlikleri geçerlidir.

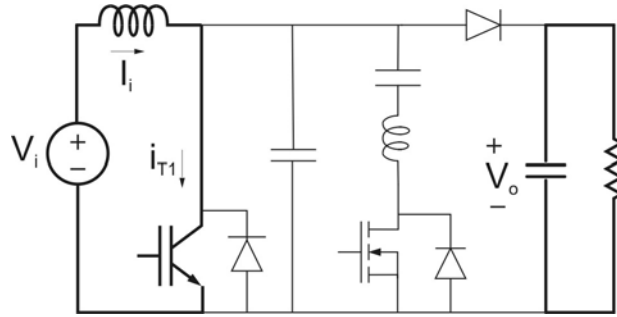
Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$]

Şekil 5.6 Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_4$ anında $i_{T1}=I_i$, $i_{T2}=i_{Ls}=0$ and $v_{Cs}=V_{Cs4}$ 'tür. Bu aralıkta T_1 - C_s - L_s - D_2 yolu ile giriş akımı I_i altında ters bir rezonans oluşur ve i_{D2} sıfır olana kadar devam eder. Bu aralık için, aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

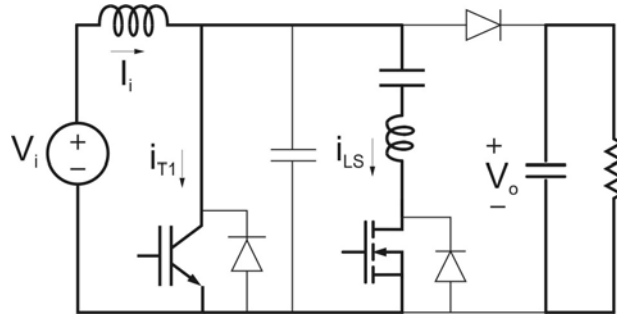
$$i_{Ls} = -\frac{V_{Cs4}}{\omega_s L_s} \sin \omega_s (t - t_4) \quad (5.11)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs4} \cos \omega_s (t - t_4) \quad (5.12)$$

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$]

Şekil 5.7 Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_5$ 'de $v_{Cs}=V_{Cs5}$ ve $i_{T1}=I_i$ 'dir. Bu aralık normal PWM dönüştürücüde anahtarın iletim aralığına eşdeğerdir.

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$]

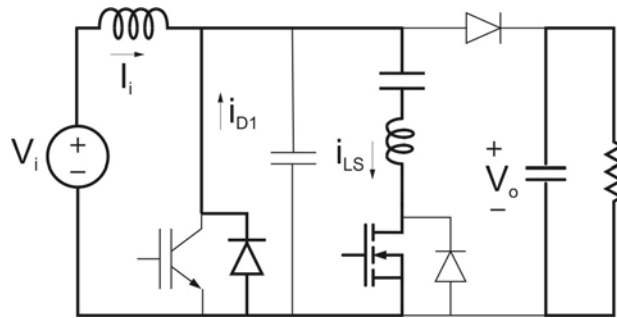
Şekil 5.8 Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_6$ anında T_2 'nin kontrol sinyali uygulanır. T_1 - C_s - L_s - T_2 yolu ile giriş akımı I_i altında bir rezonans oluşur. $t=t_7$ 'de L_s akımı I_i olur ve D_1 iletme girer ve bu aralık sona erer. Bu durum için,

$$i_{Ls} = -\frac{V_{Cs5}}{\omega_s L_s} \sin \omega_s (t - t_6) \quad (5.13)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs5} \cos \omega_s (t - t_6) \quad (5.14)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$]

Şekil 5.9 Aralık 8'e ait eşdeğer devre şeması.

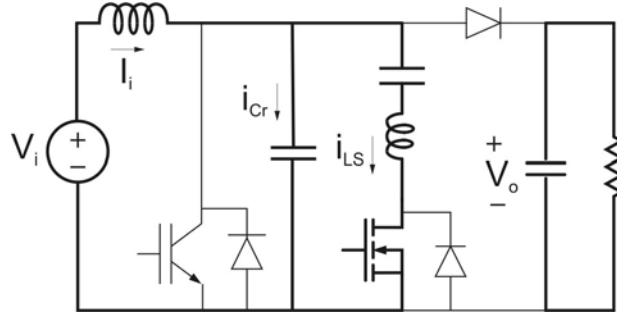
Önceki aralıkta başlayan rezonans devam eder. Bu aralıkta D_1 , i_{Ls} 'nin I_i 'den fazla olan kısmını geçirir. D_1 'in iletim aralığı T_1 'in sıfır akımda geçiş (ZCT) süresi'dir. Diyot iletme girdikten sonra T_1 'in kontrol sinyali kesilir. $t=t_8$ 'de D_1 akımı $-I_{rr}$ olur, i_{T2} yardımcı transistör akımı, $I_i - I_{rr}$ 'ye düşer ve bu aralık sona erer. Bu aralık için

$$i_{Ls} = I_i \cos \omega_s(t - t_7) - \frac{V_{Cs7}}{\omega_s L_s} \sin \omega_s(t - t_7) \quad (5.15)$$

$$v_{Cs} = V_{Cs7} \cos \omega_s(t - t_7) + L_s \omega_s I_i \sin \omega_s(t - t_7) \quad (5.16)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Aralık 9 [$t_8 < t < t_9$]



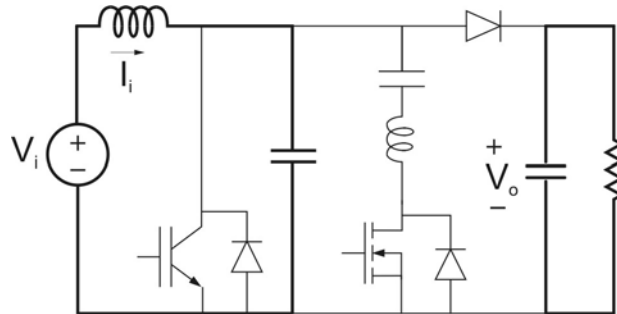
Şekil 5.10 Aralık 9'a ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_8$ 'de $v_{Cs}=V_{Cs8}=\text{sabit}$ ve $i_{Ls}=I_i-I_{rr}$. v_{Cr} gerilimi V_{Cs8} 'e yükselir ve i_{T2} akımı sıfıra düşer. T_2 'nin kontrol sinyali kesilir ve ZCS ile kesime girer. Çalışma koşullarına bağlı olarak ZCT ile de kesime girebilir. Bu aralıkta aşağıdaki eşitlikleri geçerlidir.

$$i_{Ls} = I_i - I_{rr} \cos \omega_r(t - t_8) - \frac{V_{Cs8}}{\omega_r L_s} \sin \omega_r(t - t_8) \quad (5.17)$$

$$v_{Cr} = V_{Cs8} - V_{Cs8} \cos \omega_r(t - t_8) + L_s \omega_r I_{rr} \sin \omega_r(t - t_8) \quad (5.18)$$

Aralık 10 [$t_9 < t < t_{10}$]



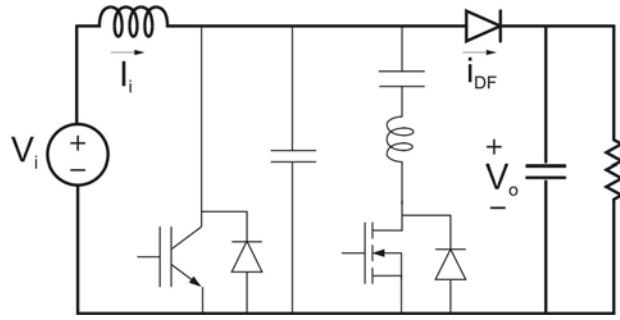
Şekil 5.11 Aralık 10'a ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_9$ 'da $i_{Ls}=0$ ve $v_{Cr}=V_{Cs8}$ 'dir. C_r giriş akımı ile lineer olarak şarj olur. C_r parazitik

kondansatörlerin toplamı olduğundan değeri oldukça küçüktür. Bu yüzden bu aralık çok kısa sürer. v_{Cr} çıkış gerilimi V_o 'a ulaştığında bu aralık sona erer. C_r kondansatör geriliminin denklemi aşağıda verilmiştir.

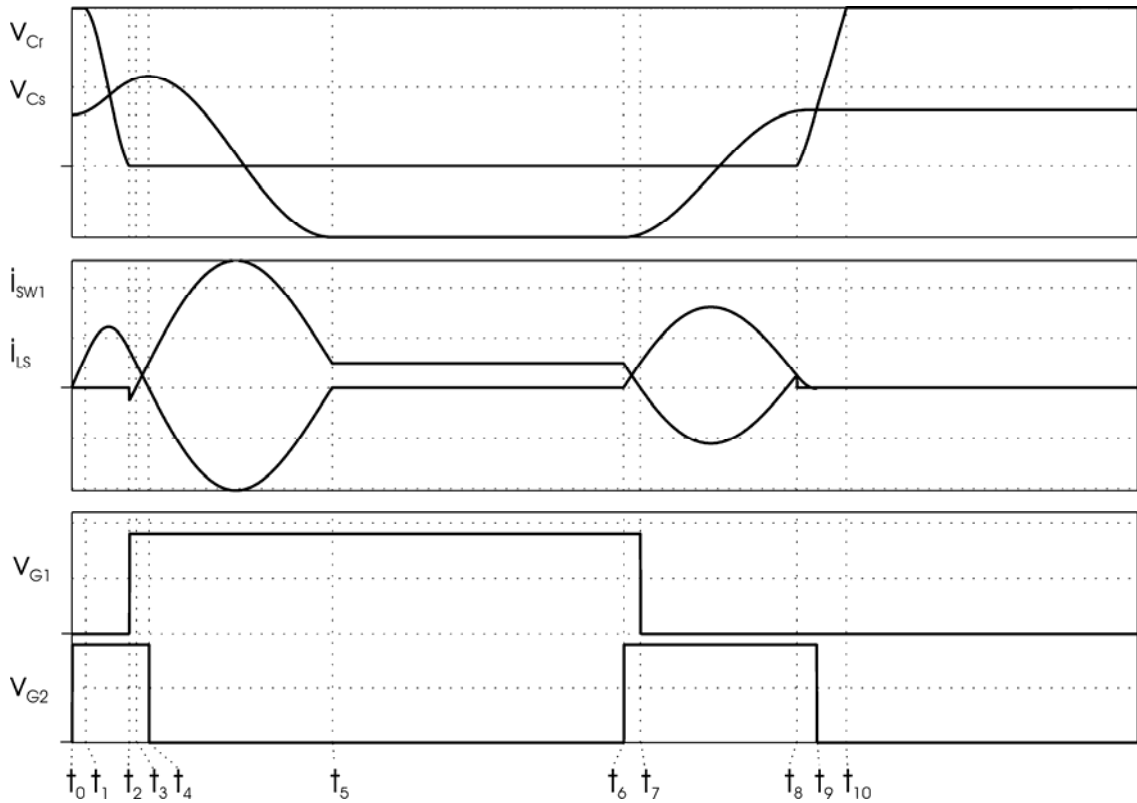
$$v_{Cr} = V_{Cs8} + I_i(t - t_9) / C_r. \quad (5.19)$$

Aralık 11 [$t_{10} < t < t_{11}$]



Şekil 5.12 Aralık 11'e ait eşdeğer devre şeması.

$t=t_{10}$ 'da, $v_{Cr}=V_o$, $v_{Cs}=V_{Cs8}=V_{Cs0}$, ve $i_{DF}=I_i$ 'dir. Bu aralık normal PWM dönüştürücüde ana diyotun iletim aralığına eşittir.

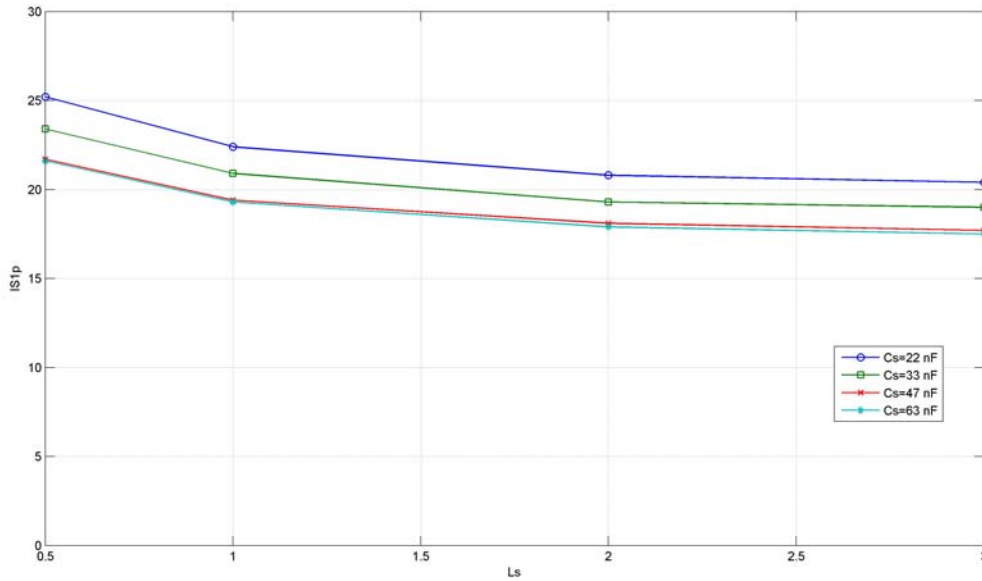


Şekil 5.13 Önerilen dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri.

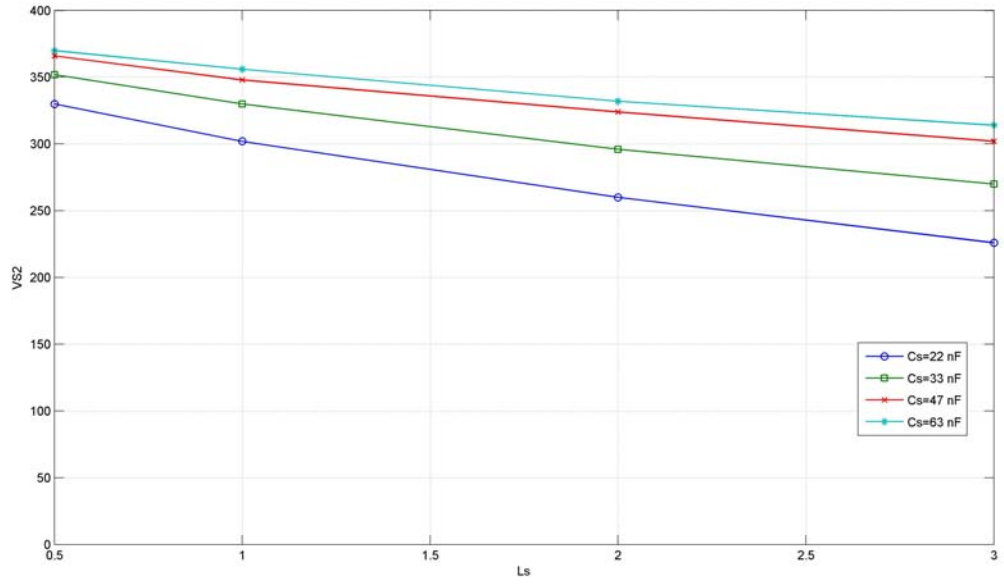
Çizelge 5.1 Devrede kullanılan elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler.

Eleman	İletime Girme	Kesime Girme	Elemanların Maruz Kaldığı	
			Maksimum Gerilim	Maksimum Akım
T_1	ZVT (ZCS, ZVS)	ZCT (ZCS, ZVS)	V_o	$I_i + I_{Lsmax}(t_{45})$
T_2	ZCS	ZCT (ZCS, ZVS)	$V_o - V_{Cs0}$	$I_{Lsmax}(t_{78})$
D_F	ZVS	ZCS, ZVS	V_o	I_i
D_1	ZCS, ZVS	ZCS, ZVS	V_o	$I_{Lsmax}(t_{78}) - I_i$
D_2	ZCT (ZCS, ZVS)	ZCS	$V_o - V_{Cs0}$	$I_{Lsmax}(t_{45})$

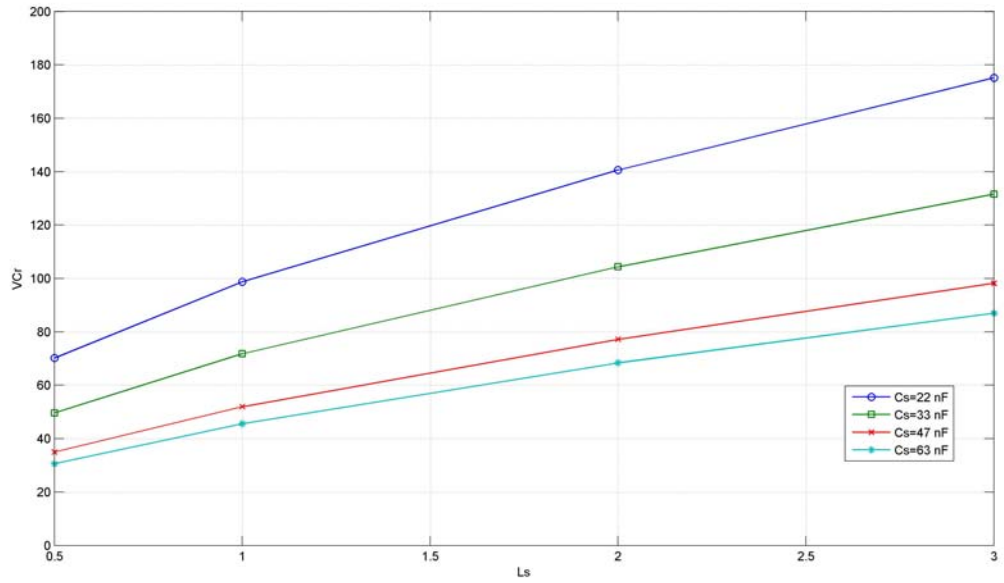
Devrede kullanılan yarı iletken elemanların anahtarlama durumları ve maruz kaldığı maksimum değerler Çizelge 5.1’de özetlenmiştir. Buradaki $I_{Lsmax}(t_{45})$ ve $I_{Lsmax}(t_{78})$ akımlarının ifadeleri sırasıyla Aralık 5 ve Aralık 8’de gösterilmiştir.



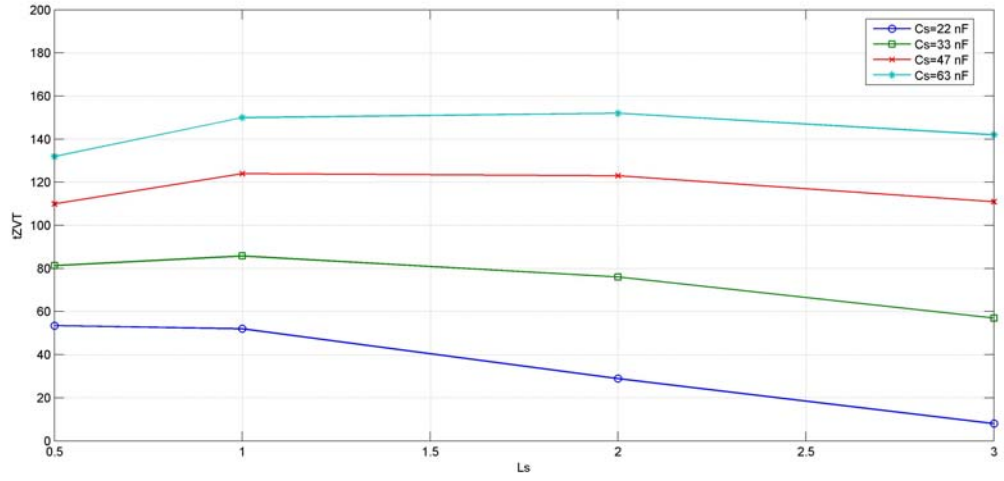
Şekil 5.14(a) I_{S1p} (A) – L_s (uH) karakteristiği.



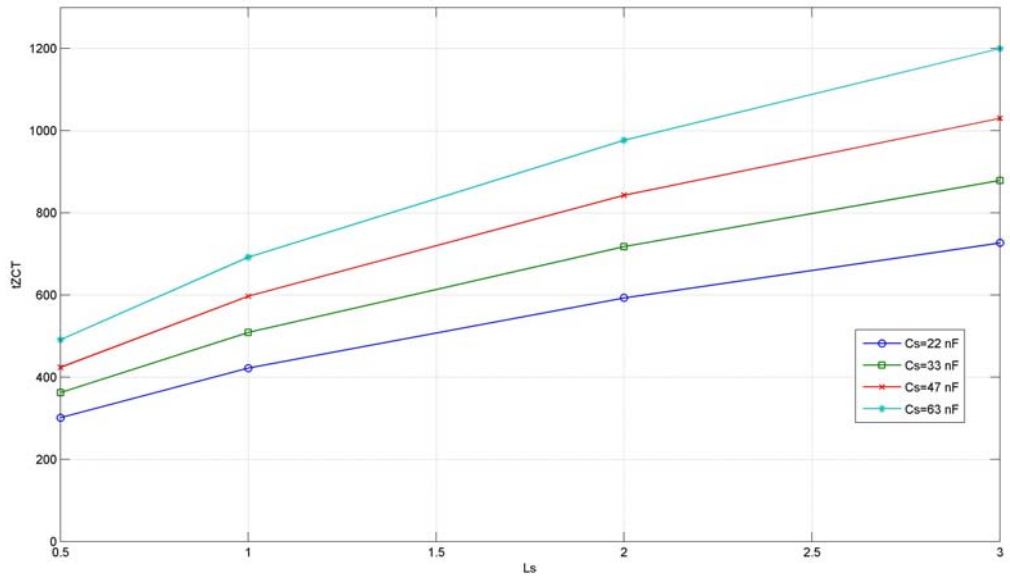
Şekil 5.14(b) V_{S2} (V) – L_s (μH) karakteristiği.



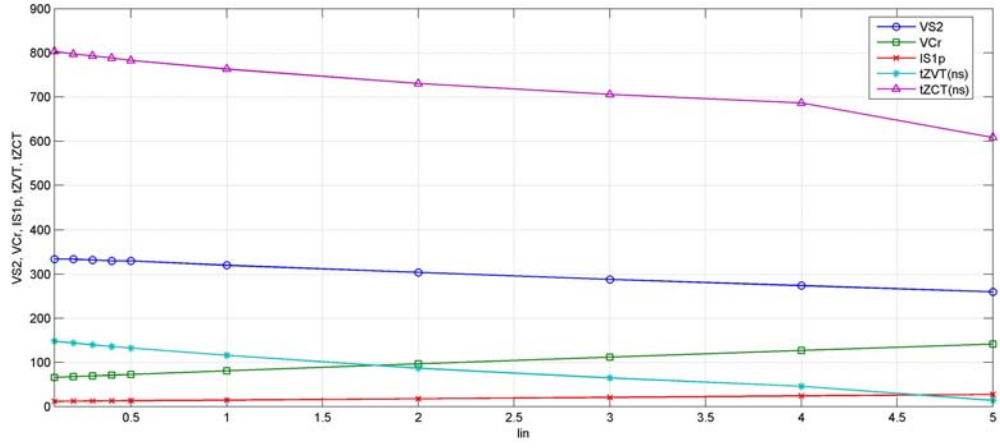
Şekil 5.14(c) V_{Cs} (V) – L_s (μH) karakteristiği.



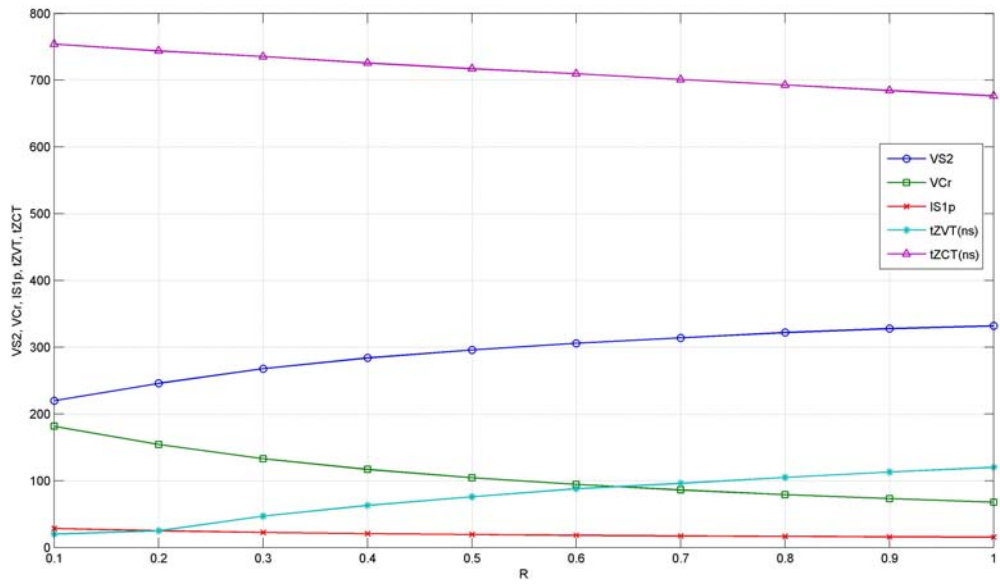
Şekil 5.14(d) t_{ZVT} (ns) – L_s (uH) karakteristiği.



Şekil 5.14(e) t_{ZCT} (ns) – L_s (uH) karakteristiği.



Şekil 5.14(f) V_{S2} (V), V_{Cr} (V), I_{S1p} (A), t_{ZVT} (ns), t_{ZCT} (ns) – I_{in} (A) karakteristiği.



Şekil 5.14(g) V_{S2} (V), V_{Cr} (V), I_{S1p} (A), t_{ZVT} (ns), t_{ZCT} (ns) – R (Ω) karakteristiği.

5.2 Deneysel Sonuçlar

Sunulan ZVT-ZCT-PWM yükseltici dönüştürücünün çalışma prensibi ve teorik analizini doğrulamak için 1 kW ve 100 kHz'lik bir yükseltici dönüştürücü prototipi gerçekleştirilmiştir.

Üretici firmaların el kitapları referans alınarak, uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların bazı nominal değerleri Çizelge 5.2'de verilmiştir.

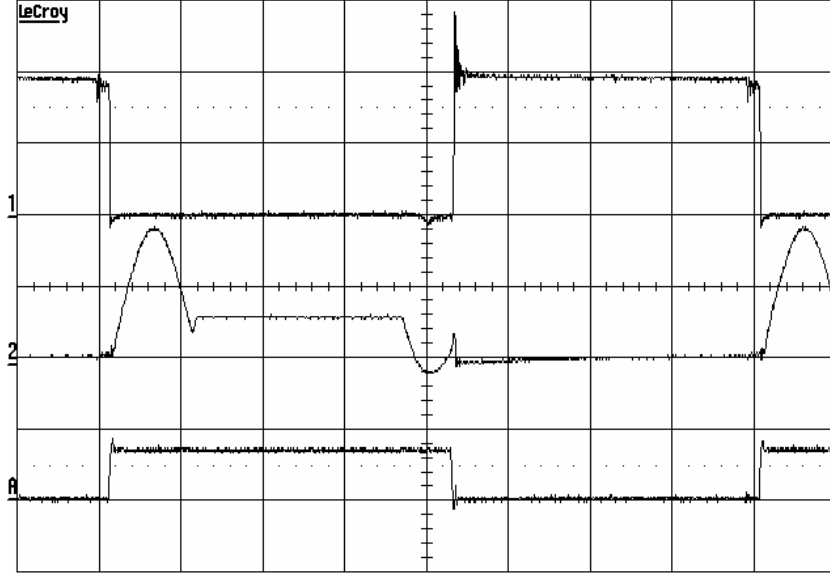
Çizelge 5.2 Uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların nominal değerleri.

Elemanlar	Kodu	V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{rr} (ns)
T_1	IXSK35N120AU1	1200	35	150	700	-
T_2	IXGH10N100A	1000	10	100	500	-
D_F	MUR860	600	8	-	-	60
D_r, D_1, D_2	MUR860	600	8	-	-	60

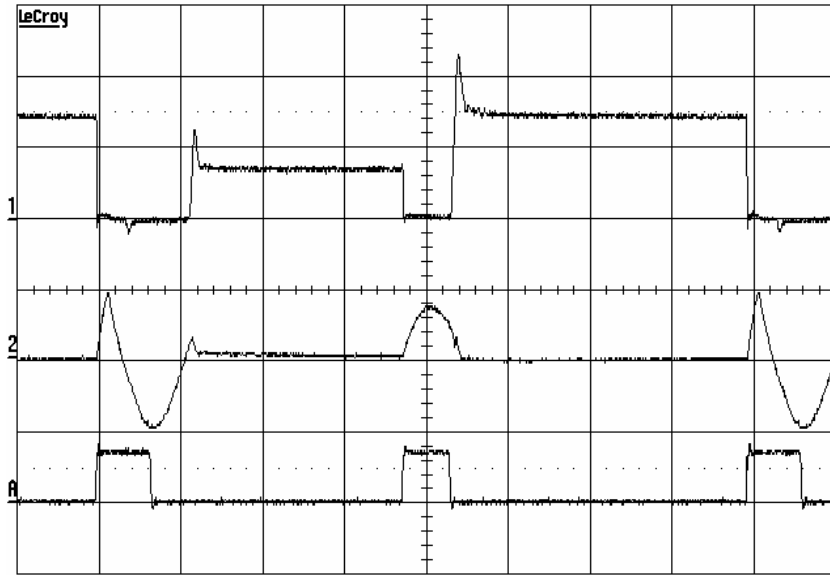
Şekil 5.15-Şekil 5.18'de deneysel devreden alınan değişimler verilmiştir. Şekil 5.15'te ana transistör gerilim ve akımı ile kontrol sinyali verilmiştir. Bu değişimlerden T_1 'in uçlarındaki gerilim sıfırda iken yani ZVT iletime girdiği ve içinden geçen akımın sıfıra düştükten sonra kontrol sinyalinin kesildiği ve ZCT ile kesime girdiği görülmektedir.

Şekil 5.16'da yardımcı transistör gerilim ve akımı ile kontrol sinyali verilmiştir. Değişimlerden görüldüğü gibi yardımcı transistörün kontrol sinyali ZVT ve ZCT işlemlerinden kesime girme işlemlerinden önce verilmektedir. Her iki işlemde de yardımcı transistörün yaklaşık ZCS ile iletime girdiği görülmektedir. Kesime girme anında ise, ZVT işleminde ZCT ile kesime girerken ZCT işleminde yaklaşık ZCS ile kesime girmektedir.

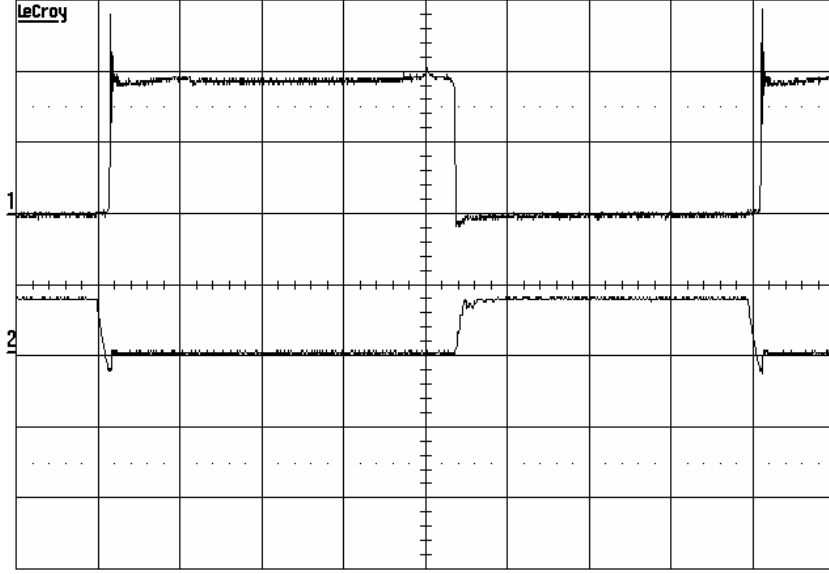
Şekil 5.17'de ana diyot gerilim ve akımına ait değişimler verilmiştir. Değişimlerden ZVS ile iletime ve kesime girdiği görülmektedir. Şekil 5.18'de ise çıkış gerilimi ile bastırma endüktans gerilimi ile bastırma kondansatör gerilimi görülmektedir. Kondansatör geriliminin bir anahtarlama periyodunun sonunda tekrar ilk değerine döndüğü görülmektedir.



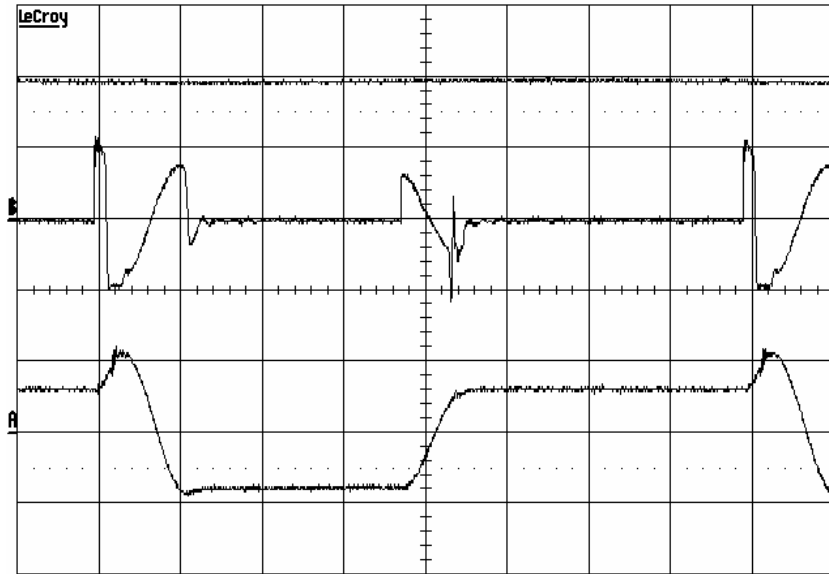
Şekil 5.15 Anahtar gerilimi (100V/kare), ana anahtar akımı(10A/kare), ana anahtarın kontrol sinyali (20V/kare) ve 1 μ s/kare.



Şekil 5.16 Yardımcı anahtar gerilimi (100V/kare), bastırma endüktans akımı (10A/kare), yardımcı anahtarın kontrol sinyali (20V/kare) ve 1 μ s/kare.



Şekil 5.17 Ana diyot gerilimi (100V/kare), akımı (10A/kare) ve ve 1 μ s/div.



Şekil 5.18 Çıkış gerilimi (100V/kare), bastırma endüktans gerilimi (100V/kare), bastırma kondansatör gerilimi (100V/kare) ve 1 μ s/div.

Sonuç olarak, elde edilen bütün deneysel sonuçların, bu bölümde sunulan dönüştürücü için öngörülen çalışma prensibi ve teorik analizi tam olarak doğruladığı görülmüştür. ZVT ve ZCT tekniklerinin birleştirilmesiyle, ana anahtarın anahtarlama işlemleri mükemmel olarak sıfır gerilim ve akım da yapılmıştır. Ayrıca diğer bütün yarı iletken elemanların tam veya yaklaşık ZVS ve/veya ZCS altında iletme ve kesime girdiği gözlenmiştir.

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada, temel ZCT-PWM'de karşılaşılan problemlerin büyük bir kısmını çözen bir aktif bastırma hücresi sunulmuştur. Önerilen bastırma hücresinde herhangi bir ilave eleman kullanılmamış sadece dönüştürücünün kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Kontrol yöntemindeki değişikliklerle ZVT ve ZCT çalışma sağlanmıştır.

Tezde, ilk olarak DC-DC dönüştürücüler ve kontrol teknikleri, sonra yumuşak anahtarlama teknikleri ele alınmış ve daha sonra tezde geliştirilen devre ile literatürde yer alan ZVT PWM DC-DC dönüştürücülerin karşılaştırılmasının yapılabilmesi için iki örnek devre detaylı olarak incelenmiştir.

Dönüştürücü-1'de ana anahtarın ilettime girmesi tam olarak sıfır gerilimde sağlanırken, kesime girmesi de yaklaşık sıfır gerilimde olmaktadır ve yük akımına bağlıdır. Ayrıca kullanılan yardımcı anahtarda ilave bir gerilim stresi mevcuttur. Dönüştürücü-2'de ise ana anahtarın ilettime girmesi tam olarak sıfır gerilimde sağlanırken, yaklaşık sıfır gerilimde kesime girmektedir. Yardımcı anahtarda ilave bir gerilim stresi oluşmamaktadır. Bastırma hücresinde kullanılan diyotta gerilim stresi mevcuttur.

Önerilen dönüştürücüde ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girmektedir. Bütün yarı iletken elemanlar yumuşak anahtarlama ile ilettime ve kesime girmektedir. Önerilen dönüştürücü basit yapılı ve düşük fiyatlıdır. Kullanılan yarı iletken elemanlar üzerinde hiçbir gerilim stresi oluşmaz.

Geliştirilen dönüştürücünün etraflı bir analizi yapılmıştır. Dönüştürücünün önerilen çalışma prensibi ve teorik analizi, 1 kW ve 100 kHz'lik bir prototip ile tam olarak doğrulanmıştır. Ana anahtarın tam olarak sıfır gerilimde ilettime ve sıfır akımda kesime girdiği ayrıca yardımcı anahtarın da yumuşak bir şekilde ilettime ve kesime girdiği görülmüştür. Geliştirilen DC-DC dönüştürücünün yüksek güç ve yüksek frekans uygulamalarında kullanılmasının uygun olacağı sonucuna varılmıştır.

KAYNAKLAR

Bodur, H., (2003), "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri", YTÜ Ders Notları, 2003, YTÜ, İstanbul

Bodur, H., (2004), "Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları 1" YTÜ Ders Notları, 2004, YTÜ, İstanbul

Bodur, H., and Bakan, A.F., (2002), "A New ZVT-PWM DC-DC Converter," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 17, pp. 40-47, January.

Bodur, H., Bakan, A.F., (2004), "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, pp. 676-684, May.

Bodur, H., Bakan, A.F., and Baysal, M., (2003), "A Detailed Analytical Analysis of a Passive Resonant Snubber Cell Perfectly Constructed for a Pulse Width Modulated DC-DC Buck Converter," Electrical Engineering, Springer-Verlag, vol. 85, pp. 45-52, February.

Bodur, H., Sarul, M. H., and Bakan, A. F., (1999), "A Passive Lossless Snubber Cell Design For An Ohmic Loaded PWM IGBT Chopper Fed By a Diode Bridge From AC Mains," in Proc. Int. Conf. Elec. Electron. Eng. (ELECO'99), Bursa, Turkey, Dec. 1-5, 1999, pp. 440-444.

Cho, J.G., Baek, J.W., Rim, G.H., Kang, I., (1998), "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Multiphase Converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 13, pp. 152-159, January.

Ferraro, A., (1982), "An Overview Of Low-Loss Snubber Technology For Transistor Converters", IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1982, pp.466-477.

Grigore, V., Kyyra, J., (1998), "A New Zero-Voltage-Transition PWM Buck Converter," in Proc. 9th Mediterranean Electrotechnical Conf. (MELECON'98) , Tel Aviv, Israel, vol. 2, 1998, pp. 1241-1245.

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

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

Kim, T.W., Kim, H.S., and Ahn, H.W., (2000), "An Improved ZVT PWM Boost Converter," in Proc. 31th Power Electron. Spec. Conf. (PESC'00) , Galway, Ireland, vol. 2, 2000, pp. 615-619.

Lee, D.Y., Lee, B.K., Yoo, S.B., and Hyun, D.S., (2000), "An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter with Zero-Voltage / Zero-Current Switching of the Auxiliary Switches," IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 36, pp. 558-566, Mar. / Apr.

Mao, H., Lee, F.C.Y., Zhou, X., Dai, H., Cosan, M., Boroyevich, D., (1997), "Improved Zero-Current-Transition Converters for High-Power Applications", IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol.33, no.5, pp.1220-1232, September/October.

Menegaz, J.M.P., Co, M.A., Simonetti, D.S.L., Vieira, L.F., (1999), "Improving the operation of ZVT DC-DC Converters," in Proc. 30th Power Electron. Spec. Conf. (PESC'99), Charleston, vol.1, 1999, pp. 293-297.

Moschopoulos, G., Jain, P., Joos, G., (1995), "A Novel Zero-Voltage Switched PWM Boost Converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 2, pp. 694-700, June.

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

Stein, C.M.O., Hey, H.L., (2000), "A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 15, pp. 185-193, January.

Tseng, C.J., Chen, C.L., (1998), "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 13, pp. 861-869, September.

Yu, H., Song, B.M., Lai, J.S., (2002), "Design of a Novel ZVT Soft-Switching Chopper," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 17, pp. 101-108, January.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 08.04.1980

Doğum yeri Balıkesir

Lise 1995-1998 Sırrı Yırcalı Anadolu Lisesi

Lisans 1999-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2004- Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı

Çalıştığı kurum

2005- YTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü
Araştırma Görevlisi