

T.C.
ERZİNCAN BİNALİ YILDIRIM ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS

YENİ BİR AKTİF BASTIRMA HÜCRELİ DC-DC YÜKSELTİCİ
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI, ANALİZİ VE UYGULAMASI

Hilal Şebnem GEÇMEZ

Danışman: Doç. Dr. Naim Süleyman TİNGİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

ERZİNCAN
2024
Her Hakkı Saklıdır.

ÖZET

Yüksek Lisans

YENİ BİR AKTİF BASTIRMA HÜCRELİ DC-DC YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜNÜN TASARIMI, ANALİZİ VE UYGULAMASI

Hilal Şebnem GEÇMEZ

Erzincan Binali Yıldırım Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Naim Süleyman TİNĞ

Bu tez çalışmasında, darbe genişlik modülasyonlu (PWM) DC-DC dönüştürücüler için yeni bir yumuşak anahtarlama aktif bastırma hücresi geliştirilmiştir. Önerilen bastırma hücresi, ana anahtarın sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ile kayıpsız olarak iletme ve sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ile kesime girmesini sağlamaktadır. Bununla birlikte, ana diyotun ZVS ile iletme ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) ile kesime girmesini mümkün kılmaktadır. Eklenen bastırma hücresi ana ve yardımcı güç elemanları üzerinde ilave gerilim stresi oluşturmamaktadır. Dönüştürücüde bulunan yarı iletken güç elemanlarının tümü yumuşak anahtarlama (SS) ile iletme ve kesime girmektedir. Önerilen dönüştürücü hafif yüklerde dahi SS ile anahtarlama başarılı bir şekilde sürdürebilmektedir. Ayrıca, sunulan yeni dönüştürücü yapısı hem basitlik hem de düşük maliyet açısından oldukça avantajlıdır. Sunulan dönüştürücünün çalışma aralıkları ve kararlı durum teorik analizleri sunulmuş ve bu analizler, 500 W çıkış gücü ve 100 kHz anahtarlama frekansına sahip bir prototip ile doğrulanmıştır.

2024, 88 Sayfa

Anahtar Kelimeler: Aktif bastırma hücresi, Darbe genişlik modülasyonu, DC-DC dönüştürücü, Sıfır gerilimde geçiş, Yumuşak anahtarlama

ABSTRACT

MSc Thesis

DESIGN, ANALYSIS AND APPLICATION OF DC-DC BOOST CONVERTER WITH A NEW ACTIVE SNUBBER CELL

Hilal Şebnem GEÇMEZ

Erzincan Binali Yıldırım University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Electronics Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Naim Süleyman TINÇ

A new soft-switching active snubber cell is introduced for pulse width modulated (PWM) DC-DC converters in this thesis study. The introduced snubber cell enables the main switch to turn on with zero-voltage transition (ZVT) without any losses and turn off zero-voltage switching (ZVS). Moreover, it allows the main diode to turn on with ZVS and to turn off with zero current switching (ZCS). The added snubber cell does not cause additional voltage stress on the main and auxiliary power components. All of the semiconductor devices in the converter turn on and turn off with soft switching (SS). The proposed converter can maintain soft switching even under light loads. The new converter structure is highly advantageous in terms of both simplicity and low cost. The operational ranges and steady-state theoretical analyses of the proposed new ZVT PWM DC-DC converter are presented and verified with a prototype having an output power of 500 W and a switching frequency of 100 kHz.

2024, 88 Pages

Keywords: Active snubber cell, DC-DC converter, pulse width modulation, soft switching, zero voltage transition

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın tamamlanma sürecinde, değerli bilgi ve deneyimlerini paylaşarak bana daima destek olan tez danışmanım ve kıymetli hocam Sn. Doç. Dr. Naim Süleyman TING' a en içten teşekkürlerimi sunarım. Rehberliği ve sunduğu yol göstericilik için kendisine derin bir minnet duymaktayım.

Ayrıca tez çalışmama fikir alışverişinde bulunarak katkı sağlayan Sn. Doç. Dr. Yakup ŞAHİN'e ve bu tez çalışmasının deneysel uygulamasının gerçekleştirilmesinde maddi destek sağlayan Erzincan Binali Yıldırım Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) birimine teşekkürlerimi iletirim.

Hayatım boyunca fedakârlığı ve sevgisiyle beni destekleyen, hayallerime inanmamı sağlayan ve her adımda yanımda olan ilk kılavuzum, canım annem Aysel GEÇMEZ'e sonsuz sevgisi için teşekkür ederim. Eğitim hayatım boyunca bana daima destek olan, tüm kalbiyle inanan ve cesaretlendiren varlığını her zaman yanımda hissettiğim canım babam Yusuf GEÇMEZ'e de minnettarım. Ayrıca her zorlukta yanımda olan ve tez sürecimde değerli deneyimlerini paylaşarak bana destek veren sevgili ablam Hacer GEÇMEZ'e de özel teşekkürlerimi iletiyorum.

Hilal Şebnem GEÇMEZ

Ocak, 2024

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
TABLolar LİSTESİ.....	ix
SİMGELER ve KISALTMALAR	x
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ	4
3. KURAMSAL TEMELLER.....	11
3.1. Giriş.....	11
3.2. Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı	11
3.3. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	12
3.3.1. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS).....	14
3.3.2. Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)	14
3.3.3. Sıfır akımda geçiş (ZCT).....	14
3.3.4. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT).....	15
4. MATERYAL ve YÖNTEM.....	16
4.1. Giriş.....	16
4.2. Topoloji - 1.....	17
4.2.1. Çalışma aralıkları	18
4.2.2. Simülasyon çalışması	25
4.2.3. Değerlendirme	26
4.3. Topoloji - 2.....	27
4.3.1. Çalışma aralıkları	28
4.3.2. Simülasyon çalışması	33
4.3.3. Değerlendirme	35
5. ARAŞTIRMA BULGULARI.....	36
5.1. Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Teorik Analizi.....	36
5.1.1 Çalışma aralıkları	37

5.1.2 Tasarım Prosedürü.....	46
5.2. Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Simülasyon Çalışması...	47
5.3 Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Özellikleri	54
5.4 Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Deneysel Uygulaması ...	54
6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA	67
KAYNAKLAR	69
EKLER.....	74
Ek-1. Tez Çalışması Süresince Yapılan Akademik Çalışmalar	74



ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 3. 1. Sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama için temel dalga şekilleri (a) Yarı iletken bir güç elemanının kontrol sinyali (b) Sert anahtarlama (c) ZCS ve ZVS ile anahtarlama (d) ZVT ve ZCT ile anahtarlama. (Bodur, 2012)	13
Şekil 4. 1. Temel ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüsüne ait devre şeması	16
Şekil 4. 2. Topoloji - 1'e ait devre şeması.....	18
Şekil 4. 3. Topoloji - 1'in çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları.....	19
Şekil 4. 4. Topoloji - 1'e ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (b) S_2 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (c) S_3 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (20A/div, 600V /div, 5µs/div) .	25
Şekil 4. 5. Topoloji - 1'deki D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri (20A/div, 600V/div, 5µs/div)	26
Şekil 4. 6. Topoloji - 2'ye ait devre şeması	27
Şekil 4. 7. Topoloji - 2'nin çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları.....	31
Şekil 4. 8. Topoloji - 2'ye ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (b) S_2 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga (10A/div, 40 /div, 1µs/div)	34
Şekil 4. 9. Topoloji - 2'deki D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 40V/div, 1µs/div)	35
Şekil 5. 1. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücüye ait devre şeması.....	36
Şekil 5. 2. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücüye ait eşdeğer devre şemaları.....	38
Şekil 5. 3. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri	39
Şekil 5. 4. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon devre şeması.....	47
Şekil 5. 5. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (c) S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (2µs/div).....	48
Şekil 5. 6. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_1 ana anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2µs/div)	49

Şekil 5. 7. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_2 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)	50
Şekil 5. 8. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_3 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)	51
Şekil 5. 9. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüdeki D_F ana diyotunun akım ve gerilim simülasyon dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)	52
Şekil 5. 10. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (b) L_r rezonans endüktansına ait akım dalga şekli (c) C_r rezonans kondansatörüne ait gerilim dalga şekli (10A/div, 200V/div, 2us/div)	53
Şekil 5. 11. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün deneysel uygulama devre şeması	56
Şekil 5. 12. Ana ve yardımcı anahtarlara ait kontrol sinyalleri.....	57
Şekil 5. 13. Ana anahtara ait kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri	57
Şekil 5. 14. S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri	58
Şekil 5. 15. S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri	58
Şekil 5. 16. D_F ana diyotuna ait akım ve gerilim dalga şekilleri.....	60
Şekil 5. 17. S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, L_r rezonans endüktansı akımı ve C_r rezonans kondansatörü gerilimi dalga şekilleri.....	60
Şekil 5. 18. I_i giriş akımı, V_i giriş ve V_o çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri	61
Şekil 5. 19. 50 W gücünde ana anahtarın kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri	62
Şekil 5. 20. 50 W gücünde S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri	63
Şekil 5. 21. 50 W gücünde S_3 yardımcı anahtarının kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri	63
Şekil 5. 22. 50 W gücünde D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri	64

Şekil 5. 23. 50 W gücünde S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, L_r rezonans endüktansı akımı ve C_r rezonans kondansatörü gerilimi dalga şekilleri	64
Şekil 5. 24. 50 W gücünde I_i giriş akımı, V_i giriş ve V_o çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri	65
Şekil 5. 25. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün HS ve SS verim eğrileri.....	66



TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa

Tablo 5. 1. Önerilen yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün deneysel uygulama devresine ait parametreler	55
Tablo 5. 2. Deneysel uygulama devresinde kullanılan yarı iletken güç elemanlarının nominal değerleri.....	55
Tablo 5. 3. Dönüştürücüdeki yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama geçişleri.....	65



SİMGELER ve KISALTMALAR

Simgeler

C_a	Rezonans kondansatörü
C_F	Çıkış filtre kondansatörü
C_r	Rezonans kondansatörü
C_S	Rezonans kondansatörü
D_F	Ana diyot
D_r	Yardımcı diyot
D_1	Ana anahtarın dahili diyotu
D_2	S_2 anahtarının dahili diyotu
D_3	S_3 anahtarının dahili diyotu
f_s	Anahtarlama frekansı
i_{DF}	Ana diyot akımı
I_i	Giriş akımı
I_{LF}	Ana endüktans akımı
I_{Lr}	Rezonans endüktansı akımı
I_{S1}	Ana anahtarın akımı
I_{S2}	S_2 anahtarının akımı
I_{S3}	S_3 anahtarının akımı
L_F	Ana endüktans
L_r	Rezonans endüktansı
R_L	Omik yük
S_1	Ana anahtar
S_2	1. yardımcı anahtar
S_3	2. yardımcı anahtar
t_f	Anahtarın kesime girme süresi
t_r	Anahtarın ilettime girme süresi
t_{rr}	Ters toparlanma süresi
V_{Cr}	Rezonans kondansatörü gerilimi
V_{DF}	Ana diyot uçlarındaki gerilim
V_{GS1}	Ana anahtarın kontrol sinyali

V_{GS2}	S_2 anahtarının kontrol sinyali
V_{GS3}	S_3 anahtarının kontrol sinyali
V_i	Giriş gerilimi
V_{S1}	Ana anahtar uçlarındaki gerilim
V_{S2}	S_2 anahtarı uçlarındaki gerilim
V_{S3}	S_3 anahtarı uçlarındaki gerilim
V_o	Çıkış gerilimi
P_o	Çıkış gücü
ω	Rezonans açısal frekansı
Z	Rezonans empedansı

Kısaltmalar

ADC	Analog Dijital Dönüştürücü
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DSP	Dijital Sinyal İşleyici
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
FM	Frekans Modülasyonu
HS	Sert Anahtarlama (Hard Switching)
MOSFET	Metal Oksit Yarı iletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PFC	Güç Faktörünün Düzeltilmesi (Power Factor Correction)
PV	Fotovoltaik (photovoltaic)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RFI	Radyo Frekans Girişimi (Radio Frequency Interference)
SS	Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZCT	Sıfır Akımda Geçiş (Zero Current Transition)
ZCZVS	Sıfır Akım Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Current Zero Voltage Switching)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)

1. GİRİŞ

Enerji, insanların günlük yaşamlarının her anında ve yaptıkları her faaliyette temel bir gereksinimdir. Aynı zamanda, enerji arzı ve kullanımı ülkelerin ekonomik kalkınması ve toplumsal refahı için kritik bir faktördür. Ülkelerin enerji talebi, teknolojik ilerlemeler, sanayileşme ve küresel nüfus artışıyla birlikte giderek artmaktadır. Ancak, bu artış petrol, doğalgaz ve kömür gibi fosil yakıtların kullanımını da beraberinde getirerek çevresel sorunlara, özellikle iklim değişikliği ve sera gazı emisyonlarına neden olmaktadır. Aynı zamanda, bu kaynakların tükenme tehlikesinin giderek artması da yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelme ve enerji verimliliğinin artırılması amacıyla yürütülen çalışmaları giderek daha önemli kılmaktadır. Güneş enerjisi, rüzgâr enerjisi, hidroelektrik enerji, jeotermal enerji ve biokütle gibi yenilenebilir enerji kaynakları, enerji ihtiyacının sürdürülebilir bir şekilde karşılanmasını ve çevresel etkilerin minimum seviyeye indirilmesini sağlamaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin uygun enerji formuna dönüşümü ile daha verimli ve güvenli bir enerji kullanımı güç elektroniği dönüştürücüleri ile mümkün olmaktadır. Bu durum, güneş panelleri, rüzgar türbinleri veya hidroelektrik tesisleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen enerjiyi şebekeye entegre etmek için önemlidir.

Güç elektroniği dönüştürücülerinin en çok tercih edilenlerinden biri olan DC-DC dönüştürücüler elektrikli araçlar, yenilenebilir enerji sistemleri ve güç faktörü düzeltme devreleri gibi çeşitli uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır (Şahin vd., 2015). Bu dönüştürücülerde, doluluk oranının kontrolü çoğunlukla frekansın sabit tutulup darbe genişliğinin değiştirilmesi yoluyla sağlanır ve bu işlem darbe genişlik modülasyonu (PWM) olarak adlandırılır. Darbe genişliğinin sabit tutulup frekansın değiştirilmesiyle sağlanan kontrol yöntemi ise frekans modülasyonu (FM) olarak adlandırılır. Bu yöntemde frekans değişken olduğu için elektromanyetik girişim (EMI) ve bozulmalar meydana gelebilir. Bu yüzden, FM yöntemi sadece bazı özel durumlarda tercih edilmektedir (Bodur, 2014). PWM DC-DC dönüştürücülerin hızlı geçiş cevabı, yüksek güç yoğunluğu ve kontrol kolaylığı avantajları onları önemli tercih sebebi yapmaktadır. Bu tür dönüştürücülerde yüksek güç yoğunluğu elde etmek ve maliyeti düşürmek için dönüştürücünün çalışma frekansının artırılması gereklidir. Bu sayede, dönüştürücüde

kullanılan filtre ve manyetik elemanların boyutları önemli ölçüde azalır, güç yoğunluğu artar ve maliyet tasarrufu sağlanır.

Anahtarlama frekansının artırılması, güç yoğunluğunu artıran bir faktör olmasına rağmen, aynı zamanda güç elemanlarında yüksek anahtarlama kayıpları, EMI ve radyo frekans girişim (RFI) gürültüleri gibi problemlere yol açmaktadır. Bu problemler dönüştürücülerin performansını ve verimini olumsuz olarak etkilemektedir. Sert anahtarlama (HS) sebebiyle oluşan bu olumsuzlukların üstesinden gelebilmek için yumuşak anahtarlama (SS) teknikleri geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama teknikleri, temel olarak sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda geçiş (ZCT) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) şeklinde dört ana kategoriye ayrılmaktadır. SS ile güç elemanlarının akım ve gerilim yükselme hızları sınırlandırılarak anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri en aza indirilmeye veya tamamen yok edilmeye çalışılır. SS üzerine literatürde yoğun çalışmalar yapılmıştır ve günümüzde hala konu üzerinde çalışmalar devam etmektedir. Bu tez çalışmasında, DC-DC yükseltici dönüştürücüler için yeni bir yumuşak anahtarlama aktif bastırma hücresi tasarımı yapılmıştır. Bu tasarım elde edilen matematiksel denklemler, teorik analizler, simülasyon çalışması ve deneysel uygulaması ile desteklenmiştir. Böylece literatüre yeni bir yumuşak anahtarlama aktif bastırma hücresi kazandırılmıştır.

Bu tez çalışması, altı bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünün ardındaki 2. Bölüm olan kaynak incelemesi bölümünde, mevcut literatürde bulunan yumuşak anahtarlama dönüştürücüler ayrıntılı bir şekilde ele alınmış, avantaj ve dezavantajları ile sunulan dönüştürücüler hakkında bilgiler verilmiştir.

3. Bölüm olan Kuramsal temeller bölümünde, anahtarlama, sert anahtarlama, yumuşak anahtarlama ve bastırma hücresi kavramları açıklanmış, ayrıca yumuşak anahtarlama teknikleri detaylıca ele alınmıştır.

4. Bölüm olan Materyal ve Yöntem bölümünde, literatürde yer alan temel ZVT PWM devresi ile birlikte iki örnek ZVT devresi incelenmiştir. Bu örnek dönüştürücülerin çalışma prensipleri detaylı bir şekilde açıklanmış ve simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Son olarak, simülasyon sonuçları sunulmuş ve dönüştürücünün özellikleri ayrıntılı bir şekilde belirtilmiştir.

5. Bölüm olan Araştırma Bulguları bölümünde, bu tez de önerilen yeni bir aktif bastırma hücresine sahip ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü devresi tanıtılmış, teorik analizleri yapılmış ve dönüştürücünün tasarım ölçütleri belirlenmiştir. Daha sonra belirlenen değerler kullanılarak simülasyon çalışması gerçekleştirilmiş ve elde edilen simülasyon sonuçları sunulmuştur. Bölüm sonunda ise, önerilen dönüştürücünün laboratuvar ortamında bir prototip uygulaması gerçekleştirilmiş ve buna ilişkin deneysel sonuçlar sunulmuştur.

6. Bölüm olan Sonuçlar bölümünde, çalışmanın kısaca özeti yapılmış ve deneysel sonuçlar yorumlanmıştır. Aynı zamanda, ileride bu alanda yapılacak çalışmalar için tavsiyeler ve öneriler sunulmuştur.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Güç dönüştürücülerinde herhangi bir ilave ek düzen veya devre kullanılmadan yapılan anahtarlamalara sert anahtarlama (HS) adı verilmektedir. HS ile çalıştırılan güç dönüştürücülerinde yüksek frekanslarda güç elemanları üzerinde anahtarlama kayıpları oldukça fazla olmaktadır. Bu durumun üstesinden gelmek için yumuşak anahtarlama (SS) kavramı ortaya konulmuştur. SS genel olarak ZCS, ZVS, ZCT ve ZVT adı verilen dört temel teknik ile gerçekleştirilebilmektedir. ZCS ve ZVS pasif bastırma hücreleri ile gerçekleştirilirken; ZCT ve ZVT teknikleri aktif bastırma hücreleri ile gerçekleştirilebilmektedir (Bodur vd., 2002). Bu tekniklere yönelik literatürde yapılan çalışmalardan bazıları bu bölümde kısaca özetlenmiştir. Bu çalışmalar, anahtarlama kayıplarını ve EMI gürültüyü azaltarak dönüştürücünün çalışma frekansını ve verimliliğini artırmayı hedeflemektedir.

Modern bir SS tekniği olan ZVT tekniği ile ilgili literatürdeki ilk çalışma, Hua (1994) tarafından geliştirilen temel ZVT PWM yükseltici dönüştürücü devresidir. Bu dönüştürücüde, ana anahtarın uçlarındaki gerilim kısa bir süre için kısmi rezonansla sıfıra indirilir ve gerilim sıfırda tutulurken ana anahtara kontrol sinyali uygulanır. Böylece, ana anahtarın ZVT ile mükemmel bir şekilde iletme geçmesi sağlanır. Ayrıca, ana anahtar kesime ZVS ile girmektedir, yardımcı anahtar ise iletme ZCS ile girmektedir. Ancak, yardımcı anahtar sert bir şekilde kesime girdiğinden, bu durum anahtarlama kayıplarını artırmakta ve dönüştürücünün verimini düşürmektedir. Dönüştürücünün bir diğer dezavantajı, çalışmasının yük akımına bağlı olmasıdır, bu yüzden hafif yüklerde çalışma performansı kötüdür. Literatürde, temel ZVT PWM dönüştürücünün dezavantajlarını gidermek amacıyla birçok çalışma yapılmıştır. Ancak bu çalışmaların bazılarında dezavantajlar tamamen giderilirken, bazılarında ise dezavantajlar tekrarlanmış veya yeni sorunlar ortaya çıkmıştır.

Jain vd. (2004), Jang vd. (2006) ve Lee vd. (2012) tarafından tasarlanan dönüştürücülerde, temel ZVT PWM devresindeki gibi ana anahtar ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir. Ancak, bu önerilen dönüştürücülerde yardımcı anahtar HS ile kesime girmektedir. Bu dezavantaja ek olarak, Jain vd. (2004) ve Lee vd. (2012) tarafından önerilen dönüştürücülerin ana anahtarlarında ilave bir akım stresi meydana gelirken, Jang

vd. (2006) tarafından önerilen çalışmada ise yardımcı anahtar ve yardımcı diyot üzerinde ilave bir gerilim stresi oluşmaktadır.

Chen vd. (2012)'nin yaptıkları çalışmada, yeni bir ZVT bastırma devresi geliştirilmiştir. Geliştirilen bu devre sayesinde ana anahtarın ZVT ile ilettime ve ZCS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Ancak bu yaklaşım, yardımcı anahtar ve yardımcı diyotun HS ile kesime girmesine neden olmaktadır. Diğer taraftan, Park ve Choi (2010) ile Kothapalli vd. (2021) tarafından önerilen dönüştürücülerde, ana anahtar ZVT ile ilettime girerken kesime girmeleri HS ile gerçekleşmektedir.

Wang (2005) tarafından sunulan dönüştürücü yapısı, yardımcı anahtarın ZCS ile kesime girmesini sağlamaktadır. Bu sayede yardımcı anahtar üzerindeki anahtarlama kayıpları azalmaktadır. Ana anahtar ise ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Akın (2014)'ın önerdiği dönüştürücüde ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girmektedir, böylece ana anahtarın kayıpsız olarak ilettime ve kesime girmesi sağlanmaktadır. Ancak bastırma hücresindeki eleman sayısı fazla olduğundan maliyet artmaktadır.

Çetin (2016) ve Tınğ vd. (2017a) tarafından önerilen dönüştürücülerde, tüm güç elemanları yumuşak bir şekilde anahtarlansaktadır. Ana anahtar, ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ise ZCS ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Ayrıca, yumuşak anahtarlama geniş bir yük aralığında sağlanmaktadır.

Tınğ vd. (2017b) tarafından önerilen dönüştürücüde, ana anahtarın ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Yardımcı anahtar ZCS ile ilettime ve ZCT ile kesime girmektedir. Ancak dönüştürücünün hafif yüklerde çalışması iyi değildir.

Huang ve Moschopoulos (2006) tarafından sunulan dönüştürücü, ana anahtarın ZVT ile ilettime girmesini sağlamaktadır. Yardımcı anahtar, ana anahtar üzerinde herhangi bir ilave akım stresi oluşturmada ZCS ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Ana anahtar kesime ZVS ile girmektedir. Ancak bu durum yük akımına bağlıdır. Dönüştürücüdeki bir diğer dezavantaj ise geçici rejim süresinin oldukça uzun olmasıdır.

Zhang vd. (2017) ve Li vd. (2019) tarafından manyetik kuplajlı sıfır akım ve sıfır gerilim geçişli (ZCZVT) PWM yükseltici dönüştürücü yapısı sunulmaktadır. Bu yapıda ana anahtar

ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ise ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir. Ana anahtar üzerinde ilave gerilim ve akım stresi oluşmamaktadır. Dönüştürücüde kullanılan endüktans manyetik kuplajlıdır. Manyetik kuplajlı endüktanslar, dönüştürücülerde önemli bir rol oynamakta ve enerji depolama ile aktarma işlevlerini yerine getirmektedir. Ancak, manyetik kuplajlı endüktansın optimum tasarlanmaması kaçak endüktans değerlerini artırabilmektedir. Artan kaçak endüktans değerleri, kayıplarının artmasına, parazitik salınımların ve çıkış gerilimindeki dalgalanmaların oluşmasına neden olmaktadır (Chen, 2018).

Park vd. (2010) tarafından geliştirilen bastırma hücresi sayesinde ana anahtar, ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar, ana anahtar üzerinde ilave akım ve gerilim stresi oluşturmada ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir. Altıntaş vd. (2014) tarafından sunulan dönüştürücüde ise ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir, yardımcı anahtar ise ZCS ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Ancak, önerilen bu dönüştürücülerin en büyük dezavantajı, ana anahtarın yüksek akım stresine maruz kalmasıdır. Bunun sonucunda ana anahtar üzerinde iletim kayıpları oluşmaktadır.

Aksoy vd. (2010) ve Hwu vd. (2023) tarafından geliştirilen dönüştürücülerde bulunan tüm güç elemanları SS anahtarlanmakta fakat ana anahtar üzerinde ilave akım stresi oluşmaktadır. Hwu vd. (2023)'nin önerdikleri dönüştürücünün ana akım yolları üzerinde bastırma elemanı bulunmaktadır. Bu durum, güç anahtarları üzerinde çınlamaya yol açmaktadır. Çınlama, anahtarlama güç anahtarlarının iletime veya kesime girdiği sırada meydana gelen yüksek frekanslı salınımlardır. Bu tür yüksek frekanslı salınımlar, dönüştürücünün çalışmasını istenmeyen şekilde etkileyebilir ve elektromanyetik gürültülere neden olabilir (Dusmez, 2015; Wu, 2023).

Stein vd. (2000) tarafından PWM dönüştürücüler için ZCZVS bastırma hücresi önerilmektedir. Sunulan bu dönüştürücüde ana anahtar iletime ve kesime girdiğinde ZCS ve ZVS tekniklerini birlikte sağlanmaktadır. Dönüştürücünün doğru bir şekilde çalışabilmesi için, giriş gerilimi çıkış geriliminin yarısından daha düşük olmalıdır. Ana anahtarın üzerinde ek akım stresi vardır ve devrenin sirkülasyon enerjisi yüksektir. Bunun yanı sıra, dönüştürücünün çalışma aralıklarının sayısı fazladır ve bu aralıkların çoğu uzun süreli olarak devam etmektedir.

Lee ve Kim (2019) tarafından sunulan bastırma hücresi sayesinde, dönüştürücüde bulunan tüm güç elemanları SS ile anahtarlanmaktadır. Ancak ana anahtar ve ana diyot üzerinde ilave bir akım stresi meydana gelmektedir. Yardımcı anahtarın kontrol sinyalinin izole edilmesi, anahtarlama güç dönüştürücülerinin tasarımında önemli bir faktördür. Stein vd. (2000) ve Lee ve Kim (2019) tarafından önerilen dönüştürücülerde yardımcı anahtar ile ana anahtar ortak emiterli yapıya sahip değildir. Bu nedenle kontrol sinyalinin elemana izole bir şekilde iletilmesi gerekir. Bu durum, devrenin maliyetinin ve kontrol karmaşıklığının artmasına neden olmaktadır.

Tıng (2018)'ın sunduğu çalışmada, ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZCT ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ise ZCS ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Ana ve yardımcı elemanların hiçbirinde ilave akım stresi oluşmamaktadır. Ancak yardımcı anahtarda yüksek gerilim stresi meydana gelmektedir. Bu nedenle, uygulama aşamasında daha yüksek gerilim dayanımına sahip bir yardımcı anahtar seçilmelidir ve bu durum maliyeti artırmaktadır.

Li ve Ho (2016) ile Şahin (2018) tarafından tasarlanan dönüştürücülerde güç elemanlarının tamamı yumuşak bir şekilde anahtarlanmaktadır. Ancak her iki dönüştürücünün yardımcı anahtarlarında ilave gerilim stresi meydana gelmektedir.

Tsai vd. (2011) tarafından yapılan çalışmada, ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ise ilettime ve kesime ZCS tekniğiyle girmektedir. Ana elemanlar üzerinde ilave akım veya gerilim stresi oluşmazken yardımcı anahtar üzerinde gerilim stresi meydana gelmektedir.

Tseng ve Chen (1998) tarafından gerçekleştirilen çalışmada, ana anahtar ZVT ile ilettime ve ZVS ile kesime girmeyi sağlamaktadır. Yardımcı anahtar ise ZCS ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Ancak ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi meydana gelirken yardımcı diyot üzerinde de ilave bir gerilim stresi oluşmaktadır.

Bodur ve Bakan (2002) tarafından sunulan dönüştürücüde bulunan yarı iletken güç elemanlarının tamamı yumuşak bir şekilde anahtarlanmaktadır. Ana elemanlar üzerinde herhangi bir akım veya gerilim stresi oluşmamaktadır. Ancak, dönüştürücü hafif yüklerde çalıştırıldığında ana anahtarın yumuşak anahtarlanması bozulmaktadır.

Yau vd. (2020) tarafında az sayıda bileşen sayısına sahip yeni bir bastırma hücresi geliştirilmiştir. Bu dönüştürücüde, ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCS ile kesime girmektedir. Yardımcı anahtar ZCS ile iletme ve kesime girerken; ana diyot ZVS ile iletme ve ZCS ile kesime girmektedir. Ancak önerilen dönüştürücüde, ana anahtar üzerinde ilave bir akım stresi ve ana diyot üzerinde ise ilave yüksek bir gerilim stresi oluşmaktadır. Dönüştürücülerde, rezonans sürelerinin uzun olması ve yumuşak anahtarlamayı sağlayabilmek için fazla sayıda rezonans döngüsünün gerekliliği, sirkülasyon kayıplarının artışına sebep olmaktadır. Uzun rezonans süreleri ve fazla rezonans döngüsü, enerjinin daha uzun süre boyunca dolaşmasına ve fazladan kayıplara yol açmaktadır. Sonuç olarak, artan sirkülasyon kayıpları dönüştürücünün toplam verimliliğini olumsuz etkilemektedir. Önerilen bu dönüştürücü fazla rezonans döngüsü içermektedir. Bu nedenle devrenin sirkülasyon enerjisi yüksektir. Ayrıca dönüştürücünün ana akım yolları üzerinde bastırma elemanı bulunması uygulama aşamasında sorunlara neden olabilir.

Yarı iletken güç elemanları, yüksek akım ve gerilim stresine maruz kaldıklarında, enerji kayıpları, aşırı ısınma ve izolasyon sorunları gibi çeşitli sorunlar ortaya çıkmaktadır. Bu sorunlar, dönüştürücülerin güvenilirliğini, verimliliğini ve performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu sorunların üstesinden gelmek için Bodur ve Bakan (2004) tarafından tasarlanan bastırma hücresi, ana elemanlar üzerinde herhangi bir ilave gerilim veya akım stresi oluşturmada yumuşak anahtarlamayı sağlamaktadır.

Yeşilyurt ve Bodur (2019), Tran ve Choi (2020) ve İskender ve Genç (2010) tarafından geliştirilen bastırma hücrelerinde, ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Türksöy vd. (2021)'nin önerdikleri dönüştürücüde ise ana anahtar ZVT ile iletme ve ZCT ile kesime girmektedir. Önerilen bu dönüştürücüler, herhangi bir bileşen üzerinde akım ve gerilim stresi oluşturmada yumuşak anahtarlamayı mümkün kılar.

Yumuşak anahtarlama amacıyla tasarlanan bazı dönüştürücülerin bastırma hücrelerinde transformatör yapısı bulunmaktadır (Bodur vd., 2011; Akın vd., 2011; Şahin vd., 2018a, 2018b). Bu tasarım, belirli uygulama gereksinimlerine uygun avantajlar sunarken, aynı zamanda özel tasarım gerekliliği ve kaçak endüktans etkisi gibi zorlukları da beraberinde getirebilmektedir. Özellikle geri dönüşlü veya normal trafo yapılarının kullanıldığı

bastırma hücresinde, transformatör tasarımının özenle yapılması gerekmektedir. Aksi takdirde, geri dönüşlü yapıların sıkça karşılaştığı kaçak endüktans etkisi, devrenin verimliliğini olumsuz yönde etkilemektedir. Bu etkiyi azaltmak için ilave RCD bastırma düzeneklerinin kullanılması gerekebilir, bu da maliyeti artırmaktadır.

Günümüzde, enerji talebinin artması ve çevresel sürdürülebilirlik hedeflerinin öne çıkmasıyla birlikte, yenilenebilir enerji sistemlerinin geliştirilmesi ve enerji verimliliğinin artırılması büyük bir öneme sahiptir (Lin ve Dong, 2011; Khorasani vd. 2022). Yumuşak anahtarlama DC-DC dönüştürücüler, yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin daha verimli bir şekilde kullanılabilmesinde önemli bir rol oynamaktadır. Yesilyurt vd. (2023) tarafından hibrit araç batarya şarj uygulamalarında kullanılan yarım köprü DC-DC dönüştürücüler için yumuşak anahtarlama aktif bir bastırma hücresi tasarlanmıştır. Önerilen yeni bastırma hücresi, ana ve yardımcı yarı iletken anahtarlar için yumuşak anahtarlama başarılı bir şekilde gerçekleştirmektedir. Ayrıca herhangi bir yarı iletken eleman üzerinde ilave bir gerilim veya akım stresi oluşmamaktadır.

Bodur vd. (2021)'nin yaptıkları çalışmada ise yenilenebilir enerji uygulamaları için kullanılan yumuşak anahtarlama izoleli yarım köprü dönüştürücüsüne sahip yeni bir aktif bastırma hücresi önerilmektedir. Önerilen dönüştürücüdeki tüm yarı iletken güç elemanları yumuşak anahtarlama ile çalışır. Herhangi bir yarı iletken eleman üzerinde ilave bir gerilim veya akım stresi bulunmamaktadır. Ayrıca, önerilen aktif bastırma hücresindeki yardımcı anahtarlar sadece giriş geriliminin yarısına maruz kalmaktadır. Literatürde, yumuşak anahtarlama tekniklerinin yenilenebilir enerji sistemlerinde uygulandığı daha birçok çalışma bulunmaktadır. Özellikle, yumuşak anahtarlama teknikleri fotovoltaik (PV) dizileri ve yakıt hücreleri gibi yenilenebilir enerji sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Yang vd. 2010; Li vd. 2013; Chen vd., 2014; Xiao vd. 2014, 2017; Chen vd., 2021; Tohidi vd. 2022).

PV sistemler, rüzgâr türbinleri, aydınlatma sistemleri ve elektrikli araç şarj cihazları gibi uygulamalarda, şebekeden çekilen akım ve gerilimin harmonik içeriğinin azaltılması amacıyla güç faktörü düzeltmeli (PFC) dönüştürücüler yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler, enerji verimliliği ve güç kalitesi açısından büyük bir öneme sahiptir. Ancak, bu dönüştürücüler HS ile çalıştırıldıklarında yüksek anahtarlama kayıpları oluştururlar. Bu kayıpları minimize etmek ve dönüştürücülerin

verimini artırmak için SS teknikleri bu dönüştürücülerde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Literatürde bu konuyla ilgili birçok çalışma bulunmaktadır (Wang vd., 2015; Bodur ve Yıldırım 2017; Çetin 2018). Bu çalışmalar sayesinde dönüştürücülerin enerji verimliliği artırılmakta ve güç kalitesi iyileştirilmektedir.

Bu tez çalışmasında, literatürdeki SS'li dönüştürücülerin dezavantajlarının birçoğunu ortadan kaldıran ve istenen özelliklerinin birçoğunu taşıyan PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüler için yeni bir yumuşak anahtarlama aktif bastırma hücresinin tasarımı, analizi ve deneysel prototipinin gerçekleştirilmesi amaçlanmaktadır. Önerilen yeni aktif bastırma hücresinin en temel hedefi devredeki tüm yarı iletken güç elemanlarının ilave bir gerilim stresine maruz kalmadan SS ile iletme ve kesime girmesini sağlamaktır. Bu sayede, HS'nin neden olduğu anahtarlama kayıpları azaltılacak ve verim artırılabilecektir. Aynı zamanda, sunulan aktif bastırma hücresinin belirli bir periyodun küçük bir aralığında çalışması hedeflenmektedir. Bu durum, PWM çalışmasının sürdürülebilmesini sağlamak ve dönüştürücünün hafif yüklerde bile SS ile çalışmayı sürdürebilmesi için önemlidir. Böylelikle, sert anahtarlama klasik PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye kıyasla daha verimli ve avantajlı topoloji elde edilecektir.

3. KURAMSAL TEMELLER

3.1. Giriş

Güç elektroniği devrelerinin işlevselliğini ve enerji verimliliğini yönetmek için kritik bir rol oynayan anahtarlama, temelde bir güç elemanın iletimden kesime veya kesimden iletime geçişini ifade eden bir işlemdir. Doğal olarak gerçekleşen ve ek bir düzen gerektirmeyen anahtarlamalara "Sert Anahtarlama (HS)" denilmektedir. Yarı iletken güç elemanlarının sert bir şekilde anahtarlama sonucunda, güç anahtarının akım ve geriliminin üst üste binmesiyle oluşan anahtarlama kayıpları, güç anahtarının dâhili diyotunun ters toparlanma kayıpları ve güç anahtarının parazitik kondansatörünün deşarj kaybı gibi istenmeyen kayıplar meydana gelmektedir. Güç yoğunluğunu yükseltmek ve maliyeti azaltmak amacıyla yüksek frekanslarda anahtarlama yapıldığında, anahtarlama kayıpları frekansla doğru orantılı olarak artmaktadır. Anahtarlama kayıplarının artmasıyla birlikte, dönüştürücüde bulunan yarı iletken güç elemanlarının nominal değerleri ve soğutucu boyutları da artmaktadır. Bu yüzden devrenin hacmi artar, maliyeti yükselir ve verimliliği düşer. Sert olarak anahtarlama dönüştürücülerdeki anahtarlama kayıpları ve yüksek anahtarlama frekansının neden olduğu kayıpların yanı sıra, akım ve gerilimin ani olarak değişmesinden dolayı yüksek elektromanyetik girişim (EMI) ve radyo frekansı girişimi (RFI) oluşmaktadır. Yüksek EMI ve RFI, elektronik cihazları olumsuz etkileyebilir ve iletişim sistemlerine zarar verebilir. Ayrıca elektromanyetik uyumluluk sorunlarına neden olabilir. Sert anahtarlama kaynağından kaynaklanan bu olumsuzlukların üstesinden gelebilmek ve enerji verimliliğini artırmak amacıyla yumuşak anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir.

3.2. Yumuşak Anahtarlama ve Bastırma Hücresi Kavramı

Anahtarlama kayıplarının ve EMI gürültünün özel düzenler kullanılarak ortadan kaldırılması veya minimuma indirgenmesi işlemi, yumuşak anahtarlama (SS) olarak adlandırılır. Yumuşak anahtarlama ile akım ve gerilimin yükselme hızları sınırlandırılarak anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüsü azaltılmaya çalışılmaktadır. Yumuşak anahtarlama için geliştirilen ve dönüştürücülerin temel bir bileşeni olmayan ek düzenek ve devreler bastırma hücresi olarak adlandırılır. Bastırma hücrelerinden istenilen özellikler aşağıda verilmiştir (Tıng, 2016).

- Dönüştürücüde bulunan tüm yarı iletken güç elemanlarının yumuşak anahtarlama altında çalışmasını sağlamak.
- Yarı iletken güç elemanlarının akım ve gerilim çakışmasını minimize etmek veya tamamen ortadan kaldırmak.
- Yarı iletken güç elemanlarının akım ve gerilimlerinin yükselme hızlarını sınırlandırmak.
- Diyot ters toparlanma kayıplarını azaltmak.
- Güç anahtarının parazitik kondansatörünün enerjisini geri kazanmak
- EMG ve RFG gürültüleri azaltmak veya tamamen yok etmek.
- Yumuşak anahtarlamaı geniş bir yük aralığında sürdürmek.
- Yarı iletken güç elemanları üzerinde ek akım ve gerilim stresi oluşturmamak
- Anahtarlama periyodunun çoğu kısmında PWM çalışmayı korumak.
- Dönüştürücünün güç yoğunluğunu ve verimini arttırmak.
- Dönüştürücünün boyutunu küçültmek ve maliyetini azaltmak.

Bastırma hücreleri aktif ve pasif olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. Aktif bastırma hücrelerinde, ana anahtarla birlikte ek bir anahtar da kullanılırken, pasif bastırma hücrelerinde ise ek bir anahtar kullanmaya gerek duyulmamaktadır. Pasif bastırma hücreleri kullanan dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama, ZCS veya ZVS teknikleri ile gerçekleştirilirken, aktif bastırma hücreleri kullanan dönüştürücülerde ise ileri seviye yumuşak anahtarlama teknikleri olan ZCT veya ZVT ile sağlanır. Yumuşak anahtarlama amacıyla özel olarak tasarlanan bastırma hücreleri, yarı iletken güç elemanlarının kayıplarını minimumda tutmayı veya tamamen bastırmayı amaçlar. Ancak, bastırma hücrelerinin kullanımı, güç anahtarlarında ek gerilim ve akım streslerinin oluşmasına yol açabilir. Bu yüzden, oluşan akım ve gerilim stresleri minimum seviyede tutulmalı veya yok edilmelidir. Ayrıca, bastırma hücrelerinin çalışma süreleri kısa tutulmalıdır ve dönüştürücünün PWM kontrolüne engel olmamalıdır.

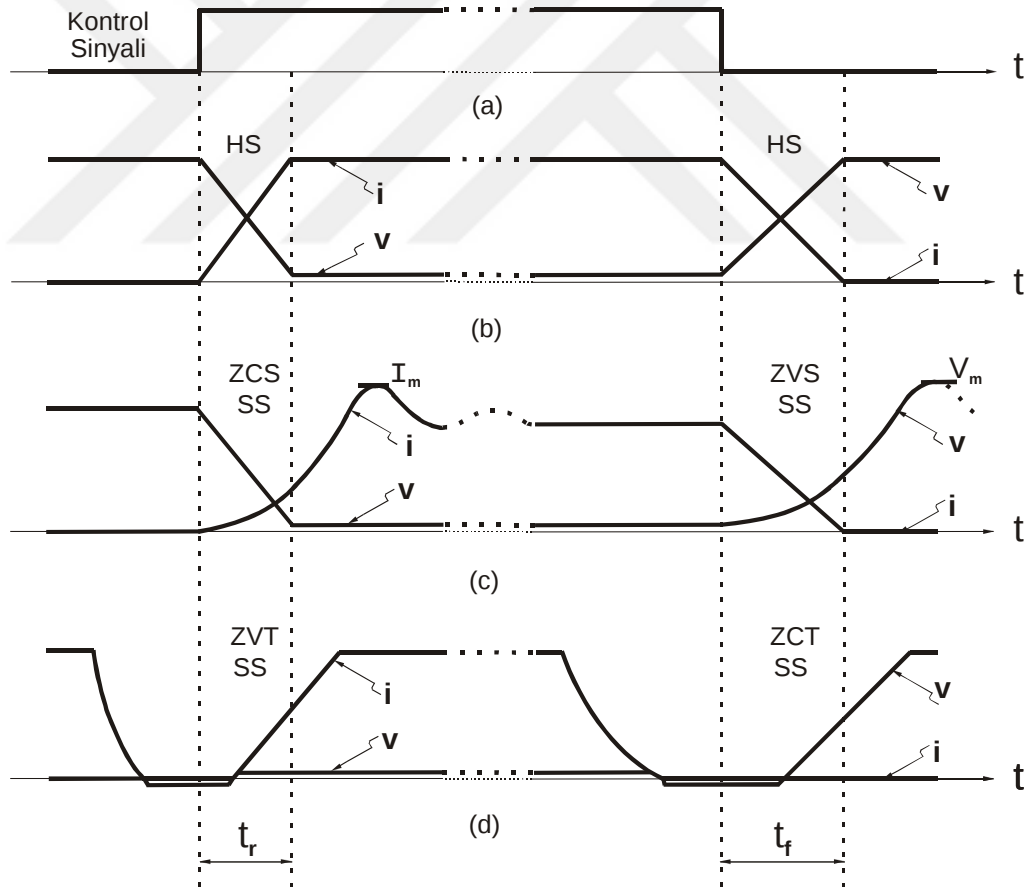
3.3. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Güç elektroniği alanındaki gelişmeler, enerjinin daha verimli kullanılması ve güç elektroniği devrelerinin performansını arttırmak için yeni teknolojilerin gelişmesine yol açmaktadır. Yumuşak anahtarlama teknikleri, anahtarlamaı ilgili kayıpları minimuma

indirerek yüksek frekansta çalışabilen DC-DC dönüştürücülerin ilerlemesinde kritik bir rol oynar. Yumuşak anahtarlama teknikleri genelde,

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

olmak üzere dört kategoriye ayrılmaktadır. Yarı iletken bir güç elemanının kontrol sinyali ile sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama teknikleriyle temel akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 3.1’de bulunmaktadır.



Şekil 3. 1. Sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama için temel dalga şekilleri (a) Yarı iletken bir güç elemanının kontrol sinyali (b) Sert anahtarlama (c) ZCS ve ZVS ile anahtarlama (d) ZVT ve ZCT ile anahtarlama. (Bodur, 2012)

3.3.1. Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS)

Sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), yarı iletken bir güç elemanının kesime girmesi işleminde kullanılan bir SS tekniğidir. Bu teknik ile güç anahtarının iletimden çıkma işlemi sırasında elemanın uçlarındaki gerilimin yükselme hızı, uçlarına paralel olarak bağlanmış olan küçük değerli bir kondansatör ile sınırlandırılır. Böylelikle güç anahtarının kesime giderken akım ve gerilim çakışmasından kaynaklanan anahtarlama enerji kaybı azalır ve kondansatöre aktarılır. Bu aktarılan enerji, modern bastırma hücrelerinde geri kazanılır.

3.3.2. Sıfır akımda anahtarlama (ZCS)

Sıfır akımda anahtarlama (ZCS), yarı iletken bir güç elemanının iletime girmesi işlemi sırasında kullanılan bir SS tekniğidir. Bu teknikle, güç anahtarının iletime geçiş işlemi sırasında elemanın üzerinden geçen akımın yükselme hızı, elemana seri bağlanmış bir endüktans ile sınırlandırılır. Böylelikle güç anahtarının iletime girme esnasında akım ve gerilim çakışmasından kaynaklanan anahtarlama enerji kaybı azalır ve endüktansa aktarılır. Endüktansa aktarılan bu enerji, klasik bastırma hücrelerinde bir direnç üzerinde harcanabilirken modern bastırma hücrelerinde ise geri kazanılabilmektedir. Anahtarlama enerji kaybı, ZVS ve ZCS tekniklerinde tamamen yok edilemediğinden yaklaşık ZVS ve yaklaşık ZCS teknikleri olarak da adlandırılmaktadır. ZVS tekniğinde kullanılan kondansatör, paralel bastırma elemanı ve ZCS tekniğinde kullanılan endüktans, seri bastırma elemanı olarak isimlendirilmektedir. Seri bastırma elemanı, yarı iletken güç elemanı üzerinde ek gerilim stresi oluştururken, paralel bastırma elemanı ise ek akım stresine neden olmaktadır.

3.3.3. Sıfır akımda geçiş (ZCT)

Sıfır akımda geçiş (ZCT), yarı iletken bir güç elemanının kesime girmesi işlemi sırasında kullanılan ileri bir SS tekniğidir. ZCT tekniğinde, yarı iletken güç elemanının üzerinden geçen akım kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve akım sıfırdayken güç anahtarına uygulanan kontrol sinyali kaldırılır. Bu sayede, güç anahtarının akım ve gerilim çakışmasından kaynaklanan anahtarlama kayıpları tamamen ortadan kaldırılır. Dolayısıyla, mükemmel bir kesime girme işlemi sağlanır. Sadece modern bastırma

hücreleriyle sağlanan ZCT tekniği ile anahtarlama enerjisi geri kazanılır. Güç anahtarının kesime girmesi esnasında oluşan anahtarlama kayıplarını yok eden ZCT tekniğinin kullanıldığı sistemlerde, IGBT elemanı tercih edilebilir.      IGBT elemanın kesime girmesi esnasında ilave anahtarlama kayıplarına yol açan kuyruk akımı oluşur. Bu teknik ile IGBT elemanın kuyruk akımından dolayı oluşan kayıplar da yok edilebilmektedir.

3.3.4. Sıfır gerilimde geçiş (ZVT)

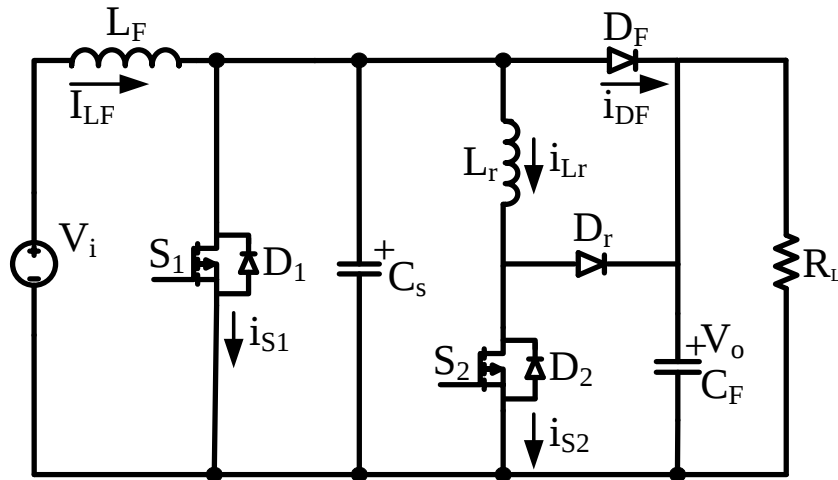
Sıfır gerilimde geçiş (ZVT), yarı iletken bir g   elemanın ilettime girmesi işlemi sırasında kullanılan ileri bir SS tekniğidir. ZVT tekniğinde, yarı iletken güç elemanın üzerine düşen gerilim kısa süreli bir kısmi rezonansla sıfıra düşürülür ve gerilim sıfırdayken g   anahtarına kontrol sinyali uygulanır. Bu sayede, ilettime girme esnasında akım ve gerilim çakışmasından kaynaklanan anahtarlama kayıpları tamamen ortadan kaldırılır ve böylelikle mükemmel bir ilettime girme işlemi sağlanır. Sadece modern bastırma hücreleriyle sağlanan ZVT tekniği ile anahtarlama enerjisi geri kazanılmaktadır. ZVT tekniği sayesinde ilettime girme sırasında oluşan anahtarlama kayıpları tamamen ortadan kaldırıldığından, bu teknikle gerçekleştirilen çalışmalarda MOSFET güç elemanları yaygın olarak tercih edilmektedir.      MOSFET'ler yüksek kapasiteli parazitik kondansatörlere sahiptir ve bu parazitik kondansatörlerin enerjisi sadece ZVT tekniği ile geri kazanılabilir.

4. MATERYAL ve YÖNTEM

4.1. Giriş

Modern yumuşak anahtarlama tekniklerinden biri olan ZVT tekniği, güç anahtarın iletme girdiği esnada oluşan kayıpları tamamen ortadan kaldırarak anahtarlama enerjisinin geri kazanılmasını sağlamaktadır. Bu yaklaşım, ZVT güç dönüştürücülerinin performansını ve verimliliğini artırmada önemli bir rol oynamaktadır. Literatürde, ZVT tekniğinin kullanıldığı birçok dönüştürücü yapısı mevcuttur. Şekil 4.1’de gösterilen ve Hua vd. (1994) tarafından önerilen temel ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüsü ZVT tekniği kullanılarak yumuşak anahtarlamanın sağlandığı literatürdeki ilk çalışmadır. Bu dönüştürücüde ana anahtar uçlarındaki gerilim kısa süreli bir rezonans ile sıfıra düşürülür, gerilim sıfırda tutulurken ana anahtara kontrol sinyali verilir ve böylelikle ana anahtarın ZVT ile kayıpsız olarak iletme girmesi sağlanır. Ayrıca önerilen dönüştürücü yapısı sayesinde parazitik kondansatörün deşarj enerjisi de geri kazanılır. Bununla birlikte dönüştürücü bazı dezavantajlara da sahiptir. Temel ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüsünün başlıca dezavantajları şunlardır:

- Yardımcı anahtar, sert anahtarlama ile kesime girer.
- Ana anahtarın uçlarına bağlı olan kondansatör, sabit bir akımla şarj edilir ve bu şarj süresi yük akımına bağlı olduğundan dönüştürücü hafif yüklerde iyi çalışmaz.
- EMI gürültü fazladır.



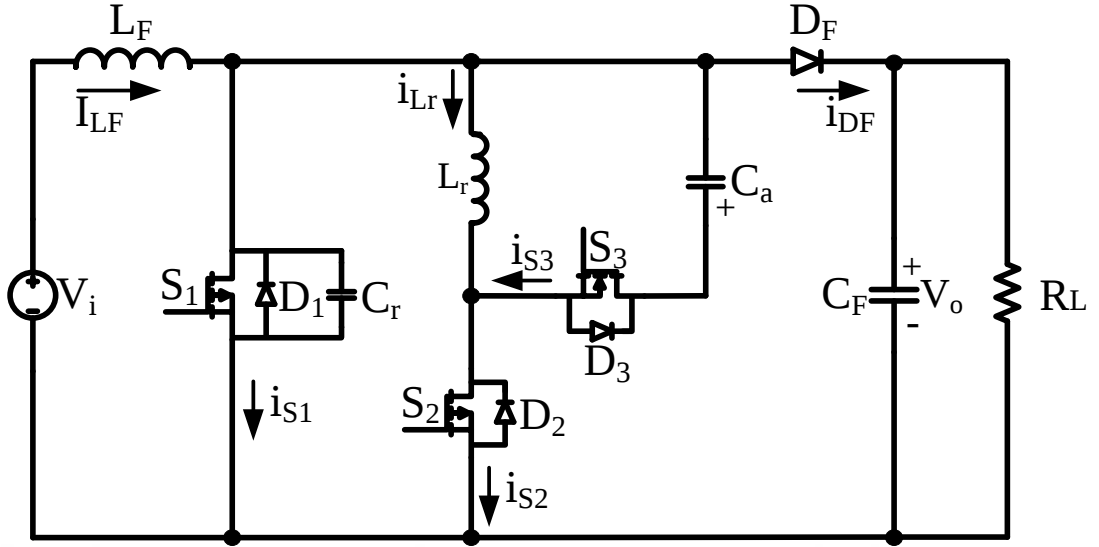
Şekil 4. 1. Temel ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüsüne ait devre şeması

Literatürde, temel ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü devresinin performansını artırmak, verimliliğini iyileştirmek ve dezavantajlarını ortadan kaldırmak amacıyla birçok çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde, literatürden ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü tiplerine ait örnek iki tane dönüştürücü topolojisi seçilerek çalışma prensipleri detaylı bir şekilde incelenmiş ve çalışma aralıkları ayrıntılı bir şekilde analiz edilmiştir. Ek olarak, bu örnek dönüştürücülerin simülasyonları PSIM 9.1.1 programı kullanılarak yapılmış ve dönüştürücülerin avantaj ve dezavantajları sıralanmıştır. Simülasyon çalışmaları, ilgili dönüştürücü tiplerinin yer aldığı referans çalışmalardaki frekans, güç ve bileşen değerleri kullanılarak örnek dönüştürücü tipleri için gerçekleştirilmiştir. Bu dönüştürücülerin teorik analizlerini kolaylaştırmak için aşağıda verilen varsayımlarda bulunulmuştur:

- V_i giriş gerilimleri sabittir.
- Tüm yarı iletken güç elemanları ve pasif elemanlar idealdir.
- C_F filtre kondansatörlerinin değerleri, V_O çıkış gerilimlerini sabit tutacak kadar büyüktür.
- L_F ana endüktanslarının değerleri, giriş akımlarını sabit tutacak kadar büyüktür.
- Ana elemanların gerilim düşümleri ihmal edilmiştir.
- Diyotların ters toparlanma süreleri ihmal edilmiştir.

4.2. Topoloji - 1

Şekil 4.2’de Lee ve Kim (2019) tarafından tasarlanan ve literatüre kazandırılan dönüştürücü topolojisi bulunmaktadır. Önerilen dönüştürücüde, V_i , giriş gerilimi, L_F , ana endüktans, S_1 , ana anahtar, D_1 , ana anahtarın dahili diyotu, D_F , ana diyot, C_F , çıkış filtre kondansatörü ve R_L , omik yüküdür. Bastırma hücresinde ise S_2 ve S_3 yardımcı anahtarlar, D_2 ve D_3 , yardımcı anahtarların dahili diyotları, C_a ve C_r rezonans kondansatörleri ve L_r , rezonans endüktansıdır.



Şekil 4. 2. Topoloji - 1'e ait devre şeması

4.2.1. Çalışma aralıkları

Önerilen dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisinde toplam on çalışma aralığı bulunmaktadır. Bu çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri Şekil 4.3'de sunulmuştur.

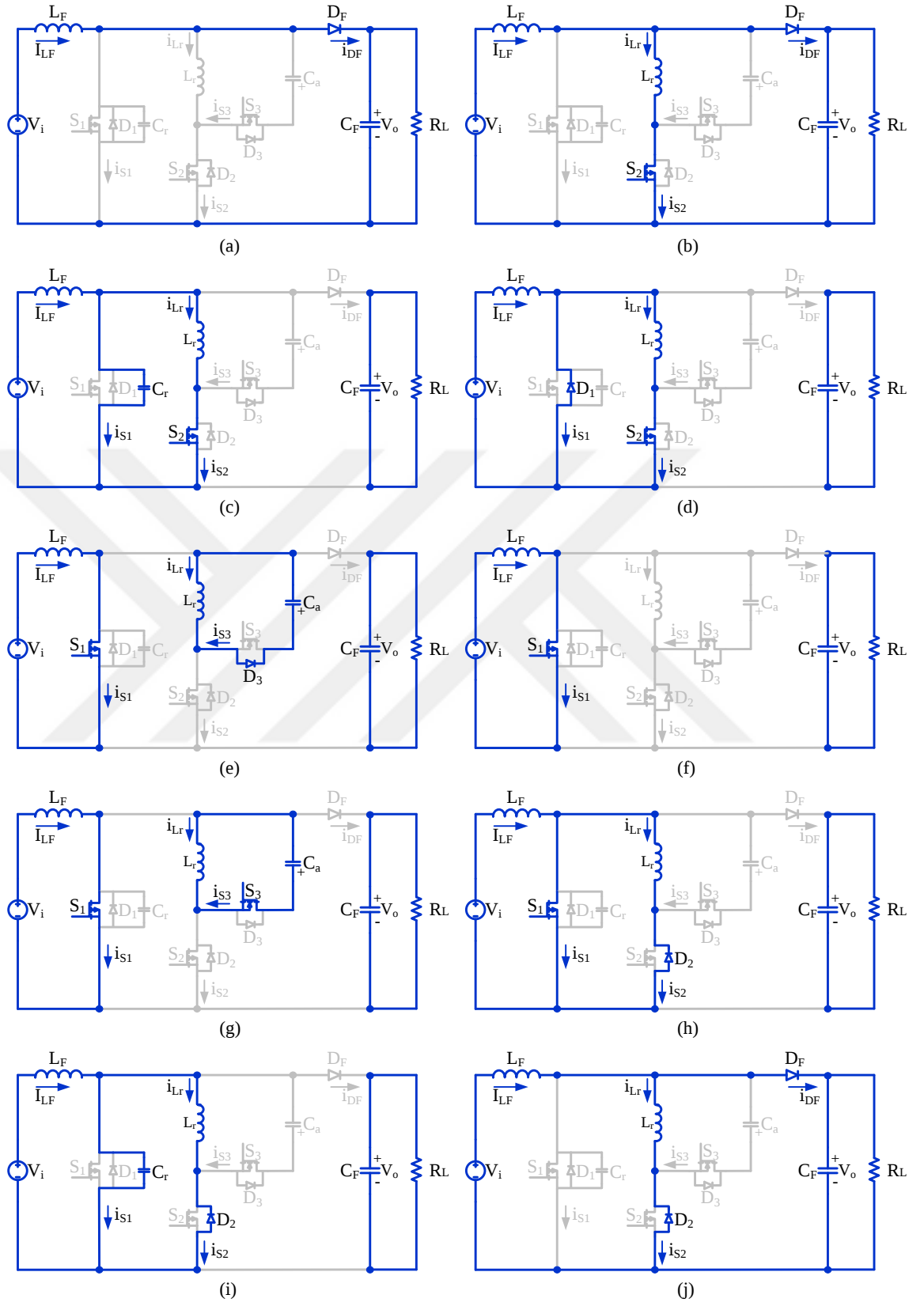
Aralık 1 [$t_0 < t < t_1$, Şekil 4.3(a)]:

Bu zaman aralığı boyunca güç anahtarları kesimde olup I_{LF} giriş akımı, D_F ana diyotu üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. C_r rezonans kondansatörü, V_o çıkış gerilimine şarj olmuştur ve C_a rezonans kondansatörünün gerilimi sıfırdır. Bu aralık, klasik yükseltici DC-DC dönüştürücünün kesim aralığıdır. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş. 4.1, Eş. 4.2 ve Eş. 4.3'deki gibi yazılabilir:

$$I_{LF}(t) = I_{LF10} - \frac{V_{in} - V_o}{L_F} (t_0 - t_1) \quad (4.1)$$

$$I_{Lr}(t) = 0, V_{Cr}(t) = V_o, V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.2)$$

$$I_{LF}(t_1) = I_{LF1} \quad (4.3)$$



Şekil 4. 3. Topoloji - 1'in çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları

Aralık 2 [$t_1 < t < t_2$, Şekil 4.3(b)]:

$t = t_1$ anında, S_2 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulanmasıyla bu aralık başlar. S_2 yardımcı anahtarının iletime girmesiyle I_{Lr} rezonans endüktansı akımı sıfırdan başlayarak lineer olarak artar. S_2 yardımcı anahtarının üzerinden geçen akım, L_r tarafından sınırlandırıldığından S_2 , ZCS ile iletime girer. Bu aralığın sonunda, rezonans endüktansı akımı giriş akımı seviyesine ulaşır ve D_F ana diyotu üzerinden geçen akım 0'a düşer. Böylece D_F diyotu ZCS ile kesime girer. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş. 4.4, Eş. 4.5, Eş. 4.6 ve Eş. 4.7'deki gibi yazılabilir:

$$I_{LF}(t) = I_{LF1} - \frac{V_o - V_{in}}{L_F}(t), I_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}t \quad (4.4)$$

$$I_{LF}(t_2) = I_{Lr}(t_2) \approx I_{m\ in} \quad (4.5)$$

$$V_{Cr}(t) = V_o, V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.6)$$

$$I_{Lr}(t_2) = \frac{V_o}{L_r}t = I_{Lr2} = I_{LF2} \quad (4.7)$$

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$, Şekil 4.3(c)]:

$t = t_2$ anında D_F ana diyotunun kesime girmesiyle C_r ve L_r arasında bir rezonans meydana gelir. Böylelikle C_r 'nin gerilimi azalırken L_r 'nin akımı artarak giriş akımı seviyesinin üzerine çıkar. V_{Cr} gerilimi azalarak 0'a düştüğünde rezonans endüktansı akımı maksimum seviyesine ulaşır ve bu çalışma aralığı sonlanır. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. 4.8, Eş. 4.9, Eş. 4.10, Eş. 4.11, Eş. 4.12' deki gibi yazılabilir:

$$I_{LF}(t) \approx I_{m\ in} \quad (4.8)$$

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega t + I_{m\ in} \quad (4.9)$$

$$V_{Cr}(t) = V_o \cos \omega t \quad (4.10)$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.11)$$

$$I_{Lr}(t_3) = \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r t + I_{Lr2} = I_{Lr3} \quad (4.12)$$

Bu eşitliklerde kullanılan Z_r , Eş 4.13 ve ω_r , Eş 4.14’de verilmiştir.

$$Z_r = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (4.13)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}} \quad (4.14)$$

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$, Şekil 4.3(d)]:

$t = t_3$ anında C_r kondansatörü geriliminin 0’a düşmesiyle S_1 ana anahtarının dahili diyotu D_1 iletime girer ve rezonans endüktansı akımının giriş akımından fazla olan kısmını üzerinden geçirir. Bu durumda, S_1 ana anahtarına kontrol sinyali uygulanarak ana anahtarın ZVT ile kayıpsız bir şekilde iletime girmesi sağlanır. $t = t_4$ anında, S_2 yardımcı anahtarına uygulanan kontrol sinyalinin kesilmesiyle bu aralık sonlanır. Bu aralıkta, I_{LF} ana endüktans akımı ve I_{LR} rezonans endüktansı akımları için geçerli olan eşitlikler Eş 4.15’de, aynı zamanda C_r ile C_a rezonans kondansatörlerinin gerilimleri de Eş 4.16’da ifade edilmiştir. $t = t_4$ anındaki I_{LF} ana endüktans akımı, diğer aralıkta kullanılmak üzere Eş 4.17’de tanımlanmıştır.

$$I_{LF}(t) = \frac{V_{in}}{L_F} t + I_{m\ in}, I_{Lr}(t) = I_{Lr3} \quad (4.15)$$

$$V_{Cr}(t) = 0, V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.16)$$

$$I_{LF}(t_4) = \frac{V_{in}}{L_F} t + I_{LF3} = I_{LF4} \quad (4.17)$$

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$, Şekil 4.3(e)]:

$t = t_4$ anında L_r rezonans endüktansı ile C_a rezonans kondansatörü arasında $L_r - D_3 - C_a$ yolu üzerinden bir rezonans meydana gelir. Böylelikle boş olan C_a kondansatörü şarj olurken L_r 'nin akımı ise azalmaya başlar. C_a kondansatörünün rezonans akımı ile şarj olması sayesinde S_2 yardımcı anahtarı ZVS ile kesime gider. Aralık sonunda I_{Lr} akımı sıfıra düştüğünde bu çalışma aralığı tamamlanır. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş. 4.18, Eş. 4.19, Eş. 4.20 ve Eş. 4.21'deki gibi yazılabilir:

$$I_{LF}(t) = \frac{V_{in}}{L_F} t + I_{LF4} \quad (4.18)$$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr4} \cos \omega_a t \quad (4.19)$$

$$V_{Ca}(t) = -Z_a I_{Lr4} \sin \omega_a t \quad (4.20)$$

$$I_{Lr}(t_5) = 0 = I_{Lr5}, V_{Ca}(t_5) \approx V_o \quad (4.21)$$

Bu eşitliklerde kullanılan Z_a , ve ω_a , Eş 4.22'de verilmiştir.

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_r C_a}}, Z_a = \sqrt{\frac{L_r}{C_a}} \quad (4.22)$$

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$, Şekil 4.3(f)]:

Bu aralık, klasik yükseltici dönüştürücünün iletim aralığıdır. Bu aralık boyunca, I_{in} giriş akımı S_1 ana anahtarı üzerinden serbestçe dolaşır. $t = t_6$ anında, S_3 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulanır ve bu çalışma aralığı sona erer. Bu aralıkta, I_{Lr} rezonans endüktansı akımı için ilgili eşitlik Eş 4.23'de verilmiştir. Aynı şekilde, C_r ile C_a rezonans kondansatörlerinin gerilimleri de Eş 4.24'de verilmiştir.

$$I_{LF}(t) = \frac{V_{in}}{L_F} t + I_{LF5}, I_{Lr}(t) = 0 \quad (4.23)$$

$$V_{Ca}(t) = -V_o, V_{Cr}(t) = 0 \quad (4.24)$$

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$, Şekil 4.3(g)]:

$t = t_6$ anında S_3 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulanmasıyla C_a ve L_r arasında ters bir rezonans başlar. C_a deşarj olmaya başlar ve L_r 'nin akımı negatif yönde artar. Böylelikle S_3 yardımcı anahtarı ZCS ile ilettime girer. Bu aralığın sonunda C_a rezonans kondansatöründe depolanan enerji, L_r rezonans endüktansına tamamen aktarıldığında S_3 anahtarına uygulanan kontrol sinyali kesilir ve böylece S_3 yardımcı anahtarı ZVS ile kesime girer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. 4.25, Eş. 4.26 ve Eş. 4.27'deki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = -I_{Lr4} \sin \omega_a t \quad (4.25)$$

$$V_{Ca}(t) = -Z_a I_{Lr4} \cos \omega_a t \quad (4.26)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (4.27)$$

Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$, Şekil 4.3(h)]:

$t = t_7$ anında, V_{Ca} geriliminin sıfıra düşmesiyle S_2 yardımcı anahtarının dahili diyotu D_2 , ZVS ile ilettime girer. L_r rezonans endüktansı akımı, D_2 diyotu ve S_1 ana anahtarı üzerinden serbest olarak dolaşır. Bu nedenle bu çalışma aralığı boyunca S_1 ana anahtarı üzerinde akım stresi oluşur. $t = t_8$ anında, S_1 ana anahtarına uygulanan kontrol sinyalinin kesilmesiyle bu aralık sona erer. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş. 4.28, Eş. 4.29, Eş. 4.30 ve Eş. 4.31'deki gibi yazılabilir:

$$I_{LF}(t) = I_{LF7} + \frac{V_{in}}{L} t, I_{Lr}(t_8) = I_{Lr7} \quad (4.28)$$

$$V_{Ca}(t) = 0, V_{Cr}(t) = 0 \quad (4.29)$$

$$I_{LF}(t_8) = \frac{V_{in}}{L_F} t + I_{LF7} = I_{LF8} \quad (4.30)$$

$$I_{Lr}(t_8) = I_{Lr7} = I_{Lr8} \quad (4.31)$$

Aralık 9 [$t_8 < t < t_9$, Şekil 4.3(i)]:

$t = t_8$ anında S_1 ana anahtarının sinyali kesilince L_r ve C_r arasında bir rezonans meydana gelir. Böylelikle I_{Lr} akımı azalırken C_r kondansatörü, L_F ana endüktansı ile L_r rezonans endüktansının toplam akımıyla şarj olur. Böylece S_1 ana anahtarının ZVS ile kesime girmesi sağlanır. Bu aralıkta C_r kondansatörü, L_F ve L_r endüktanslarının akımları tarafından şarj edildiği için L_r endüktansındaki enerji tamamen tükenmeden C_r , V_o çıkış gerilimine ulaşır ve bu çalışma aralığı sona erer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. 4.32, Eş. 4.33, Eş. 4.34, Eş. 4.35 ve Eş. 4.36'daki gibi yazılabilir:

$$I_{LF}(t) = I_{LF8} \quad (4.32)$$

$$I_{Lr}(t) = I_{LF8} \cos \omega t \quad (4.33)$$

$$V_{Cr}(t) = Z_r I_{Lr8} \sin \omega t \quad (4.34)$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.35)$$

$$I_{Lr}(t_9) = I_{LF8} = I_{LF9} \quad (4.36)$$

Aralık 10 [$t_9 < t < t_{10}$, Şekil 4.3(j)]:

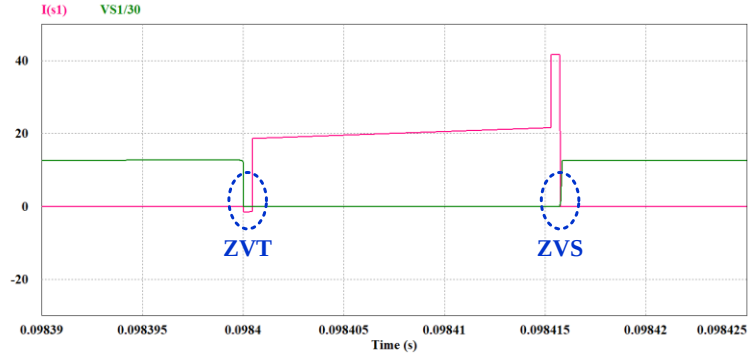
$t = t_9$ anında, C_r kondansatörü V_o çıkış gerilimine şarj olmasıyla D_F ana diyotu ZVS ile ilettime girer. L_r rezonans endüktansı üzerinde kalan enerjiyi D_F ana diyotu üzerinden çıkışa aktarır. I_{Lr} akımı sıfıra düştüğünde, bu çalışma aralığı ile birlikte bir çalışma periyodu tamamlanır. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş. 4.37 ve Eş. 4.38'deki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr9} - \frac{V_o}{L} t \quad (4.37)$$

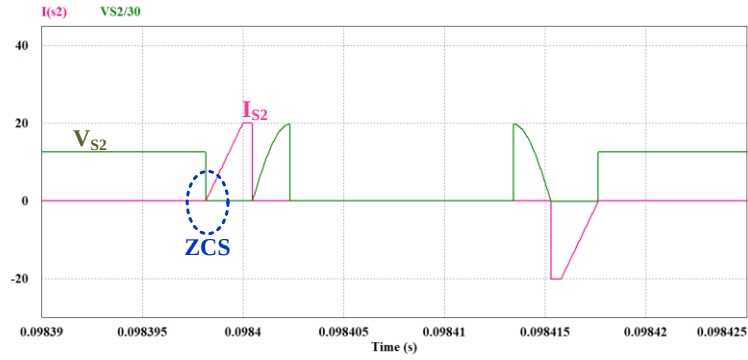
$$V_{Cr}(t) = V_o, V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.38)$$

4.2.2. Simülasyon çalışması

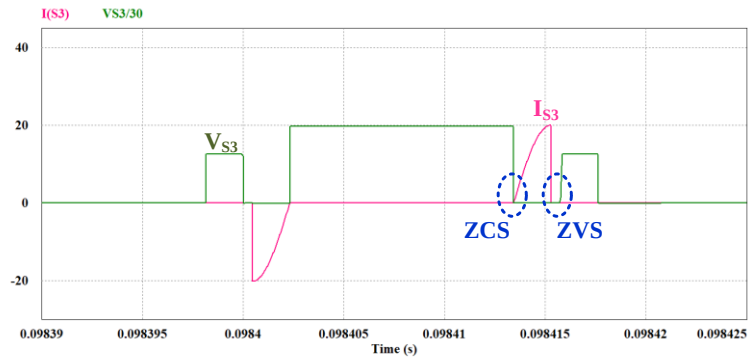
Lee ve Kim (2019) tarafından önerilen dönüştürücüye ait simülasyon çalışması, ilgili yayında verilen 4 kW çıkış gücü, 380 V çıkış gerilimi ve 30 kHz anahtarlama frekansı değerlerine göre PSIM 9.1.1 programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.4’de ve Şekil 4.5’de gösterilmiştir.



(a)



(b)

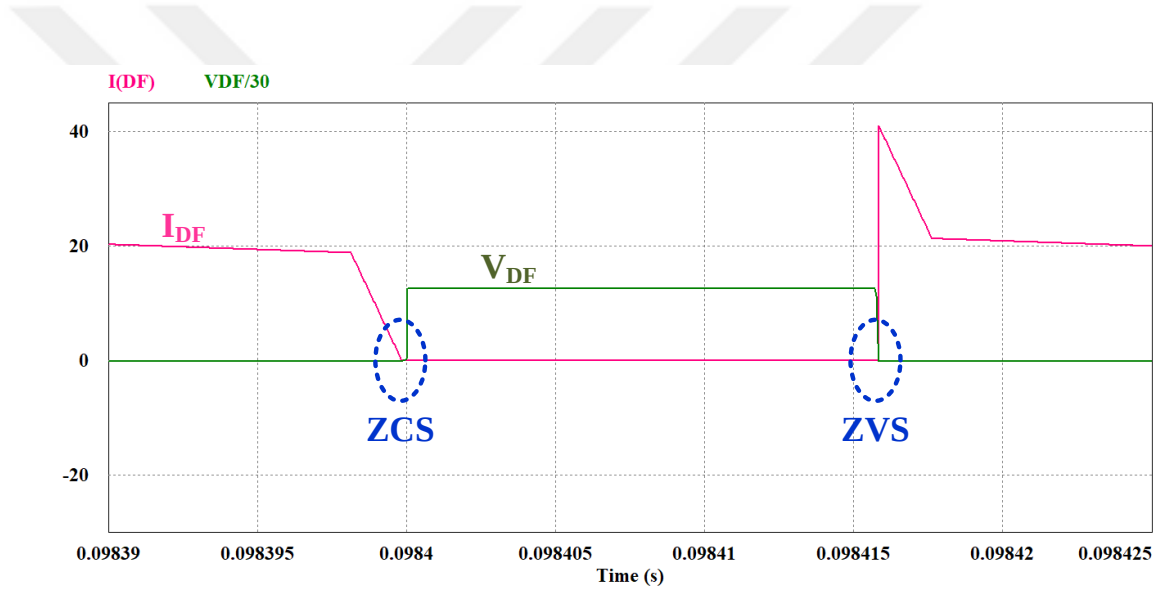


(c)

Şekil 4. 4. Topoloji - 1’e ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (b) S_2 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (c) S_3 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (20A/div, 600V /div, 5 μ s/div)

Dönüştürücüde bulunan S_1 ana anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.4 (a)'da, S_2 yardımcı anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.4 (b)'de ve S_3 yardımcı anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.4 (c)'de verilmiştir. S_1 ana anahtarı ZVT ile kayıpsız bir şekilde ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir. Ancak ana anahtarın üzerinde yüksek bir akım stresi vardır ve bu durum iletim kayıpları arttırmaktadır. S_2 ve S_3 yardımcı anahtarları ise ZCS ile ilettime ve ZVS ile kesime girmektedir.

Dönüştürücüdeki D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.5'de gösterilmiştir. D_F ana diyotu ZVS ile ilettime ve ZCS ile kesime girmektedir. Ana diyotun üzerinde de akım stresi vardır ve bu dönüştürücü için önemli bir dezavantajdır.



Şekil 4. 5. Topoloji - 1'deki D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri (20A/div, 600V/div, 5µs/div)

4.2.3. Değerlendirme

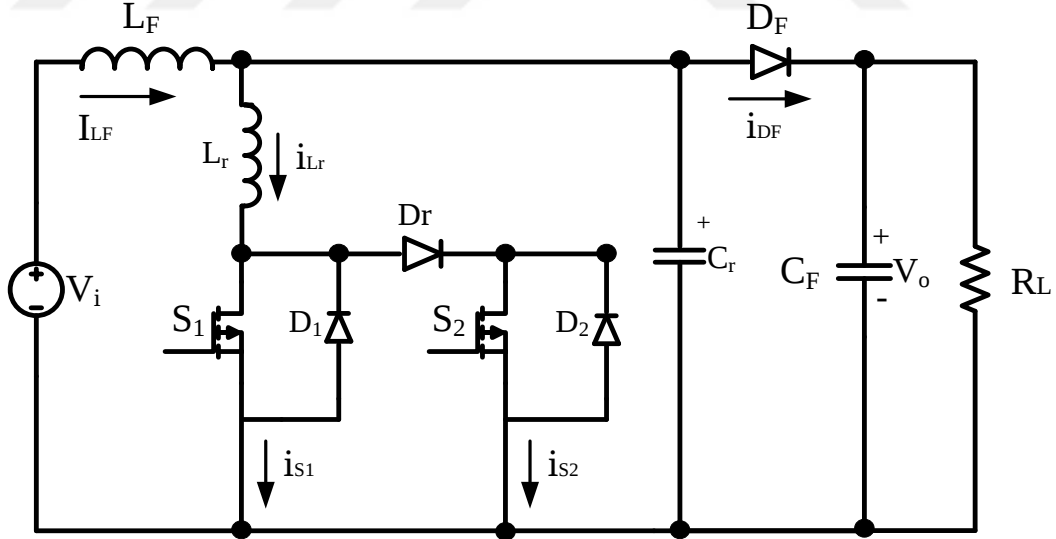
Topoloji - 1'de bulunan tüm yarı iletken güç elemanları SS ile anahtarlanmaktadır. Dönüştürücüye eklenen bastırma hücresi sayesinde ana anahtar, ZVT ile kayıpsız bir şekilde ilettime girmektedir. Devrenin dezavantajları ise aşağıdaki gibi sıralanabilir:

1. S_1 ana anahtarı üzerinde ve D_F ana diyotu üzerinde ilave akım stresi vardır ve bu durum iletim kayıplarını artırmaktadır.

2. S_3 yardımcı anahtarı diğer yarı iletken güç anahtarları ile ortak emitter bağlantısına sahip olmadığı için sürme devresinde izolasyon gereklidir ve dönüştürücünün kontrolü kolay değildir.
3. Önerilen dönüştürücü, yüksek frekansta ve yüksek çıkış yük koşullarında çalıştırıldığında, anahtarlama elemanı olarak MOSFET'lerin kullanılması nedeniyle iletme gerime sırasında oluşan kayıplar önemli ölçüde artar.

4.3. Topoloji - 2

Yau vd. (2020) tarafından literatüre kazandırılan dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 4.6'da bulunmaktadır. Önerilen dönüştürücü, klasik yükseltici dönüştürücüye yeni bir bastırma hücresi eklenerek oluşturulmuş ve bu topoloji sayesinde devrede bulunan tüm yarı iletken güç elemanları yumuşak olarak anahtarlansmaktadır. Önerilen bu dönüştürücüde, V_i , giriş gerilimi, L_F , ana endüktans, S_1 , ana anahtar, D_1 , ana anahtarın dahili diyotu, D_F , ana diyot, C_F , çıkış filtre kondansatörü ve R_L , omik yüküdür. Bastırma hücresinde ise S_2 , yardımcı anahtar, D_2 , yardımcı anahtarın dahili diyotu, D_r , rezonans diyotu, L_r , rezonans endüktansı ve C_r , rezonans kondansatörüdür.



Şekil 4. 6. Topoloji - 2'ye ait devre şeması

4.3.1. Çalışma aralıkları

Önerilen dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içerisinde toplam dokuz çalışma aralığı bulunmaktadır. Bu çalışma aralıklarının eşdeğer devreleri Şekil 4.7’de verilmiştir.

Aralık 1 [$t < t_0$, Şekil 4.7(a)]:

$t < t_0$ aralığında güç anahtarları kesimde olup giriş gerilim kaynağı ve L_F ana endüktansı, D_F ana diyotu üzerinden çıkışa enerji aktarmaktadır. C_r rezonans kondansatörünün gerilimi V_o çıkış gerilimine eşittir. Bu aralık, klasik yükseltici dönüştürücünün kesim aralığıdır. S_2 yardımcı anahtarına kontrol sinyali verilmesiyle bu aralık sonlanır. Bu aralık için geçerli olan ifadeler, Eş 4.39 ve Eş 4.40’da olduğu gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = 0 \quad (4.39)$$

$$V_{Cr}(t) = V_o \quad (4.40)$$

Aralık 2 [$t_0 < t < t_1$, Şekil 4.7(b)]:

$t = t_0$ anında, S_2 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulanmasıyla bu aralık başlar. Yardımcı anahtar akımının yükselme hızı, L_r rezonans endüktansı sayesinde sınırlandırıldığından S_2 yardımcı anahtarı ve ona seri olan D_r yardımcı diyotu ZCS ile ilettime girer. L_r endüktansının akımı, giriş akımı seviyesine ulaştığında ana diyotun akımı sıfıra düşer ve ana diyot ZCS ile kesime girer. Böylelikle bu aralık sonlanır. Bu aralık için geçerli olan L_r akımının ifadesi Eş 4.41’de verilmiştir.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (4.41)$$

Aralık 3 [$t_1 < t < t_2$, Şekil 4.7(c)]:

Bu aralığın başlangıcında, C_r kondansatörü ile L_r endüktansı arasında bir rezonans başlar. Rezonans nedeniyle L_r endüktans akımı artmaya devam eder ve C_r kondansatörü deşarj olmaya başlar. Bu aralığın sonunda, $t = t_2$ anında, C_r kondansatörü tamamen deşarj olur

ve I_{Lr} akımı maksimum değerine ulaşır. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş 4.42, Eş 4.43 ve Eş 4.44'deki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (4.42)$$

$$V_{Cr}(t) = V_o \cos \omega_r(t - t_1) \quad (4.43)$$

$$V_{Cr}(t_2) = 0 \quad (4.44)$$

Bu eşitliklerde kullanılan Z_r , Eş 4.45 ve ω_r , Eş 4.46'da verilmiştir.

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.45)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (4.46)$$

Aralık 4 [$t_2 < t < t_3$, Şekil 4.7(d)]:

Bir önceki aralıkta oluşan L_r ile C_r rezonansı bu aralıkta da $L_r - D_r - S_2 - C_r$ yolu üzerinden devam eder ve bu kez L_r endüktansı enerjisini C_r kondansatörüne aktarır. I_{Lr} akımı azalarak giriş akımı seviyesine düştüğünde C_r 'nin gerilimi, $-V_{Crmax}$ değerine ulaşır. Bu andan itibaren I_{Lr} akımı azalmaya devam edip giriş akımının altına düştüğünden giriş akımının fazla kısmı C_r kondansatörüne akacaktır ve C_r kondansatörü gerilimi $-V_{Crmax}$ geriliminden 0'a doğru artan bir yönde deşarjına devam edecektir. Bu aralığın sonunda, $t = t_3$ anında, L_r 'nin akımı sıfıra düşer ve S_2 yardımcı anahtarına uygulanan kontrol sinyali kesilerek S_2 'nin ve ona seri olan D_r diyotunun ZCS ile kesime girmesi sağlanmış olur. Bu esnada C_r gerilimi ise 0 ile $-V_{Crmax}$ arasında belirli bir negatif gerilim değerindedir. Bu aralıkta, C_r kondansatörü $-V_{Crmax}$ gerilimi değerine düştüğünden dolayı D_F ana diyotu üzerinde klasik yükseltici dönüştürücüye göre daha yüksek gerilim stresi oluşur ve bu

gerilim $V_o + V_{Crmax}$ değerindedir. Bu aralık için geçerli ifadeler Eş 4.47, Eş 4.48 ve Eş 4.49'da verilmiştir.

$$I_{Lr}(t) = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_r} \cos \omega_r(t - t_2) \quad (4.47)$$

$$I_{Lr}(t_3) = 0 \quad (4.48)$$

$$V_{Cr}(t) = -\frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_2) \quad (4.49)$$

Aralık 5 [$t_3 < t < t_4$, Şekil 4.7(e)]:

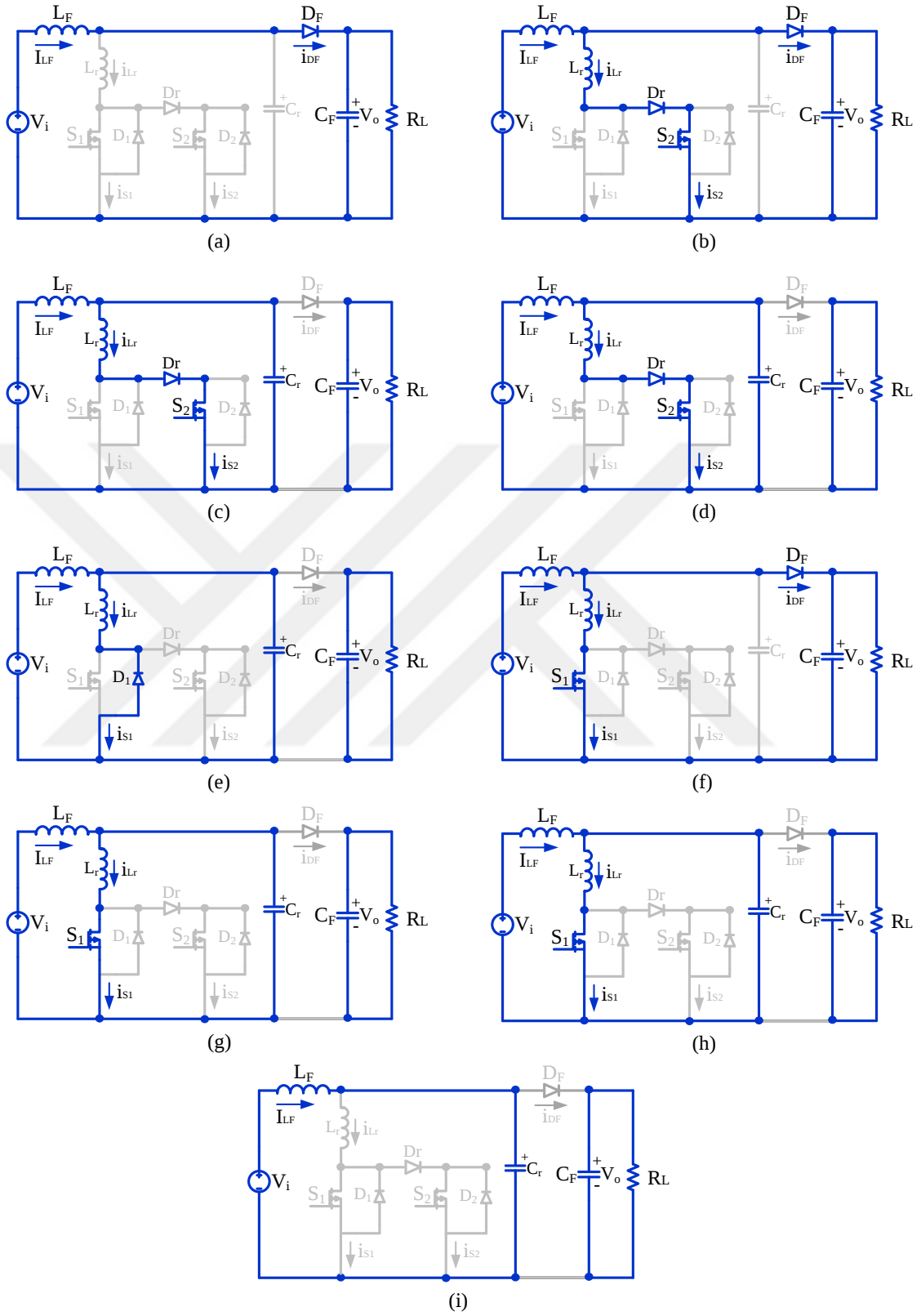
$t = t_3$ anında, $C_r - D_1 - L_r$ yolu üzerinden C_r ve L_r arasında bu kez negatif yönlü bir rezonans başlar ve aralık süresince C_r kalan enerjisini L_r 'ye S_1 ana anahtarının dahili diyotu olan D_1 diyotu üzerinden aktarır. Böylelikle I_{Lr} akımı negatif yönde artarken C_r gerilimi de negatif yönde azalır. C_r gerilimi sıfır değerine ulaştığında L_r akımı negatif yönde maksimum değerine ulaşır ve bu noktadan sonra L_r akımı tekrardan C_r kondansatörünü şarj eder. Bu aralığın herhangi bir anında S_1 ana anahtarına kontrol sinyali uygulanarak ana anahtarın ZVT ile mükemmel olarak ilettime girmesi sağlanır. Bu aralığın sonunda, I_{Lr} akımı sıfıra ulaşır, C_r kondansatörü V_o çıkış gerilimine şarj olur ve böylece D_F ana diyotu ZVS ile ilettime girer. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş 4.50, Eş 4.51, Eş 4.52 ve Eş 4.53'deki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = I_{LF} - I_{LF} \cos \omega_r(t - t_3) + \frac{V_{Cr}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (4.50)$$

$$I_{Lr}(t_4) = 0 \quad (4.51)$$

$$V_{Cr}(t) = I_{LF}Z_r \sin \omega_r(t - t_3) + V_{Cr}(t_3) \cos \omega_r(t - t_3) \quad (4.52)$$

$$V_{Cr}(t_4) = V_o \quad (4.53)$$



Şekil 4. 7. Topoloji - 2'nin çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları

Aralık 6 [$t_4 < t < t_5$, Şekil 4.7(f)]:

Bu aralığın başlangıcında, $t = t_4$ anında, $V_{Cr} = V_o$, $I_{Lr} = 0$ 'dır ve giriş akımı D_F ana diyotu iletimdedir. S_1 ana anahtarı artık iletimde olduğundan L_r 'nin üzerine sabit V_o geriliminin düşmesiyle I_{Lr} lineer artar ve D_F diyotu üzerinden geçen akım ise lineer azalır. Aralığın sonunda, I_{Lr} giriş akımı seviyesine ulaşır ve D_F diyotu ZCS ile kesime girer. Klasik yükseltici dönüştürücüden farklı olarak bu dönüştürücüde görüldüğü gibi bir çalışma periyodu içerisinde ana diyot iki kere iletime ve kesime girmektedir. Bu durum ilave kayıplara yol açmaktadır. Bu aralık için geçerli olan L_r akımının ifadesi Eş 4.54 ve Eş 4.55'deki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}(t - t_4) \quad (4.54)$$

$$I_{Lr}(t_5) = I_{LF} \quad (4.55)$$

Aralık 7 [$t_5 < t < t_6$, Şekil 4.7(g)]:

$t = t_5$ anında, D_F ana diyotunun kesime girmesiyle başlayan bu aralıkta, V_o çıkış gerilimiyle dolu olan C_r kondansatörü ile L_r arasında $C_r - L_r - S_1$ yolu üzerinden yeni bir rezonans meydana gelir. Böylece C_r deşarj olurken I_{Lr} giriş akımının üzerine çıkarak artar ve S_1 ana anahtarı üzerinde ek bir akım stresi oluşur. C_r gerilimi sıfıra düştüğü anda, I_{Lr} akımı maksimum değerine ulaşır ve bu aralık tamamlanır. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş 4.56, Eş 4.57, Eş 4.58 ve Eş 4.59'daki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_5) \quad (4.56)$$

$$I_{Lr}(t_6) = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_r} \quad (4.57)$$

$$V_{Cr}(t) = V_o \cos \omega_r(t - t_5) \quad (4.58)$$

$$V_{Cr}(t_6) = 0 \quad (4.59)$$

Aralık 8 [$t_6 < t < t_7$, Şekil 4.7(h)]:

Bir önceki aralıkta oluşan L_r ile C_r rezonansı bu aralıkta da $C_r - L_r - S_1$ yolu üzerinden devam eder ve bu kez L_r endüktansı enerjisini C_r kondansatörüne aktarır. I_{Lr} akımı azalarak giriş akımı seviyesine düştüğünde C_r 'nin gerilimi, $-V_{Crmax}$ değerine ulaşır. Bu andan itibaren I_{Lr} akımı azalmaya devam edip giriş akımının altına düştüğünden giriş akımının fazla kısmı C_r kondansatörüne akacaktır ve C_r kondansatörü gerilimi $-V_{Crmax}$ geriliminden 0'a doğru artan bir yönde deşarjına devam edecektir. Bu aralığın sonunda, $t = t_7$ anında, L_r 'nin akımı sifıra düşer ve S_1 ana anahtarına uygulanan kontrol sinyali kesilerek ana anahtarın ZCS ile kesime girmesi sağlanır, C_r gerilimi ise belirli bir negatif gerilim değerindedir. Bu aralıkta da, C_r kondansatörü yine $-V_{Crmax}$ gerilimi değerine düştüğünden dolayı D_F ana diyotu üzerinde yüksek bir gerilim stresi oluşur. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş 4.60, Eş 4.61 ve Eş 4.62'deki gibi yazılabilir:

$$I_{Lr}(t) = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_r} \cos \omega_r(t - t_6) \quad (4.60)$$

$$I_{Lr}(t_7) = 0 \quad (4.61)$$

$$V_{Cr}(t) = -\frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_6) \quad (4.62)$$

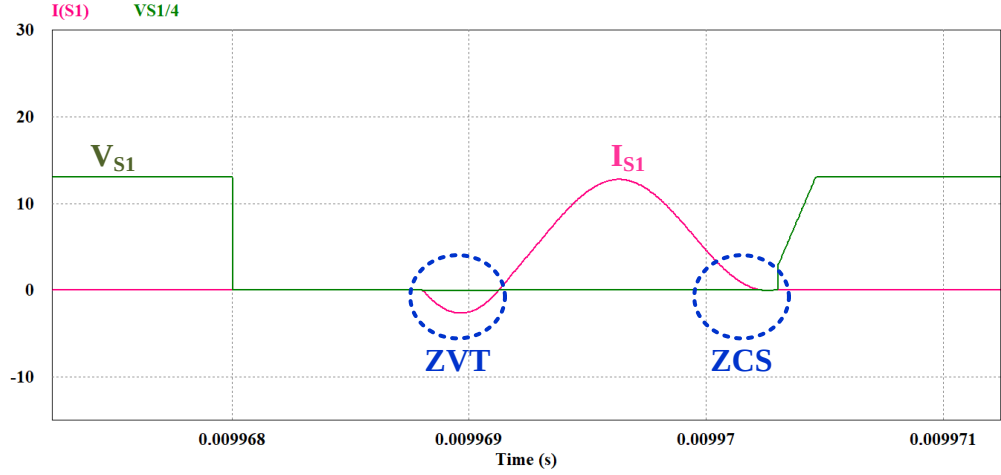
Aralık 9 [$t_7 < t < t_8$, Şekil 4.7(i)]:

$t = t_7$ anında S_1 ana anahtarın kesime girmesiyle C_r kondansatörü sabit giriş akımı tarafından şarj olur ve gerilimi lineer olarak artar. C_r gerilimi, $t = t_8$ anında V_o çıkış gerilimi değerine ulaştığı anda D_F ana diyotu ZVS ile ilettime girer ve böylece bir periyot tamamlanarak başlangıç koşullarına dönülür.

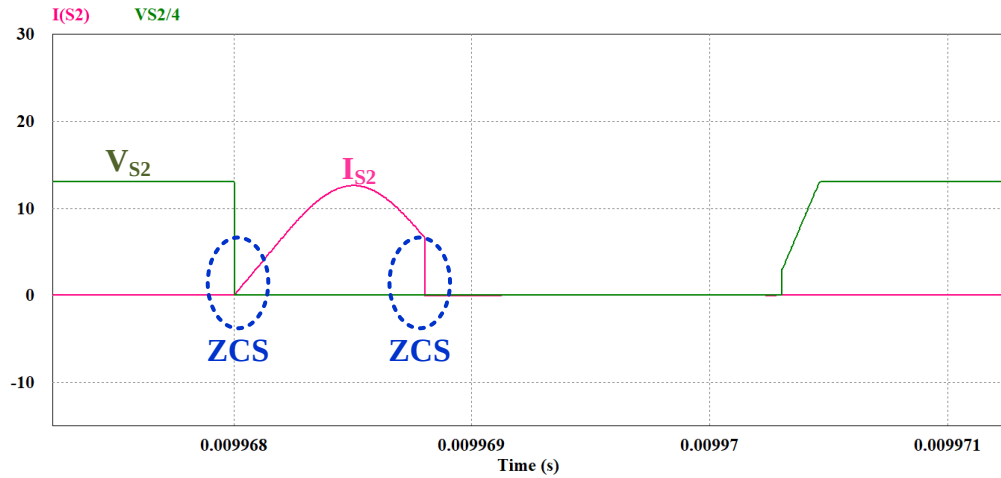
4.3.2. Simülasyon çalışması

Yau vd. (2020) tarafından önerilen dönüştürücüye ait simülasyon çalışması, ilgili yayında verilen 120 W çıkış gücü, 50 V çıkış gerilimi ve 250 kHz anahtarlama frekansı değerlerine göre PSIM 9.1.1 programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da gösterilmiştir.

Dönüştürücüde bulunan S_1 ana anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.8 (a)'da, S_2 yardımcı anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.8 (b)'de verilmiştir. S_1 ana anahtarı ZVT ile mükemmel bir şekilde ilettime ve ZCS ile kesime girmektedir. S_2 yardımcı anahtarı ise ZCS ile ilettime ve kesime girmektedir. Ancak ana anahtar yüksek akım stresine maruz kaldığından dolayı iletim kayıpları artmaktadır.



(a)

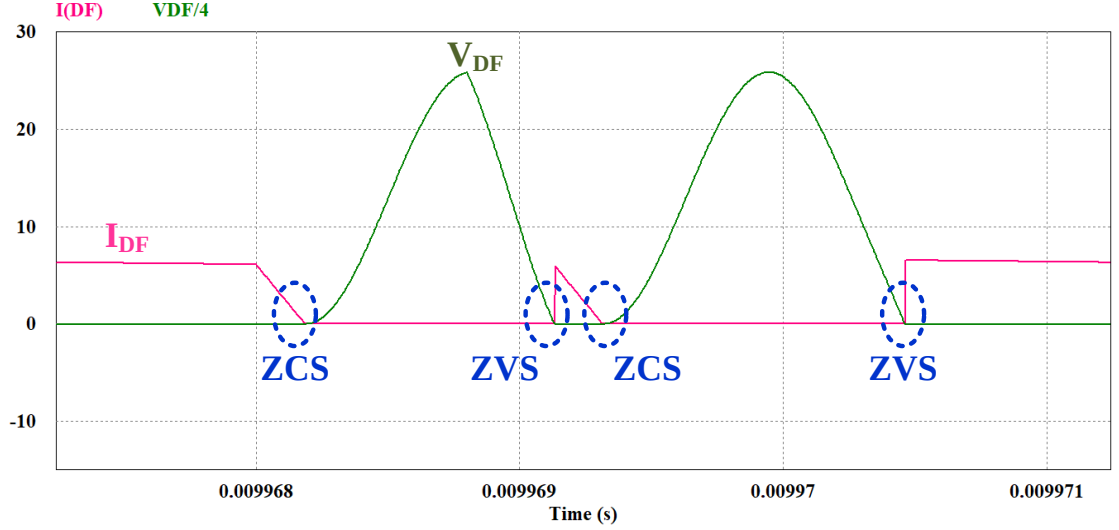


(b)

Şekil 4. 8. Topoloji - 2'ye ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (b) S_2 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga (10A/div, 40 /div, 1µs/div)

Dönüştürücüdeki D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.9'da bulunmaktadır. D_F ana diyotu bir periyot içerisinde ZVS ile ilettime ve ZCS ile kesime iki kez girmektedir. Bu durum ilettime ve kesime girme kayıplarını ekstra artırmaktadır. Ayrıca ana diyot üzerinde çıkış geriliminin üstünde $-V_{Cmax}$ kadarlık bir periyotta iki

defaya mahsus gerilim stresi oluşmaktadır. Bu durum da yine dönüştürücü için önemli bir dezavantajdır.



Şekil 4. 9. Topoloji - 2'deki D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 40V/div, 1µs/div)

4.3.3. Değerlendirme

Topoloji - 2'de tüm elemanlar yumuşak anahtarlama altında ilettime ve kesime girmektedir. Bu durum anahtarlama kayıplarının azaltılması ve verimin artırılması için bir avantajdır. Ancak dönüştürücüye eklenen bastırma hücresi ilave bazı dezavantajları da beraberinde getirmektedir. Bu dezavantajlar aşağıda verilmiştir.

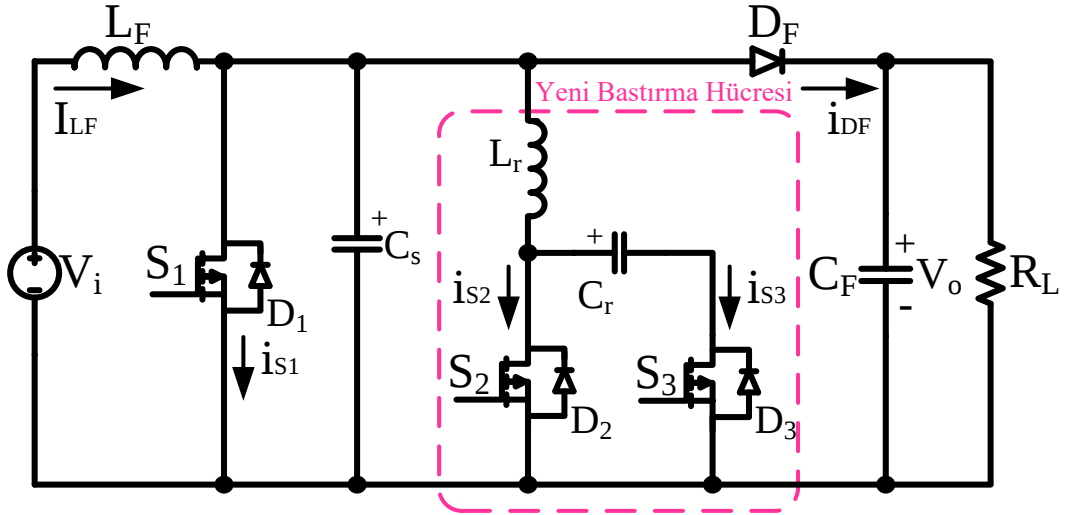
1. Bastırma hücresi ana anahtar üzerinde ilave akım stresi oluşturur. Bu yüzden ilave iletim kayıpları meydana gelir. Ayrıca dönüştürücü için daha yüksek bir akım dayanımına sahip ana anahtar kullanılması ilave maliyet oluşturur.
2. Ana diyotta yüksek gerilim stresi meydana gelir. Bu yüzden daha yüksek gerilim dayanımına sahip ana diyot kullanılır ve buna bağlı olarak maliyet artar.
3. Ana diyot bir periyot içerisinde iki defa ilettime ve kesime girmektedir. Bu durum ilave kayıplar oluşturur.
4. Dönüştürücünün ana akım yollarında bastırma hücresi bulunması ilave kayıplara neden olur.

5. ARAŞTIRMA BULGULARI

Bu bölümde, tez kapsamında önerilen yeni aktif bastırma hücreli ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü devresinin çalışma aralıkları ve kararlı hal teorik analizleri detaylı bir şekilde incelenmiştir. Daha sonra, dönüştürücünün tasarım ölçütleri belirlenmiş ve PSIM 9.1.1 programı kullanılarak bir simülasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Ardından, önerilen dönüştürücünün özellikleri verilmiş ve son olarak, dönüştürücünün laboratuvar ortamında gerçekleştirilen prototip uygulamasından elde edilen deneysel sonuçlar sunulmuştur.

5.1. Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Teorik Analizi

Önerilen yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Tasarlanan dönüştürücüde V_i giriş gerilimi, L_F ana endüktans, S_1 ana anahtar, D_1 ana anahtarın dahili diyotu, D_F ana diyot, C_F çıkış filtre kondansatörü ve R_L omik yüküdür. Bastırma hücrelerinde ise S_2 ve S_3 yardımcı anahtarlar, D_2 ve D_3 yardımcı anahtarların dahili diyotları, L_r rezonans endüktansı, C_s ve C_r rezonans kondansatörleridir.



Şekil 5. 1. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücüye ait devre şeması

Önerilen dönüştürücünün teorik analizini kolaylaştırmak için aşağıda verilen kabuller yapılmıştır:

- V_i giriş gerilimi sabittir.
- Tüm yarı iletken güç elemanları ve pasif elemanlar idealdir.
- C_F filtre kondansatörün değeri, V_O çıkış gerilimini sabit tutacak kadar büyüktür.
- L_F ana endüktansının değeri, giriş akımını sabit tutacak kadar büyüktür.
- Güç elemanların gerilim düşümleri ihmal edilmiştir.
- Diyotların ters toparlanma süreleri ihmal edilmiştir.

5.1.1 Çalışma aralıkları

Önerilen dönüştürücünün bir anahtarlama periyodu içinde toplam on adet çalışma aralığı bulunmaktadır. Bu çalışma aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları Şekil 5.2’de ve temel dalga şekilleri Şekil 5.3’de gösterilmiştir.

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

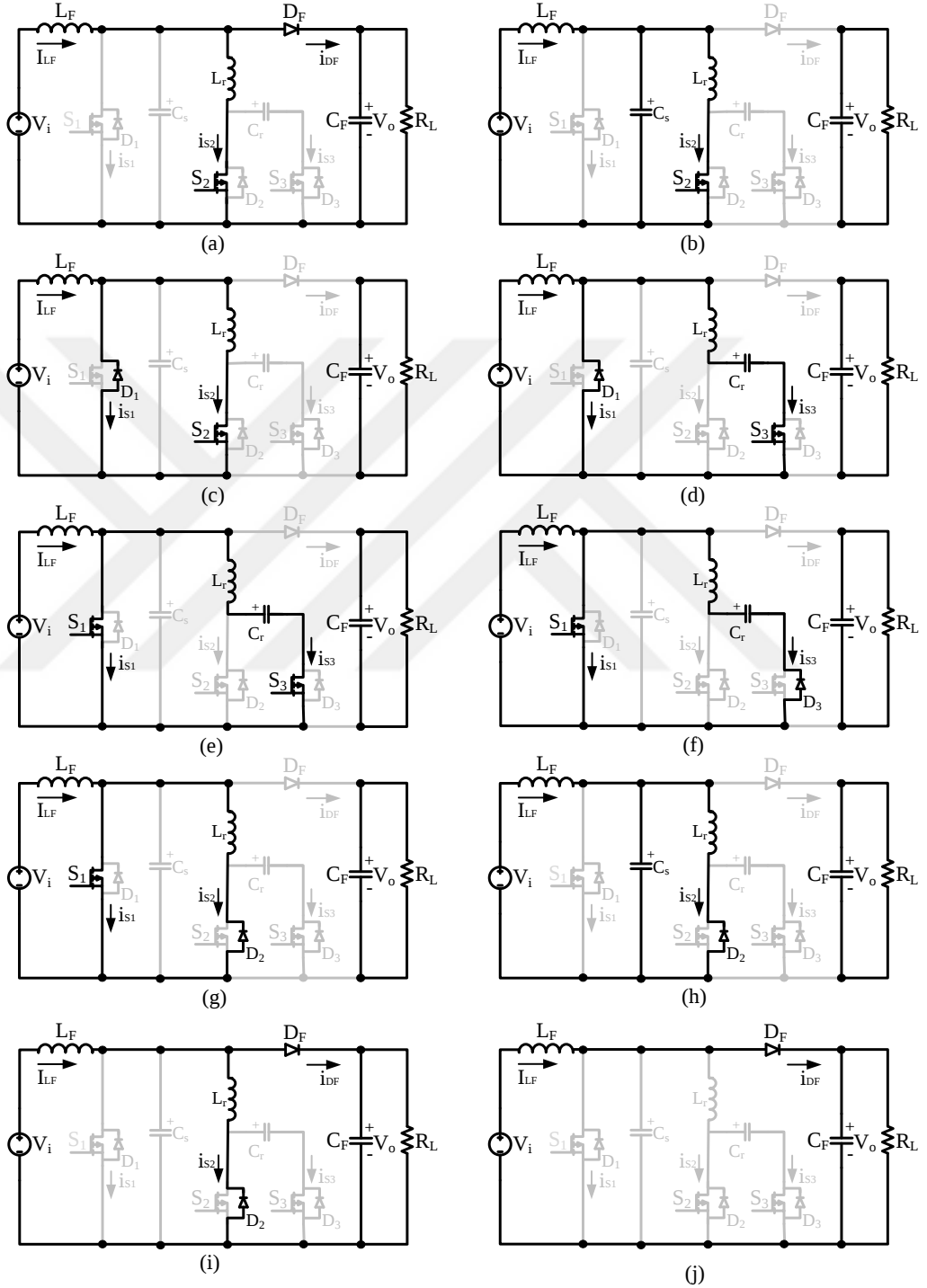
Bu aralığın başlangıcında, S_1 ana anahtarı, S_2 ve S_3 yardımcı anahtarları kesimdedir. Giriş akımı, D_F ana diyotu üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. $t = t_0$ anında, $I_{S1} = 0$, $I_{DF} = I_{LF}$, $I_{Lr} = I_{S2} = 0$, $I_{S3} = 0$, $V_{CS} = V_O$, $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir ve bu anda S_2 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulandığında bu aralık başlar. Bu andan itibaren, I_{Lr} rezonans endüktansı akımı sıfırdan başlayarak lineer olarak artar ve D_F diyotunun akımı giriş akımı seviyesinden itibaren lineer olarak azalır. S_2 yardımcı anahtarı üzerinden geçen akım, seri L_r endüktansı ile sınırlandırıldığından dolayı S_2 , ZCS ile iletme girer. $t = t_1$ anında, L_r akımı, giriş akımı seviyesine eriştiğinde D_F ana diyotu üzerinden geçen akım sıfıra düşer. Böylelikle D_F diyotu ZCS ile kesime girer ve bu aralık tamamlanır. Bu aralık için geçerli denklemler Eş. 5.1 ve Eş. 5.2’deki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{S2}(t) = \frac{V_O}{L_r}(t - t_0) \quad (5.1)$$

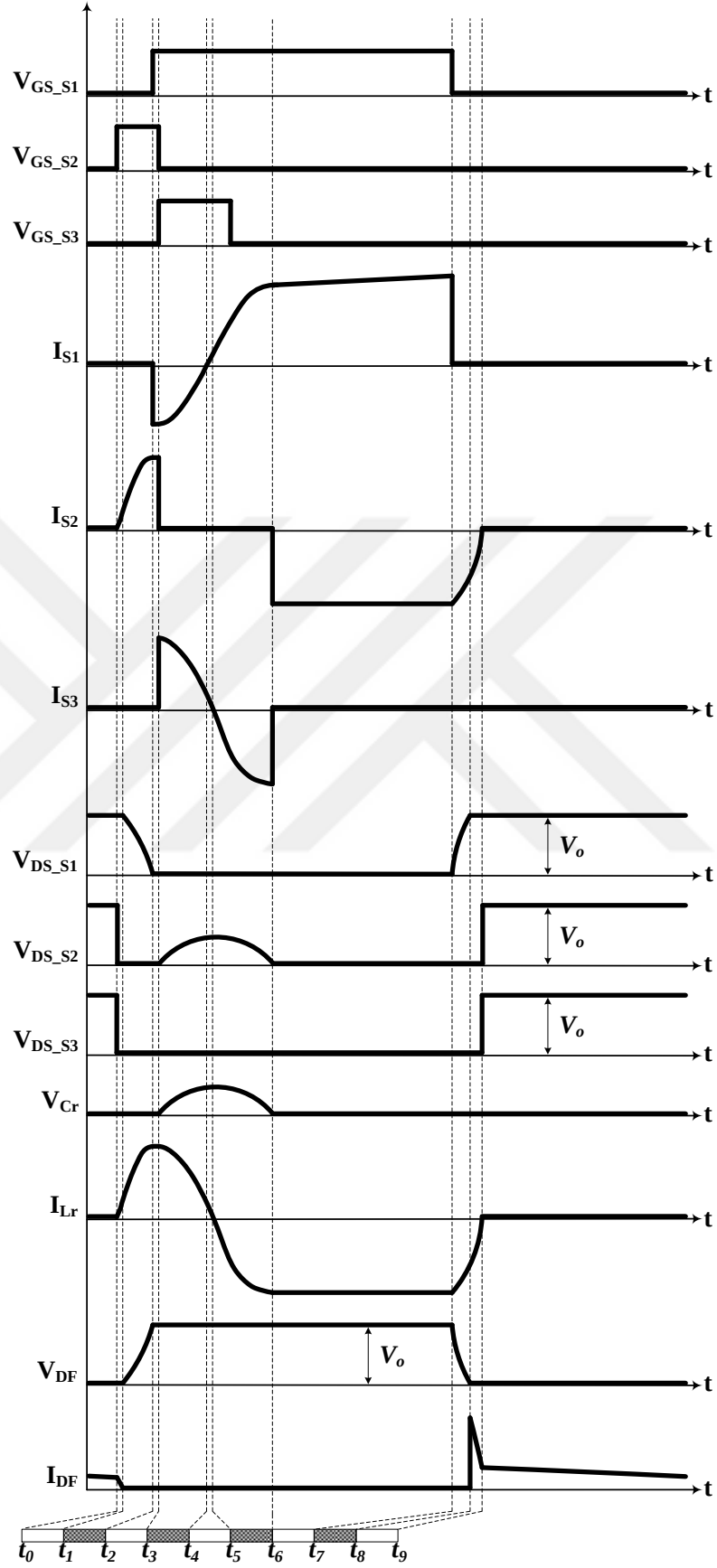
$$i_{DF}(t) = I_{LF} - i_{Lr}(t) = I_{LF} - \frac{V_O}{L_r}(t - t_0) \quad (5.2)$$

Bu aralığın toplam süresi Eşitlik 5.3’deki denklemle ifade edilebilir:

$$t_{01} = \frac{L_r I_{LF}}{V_o} \quad (5.3)$$



Şekil 5. 2. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücüye ait eşdeğer devre şemaları



Şekil 5. 3. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri

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

Bu aralığın başında, $I_{S1} = 0$, $I_{DF} = 0$, $I_{Lr} = I_{S2} = I_{LF}$, $I_{S3} = 0$, $V_{CS} = V_o$, $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_1$ anında, D_F ana diyotunun kesime girmesiyle C_S ile L_r arasında bir rezonans oluşur. C_S kondansatörünün gerilimi rezonans ile azalırken L_r 'nin akımı artarak giriş akımı seviyesinin üzerine çıkar. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. 5.4 ve Eş. 5.5' deki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{S2}(t) = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_1} \sin \omega_1 (t - t_1) \quad (5.4)$$

$$v_{Cs}(t) = v_{S1}(t) = V_o \cos \omega_1 (t - t_1) \quad (5.5)$$

Bu aralığın toplam süresi Eşitlik 5.6'daki denklemlerle ifade edilebilir:

$$t_{12} = \frac{\pi}{2\omega_1} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_S} \quad (5.6)$$

Yukarıdaki eşitliklerde kullanılan ω_1 , Eş 5.7 ve Z_1 , Eş 5.8'de verilmiştir.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_S}} \quad (5.7)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_S}} \quad (5.8)$$

Bu aralığın sonunda, $t = t_2$ anında, V_{CS} gerilimi azalarak sıfıra düşer ve rezonans endüktansında biriken enerji maksimum değerine erişir. Aralığın sonunda, rezonans endüktansına ait geçerli ifadeler Eş. 5.9 ve Eş. 5.10'da verilmiştir.

$$I_{Lr \max} = I_{LF} + \frac{V_o}{Z_1} \quad (5.9)$$

$$W_{Lr \max} = \frac{1}{2} L_r I_{Lr \max}^2 = \frac{1}{2} (L_r I_{LF}^2 + C_S V_o^2) \quad (5.10)$$

Aralık 3 [$t_2 < t < t_3$, Şekil 5.2(c)]:

Bu aralığın başlangıcında, $I_{S1} = 0$, $I_{DF} = 0$, $I_{Lr} = I_{S2} = I_{Lrmax}$, $I_{S3} = 0$, $V_{CS} = 0$ ve $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_2$ anında, V_{CS} geriliminin sıfıra düşmesiyle bu aralık başlar ve S_1 ana anahtarının dahili diyotu D_1 , ZVS ile iletme girerek rezonans endüktansı akımının giriş akımından fazla olan kısmını üzerinden geçirir. Bu durumda, S_1 ana anahtarına kontrol sinyali uygulanarak ana anahtarın ZVT ile kayıpsız bir şekilde iletme girmesi sağlanır. Bu aralık boyunca, L_r akımının giriş akımından fazla olan kısmı D_1 diyotu üzerinden serbestçe dolaştığından bu aralık serbest dolaşım aralığı olarak da adlandırılır. $t = t_3$ anında, S_2 yardımcı anahtarına uygulanan kontrol sinyalinin kesilmesi ve S_3 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulanması ile bu çalışma aralığı sonlanır. Bu aralık için geçerli denklemler Eş. 5.11, Eş. 5.12 ve Eş. 5.13’ deki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{S2}(t) = I_{Lrmax} \quad (5.11)$$

$$v_{Cs}(t) = v_{S1}(t) = 0 \quad (5.12)$$

$$i_{S1}(t) = I_{LF} - I_{Lrmax} \quad (5.13)$$

Ana anahtarın ZVT ile iletme girmesinin mutlak başarılabilmesi için, bu aralığın süresinin bir önceki iki aralığın süresinden büyük veya eşit olması gerekmektedir. Dolayısıyla bu aralığın süresi için Eşitlik 5.14’te ki denklem yazılabilir:

$$t_{23} \geq t_{01} + t_{12} = \frac{L_r I_{LF}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_s} \quad (5.14)$$

Aralık 4 [$t_3 < t < t_4$, Şekil 5.2(d)]:

Bu aralığın başında, $t = t_3$ anında, $I_{S1} = I_{LF} - I_{Lrmax}$, $I_{DF} = 0$, $I_{Lr} = I_{S2} = I_{Lrmax}$, $I_{S3} = 0$, $V_{CS} = 0$ ve $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. S_2 yardımcı anahtarına uygulanan kontrol sinyalinin kesilmesi ve S_3 yardımcı anahtarına kontrol sinyali uygulanması ile başlayan bu aralıkta üzerinde akım bulunan L_r rezonans endüktansı ile boş olan C_r rezonans kondansatörü arasında $L_r - C_r - S_3 - D_1$ yolu üzerinden bir rezonans oluşur. C_r kondansatörü I_{Lrmax} akımı ile şarj olurken L_r ’nin akımı ise azalmaya başlar. D_1 diyotu üzerinden L_r rezonans

endüktansı akımının giriş akımından fazla olan kısmı geçmeye devam eder. C_r kondansatörünün rezonans akımı ile şarj olması sayesinde S_2 yardımcı anahtarı ZVS ile kesime giderken S_3 yardımcı anahtarı ise ZVS ile ilettime girer. Aralığın sonunda L_r akımı azalarak I_{LF} değerine düşer, D_1 diyotu ZCS ile kesime gider ve C_r kondansatörü de belirli bir değere (V_{Cr4}) şarj olur. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. 5.15, Eş. 5.16 ve Eş. 5.17’de gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{S3}(t) = I_{Lr\max} \cos \omega_2 (t - t_3) \quad (5.15)$$

$$v_{Cr}(t) = v_{S2}(t) = Z_2 I_{Lr\max} \sin \omega_2 (t - t_3) \quad (5.16)$$

$$i_{S1}(t) = I_{LF} - i_{Lr}(t) \quad (5.17)$$

Bu aralığın toplam süresi Eşitlik 5.18’de verilmiştir:

$$t_{34} = \frac{1}{\omega_2} \cos^{-1} \left(1 - \frac{I_{LF}}{I_{Lr\max}} \right) \quad (5.18)$$

Bu eşitliklerde kullanılan ω_2 , Eş 5.19 ve Z_2 , Eş 5.20’de verilmiştir:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.19)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.20)$$

Aralık 5 [$t_4 < t < t_5$, Şekil 5.2(e)]:

Bu aralığın başlangıcında, $t = t_4$ anında, $I_{S1} = 0$, $I_{DF} = 0$, $I_{S2} = 0$, $I_{Lr} = I_{S3} = I_{LF}$, $V_{CS} = 0$ ve $V_{Cr} = V_{Cr4}$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralık süresince bir önceki aralıkta başlayan rezonans aynı yol üzerinden devam ederken S_1 ana anahtarı üzerinden geçen akım, 0’dan başlayarak giriş akımına doğru artar. Bu aralığın sonunda, I_{S1} akımı giriş akımı seviyesine ulaştığında rezonans endüktansı akımı 0’a düşer. Böylece L_r rezonans endüktansındaki enerji C_r kondansatörüne tamamen aktarılır ve C_r kondansatörü gerilimi maksimum

değerine ulaşır. Bu aralık için geçerli eşitlikler Eş. 5.21, Eş. 5.22, Eş. 5.23 ve Eş. 5.24'deki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{S3}(t) = I_{LF} \cos \omega_2 (t - t_4) \quad (5.21)$$

$$v_{Cr}(t) = v_{S2}(t) = Z_2 I_{LF} \sin \omega_2 (t - t_4) \quad (5.22)$$

$$i_{S1}(t) = I_{LF} - i_{Lr}(t) = I_{LF} (1 - \cos \omega_2 (t - t_4)) \quad (5.23)$$

$$v_{Cr \max} = I_{Lr \max} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.24)$$

Bu aralığın toplam süresi, Eşitlik 5.25'de verilmiştir.

$$t_{45} = \frac{\pi - 2 \cos^{-1} \left(1 - \frac{I_{LF}}{I_{Lr \max}} \right)}{2\omega_2} \quad (5.25)$$

Aralık 6 [$t_5 < t < t_6$, Şekil 5.2(f)]:

Bu aralığın başlangıcında, $t = t_5$ anında, $I_{S1} = I_{LF}$, $I_{DF} = 0$, $I_{S2} = 0$, $I_{Lr} = I_{S3} = 0$, $V_{CS} = 0$ ve $V_{Cr} = V_{Cr \max}$ eşitlikleri geçerlidir. Rezonans endüktansı akımı sıfıra düştükten sonra C_r kondansatörü ve L_r endüktansı arasındaki rezonans, $C_r - L_r - S_1 - D_3$ yolu üzerinden ters yönlü olarak devam eder. Böylelikle C_r kondansatörü deşarj olurken L_r endüktansının akımı ters yönde artar. Bu aralığın herhangi bir anında, S_3 anahtarına uygulanan kontrol sinyali kesilirse S_3 yardımcı anahtarı ZCT ile kayıpsız olarak kesime girer. Bu aralığın sonunda $t = t_6$ anında, C_r gerilimi 0'a düşer ve L_r endüktansının akımı negatif yönde maksimum değerine ulaşır. Bu aralık için geçerli olan denklemler Eş. 5.26, Eş. 5.27 ve Eş. 5.28'deki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_{Cr \max}}{Z_2} \sin \omega_2 (t - t_5) \quad (5.26)$$

$$v_{Cr}(t) = v_{S2}(t) = V_{Cr\max} \cos \omega_2 (t - t_5) \quad (5.27)$$

$$i_{S1}(t) = I_{LF} + i_{Lr}(t) = I_{LF} + \frac{V_{Cr\max}}{Z_2} \sin \omega_2 (t - t_5) \quad (5.28)$$

Bu aralığın toplam süresi Eşitlik 5.29’da verilmiştir.

$$t_{56} = \frac{\pi}{2\omega_2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5.29)$$

Aralık 7 [$t_6 < t < t_7$, Şekil 5.2(g)]:

Bu aralığın başlangıcında, $t = t_6$ anında, C_r kondansatörün gerilimi sıfıra düşer ve S_2 yardımcı anahtarının dahili diyotu D_2 , ZVS ile iletme girerek L_r rezonans endüktansı akımının giriş akımından fazla olan kısmını serbestçe geçirir. Bu aralık süresince $I_{S1} = I_{LF} + I_{Lr\max}$, $I_{DF} = 0$, $I_{Lr} = I_{S2} = -I_{Lr\max}$, $V_{CS} = 0$ ve $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralığın süresi ana anahtarın PWM sinyalinin doluluk oranına bağlıdır. Dolayısıyla doluluk oranına göre S_1 ana anahtarına uygulanan kontrol sinyalinin kesilmesi gereken yerde bu aralık tamamlanır. Bu aralık için geçerli olan bağıntılar Eş. 5.30 ve Eş. 5.31’deki gibi yazılabilir:

$$i_{Lr}(t) = i_{S2}(t) = -V_{Cr\max} \sqrt{C_r / L_r} \quad (5.30)$$

$$i_{S1}(t) = I_{LF} + i_{Lr}(t) = I_{LF} + V_{Cr\max} \sqrt{C_r / L_r} \quad (5.31)$$

Aralık 8 [$t_7 < t < t_8$, Şekil 5.2(h)]:

Bu aralığın başlangıcında, $t = t_7$ anında, $I_{S1} = 0$, $I_{DF} = 0$, $I_{Lr} = I_{S2} = -I_{Lr\max}$, $V_{CS} = 0$ ve $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. $t = t_7$ anında, S_1 ana anahtarının kontrol sinyalinin kesilmesiyle başlayan bu aralıkta, I_{LF} giriş akımı ve I_{Lr} rezonans endüktansı akımı ile C_s kondansatörü şarj olur. Bu sayede, S_1 ana anahtarı ZVS ile kesime gider. C_s kondansatörü iki endüktans akımı tarafından şarj edildiği için aralık sonunda, C_s ’nin gerilimi, V_O çıkış gerilimine

ulaşır ve D_F ana diyotu ZVS ile ilettime girer. Bu esnada I_{Lr} akımı belirli bir değere (-I_{Lr8}) ulaşmıştır. Bu aralık için geçerli bağıntılar Eş. 5.32 ve Eş. 5.33'teki gibi yazılabilir:

$$v_{Cs}(t) = Z_1 \left(V_{Cr \max} \sqrt{C_r / L_r} \right) \sin \omega_2 (t - t_7) \quad (5.32)$$

$$i_{Lr}(t) = I_{LF} - (I_{LF} + I_{Lr8}) \cos \omega_1 (t - t_7) \quad (5.33)$$

Bu aralığın toplam süresi Eşitlik 5.34'te verilmiştir.

$$t_{78} = \sqrt{L_r C_s} \sin^{-1} \left(\frac{V_o}{V_{Cr \max}} \sqrt{\frac{C_s}{C_r}} \right) \quad (5.34)$$

Aralık 9 [$t_8 < t < t_9$, Şekil 5.2(i)]:

Bu aralığın başlangıcında, $t = t_8$ anında, $I_{S1} = 0$, $I_{DF} = 0$, $I_{S2} = I_{Lr} = -I_{Lr8}$, $I_{S3} = 0$, $V_{CS} = V_o$ ve $V_{Cr} = 0$ eşitlikleri geçerlidir. Bu aralıkta, L_r rezonans endüktansının geriye kalan enerjisi D_F ana diyotu üzerinden yüke aktarılır. Aralık sonunda, L_r rezonans endüktansının akımı sıfıra düşer ve D₂ diyotu ZCS ile kesime gider. Bu aralık için geçerli denklem Eş. 5.36'da verilmiştir.

$$i_{Lr}(t) = -I_{Lr8} + \frac{V_o}{L_r} (t - t_8) \quad (5.35)$$

Bu aralığın toplam süresi Eşitlik 5.36'da verilmiştir.

$$t_{89} = \frac{L_r I_{Lr8}}{V_o} \quad (5.36)$$

Aralık 10 [$t_9 < t < t_{10}$, Şekil 5.2(j)]:

$t = t_9$ anında L_r endüktansı akımının sıfıra düşmesiyle başlayan bu aralıkta, I_{LF} giriş akımı D_F ana diyotu üzerinden çıkışa akarak L_F endüktansı ve giriş gerilim kaynağı birlikte yükü besler. Bu aralık, klasik PWM DC-DC yükseltici dönüştürücünün kesim aralığıdır. Bu

aralığın sonunda başlangıç koşullarına geri dönülür ve böylelikle bir anahtarlama periyodu tamamlanır. Bu aralık için geçerli eşitlik Eş. 5.37'deki gibi yazılabilir:

$$i_{DF} = I_{LF} \quad (5.37)$$

5.1.2 Tasarım Prosedürü

Rezonans Endüktansı (L_r) Değerinin Belirlenmesi:

Rezonans endüktansının seçimi yapılırken SS korunmaya çalışılır. Bunun sağlanması için de L_r endüktansının akımı D_F diyotunun ters toparlanma süresinin en az üç katı süre zarfında en fazla giriş akımına erişebilmelidir (Tınç, 2016). Bu durum göz önünde bulundurularak L_r değeri belirlenirken Eş. 5.38'deki bağıntı kullanılabilir:

$$\frac{V_O}{L_r} 3t_{rr} \leq I_{LF \max} \quad (5.38)$$

Burada, t_{rr} D_F ana diyotunun ters toparlanma süresidir ve bu değer eleman kullanılacak olan elemanın katalogundan belirlenebilir.

Rezonans Kondansatörleri (C_s ve C_r) Değerlerinin Belirlenmesi:

Önerilen yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü de ana anahtarın ZVS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Bu durumun gerçekleşmesinde C_s kondansatörü etkili rol oynar. Önerilen dönüştürücünün çalışma aralıklarına bakıldığında; Aralık 8'de I_{LF} giriş akımı ve I_{Lr} rezonans endüktansı akımı ikisi birlikte C_s kondansatörünü şarj eder. Bu süreçte ZVS'yi başarabilmek için C_s kondansatörünün gerilim değerinin çıkış gerilimine ulaşması için gereken sürenin ana anahtarın düşme süresinden (t_f) daha büyük olması gerekir. Bu durumu ifade eden denklem Eş. 5.39'da verilmiştir ve C_s kondansatörünün değeri bu eşitliğe göre belirlenebilir.

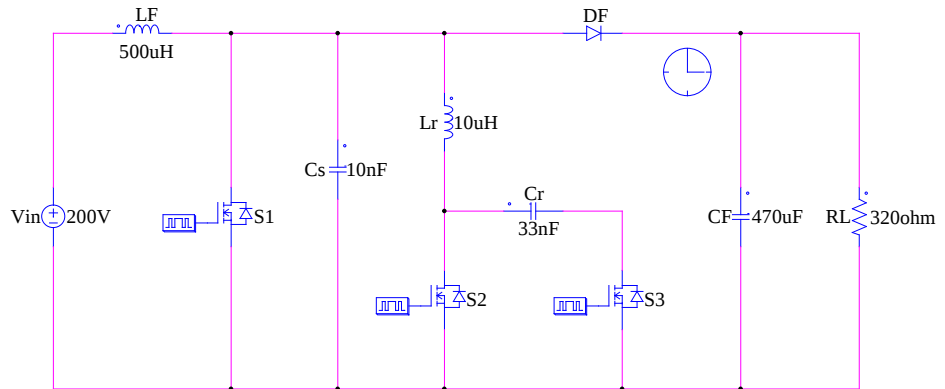
$$\frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} + C_r \frac{V_O}{2I_{LF}} > t_f \quad (5.39)$$

Bir diğer rezonans kondansatörü olan C_r kondansatörünün değeri belirlenirken dikkat edilmesi gereken husus C_r kondansatörünün devre içerisinde temel olarak L_r endüktansında biriken enerjiyi geçici süre depolama görevi görmesidir. Devrenin tasarımı gereği; L_r endüktansında biriken enerjinin tamamı C_r kondansatörüne aktarıldığında bu kondansatör üzerindeki gerilim değerinin çıkış gerilim değerini aşmaması gereklidir. Aksi halde yardımcı anahtarlar üzerinde ilave gerilim stresleri meydana gelecektir. Öte yandan, C_r 'nin kapasitans değerinin gereğinden büyük seçilmesi, daha uzun rezonans süreleri ve dolayısıyla daha uzun geçici süre aralıkları ile sonuçlanır. Nitekim iyi bir yumuşak anahtarlama hücresinden beklenen özelliklerden biri de bastırma hücresinin aktif olduğu geçici aralık sürelerinin toplam değerinin periyodun %20'sinden fazla olmaması gerekliliğidir. Bu durumlar göz önüne alındığında C_r değeri belirlenirken Eş. 5.40'ta ki bağıntı kullanılabilir:

$$C_r \geq \left(\frac{I_{LF}}{V_o^2} + \frac{1}{Z_1} \right)^2 L_r \quad (5.40)$$

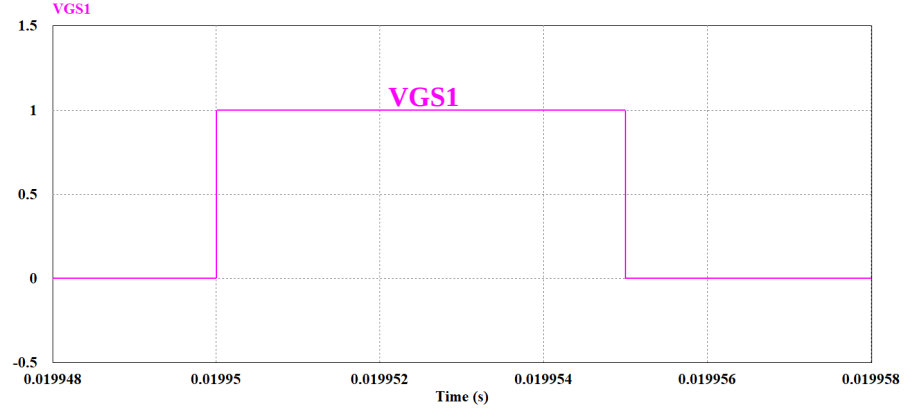
5.2. Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Simülasyon Çalışması

Bu bölümde, sunulan yeni dönüştürücünün belirlenen tasarım parametreleri kullanılarak PSIM 9.1.1 programıyla simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları, teorik analizi doğrulamak amacıyla değerlendirilmiştir. Önerilen dönüştürücünün simülasyonda kurulan devre şeması Şekil 5.4'te sunulmuştur.

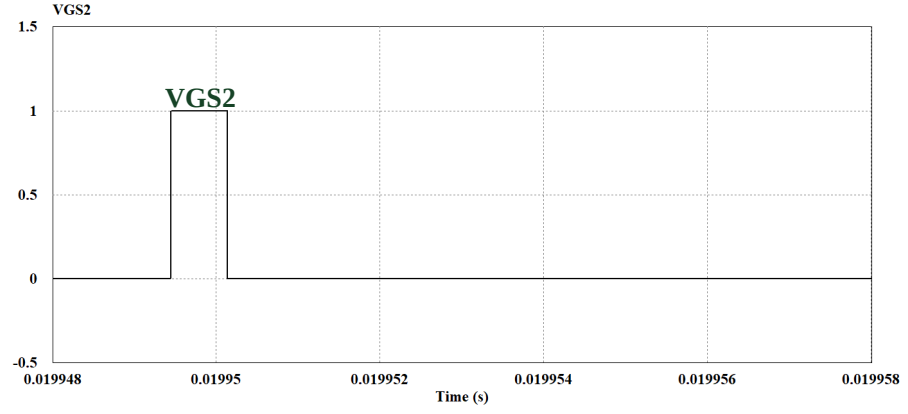


Şekil 5. 4. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon devre şeması

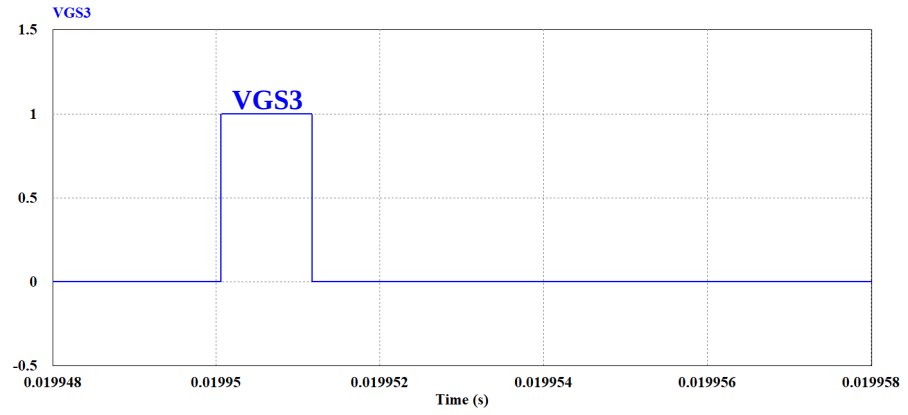
Önerilen dönüştürücünün simülasyon sonuçları Şekil 5.5 - Şekil 5.10 arasında bulunmaktadır. Şekil 5.5 anahtarlara uygulanan kontrol sinyallerini göstermektedir.



(a)



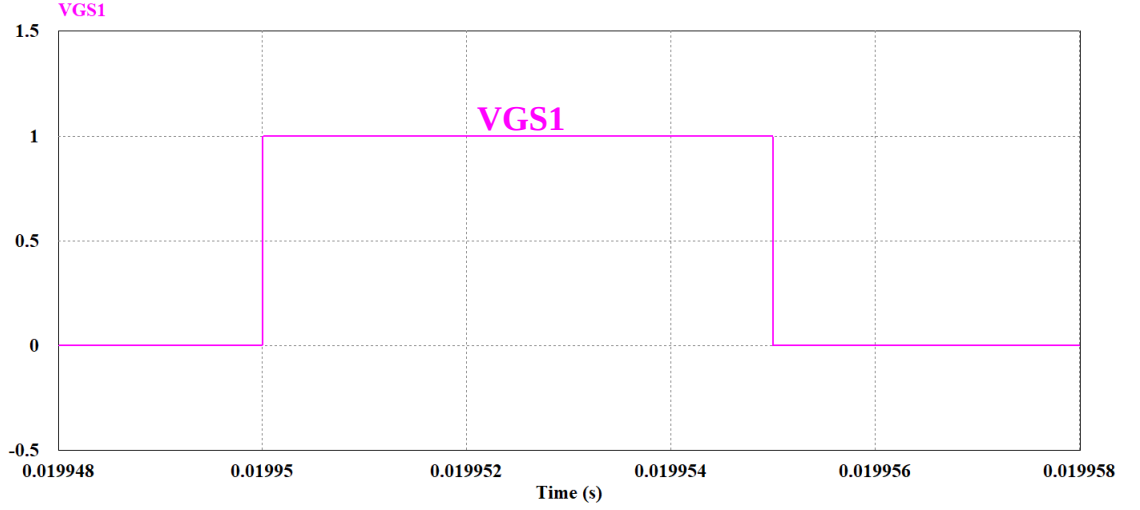
(b)



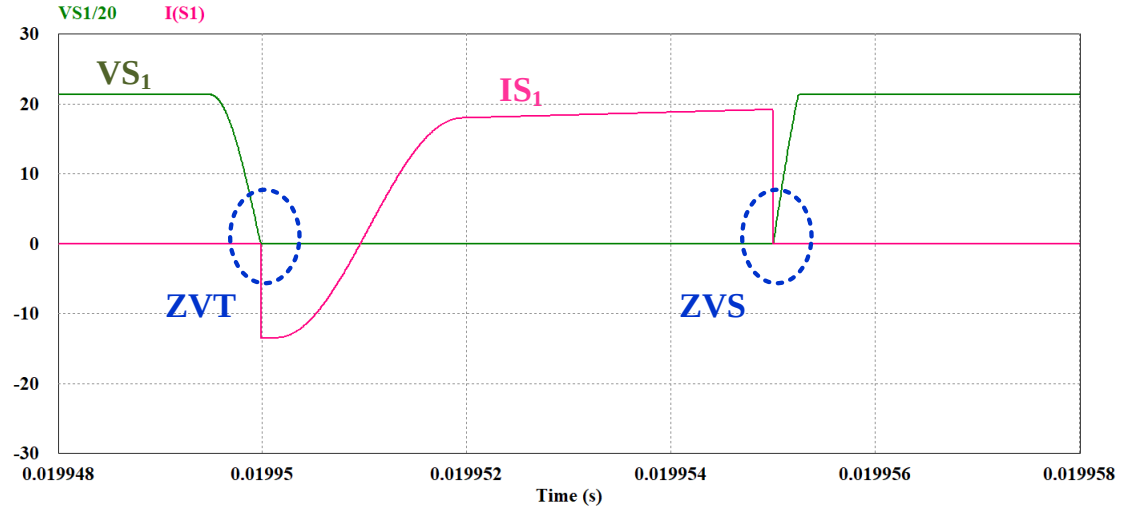
(c)

Şekil 5. 5. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (c) S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (2 μ s/div)

Şekil 5.6 (a)'da ana anahtarın kontrol sinyali, Şekil 5.6 (b)'de ise ana anahtara ait akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Simülasyon sonuçlarına bakılarak S_1 ana anahtarının kayıpsız olarak ZVT ile iletme girdiği ve ZVS ile kesime girdiği görülmektedir. Bu süreçte, ana anahtarın üzerinde herhangi bir ilave bir akım veya gerilim stresi meydana gelmediği görülmektedir.



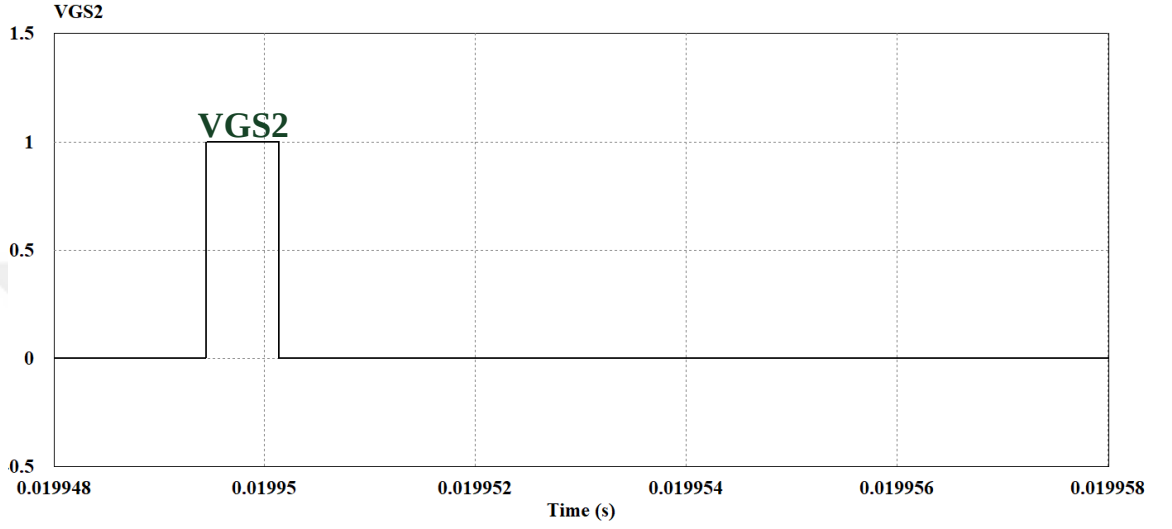
(a)



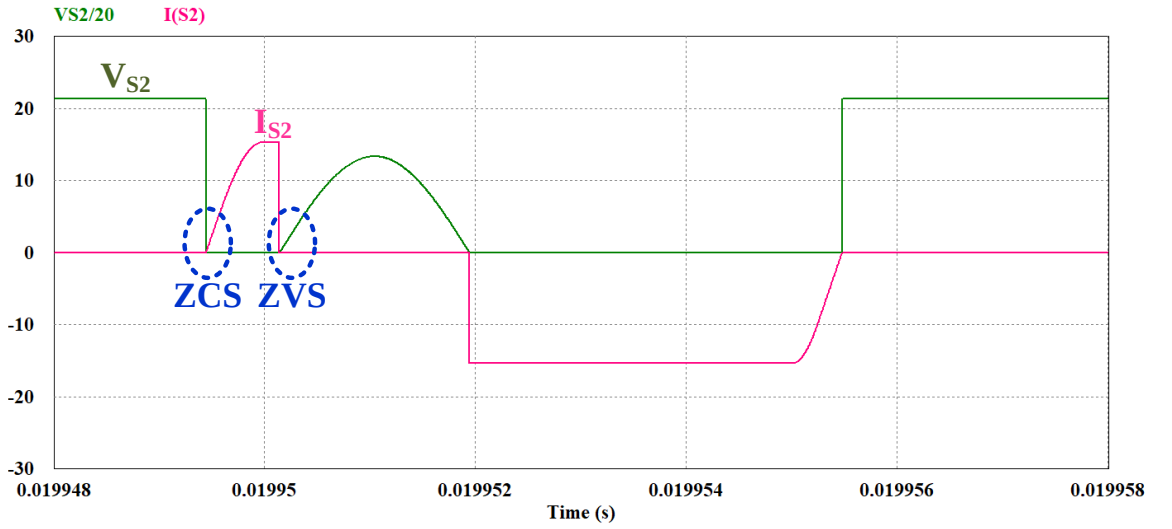
(b)

Şekil 5. 6. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_1 ana anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_1 ana anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)

Şekil 5.7 (a)'da S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, Şekil 5.7 (b)'de ise S_2 yardımcı anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri bulunmaktadır. Grafiklerden açıkça görüldüğü üzere, S_2 yardımcı anahtarı ZCS ile ilettime girerken ZVS ile kesime girmektedir. Ayrıca anahtar üzerinde ek bir gerilim stresi oluşmamaktadır.



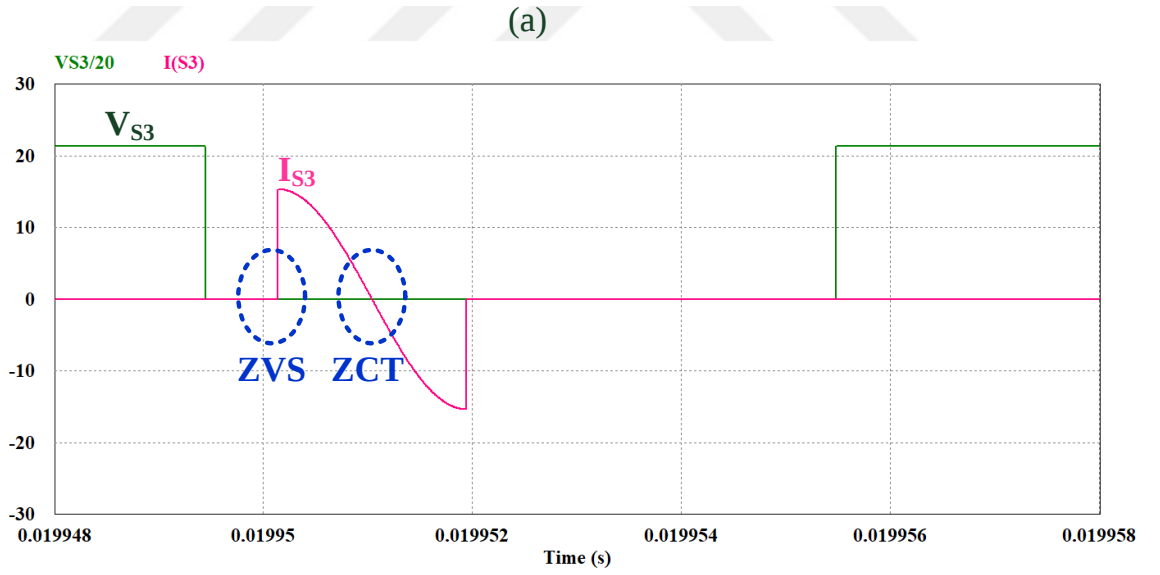
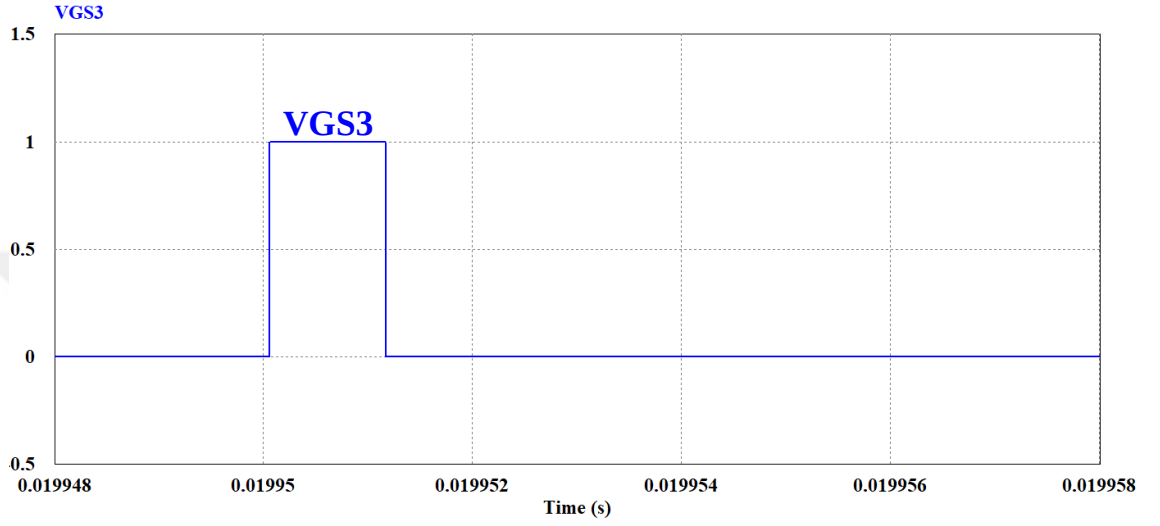
(a)



(b)

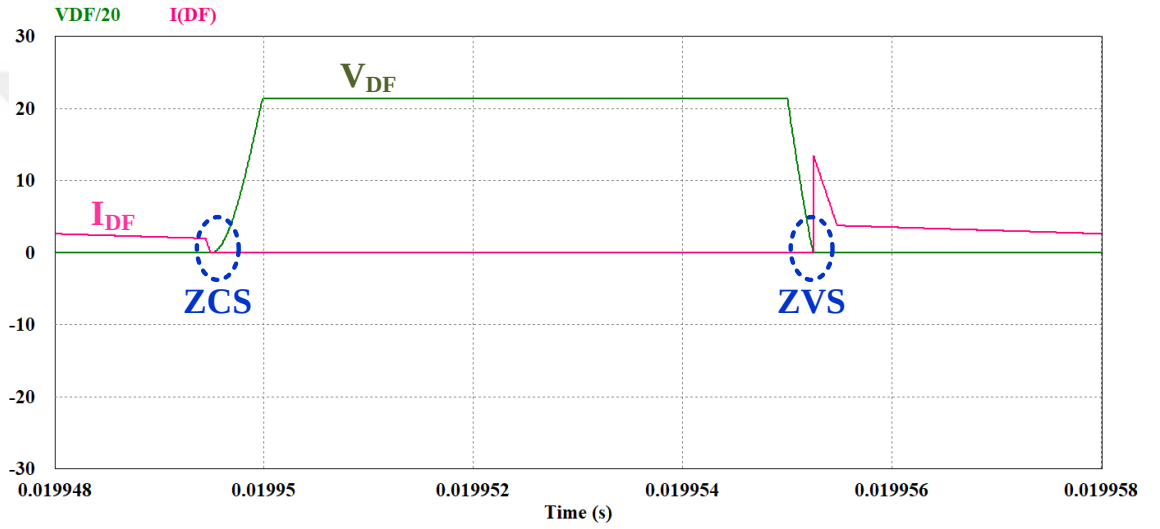
Şekil 5. 7. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_2 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)

Şekil 5.8 (a)'da S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, Şekil 5.8 (b)'de ise S_3 yardımcı anahtarının akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekillere bakıldığında S_3 yardımcı anahtarının ZVS ile iletme ve ZCT ile kesime girdiği açıkça görülmektedir. Ayrıca yardımcı anahtar, ilave gerilim stresine maruz kalmamaktadır.



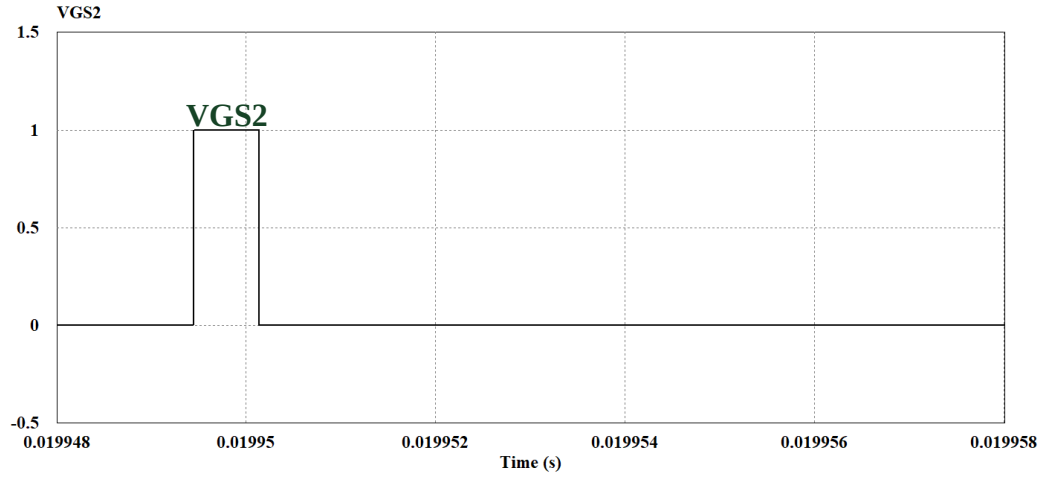
Şekil 5. 8. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (b) S_3 yardımcı anahtarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)

Sunulan dönüştürücüdeki ana diyotun akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 5.9’da verilmiştir. C_S rezonans kondansatörü, ana diyotun geriliminin yükselme hızını düşürerek ana diyotun ZVS ile iletme girmesini sağlamaktadır. Diğer yandan, L_r rezonans endüktansı ana diyotun akımının azalma hızını sınırlandırarak ZCS ile kesime girmesini sağlamaktadır. Simülasyon sonuçları da bu durumu doğrulamakta olup ana diyotun ZVS ile iletme ve ZCS ile kesime girdiği gözlemlenmektedir. Ayrıca şekilden de açıkça görüldüğü üzere, ana diyot SS ile anahtarlanırken elemanın maruz kaldığı gerilim değeri, çıkış gerilimini aşmayacak şekilde kontrol altında tutulmaktadır.

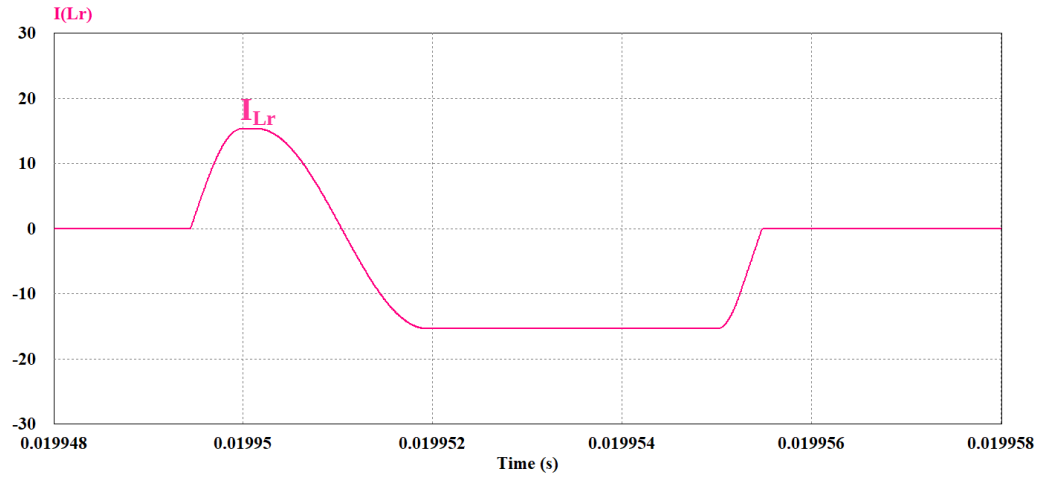


Şekil 5. 9. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüdeki D_F ana diyotunun akım ve gerilim simülasyon dalga şekilleri (10A/div, 200V/div, 2us/div)

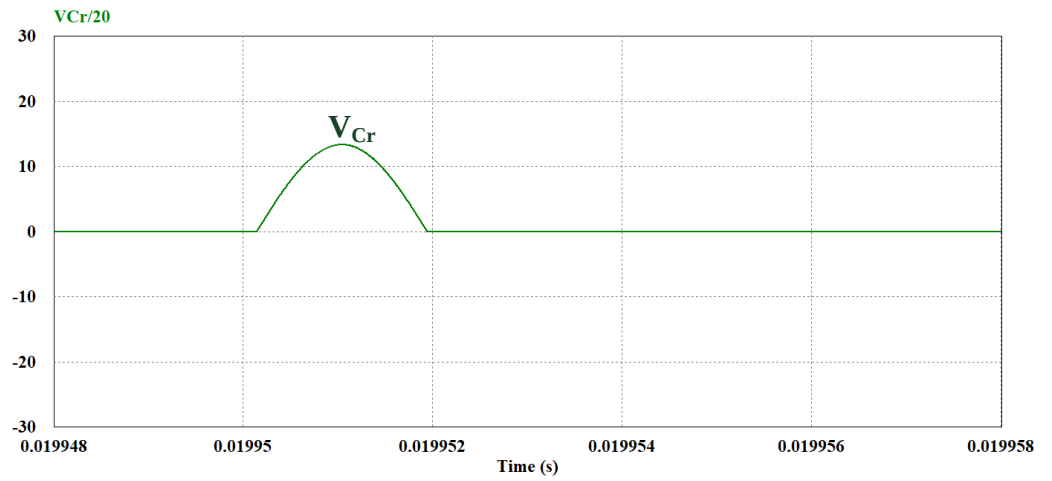
Şekil 5.10 (a)’da S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, Şekil 5.10 (b)’de L_r rezonans endüktansı akımı ve Şekil 5.10 (c)’de C_r rezonans kondansatörünün gerilimi gösterilmiştir. S_2 yardımcı anahtarına uygulanan kontrol sinyalinin kesilmesiyle üzerinde akım bulunan L_r rezonans endüktansı ile boş olan C_r rezonans kondansatörü arasında bir rezonans başlamaktadır. Şekillerden görüldüğü üzere, rezonansın başlamasıyla birlikte kondansatör geriliminin arttığı ve endüktans akımının azaldığı gözlenmektedir. Rezonans endüktansı akımı sıfıra düştükten sonra C_r kondansatörü ve L_r endüktansı arasındaki rezonans ters yönlü olarak devam etmekte ve böylelikle C_r kondansatörü geriliminin sıfırlandığı görülmektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 5. 10. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücüye ait simülasyon sonuçları (a) S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali (b) L_r rezonans endüktansına ait akım dalga şekli (c) C_r rezonans kondansatörüne ait gerilim dalga şekli (10A/div, 200V/div, 2µs/div)

5.3 Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Özellikleri

Önerilen ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü, literatürdeki SS'li dönüştürücülerin yaygın olarak karşılaştığı birçok dezavantaja etkili bir çözüm sunarken aynı zamanda istenilen özelliklerinin büyük bir kısmını taşımaktadır. Sunulan yeni dönüştürücünün özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

1. Ana anahtar ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmektedir.
2. Ana diyot ZVS ile iletme ve ZCS ile kesime girmektedir.
3. Dönüştürücüde bulunan tüm yarı iletken güç elemanları yumuşak olarak anahtarlanmaktadır.
4. Güç elemanları ilave bir gerilim stresine maruz kalmaz.
5. Dönüştürücü, geniş bir yük aralığında SS ile anahtarlama başarılı bir şekilde gerçekleştirir.
6. Geçici rejim aralıkları periyodun küçük bir bölümünde sürmektedir.
7. Dönüştürücüde bulunan ana ve yardımcı anahtarlar ortak bir uca sahip olduğundan, sürücü devresinde izolasyon gerekliliği bulunmamaktadır. Bu durum dönüştürücünün kontrolünü kolaylaştırır.
8. Önerilen dönüştürücü yapısı, trafo gibi tasarım zorluğu bulunan bir elaman içermediğinden literatürde bulunan bu tür dönüştürücülerden daha basittir.

5.4 Yeni ZVT PWM DC-DC Yükseltici Dönüştürücünün Deneysel Uygulaması

Sunulan dönüştürücünün teorik analizini doğrulamak amacıyla laboratuvarında bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Bu uygulama devresi 500 W gücünde ve 100 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılarak deneysel sonuçlar elde edilmiştir.

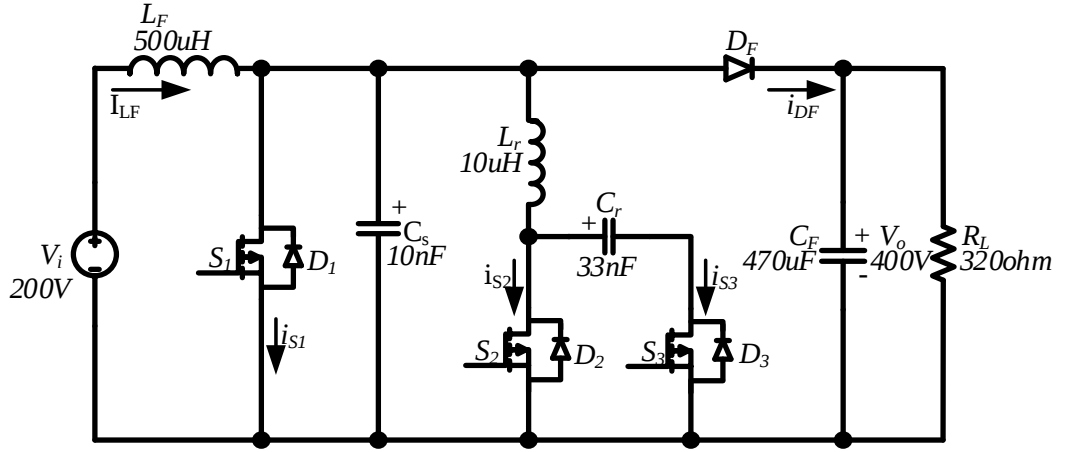
Dönüştürücünün deneysel uygulama devresine ait parametreler Tablo 5.1'de ve uygulama devresinde kullanılan yarı iletken güç elemanlarının nominal değerleri, Tablo 5.2'de sunulmuştur. Ayrıca dönüştürücünün deneysel uygulama devre şeması Şekil 5.11'de gösterilmiştir.

Tablo 5. 1. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün deneysel uygulama devresine ait parametreler

Parametre	Sembol	Değer
Çıkış gücü	P_o	500 W
Anahtarlama frekansı	f_s	100 kHz
Giriş gerilimi	V_i	200 V
Çıkış gerilimi	V_o	400 V
Ana endüktans	L_F	500 μ H
Rezonans endüktansı	L_r	10 μ H
Rezonans kondansatörü 1	C_s	10 nF
Rezonans kondansatörü 2	C_r	33 nF
Çıkış filtre kondansatörü	C_F	470 μ F

Tablo 5. 2. Deneysel uygulama devresinde kullanılan yarı iletken güç elemanlarının nominal değerleri

Güç Elemanı	Seri Numarası	V (V)	I (A)	t_r (ns)	t_f (ns)	t_{rr} (ns)
S_1	FCPF190N60	600	20.2	10	5	280
S_2	FCPF190N60	600	20.2	10	5	280
S_3	FCPF190N60	600	20.2	10	5	280
D_F	MUR1560	600	15	-	-	60



Şekil 5. 11. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün deneysel uygulama devre şeması

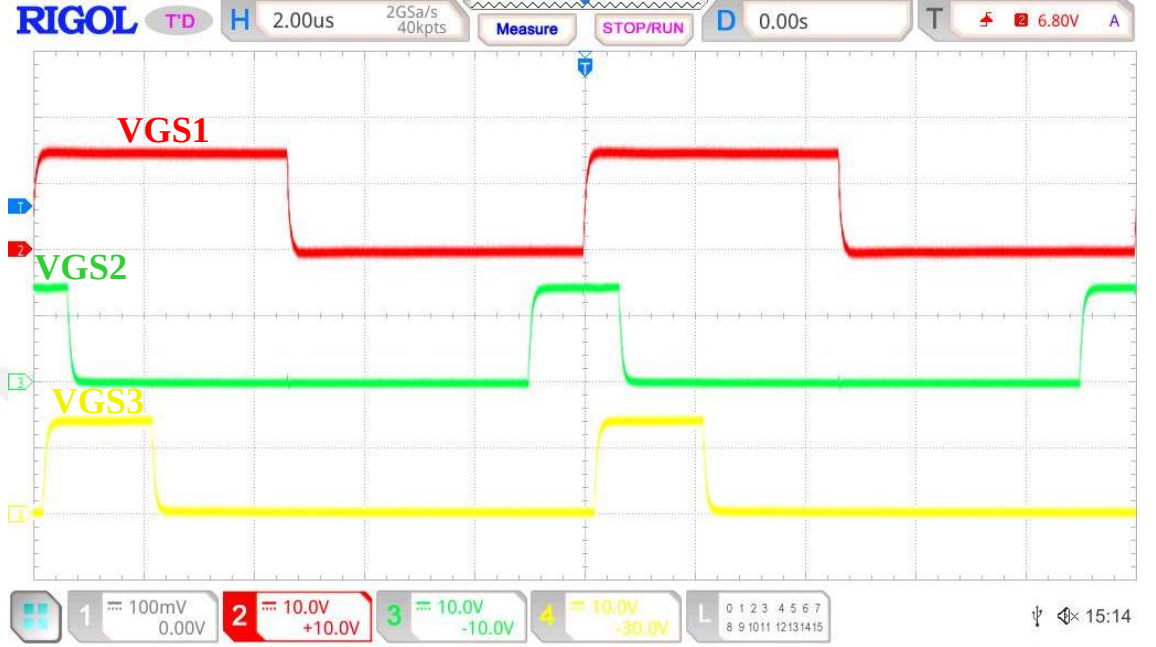
500 W çıkış gücüne ve 100 kHz frekans değerlerine sahip deneysel uygulama devresinde, 200 V giriş geriliminden 400 V çıkış gerilimi elde edilmektedir. Bu gerilim dönüşümünü sağlamak için doluluk oranı potansiyometre kullanılarak ayarlanmıştır. Böylelikle dönüştürücünün tam yük altında çalışması sağlanmıştır. Deneysel uygulama devresinin tam yük altında çalışmasıyla elde edilen dalga şekilleri Şekil 5.12 - Şekil 5.18’de verilmiştir.

Şekil 5.12’de, ana anahtarın ve yardımcı anahtarların kontrol sinyalleri sunulmaktadır. Şekilden anlaşılacağı üzere, yardımcı anahtarlar iletim süresini periyodun küçük bir kısmında sürdürerek PWM çalışma prensibini korumaktadır. Ana ve yardımcı anahtarların kontrol sinyalleri, bir Dijital Sinyal İşleyici (DSP) kullanılarak üretilmiştir. Önerilen dönüştürücünün deneysel uygulama devresinde, DSP’nin analog-dijital dönüştürücü (ADC) kanalı aracılığıyla harici bir potansiyometre kullanılarak kontrol sinyallerinin doluluk oranı 0,5 olarak ayarlanmıştır.

Şekil 5.13’te S_1 ana anahtarına ait kontrol sinyaliyle birlikte akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekilden anlaşılacağı üzere, ana anahtarın üzerine düşen gerilim, önerilen yeni bastırma hücresi sayesinde sıfıra indirilmiş ve ardından ana anahtarın dahili diyotu D_1 iletime girmiştir. Anahtarın gerilimi sıfırda tutulurken, kontrol sinyali uygulanmış ve böylelikle akım ve gerilim çakışması yaşanmadan, kayıpsız bir şekilde anahtarın ZVT ile iletime girmesi sağlanmıştır. Ayrıca, anahtar kesime girerken üzerine düşen gerilimin yükselme hızı sınırlandırılarak ZVS ile kesime geçtiği

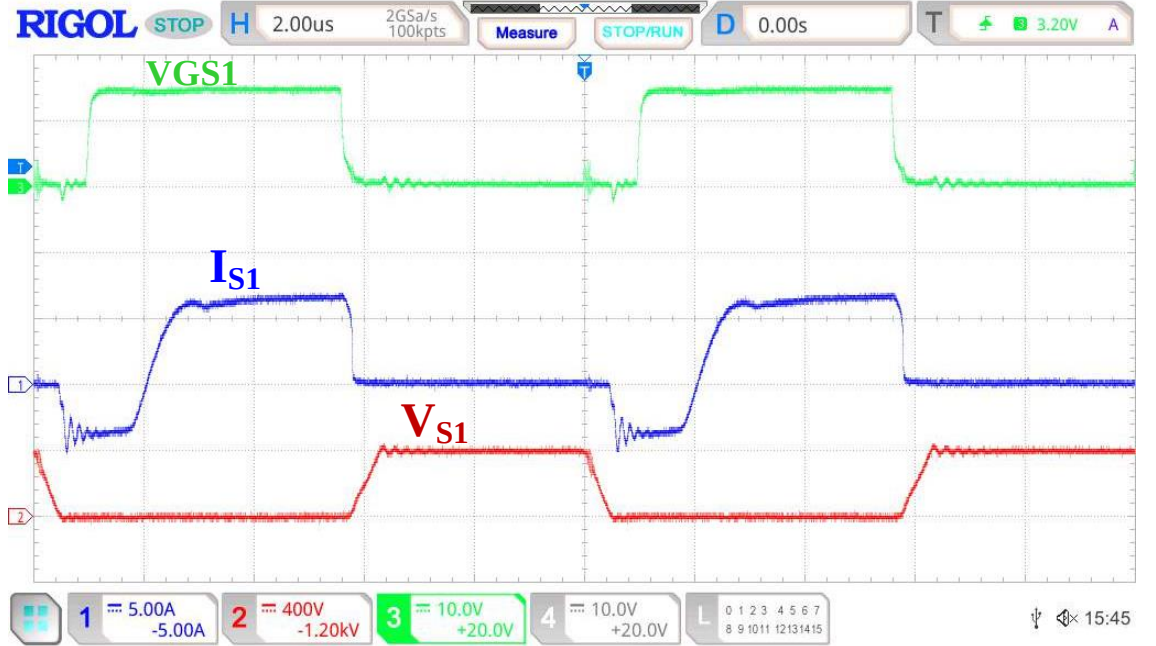
gözlemlenmektedir. Böylece anahtarlardan kaynaklı kayıplar en aza indirgenerek kesime girme işlemi tamamlanmaktadır.

MSO5204 Sat October 28 15:14:47 2023



Şekil 5. 12. Ana ve yardımcı anahtarlara ait kontrol sinyalleri

MSO5204 Sat October 28 15:45:49 2023



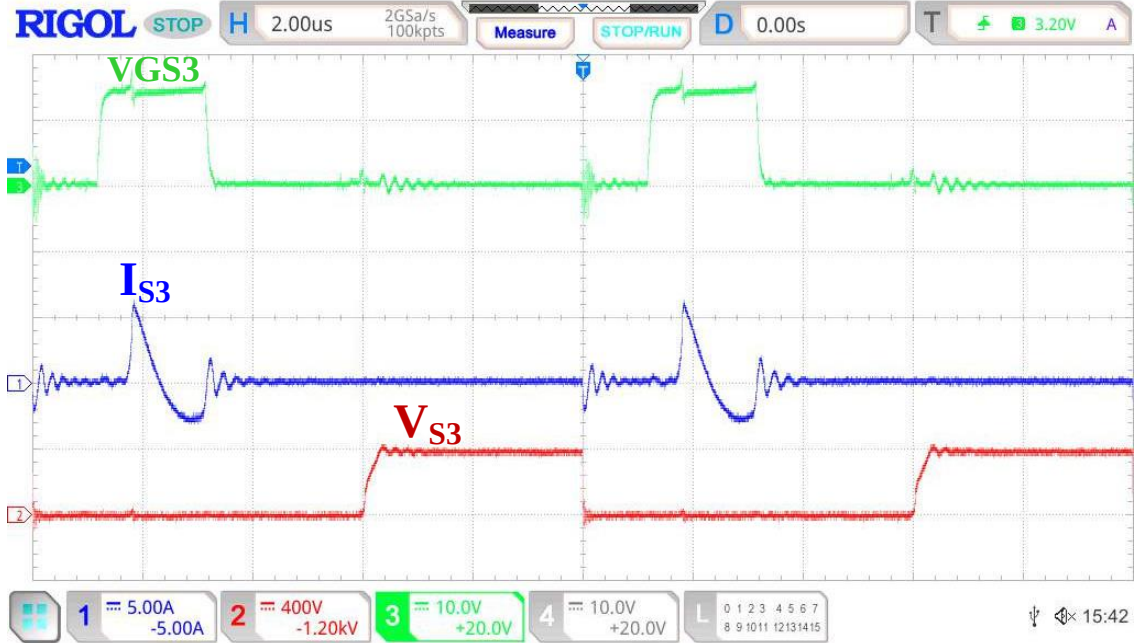
Şekil 5. 13. Ana anahtara ait kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri

MSO5204 Sat October 28 15:36:11 2023



Şekil 5. 14. S₂ yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri

MSO5204 Sat October 28 15:42:42 2023



Şekil 5. 15. S₃ yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri

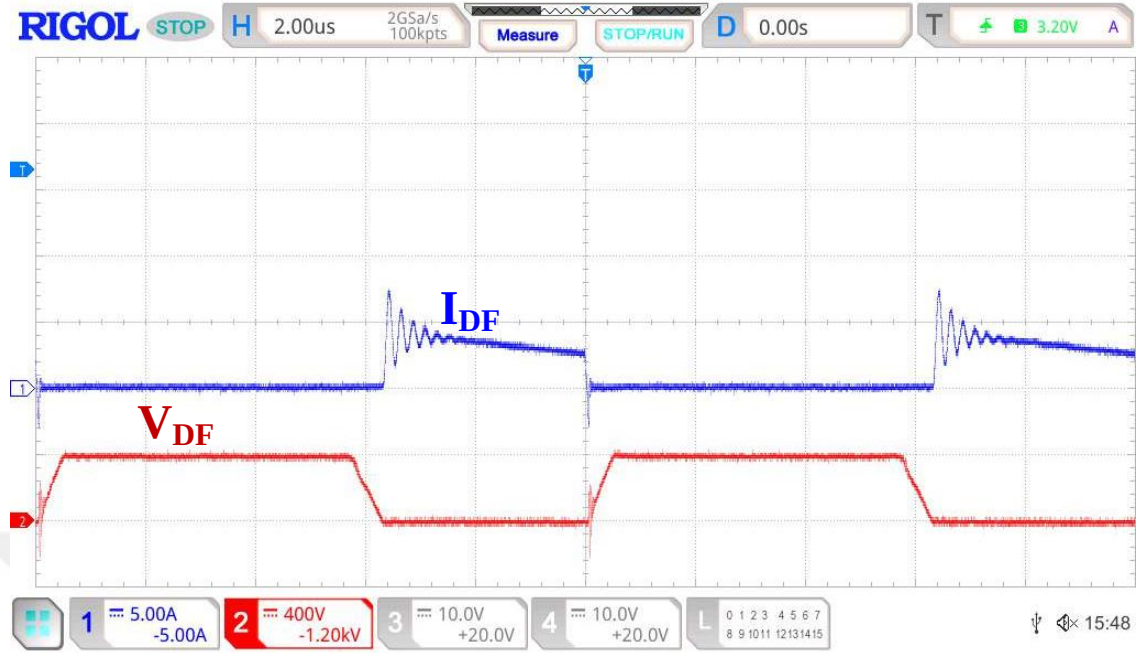
Şekil 5.14'te S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyaliyle birlikte akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü üzere, seri bağlı rezonans endüktansı sayesinde anahtar üzerinden geçen akımın yükselme hızı sınırlandırılmış ve yardımcı anahtarın ZCS ile iletme girmesi sağlanmıştır. C_r rezonans kondansatörü sayesinde ise yardımcı anahtarının uçlarındaki gerilimin yükselme hızı sınırlandırılarak yardımcı anahtarın ZVS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Bu SS teknikleri, S_2 yardımcı anahtarının iletme ve kesime girmesi sırasında oluşan anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltırken aynı zamanda yardımcı anahtar üzerinde herhangi bir ilave gerilim stresi oluşturmamaktadır.

Şekil 5.15'te S_3 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyaliyle birlikte akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekilden anlaşıldığı üzere, S_3 yardımcı anahtarının iletme girmesi ZCZVS ile gerçekleşmektedir. Kesime geçiş aşamasında, anahtarın uçlarındaki gerilim sıfır seviyesinde ve yardımcı anahtarın dahili diyotu D_3 iletimdeyken anahtara uygulanan kontrol sinyali kaldırılır. Böylelikle akım ve gerilim çakışması yaşanmadan, kayıpsız bir şekilde yardımcı anahtarın ZCT ile kesime girmesi sağlanmaktadır.

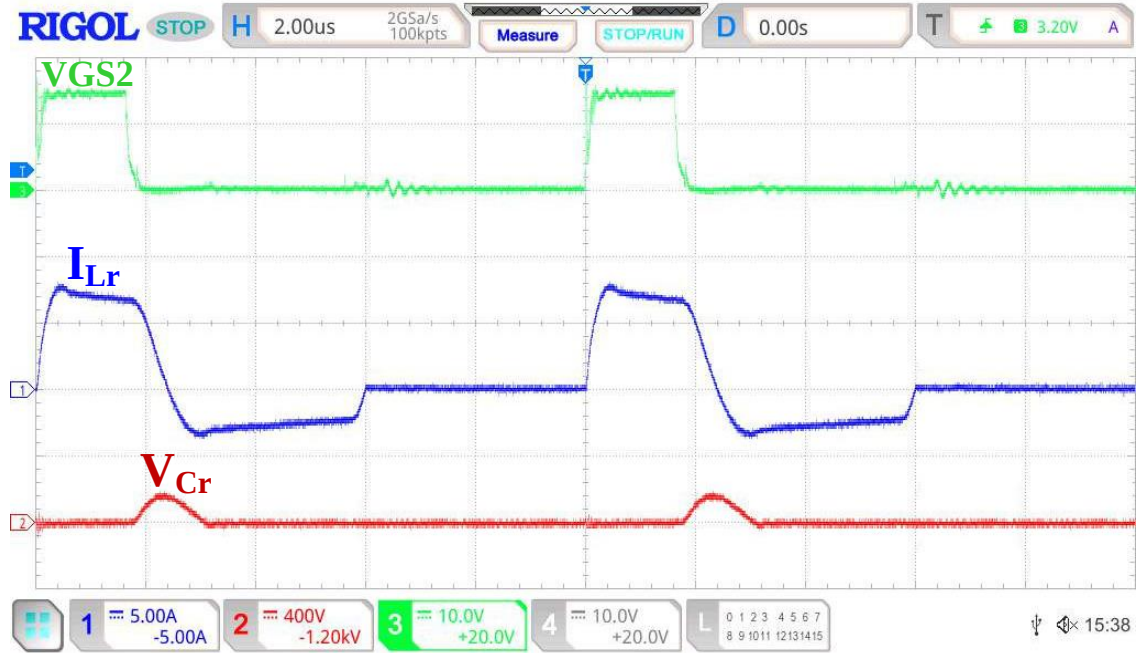
Şekil 5.16'da D_F ana diyotuna ait akım ve gerilim dalga şekilleri bulunmaktadır. Şekilden görüldüğü üzere, sunulan bastırma hücresi sayesinde ana diyotun ZVS ile iletme ve ZCS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Aynı zamanda, ana diyot üzerinde ilave bir gerilim stresi oluşmadığı ve ters toparlanma kayıplarının önemli ölçüde azaldığı şekilden açıkça görülmektedir.

Şekil 5.17'de S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali, L_r rezonans endüktansı akımı ve C_r rezonans kondansatörü gerilimine ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekle bakıldığında kondansatör geriliminin, çıkış geriliminin yarısına kadar yükseldiği görülmektedir. Bu sayede, S_2 yardımcı anahtarı üzerinde herhangi bir ilave gerilim stresi oluşması engellenmektedir.

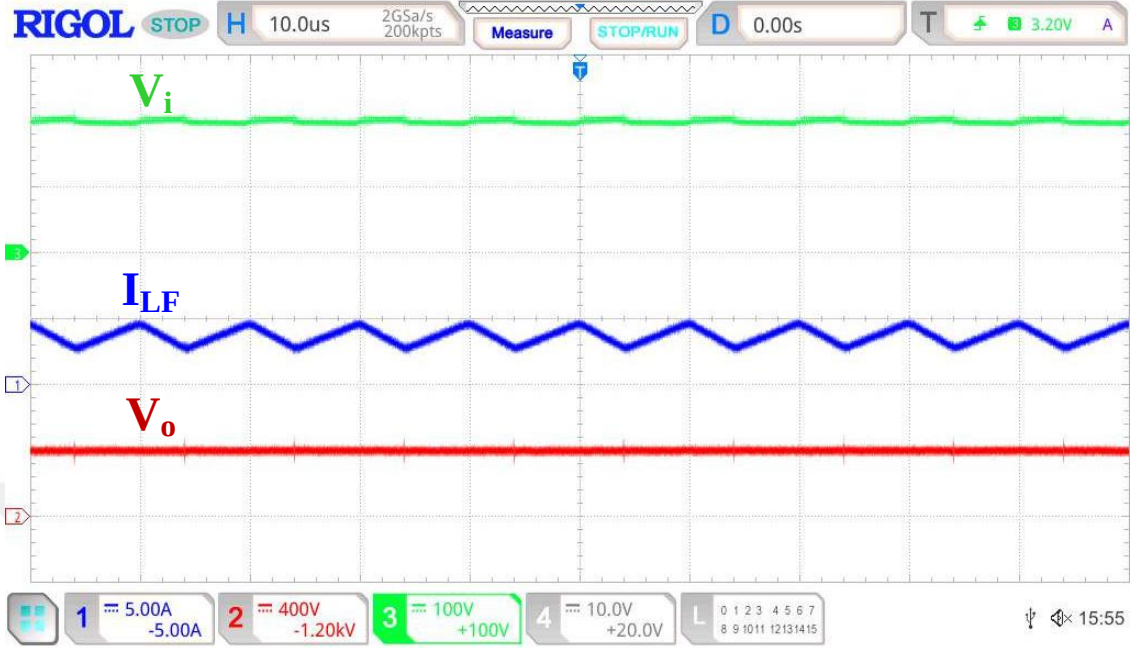
Şekil 5.18'de I_{LF} giriş akımı, V_i giriş gerilimi ve V_o çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de açıkça görüldüğü üzere, 200 V'luk giriş geriliminden 400 V'luk çıkış gerilimi elde edilmektedir. Bu durum, çıkış geriliminin başarılı bir şekilde kontrol edildiğini göstermektedir.



Şekil 5. 16. D_F ana diyotuna ait akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 5. 17. S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, L_r rezonans endüktansı akımı ve C_r rezonans kondansatörü gerilimi dalga şekilleri



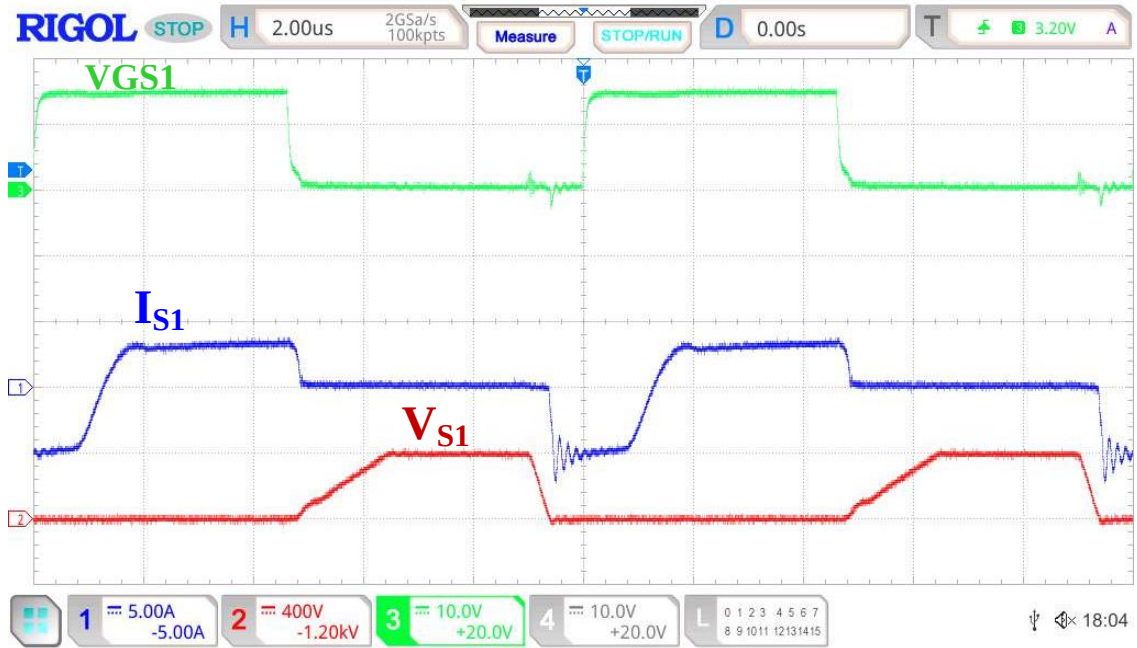
Şekil 5. 18. I_i giriş akımı, V_i giriş ve V_o çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri

Sunulan dönüştürücünün tam yük altında elde edilen deneysel sonuçları, teorik analizle uyumlu çıkmaktadır. Ayrıca, önerilen dönüştürücünün hafif yüklerde SS ile anahtarlandığını doğrulamak amacıyla deneysel uygulama devresi 50 W çıkış gücünde çalıştırılmış ve elde edilen dalga şekilleri Şekil 5.19 - Şekil 5.24'te sunulmuştur.

Şekil 5.19'da, 50 W gücündeki ana anahtarın kontrol sinyali ile akım ve geriliminin dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü üzere, hafif yük koşullarında dahi ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmesi sağlanmaktadır. Bu durumda, ana anahtar üzerinde herhangi bir ek gerilim stresi oluşmamaktadır. Şekil 5.20'de, 50 W gücünde S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri bulunmaktadır. Hem tam yük hem de hafif yük koşullarında, yardımcı anahtarın ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girdiği gözlemlenmektedir. Ayrıca S_2 yardımcı anahtarının üzerinde ek bir gerilim stresi oluşmamaktadır. Şekil 5.21'de, 50 W gücünde S_3 yardımcı anahtarının kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri bulunmaktadır. Şekle bakıldığında, hafif yük koşullarında bile S_3 yardımcı anahtarının SS ile anahtarlandığı ve üzerinde ilave bir gerilim stresi oluşmadığı görülmektedir.

Şekil 5.22’de, 50 W gücünde D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri sunulmaktadır. Hafif yük koşullarında dahi, ana diyotun SS ile anahtarlandığı gözlemlenmektedir. Şekil 5.23’te, 50 W gücünde S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, L_r rezonans endüktansı akımı ve C_r rezonans kondansatörü gerilimi dalga şekilleri verilmiştir. Hafif yükler altında, L_r endüktansının taşıdığı akım ve C_r kondansatörünün üzerindeki gerilim, tam yük koşullarına kıyasla daha düşük değerler göstermektedir. Bu durum, sistemin hafif yükler altında çalışırken L_r ve C_r bileşenlerinin daha az enerji depoladığını veya taşıdığını göstermektedir. Şekil 5.24’te, 50 W gücünde I_{LF} giriş akımı, V_i giriş ve V_o çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri sunulmaktadır. Şekilden de anlaşılabileceği üzere, hafif yükler altında bile 200 V giriş geriliminden 400 V çıkış gerilimi elde edilerek çıkış gerilimi başarılı bir şekilde kontrol edilebilmektedir.

MSO5204 Sat October 28 18:05:28 2023



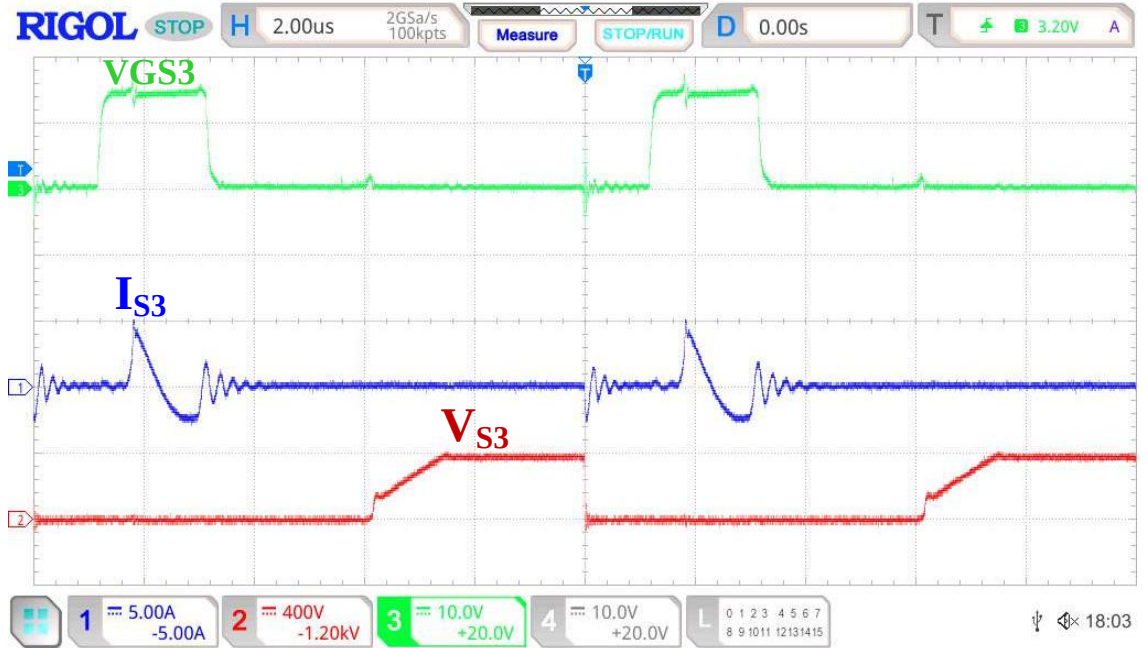
Şekil 5. 19. 50 W gücünde ana anahtarın kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri

MSO5204 Sat October 28 18:03:04 2023



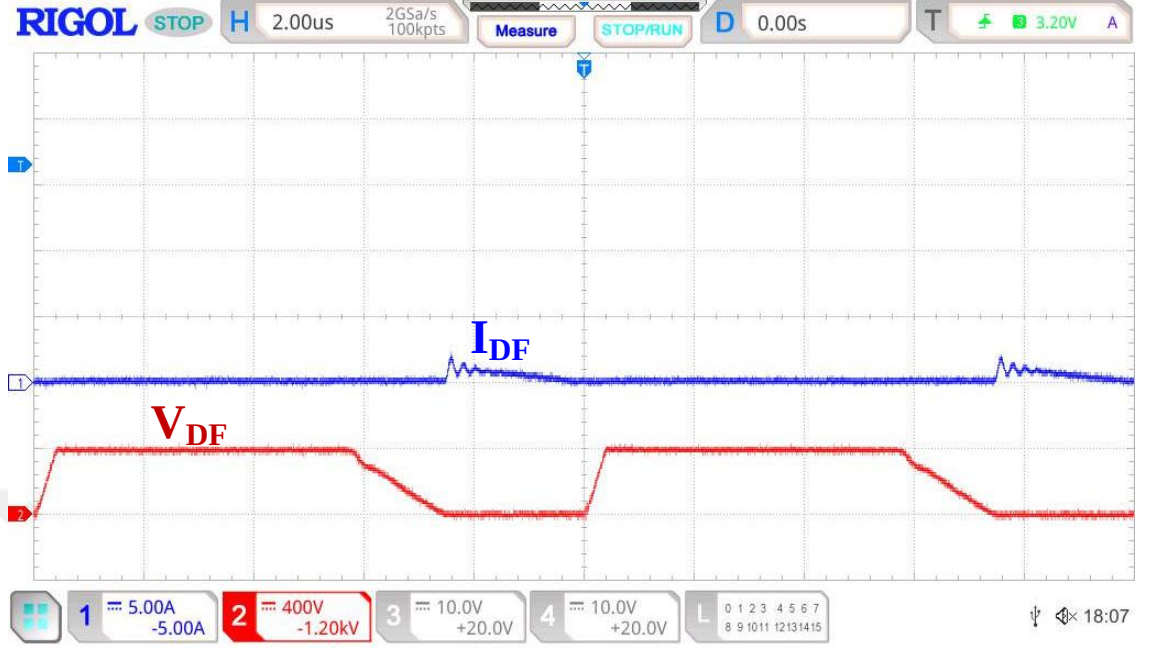
Şekil 5. 20. 50 W gücünde S_2 yardımcı anahtarının kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri

MSO5204 Sat October 28 18:03:50 2023



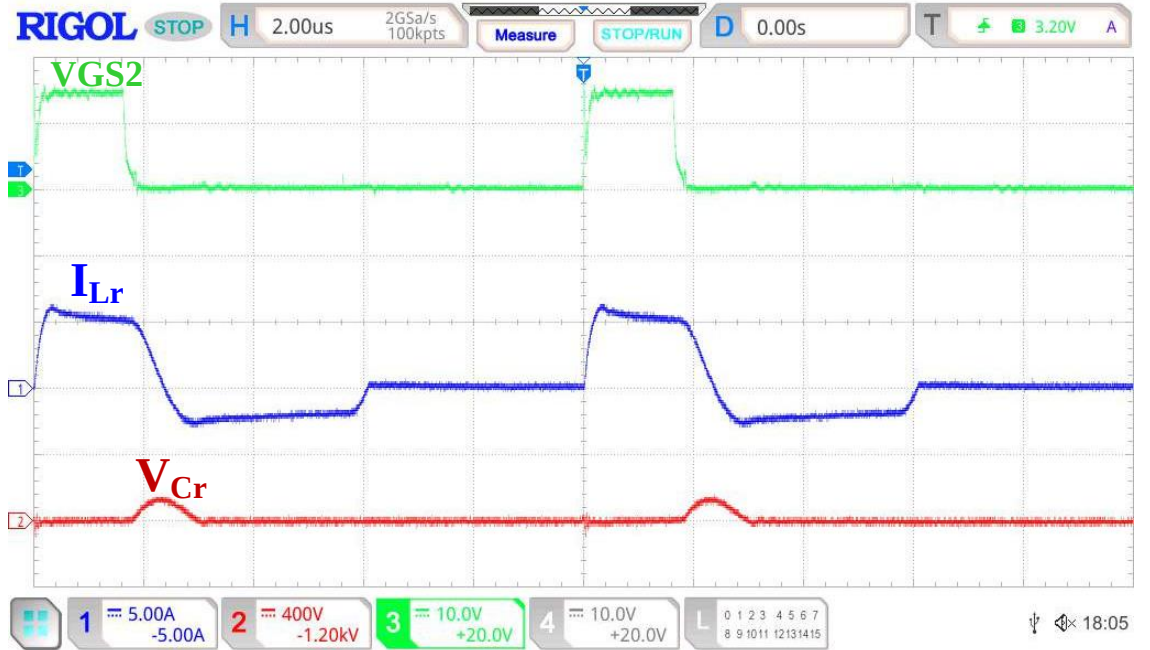
Şekil 5. 21. 50 W gücünde S_3 yardımcı anahtarının kontrol sinyali ile akım ve gerilim dalga şekilleri

MSO5204 Sat October 28 18:07:50 2023

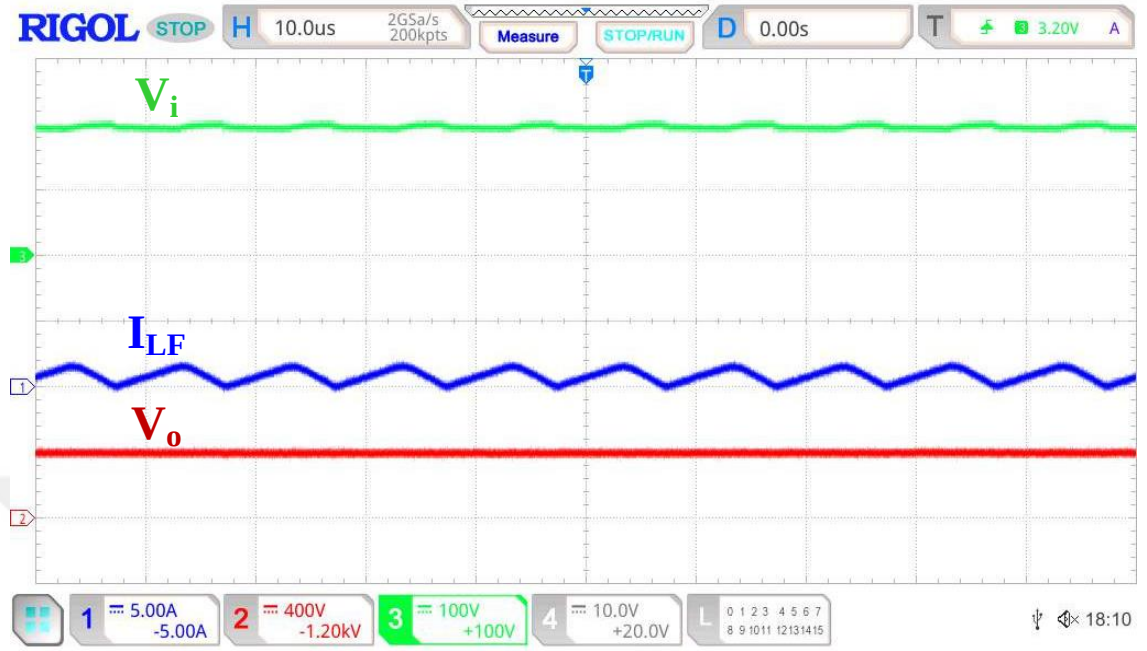


Şekil 5. 22. 50 W gücünde D_F ana diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri

MSO5204 Sat October 28 18:06:30 2023



Şekil 5. 23. 50 W gücünde S_2 yardımcı anahtarına ait kontrol sinyali, L_r rezonans endüktansı akımı ve C_r rezonans kondansatörü gerilimi dalga şekilleri



Şekil 5. 24. 50 W gücünde I_L giriş akımı, V_i giriş ve V_o çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri

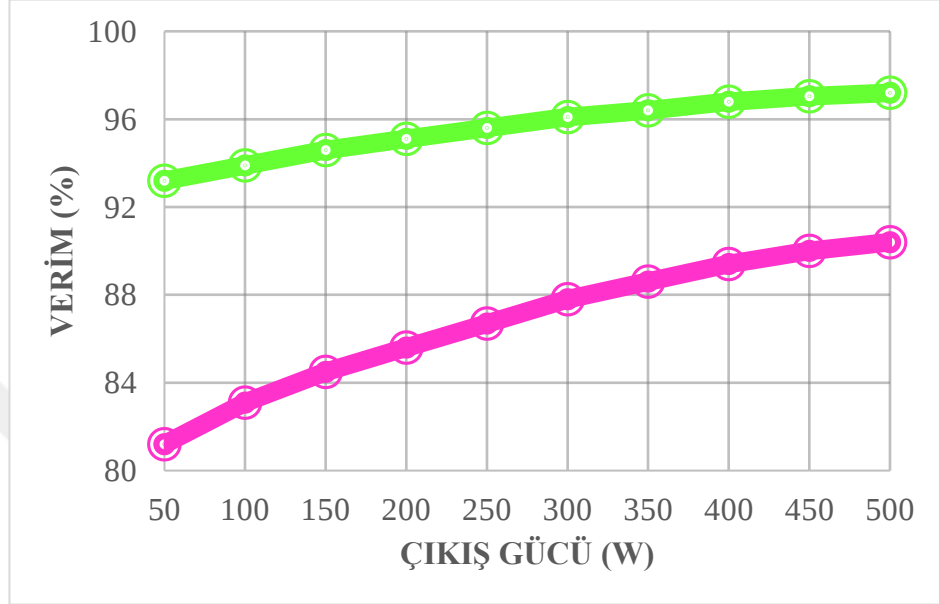
Sunulan dönüştürücünün deneysel uygulama devresinde, yarı iletken güç elemanlarının tamamının SS ile anahtarıldığı gözlemlenmektedir. Tablo 5.3'te, dönüştürücüde bulunan yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama geçişleri verilmiştir.

Tablo 5. 3. Dönüştürücüdeki yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama geçişleri

Yarı iletken güç elemanı	İletime girme	Kesime girme
S_1	ZVT	ZVS
S_2	ZCS	ZVS
S_3	ZVS	ZCT
D_F	ZVS	ZCS

Bu tez çalışmasında sunulan yeni PWM DC-DC yükseltici dönüştürücünün deneysel sonuçları ile SS çalışmayı sağladığı ortaya konulmuştur. Önerilen dönüştürücünün tam yükte HS ve SS çalışmasında nasıl bir verimlilik değişimi sergilediğini göstermek amacıyla güç

analizörü ile verim değerleri ölçülmüştür. Elde edilen değerlere göre hazırlanan ve Şekil 5.25'te gösterilen verim eğrisinde nominal çıkış gücünde, sert anahtarlama ile elde edilen verim %90.4 iken bu değer, önerilen aktif bastırma hücresi sayesinde, yumuşak anahtarlama ile çalışmada %97.2'e ulaşmaktadır.



Şekil 5. 25. Yeni ZVT PWM DC-DC dönüştürücünün HS ve SS verim eğrileri

6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA

Darbe genişlik modülasyonlu (PWM) DC-DC yükseltici dönüştürücüler, elektrikli araçlar, yenilenebilir enerji kaynakları ve güç faktörü düzeltme devreleri gibi birçok alanda yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu dönüştürücüler, yüksek güç yoğunluğu ve kontrol kolaylığı gibi avantajları ile öne çıkmaktadır. Bu özelliklerin sağlanması için PWM DC-DC dönüştürücüler yüksek frekanslarda çalıştırılmalıdır. Yüksek frekanslar, filtre elemanları ve transformatör gibi manyetik elemanların boyutlarını önemli ölçüde azaltarak güç yoğunluğunu artırırken daha küçük boyutlu elemanların kullanımını mümkün kılarak maliyeti düşürmektedir. Ancak, yüksek frekanslara çıkıldıkça dönüştürücünün anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim (EMI) gürültüleri de artmaktadır. Bu durum, dönüştürücünün performansını ve verimliliğini olumsuz yönde etkilemektedir. Bu problemler, HS yerine bastırma hücreleri yardımıyla elde edilen SS tekniklerinin kullanılmasıyla giderilebilmektedir. Genel olarak yumuşak anahtarlama teknikleri, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde geçiş (ZVT) ve sıfır akımda geçiş (ZCT) şeklinde gruplandırılmaktadır. SS, güç elektroniği alanında önemli bir araştırma konusudur. Bu alanda literatürde çok sayıda çalışma bulunmakta ve günümüzde halen bu konuda araştırmalar sürdürülmektedir.

Bu tez çalışmasında, literatürdeki SS'li dönüştürücülerin dezavantajlarının birçoğunu ortadan kaldıran ve istenen özelliklerinin birçoğunu taşıyan yeni bir ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü yapısı sunulmuştur. Önerilen dönüştürücünün çalışma modları ve teorik analizi detaylı bir şekilde sunulmuş ve ayrıca dönüştürücünün özellikleri sıralanmıştır. Dönüştürücünün deneysel çalışmasını gerçekleştirebilmek için tasarım parametreleri belirlenmiştir. Yeni ZVT PWM DC-DC yükseltici dönüştürücü için, teorik analizlerin doğruluğunu test etmek amacıyla belirlenen tasarım parametreleri kullanılarak bir simülasyon çalışması yapılmış ve bu çalışmanın ardından laboratuvar ortamında deneysel bir uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. 500 W çıkış gücü ve 100 kHz anahtarlama frekansına sahip dönüştürücünün simülasyon ve deneysel çalışma sonuçlarının, teorik analizlerle uyumlu olduğu tespit edilmiştir. Önerilen dönüştürücüde ana anahtarın ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girdiği ve bu süreçte üzerinde ek bir gerilim stresi oluşmadığı gözlemlenmiştir. S₂ yardımcı anahtarının ise ZCS ile iletme ve ZVS ile kesime girdiği ve üzerinde herhangi bir gerilim stresi oluşmadığı belirlenmiştir.

S_3 yardımcı anahtarının ZVS ile iletme ve ZCT ile kesime girdiği gözlemlenmiştir. Benzer şekilde, S_3 yardımcı anahtarının herhangi bir gerilim stresine maruz kalmadığı görülmüştür. Dönüştürücüdeki ana diyot ise SS ile anahtarlanmaktadır. Böylelikle anahtarlama esnasında meydana gelen kayıplar minimize edilerek dönüştürücünün daha verimli çalışması sağlanmıştır. Ayrıca, dönüştürücünün geniş yük aralığında çalışabilirliğini doğrulamak amacıyla, dönüştürücü 50 W gücünde çalıştırılmış ve hafif yüklerde dahi yumuşak anahtarlama ile çalışmanın sürdürüldüğü gözlemlenmiştir.

Bu tez çalışması, bilim ve teknolojiye özgün bir katkı sağlayarak toplumun refah seviyesini artırabilecek yeni uygulamaların önünü açmaktadır. Ayrıca, bu çalışmanın gelecekte benzer araştırmalar yapacak kişiler için önemli bir referans kaynağı olacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- Akın, B. (2014) “An improved ZVT–ZCT PWM DC–DC boost converter with increased efficiency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(4), 1919-1926.
- Akın, B. and Bodur, H. (2011) “A new single-phase soft-switching power factor correction converter”, *IEEE Transactions on Power electronics*, 26(2), 436-443.
- Aksoy, I., Bodur, H. and Bakan, A. F. (2010) “A new ZVT-ZCT-PWM DC–DC converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(8), 2093-2105.
- Altıntaş, N., Bakan, A. F. and Aksoy, I. (2014) “A novel ZVT-ZCT-PWM boost converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1), 256-265.
- Bodur, H. (2014) Güç Elektroniği 3. Baskı, *Birsen Yayınevi*, İstanbul.
- Bodur, H., Aksoy, İ., ve Akın, B., (2002), “DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri”, Kaynak Elektrik, Sayı 158, 100-108, Haziran.
- Bodur, H. and Bakan, A. F. (2002) “A New ZVT-PWM DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17 (1), 40-47.
- Bodur, H. And Bakan, A. F. (2004) “A new ZVT-ZCT-PWM DC-DC converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(3), 676-684.
- Bodur, H., Cetin, S. and Yanik, G. (2011) “A new zero-voltage transition pulse width modulated boost converter”, *IET Power Electronics*, 4(7), 827-834.
- Bodur, H., Yesilyurt, H., Ting, N. S. and Sahin, Y. (2021) “Zero-voltage switching half-bridge pulse width modulation DC–DC converter with switched capacitor active snubber cell for renewable energy applications”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 49(9), 2686-2698.
- Bodur, H. and Yıldırım, S. (2017) “A new ZVT snubber cell for PWM-PFC boost converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1), 300-309.
- Cetin, S. (2016) “An improved zero voltage transition PWM boost converter with an active snubber cell”, *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 25(10), 1650128.
- Cetin, S. (2018) “Power-factor-corrected and fully soft-switched PWM boost converter”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(4), 3508-3517.
- Chen, M., Li, Tran, H. N., Tat-Thang, L. E., Jeong, H., Kim, S. and Choi, S. (2021) “A 300 kHz, 63 kW/L ZVT DC–DC converter for 800-V fuel cell electric vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(3), 2993-3006.

- Chen, M., Li, X., Zhang, H. and Yoshihara, T. (2014) "A novel soft-switching modular inverter for photovoltaic PCU with high efficiency and reduced size", *IEEE Transactions on Electronics, Information and Systems*, 134(11), 1647-1655.
- Chen, Y. T., Li, Z. M. and Liang, R. H. (2018) "A novel soft-switching interleaved coupled-inductor boost converter with only single auxiliary circuit", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3), 2267-2281.
- Chen, Y. T., Shiu, S. M. and Liang, R. H. (2012) "Analysis and design of a zero-voltage-switching and zero-current-switching interleaved boost converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1), 161-173.
- Dusmez, S., Khaligh, A. and Hasanzadeh, A. (2015) "*IEEE Transactions on Industrial Electronics*", 62(5), 3152-3162.
- Hua, G., Leu, C. S., Jiang, Y. and Lee, F. C. (1994) "Novel zero-voltage-transition PWM converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(2), 213-219.
- Huang, W. and Moschopoulos, G. (2006) "A new family of zero-voltage-transition PWM converters with dual active auxiliary circuits", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(2), 370-379.
- Hwu, K. I., Lin, Z. F. and Tseng, P. C. (2023) "Boost Converter with main switch possessing ZVT and ZCT and auxiliary switch possessing ZCS", *Energies*, 16(14), 5504.
- Iskender, I. and Genc, N. (2010) "Design and analysis of a novel zero-voltage-transition interleaved boost converter for renewable power applications", *International Journal of Electronics*, 97(9), 1051-1070.
- Jain, N., Jain, P. K. and Joos, G. (2004) "A zero voltage transition boost converter employing a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(1), 130-139.
- Jang, Y., Jovanovic, M. M., Fang, K. H. and Chang, Y. M. (2006) "High-power-factor soft-switched boost converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(1), 98-104.
- Khorasani, R. R., Jazi, H. M., Khoshkbar-Sadigh, A., Chaudhuri, N. R., Shaneh, M., Nourieh, N., Adib, E. and Wheeler, P. (2022) "ZVT high step-up boost converter with wide input voltage and wide output power for renewable energy applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(5), 6057-6069.
- Kothapalli, K. R., Ramteke, M. R., Suryawanshi, H. M., Reddi, N. K. and Kalahasthi, R. B. (2021) "A coupled inductor based high step-up converter for DC microgrid applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(6), 4927-4940.

- Lee, K. J., Park, B. G., Kim, R. Y. and Hyun, D. S. (2012) “Nonisolated ZVT two-inductor boost converter with a single resonant inductor for high step-up applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(4), 1966-1973.
- Lee, H. J. and Kim, Y. H. (2019) “Analysis and design of a ZVT resonant boost converter using an auxiliary resonant circuit”, *Electronics*, 8(4), 466.
- Li, W., Xiang, X., Li, C., Li, W. and He, X. (2013) “Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1), 300-313.
- Li, Z., Qian, W. and Zhang, X. (2019) “An optimized zero-voltage zero-current transition boost converter realized by coupled inductor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9), 8882-8893.
- Lin, B. R. And Dong, J. Y. (2011) “New zero-voltage switching DC–DC converter for renewable energy conversion systems” *IET Power Electronics*, 5(4), 393-400.
- Park, S. and Choi, S. (2010) “Soft-switched CCM boost converter with high voltage gain for high-power applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(5), 1211-1217.
- Park, S. H., Park, S. R., Yu, J. S., Jung, Y. C. and Won, C. Y. (2010) “Analysis and design of a soft-switching boost converter with an HI-bridge auxiliary resonant circuit”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(8), 2142-2149.
- Sahin, Y. (2018) “A novel soft switching PWM-PFC AC-DC boost converter”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 13(1), 256-262.
- Sahin, Y., Ting, N. S. and Acar, F. (2018) “A soft switching with reduced voltage stress ZVT-PWM full-bridge converter”, *Review of Scientific Instruments*, 89(4).
- Sahin, Y., Ting, N. S. and Aksoy, I. (2018) “A highly efficient ZVT–ZCT PWM boost converter with direct power transfer”, *Electrical Engineering*, 100, 1113-1123.
- Stein, C. M. and Hey, H. L. (2000) “A true ZCZVT commutation cell for PWM converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(1), 185-193.
- Şahin, Y., Donuk, H., ve Gökcan, A. O. (2015) “DC-DC dönüştürücülerde optimum bastırma hücresi tasarımı kriterleri”, *VI. Enerji Verimliliği Kalitesi Sempozyumu*.
- Tinğ, N.S. (2016). Yumuşak anahtarlama yeni bir DC-DC dönüştürücünün geliştirilmesi ve gerçekleştirilmesi. (Doktora Tezi). YÖK tez merkezinden edinilmiştir (444709).
- Ting, N. S. (2018) “A new high power factor ZVT–ZCT AC–DC boost converter”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 13(4), 1538-1547.

- Ting, N. S., Aksoy, I. and Sahin, Y. (2017) "ZVT-PWM DC–DC boost converter with active snubber cell", *IET Power Electronics*, 10(2), 251-260.
- Ting, N. S., Sahin, Y. and Aksoy, I. (2017) "Analysis, design, and implementation of a zero-voltage-transition interleaved boost converter", *Journal of Power electronics*, 17(1), 41-55.
- Tohidi, B., Delshad, M. and Saghafi, H. (2022) "A new interleaved zvt high step-up converter with low count elements for photovoltaic applications", *Journal of Renewable Energy and Environment*, 9(1), 70-77.
- Tran, H. N. And Choi, S. (2020) "A family of ZVT DC–DC converters with low-voltage ringing", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1), 59-69.
- Tsai, H. Y., Hsia, T. H. and Chen, D. (2011) "A family of zero-voltage-transition bridgeless power-factor-correction circuits with a zero-current-switching auxiliary switch", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5), 1848-1855.
- Tseng, C. J. and Chen, C. L. (1998) "Novel ZVT-PWM converters with active snubbers", *IEEE transactions on Power Electronics*, 13(5), 861-869.
- Turksoy, O., Yilmaz, U. and Teke, A. (2021) "Efficient AC-DC power factor corrected boost converter design for battery charger in electric vehicles", *Energy*, 221, 119765.
- Wu, C. C. and Young, C. M. (2003) "New ZVT-PWM DC/DC converters using active snubber", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 39(1), 164-175.
- Wang, C. M. (2005) "A novel zero-voltage-switching PWM boost rectifier with high power factor and low conduction losses", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(2), 427-435.
- Wang, C. M., Lin, C. H., Lu, C. M. and Li, J. C. (2015) "Design and realisation of a zero-voltage transition pulse-width modulation interleaved boost power factor correction converter", *IET Power Electronics*, 8(8), 1542-1551.
- Xiao, H. F., Liu, X. P. and Lan, K. (2014) "Zero-voltage-transition full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-connected inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10), 5393-5401.
- Xiao, H. F., Zhang, L. and Li, Y. (2017) "A zero-voltage-transition HERIC-type transformerless photovoltaic grid-connected inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2), 1222-1232.
- Yang, B., Li, W., Zhao, Y. and He, X. (2010) "Design and analysis of a grid-connected photovoltaic power system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(4), 992-1000.

- Yau, Y. T., Hwu, K. I. and Shieh, J. J. (2020) “Simple Structure of Soft Switching for Boost Converter”, *Energies*, 13(20), 5448.
- Yesilyurt, H. and Bodur, H. (2019) “New active snubber cell for high power isolated PWM DC–DC converters”, *IET Circuits, Devices & Systems*, 13(6), 822-829.
- Yesilyurt, H., Sahin, Y., & Ting, N. S. (2023). Fully soft-switched half-bridge DC–DC converter for hybrid electric vehicle battery charge applications. *Electrical Engineering*, 1-11.
- Zhang, X., Qian, W. and Li, Z. (2017) “Design and analysis of a novel ZVZCT boost converter with coupling effect”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 8992-9000.



EKLER

Ek-1. Tez Çalışması Süresince Yapılan Akademik Çalışmalar

Gecmez, H. S. and Ting, N. S. (2023) “Analysis and simulation of two zvt boost converters with active snubber cell”, International Research and Reviews in Engineering 1st ed., **Serüven Publishing**, Ankara, 135-152.

